



**Дьяконов В.П., Максимчук А.А.
Ремнев А.М., Смердов В.Ю.**

Энциклопедия устройств на полевых транзисторах



Б
И **иблиотека**
нженера



Дьяконов В. П., Максимчук А. А.,
Ремнев А. М., Смердов В. Ю.

ЭНЦИКЛОПЕДИЯ УСТРОЙСТВ НА ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРАХ

Под общей редакцией проф. В. П. Дьяконова

Москва
СОЛОН-Р
2002 г

Дьяконов В. П., Максимчук А. А., Ремнев А. М., Смердов В. Ю.

Энциклопедия устройств на полевых транзисторах/ Дьяконов В. П., Максимчук А. А., Ремнев А. М., Смердов В. Ю. — М.: СОЛОН-Р. — 2002. 512 с., ил.

ISBN 5-93455-160-4

В книге приведено самое полное описание устройств на полевых транзисторах. Особое внимание уделено новым классам этих приборов — мощным полевым транзисторам различного типа, IGBT и интегральным микросхемам на их основе. Даны основы теории, расчета и описание работы самых различных схем на полевых транзисторах: ключей, электронных регуляторов, импульсных и резонансных источников электропитания, высокоскоростных импульсных устройств, формирователей мощных импульсов, усилителей и генераторов различных частот. Приведены справочные данные по всем отечественным мощным полевым транзисторам и самым распространенным приборам зарубежного производства. Описано представление этого класса приборов и устройств на их основе в Интернете, дана методика их математического моделирования и отладки. Рассчитана на специалистов по радиотехнике и электронике, студентов технических вузов и подготовленных радиолюбителей.

Эту книгу можно заказать по почте (наложенным платежом — стоимость 219 руб.) двумя способами:

- 1) выслать почтовую открытку или письмо по адресу: 123242, Москва, а/я 20;
- 2) передать заказ по электронной почте (e-mail) по адресу: magazin@solon-r.ru.

Необходимо написать полный адрес, по которому выслать книги. Обязательно указывать индекс и Ф. И. О. получателя!

При наличии — указать телефон, по которому с вами можно связаться, и адрес электронной почты (E-mail).

Цены действительны до 1 сентября 2002 г.

Вы можете в любое время получить свежий каталог издательства «СОЛОН-Р» по Интернету, послав пустое письмо на робот-автоответчик по адресу katalog@solon-r.ru, а также подписаться на рассылку новостей о новых книгах издательства, послав письмо по адресу news@solon-r.ru с текстом «SUBSCRIBE» (без кавычек) в теле письма.

ISBN 5-93455-160-4

© Макет и обложка «СОЛОН-Р», 2002
© Дьяконов В. П., Максимчук А. А.,
Ремнев А. М., Смердов В. Ю., 2002

Введение

В недавнем прошлом полевые транзисторы (ПТ) были маломощными и дорогими приборами ограниченного применения. Однако разработчиков электронных устройств привлекал ряд их параметров, сходных с параметрами электровакуумных приборов, например высокое входное сопротивление и высокое быстродействие. По своим энергетическим показателям эти приборы намного уступали не только электронным лампам, но и биполярным транзисторам.

Число микромощных полевых транзисторов в современных микропроцессорах (например Intel Pentium 4) уже достигло десятков миллионов, а частота работы этих сложнейших устройств превысила 2,5 ГГц! А недавно корпорация Intel сообщила о разработке новой структуры полевого транзистора, размер которого уменьшен в тысячу раз, а рабочие частоты превышают 1 ТГц (1000 ГГц). Будущие микропроцессоры на этих приборах будут в сотни раз быстрее существующих, число транзисторов в них достигнет миллиарда, а потребляемая мощность даже уменьшится. Такие достижения, как бы это ни казалось странным, подстегивают развитие не только интегральных устройств, но и мощных дискретных приборов.

В начале 70-х годов ситуация с применением ПТ стала меняться. Успехи микроэлектроники позволили создать на одном кристалле множество (сотни и тысячи) структур маломощных ПТ, что дало возможность увеличить рабочие токи на 3...4 порядка, доведя их до десятков (а затем и сотен) ампер. Затем были найдены пути повышения рабочих напряжений — вначале до десятков вольт, а затем до 1...1,5 кВ. По своим энергетическим параметрам мощные полевые транзисторы уверенно обошли приемно-передающие лампы малой и средней мощности и составили самую серьезную конкуренцию мощным биполярным транзисторам. А в наше время они, и иные комбинированные приборы с полевым управлением, выдвинулись на первое место в силовой энергетике и в промышленной электронике. Объем их выпуска уже в 1996 году превысил 13 миллиардов долларов и интенсивно рос в последующие годы.

Начиная с указанного времени доля рынка мощных полевых транзисторов с изолированным затвором (MOSFET) с токами менее 50 А достигла 25% (силовые микросхемы с ними еще 14%) и превысила долю рынка, занимаемую мощными биполярными транзисторами. Появилась масса новых комбинированных приборов — биполярные транзисторы с полевым управлением IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor), полевые тиристоры IGCT (Integrated Gate Commutated Tiristor), запираемые тиристоры с полевым управлением GTO и др. Приборы IGBT уже обошли по объему применения тиристоры с токами ниже 50 А. Словом, наблюдается явная «полевизация» силовой электроники, причем, как и цифровых систем, львиная доля которых строится

сейчас на микросхемах с полевыми n-канальными и комплементарными приборами.

Приоритет в создании мощных ВЧ и СВЧ МДП-транзисторов принадлежит нашей стране [1]. Он отражен во множестве публикаций, как открытых [7—25, 27—30, 40—49, 51—71, 82 и др.], так и закрытых. Еще в 1973 г. первые отечественные мощные МДП-транзисторы КП901 и КП902 (разработчик Бачурин В. В. из НИИ «Пульсар») получили золотую медаль на Международной выставке-ярмарке в Лейпциге. Вскоре появились приборы КП904 [18], отдающие мощность в десятки ватт на частотах до 60 МГц, что было сенсацией.

В это же время коллективом авторов данной книги были выявлены, исследованы и реально использованы уникальные импульсные свойства мощных ВЧ и СВЧ МДП-транзисторов. Таким образом, полевые транзисторы впервые стали новым перспективным классом импульсных активных приборов с нано- и субнаносекундными временами переключения [11]. Впервые у нас были предложены и составные ненаасыщающиеся транзисторы, в которых мощный ПТ используется для управления более мощным биполярным прибором. Эти идеи затем были использованы при создании биполярных транзисторов с полевым управлением.

Когда-то король американского автомобилестроения Генри Форд на вопрос о том, какого цвета он выпускает свои автомобили, гордо отвечал — любого, при условии, что он черный! Видимо, не за горами то время, когда в ответ на вопрос о том, на каких транзисторах сделан ваш усилитель или компьютер, компетентный пользователь гордо произнесет — только на полевых!

К сожалению, в те и в последующие годы внедрение оригинальных идей и новых разработок у нас не приветствовалось, и электронная промышленность бывшего СССР была нацелена на копирование западных образцов. Тем не менее, приоритет в разработке ВЧ- и СВЧ-транзисторов не только был сохранен, но и была создана обширная номенклатура таких приборов, содержащая сейчас уже сотни типов, по энергетическим и частотным параметрам не уступающих западным образцам.

Что же касается импульсных и ключевых приборов, то время их разработки было несколько упущено. В результате по числу типов таких приборов и их рекордным показателям было допущено большое и прогрессирующее в годы развала СССР отставание от уровня соответствующих зарубежных разработок. В последние годы число типов отечественных импульсных мощных ПТ различного класса (с вертикальной структурой, со статической индукцией и др.), освоенных в серийном производстве, вновь быстро растет. Снижается стоимость приборов и возрастает их доступность. Однако в целом уровень их развития заметно отстает от зарубежного. Как положительный момент нашего бытия надо отметить, что теперь на нашем рынке легко приобрести практически любые типы зарубежных мощных полевых транзисторов, причем по вполне умеренным ценам.

Несмотря на все это разработчики радиоэлектронной аппаратуры у нас все еще слабо знакомы с основами схемотехнического применения этого нового класса мощных приборов, с параметрами и характеристиками реальных ра-

диоэлектронных устройств на их основе. Единственная выпущенная у нас переводная книга по этим приборам посвящена физике работы и особенностям ПТ [26], а не их схемотехническим применениям. Приведенные в ней данные относятся к зарубежным приборам, полные аналоги которых у нас отсутствуют, а многие области применения мощных ПТ даже не упомянуты.

В 1994 г. вышло справочное руководство по схемотехнике мощных полевых транзисторов [1]. Авторский коллектив [1] состоял из ведущих разработчиков мощных кремниевых и арсенид-галлиевых ПТ из НИИ «Пульсар» (г. Москва) и группы авторов-исследователей и разработчиков схем из Смоленского филиала МЭИ. Этот коллектив объединяли долгие годы совместной плодотворной работы, отраженные во многих научных и технических публикациях. На основе тщательного отбора наиболее интересных результатов исследований и разработок до 1992 года и была подготовлена книга [1], которая уже давно стала библиографической редкостью.

К сожалению, в дальнейшем эти связи были нарушены из-за известных геополитических и экономических изменений в странах бывшего СССР. В то же время, несмотря на явный крах многих направлений развития нашей электроники, развитие мощных полевых транзисторов бурно продолжалось как у нас, так и, особенно, за рубежом. Появились новые типы мощных полевых транзисторов, интегральных силовых модулей и схем на их основе. Число доступных потребителям приборов на нашем рынке многократно возросло, расширилось и число эффективных схемных решений в этой области.

Необычайно расширились сферы применения полевых транзисторов — как в науке, технике и промышленности, так и в творчестве радиолюбителей. Большая часть высокоэкономичных и малогабаритных источников электропитания уже давно строится на мощных полевых транзисторах. Приборы на их основе проникли в силовую энергетику и в железнодорожный транспорт.

Разработчики радиоприемной и передающей аппаратуры также все чаще отдают предпочтение полевым транзисторам. Спутниковая, кабельная и световолоконная связь реализует свои возможности во многом благодаря разработке ВЧ- и СВЧ-устройств на полевых транзисторах. Так что интерес к ним (и особенно к приборам большой мощности, крайне слабо отраженных в нашей литературе) постоянно возрастает как со стороны специалистов, так и радиолюбителей. Литература по мощным полевым транзисторам представлена массой статей (см. список литературы), но книг по их применению у нас практически нет.

Поистине необозримо применение полевых транзисторов в быстродействующих импульсных устройствах — от ключевых и логических схем в микропроцессорах, работающих с частотами гигагерцового диапазона до сильноточных устройств накачки мощных лазерных диодов и светоизлучающих лазерных решеток с токами десятки и сотни ампер. Термин «быстродействие» здесь довольно условен. Если маломощные ключевые схемы имеют времена переключения в субнаносекундном диапазоне при токах заметно меньших 1 А, то сильноточные устройства с токами импульсов в десятки и сотни ампер будут быстродействующими даже при временах переключения в десятки наносекунд.

В большинстве книг по мощным полевым транзисторам незаслуженно мало внимания уделяется математическому моделированию и даже просто расчету электронных устройств на этих приборах. Между тем полевые транзисторы куда более «тонкие» приборы, чем биполярные транзисторы. В них надо обязательно учитывать вероятность электрического пробоя. Авторы этой книги, кстати, внесли большой вклад в развитие лавинного режима работы и биполярных транзисторов — см., например, первую монографию по нему [52]. В связи с этим научно обоснованный расчет устройств на полевых транзисторах является гарантией разработки надежных устройств.

Если для научных работников и инженеров расчет устройств на полевых транзисторах безусловно интересен и важен, то нужен ли он для радиолюбителей, создающих любительские устройства на этих приборах? Пять-десять лет тому назад ответ на этот вопрос часто был отрицательным. Однако в наше время можно с уверенностью сказать, что он просто остро необходим. Появление современных систем компьютерной математики [235], таких как Derive, Mathcad, Maple, Mathematica и MATLAB, снимает трудности выполнения расчетов даже по самым «заумным» формулам. Многие радиолюбители вслед за профессионалами прекрасно освоили современные системы схемотехнического моделирования, такие как MicroCAP, PSpice, Electronics Workbench и др. Для успешного их применения нужны знания в области математического моделирования и техники подготовки моделей полевых транзисторов.

Все это навело авторов на мысль подготовить новую книгу по столь бурно развивающемуся направлению, как мощные полевые транзисторы, и их применению. В основу материалов данной книги положены как сохранившие свое значение и заметно обновленные материалы книги [1], так и многие новые материалы по современным типам мощных полевых транзисторов и интегральным схемам на их основе. Существенно расширены материалы по одному из важнейших направлений применения мощных полевых транзисторов — силовой электронике и особенно по современным импульсным и резонансным вторичным источникам электропитания. Здесь отражены как результаты продолжающихся работ и интересов авторов в этом направлении, так и многие новейшие зарубежные достижения.

В книгу включены справочные данные по всем типам отечественных мощных полевых транзисторов и их зарубежным аналогам, а также по многим другим типам зарубежных полевых транзисторов. Разумеется, из зарубежных приборов описаны далеко не все — даже каталоги по ним имеют размеры намного большие, чем данная книга. Эта книга задумана прежде всего как теоретическое и практическое руководство по схемотехнике мощных ПТ. По числу описанных схем и широте охвата областей применения мощных ПТ книга практически не имеет аналогов в нашей литературе. В нее включены лучшие схемотехнические применения мощных ПТ. Среди них много оригинальных, разработанных авторами книги и ранее опубликованных лишь в журнальных статьях. В книгу включены и лучшие схемотехнические решения, описанные другими отечественными и зарубежными специалистами.

Рассмотрены многие новые и доселе нетрадиционные сферы применения мощных ПТ (например, резонансные преобразователи энергии, корректоры

мощности, электронные балласты, релаксационные генераторы, быстродействующие импульсные устройства, широкополосные усилители, имитаторы импульсных помех и др.). Многие схемы приведены с указанием номиналов их компонентов, осциллограммами входных и выходных сигналов, описанием работы и основных расчетных выражений. Кратко описана методика и инструментарий по отладке схем на мощных полевых транзисторах. Впервые приведены и данные по отражению данной тематики в Интернете и по моделированию различных устройств с мощными ПТ на персональных ЭВМ с использованием современных интегрированных систем (MicroCAP, Electronics Workbench, MATLAB+Simulink и др.).

Эта книга рассчитана в первую очередь на разработчиков новой электронной аппаратуры и подготовленных радиолюбителей. Поэтому наряду с обширным описанием практической схемотехники устройств на мощных полевых транзисторах в книге помещены важнейшие расчетные соотношения и теоретические сведения из этой области. Авторы исходили из того, что сейчас радиолюбительство вобрало в себя многих специалистов из НИИ и ОКР, лишившихся любимой работы и вынужденных менять сферу своей основной деятельности. Многие из них находят отдушину, а порой и приличный дополнительный заработок в самостоятельном проектировании различных электронных устройств — от простых источников питания до Hi-Fi и Hi End усилителей, мощных преобразователей, высококачественных любительских радиопередатчиков, спутниковой СВЧ-аппаратуры, медицинских электронных приборов, лазерной техники и т. д. Всем им важны как практические, так и теоретические сведения в области проектирования устройств на полевых транзисторах.

Эта книга пригодится и студентам технических вузов, изучающих курсы электроники и радиотехники. Переживая трудности переходного этапа к рыночной экономике, авторы не потеряли оптимизма и своей книгой выражают искреннюю надежду на то, что наша электроника переживет временные трудности и вольется в мировую электронную индустрию своими новинками, поражающими воображение не только добрых обывателей, но и специалистов в электронике и всех радиолюбителей. Авторы будут вполне удовлетворены, если эта книга внесет свой посильный вклад в это важное дело.

Об авторах

Дьяконов Владимир Павлович в прошлом (60-е годы) неоднократный призер Всесоюзных радиовыставок СССР и ВДНХ, мастер-радиоконструктор СССР. Под его руководством и при участии других сотрудников кафедры промышленной электроники Смоленского филиала МЭИ (в том числе соавторов данной книги) были выполнены фундаментальные исследования в области импульсных режимов работы лавинных и мощных полевых транзисторов. Эти исследования легли в основу докторской диссертации В. П. Дьяконова, защищенной в 1980 г. в НПО «Элас» (Зеленоград).

Практически все типы мощных полевых транзисторов тех лет (1975—1992 гг.) были детально изучены в ходе этих исследований, а полученные результаты нашли отражение в коллективной монографии [1] и в руководящих технических материалах по применению отечественных, а в дальнейшем и зарубежных мощных полевых транзисторов. Свыше 10 специалистов по этому направлению защитили диссертации под руководством проф. В. П. Дьяконова.

Ныне В. П. Дьяконов — академик Международной академии наук педагогического образования, доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой физической и информационной электроники Смоленского государственного педагогического университета. Он автор свыше 500 научных работ, включая полсотни известных книг в области электроники, информатики и компьютерной математики, и 61 авторского свидетельства на изобретения. Особое внимание В. П. Дьяконов сейчас уделяет внедрению в науку, технику и в образование новейших систем компьютерной математики. В 1999 и 2001 гг. В. П. Дьяконов получил почетное звание Соросовского профессора по математике в рамках Международной Соросовской программы точных наук в образовании (ISEEP), в 2000 г. прошел полуторамесячную стажировку в крупном центре компьютерной математики — в корпорации Wolfram Research Inc. Новое его хобби — Интернет.

Максимчук Александр Алексеевич — к.т.н., доцент, генеральный директор ООО «Агроинформсервис» г. Смоленск. Он долгое время работал преподавателем кафедры промышленной электроники Смоленского филиала МЭИ и вел большую научную работу в области высокоскоростных средств связи, построенных на МДП-транзисторах. Автор 40 научных работ и изобретений по этому направлению, включая упомянутую монографию по мощным полевым транзисторам [1].

Ремнев Анатолий Михайлович — к.т.н., доцент кафедры промышленной электроники Смоленского филиала МЭИ. Он является известным специалистом по источникам электропитания, в том числе выполненным на мощных

полевых транзисторах. По этому направлению А. М. Ремнев опубликовал около 60 научных работ, включая [1] и получил 9 авторских свидетельств на изобретения. Данные о А. М. Ремневе содержатся в 16 томе всемирного справочника «Who is who in the Word».

Смердов Вячеслав Юрьевич — к.т.н., доцент, нынешний заведующий кафедрой промышленной электроники Смоленского филиала МЭИ. Он также известный специалист по быстродействующим электронным схемам на мощных полевых транзисторах и оптоэлектронным устройствам, автор 2 монографий, включая [1] и 130 научных работ и изобретений. Смердов В. Ю. принимал активное участие в качестве руководителя и ответственного исполнителя в ряде хоздоговорных и госбюджетных научно-исследовательских работ, связанных с проектированием и разработкой электронных устройств специального назначения, выполненных на мощных полевых транзисторах.

Предупреждения

Многие из схем, описанных в этой книге, предложены и исследованы авторами в ходе их многолетней работы в области применения мощных полевых транзисторов. По таким схемам приводятся данные о всех компонентах. Однако в книге помещено и множество схем, описанных в нашей и зарубежной литературе или полученных из Интернета. Такие схемы описаны «как есть». Порой в них нет данных об отдельных компонентах, а в некоторых (приведенных ради иллюстрации общих подходов к построению устройств) подобные данные вообще не приводятся.

По указанным причинам авторы должны предупредить читателей, что эта книга не сборник законченных радиолюбительских схем. Скорее это монография, но написанная так, чтобы ее материал был понятен радиолюбителям средней и высокой квалификации, а также специалистам в области электроники, желающим ознакомиться с современной элементной и схемотехнической основой построения нового поколения электронных устройств — на мощных полевых транзисторах. Мы надеемся, что читатели разных категорий найдут в книге полезные данные о построении заинтересовавших их устройств, но на роль рецептурного справочника по ним книга все же не претендует.

Тем более авторы не могут нести ответственности за ущерб, который могут понести читатели при сборке и наладке описанных схем. Надо помнить, что мощные полевые транзисторы, как и другие подобные приборы, бояться электрических перегрузок и неаккуратное обращение с ними недопустимо. Вряд ли можно считать мощный полевой транзистор удачной находкой для начинающего радиолюбителя — работа с такими приборами требует определенных навыков и даже искусства.

В качестве некоторой компенсации за вынужденное напоминание об этом в книге дается достаточно подробное освещение общих вопросов теории схем на мощных полевых транзисторах. Это позволит опытным радиолюбителям и специалистам оценить примерные номиналы компонентов (если они не указаны) и обеспечить замену тех, которых не оказалось в распоряжении читателя.

А в общем, «не так страшен черт, как его малюют», — многие читатели получают «истинное наслаждение» от разбора и отладки схем на таких интересных приборах, как мощные полевые транзисторы, и от их моделирования на персональном компьютере. Мы предупредили читателей о возможных проблемах только потому, что так положено в серьезной мировой литературе, посвященной новациям современной электронной и информационной техники.

Благодарности и адреса для переписки

Подготовке этой книги способствовали многие люди. Авторы выражают большую благодарность разработчикам отечественных кремниевых и арсенид-галлиевых мощных полевых транзисторов зав. лабораториями НИИ «Пульсар» к.т.н. В. В. Бачурину и к.т.н. В. Я. Ваксембургу за многолетнюю совместную работу. Авторы благодарны также многим своим коллегам (к.т.н. П. Г. Адамову, к.т.н. О. В. Семеновой, к.т.н. Т. А. Самойловой, О. А. Фролкову и др.), которые в свое время участвовали в исследованиях и разработках, в той или иной мере отраженных в этой книге. Мы благодарим также директора ЗАО «Смоленский телепорт» Г. И. Рухамину за неограниченный доступ в Интернет, что благотворно сказалось на отражении в книге новаций в области мощных полевых транзисторов.

Отзывы и пожелания по книге можно отправлять по адресу издательства или по электронной почте авторов: dyak@keytown.com (Дьяконов В. П.); smerdov@keytown.com (Смердов В. Ю.). Вы можете также посетить домашнюю страницу проф. Дьяконова В. П., установленную на сервере АО «Смоленский телепорт» по WEB-адресу www.keytown.com/users/dyak/.

1. Основные типы полевых транзисторов

Эта вводная глава знакомит читателя с основами физики работы современных полевых транзисторов и основанных на них других приборов. Основное внимание уделено новым типам мощных полевых транзисторов. Кратко описана структура и конструкция таких приборов — практика показала, что данные приборы рискованно рассматривать как «черный ящик», отвлекаясь от понимания происходящих в них сложных физических процессов. Эта глава, однако, рассчитана не на физиков или технологов, а на обычных пользователей этими приборами.

1.1. Полевые транзисторы — активные приборы

Полевые транзисторы — активные полупроводниковые приборы, управляемые электрическим полем. Они имеют тонкую область полупроводника (канал) с контактами истока и стока, покрытую затвором, расположенным очень близко от канала. Поперечное поле затвора управляет проводимостью канала. Физические основы работы маломощных ПТ детально описаны в ряде книг, например в [2].

Если затвор с каналом образуют р-п переход, то приборы называются **полевыми транзисторами с управляющим р-п переходом**. При изменении напряжения на р-п переходе меняются его ширина, толщина и проводимость канала. Последняя максимальна, когда напряжение на р-п переходе равно нулю или смещает его в прямом направлении. Это, однако, ведет к резкому росту тока затвора, поэтому у обычных ПТ нежелательно. Можно сказать, что это явление соответствует биполярному режиму работы ПТ, который стал использоваться в специальных приборах (они описаны в конце этой главы).

Другой, ныне наиболее распространенный, класс приборов имеет структуру «металл-диэлектрик-полупроводник», и потому относящиеся к нему приборы именуются **МДП-транзисторами**. Они имеют металлический или поликристаллический затвор, отделенный от канала очень тонким слоем диэлектрика. Поле затвора индуцирует основные носители в канале. Такие приборы называют **МДП-транзисторами с индуцированным каналом**. Нормально они закрыты и открываются, если напряжение затвор-исток превышает некоторый пороговый уровень U_0 .

Современная технология изготовления МДП-транзисторов позволяет создать канал, заведомо проводящий ток при нулевом напряжении на затворе. Приборы этого типа называются **МДП-транзисторами со встроенным каналом**. Они нормально открыты и управляются (ток стока увеличивается или уменьшается) напряжением на затворе различной полярности.

В зависимости от типа проводимости канальной области ПТ могут быть n- или p-канальными. Это находит отражение в обозначениях полевых транзисторов (рис.1.1), которые как бы копируют структуру приборов того или иного класса. Напряжение на стоке n-канальных ПТ положительное, а p-канальных — отрицательное. Далее выводы затвора, стока и истока мы будем обозначать соответственно как «З», «С» и «И».

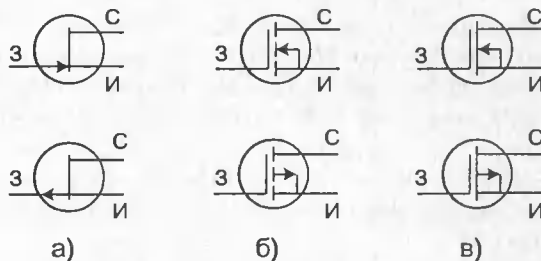


Рис. 1.1. Обозначение мощных полевых транзисторов с управляющим p-n переходом (а), индуцированным (б) и встроенным (в) каналами

Будучи трехэлектродными приборами, ПТ характеризуются прежде всего семейством выходных вольт-амперных характеристик (ВАХ), т. е. зависимостью тока стока $I_{СИ}$ от напряжений сток-исток $U_{СИ}$ и затвор-исток $U_{ЗИ}$: $I_C = f(U_{СИ}, U_{ЗИ})$. Для малых приращений меняющегося i_C стока можно записать

$$di_C = \frac{\partial i_C}{\partial u_{ЗИ}} du_{ЗИ} + \frac{\partial i_C}{\partial u_{СИ}} du_{СИ} = S du_{ЗИ} + \frac{du_{СИ}}{R_i}.$$

Параметр $S = \partial i_C / \partial u_{ЗИ} \approx \Delta i_C / \Delta u_{ЗИ}$ называется крутизной транзистора, а $R_i = \partial u_{СИ} / \partial i_C \approx \Delta u_{СИ} / \Delta i_C$ — внутренним сопротивлением. Эти параметры зависят от постоянной составляющей тока стока (т. е. от положения рабочей точки) и, разумеется, от мощности приборов. Так, если у маломощных приборов крутизна S редко превышает 10 мА/В, то у мощных она достигает 10 А/В. Эти параметры по смыслу аналогичны параметрам электронных ламп. Более того, вид характеристик в рабочих областях напоминает вид аналогичных характеристик электронных ламп.

Маломощные полевые транзисторы хорошо известны и по ним есть множество книг. Внешне они ничем не отличаются от биполярных транзисторов. Разве что есть приборы с двумя затворами, которые имеют 4 рабочих вывода. Они применяются в смесителях радиоприемников и в так называемых каскодных схемах.

Иное дело мощные полевые транзисторы. Их большие токи и рабочие напряжения неизбежно придают им новое качество — переводят в класс мощных приборов, области применения которых неизмеримо шире, чем у маломощных приборов. Это промышленная электроника, преобразовательная техника, энергетика, транспорт, бытовая электроника и т. д. Поэтому далее речь идет, в основном, о мощных полевых транзисторах.

В отечественной литературе маломощными принято считать приборы с допустимой рассеиваемой мощностью до 0,3 Вт, средней мощности — транзисторы с рассеиваемой мощностью от 0,3 до 3 Вт и мощными — с рассеиваемой мощностью более 3 Вт. Однако такие границы весьма условны и вряд ли есть смысл строго придерживаться их. Достаточно условны и границы между низковольтными ($U_{\text{си макс}}$ до 50 В) и высоковольтными ($U_{\text{си макс}}$ свыше 50 В) приборами.

Семейство выходных ВАХ полевых транзисторов (рис. 1.2) содержит характерные почти вертикальные (крутые) и почти горизонтальные (пологие) участки. Рассмотренные выше параметры S и $R_{\text{с}}$ обычно указывают для пологих участков, что характерно для работы ПТ в усилительных режимах.

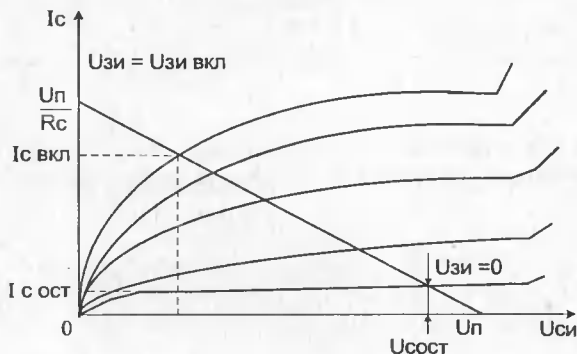


Рис. 1.2. Семейство ВАХ мощного МДП-транзистора с линией нагрузки стокового резистора

В ключевых схемах ПТ управляется двумя уровнями напряжения $U_{\text{зи}}$: при одном (например, нулевом для МДП ПТ с индуцированным каналом или слегка отрицательном) он закрыт, а при другом — открыт. В открытом состоянии рабочая точка обычно находится на крутом участке ВАХ для заданного $U_{\text{зи}} = U_{\text{зи вкл}}$. При этом прибор между выводами стока и истока имеет сопротивление во включенном состоянии $R_{\text{си вкл}} = U_{\text{си ост}} / I_{\text{с вкл}}$. В выключенном состоянии прибор характеризуется остаточным током $I_{\text{с ост}}$ при заданных $U_{\text{с ост}}$ и $U_{\text{зи}} = 0$.

Наконец, все типы мощных ПТ имеют междуэлектродные емкости: входную $C_{\text{зи}}$ (или C_{11}), проходную $C_{\text{зс}}$ (или C_{12}) и выходную $C_{\text{си}}$ (или C_{22}). Эти емкости в основном определяют быстродействие приборов. У ВЧ- и СВЧ-транзисторов (особенно арсенид-галлиевых) приходится учитывать отдельные составляющие этих емкостей и паразитные индуктивности конструкции.

У маломощных полевых транзисторов междуэлектродные емкости самой их структуры составляли ничтожную часть общей емкости. Большую часть составляли емкости монтажа и элементов конструкции приборов. Поэтому быстродействие приборов было далеким от теоретического. Совсем иначе обстоит дело с мощными приборами. У них емкости структуры доминируют над внешними паразитными емкостями, так что быстродействие приборов определяется, в основном, его теоретическим пределом по скорости переключения тока стока.

Из общих особенностей мощных ПТ можно отметить:

- размещение на одном кристалле сотен и даже тысяч элементарных структур либо разветвленную геометрию элементарной структуры с целью увеличения S и $I_{C \text{ макс}}$;
- введение в область стока высокоомной области с целью повышения рабочих напряжений;
- монтаж приборов в корпуса, обеспечивающие хороший теплоотвод при рассеиваемых мощностях до десятков-сотен ватт;
- малые габаритные размеры и массу (во многие тысячи раз меньшие, чем у ламп сопоставимой мощности), большой срок службы, отсутствие нити накала;
- нечувствительность к токовым перегрузкам.

Достоинствами мощных ПТ являются:

- ничтожная мощность управления в статическом режиме и малые токи затвора;
- высокая скорость переключения, резко снижающая динамические потери в ключевых схемах;
- отсутствие теплового пробоя и слабая подверженность вторичному пробое (что, в частности, связано с отрицательным температурным коэффициентом изменения тока стока);
- самоограничение тока стока, препятствующее токовым перегрузкам;
- повышенная линейность в усилительных режимах, снижающая уровень интермодуляционных искажений;
- отсутствие явления накопления избыточных носителей в структуре и их медленного рассасывания.

К недостаткам мощных ПТ можно отнести: выход из строя при электрических перегрузках по напряжению (даже кратковременных); повышенные по сравнению с биполярными транзисторами остаточные напряжения, что увеличивает потери в статическом режиме; худшая радиационная стойкость; более высокая, чем у биполярных транзисторов, стоимость.

Эти недостатки успешно устраняются. Так, для защиты транзисторов от перегрузок по напряжению (в основном по цепи затвора) в них встраиваются защитные кремниевые стабилитроны. Если первые типы мощных полевых транзисторов боялись даже прикосновения рукой к выводу затвора (электростатический заряд тела человека мог вызвать пробой затвора), то нынешние приборы с защитой затвора с помощью стабилитрона уже не боятся таких ситуаций.

Сопротивление транзисторов в открытом состоянии снижено до сотых долей Ома и порою оказывается меньше, чем аналогичное сопротивление у мощных биполярных транзисторов. Радиационная стойкость повышается технологическими способами, а стоимость приборов непрерывно снижается по мере увеличения объема выпуска. Темпы роста сбыта мощных ПТ за рубежом достигают 50% в год и в несколько раз превышают темпы роста сбыта мощных биполярных транзисторов.

Отмеченные достоинства мощных ПТ открывают обширные возможности применения их в усилителях мощности НЧ, ВЧ и СВЧ, радиопередающих устройствах, импульсных и переключающих схемах (в том числе нано- и суб-

наносекундного диапазона), преобразователях электрической энергии, источниках электропитания с высоким КПД, в генераторах накачки лазерных излучателей и т. д.

Конструктивно мощные ПТ выполняются в стандартных корпусах для полупроводниковых приборов [2], рассеивающих мощности от нескольких до сотен ватт. Как правило, они устанавливаются на массивных теплоотводящих радиаторах.

За рубежом мощные ПТ являются быстро развивающимся классом активных приборов [3—5]. В настоящее время число их типов достигает многих тысяч. Выпуск мощных ПТ налажен рядом крупных фирм (см. Приложения).

1.2. Генераторные мощные полевые транзисторы

Генераторные мощные ПТ предназначены для построения генераторов ВЧ и СВЧ синусоидальных колебаний с внешним возбуждением (реже автогенераторов). Среди этих приборов изредка встречаются ПТ с управляющим р-п переходом. В основном же этот класс представлен МДП-транзисторами (наиболее часто применяемыми в радиопередающих устройствах). Однако нередко они оказываются самыми быстродействующими приборами и в импульсных режимах работы, хотя по малости сопротивления во включенном состоянии уступают специальным типам ключевых транзисторов.

В разработку генераторных мощных ПТ приоритетный вклад внесли отечественные работы [7—16]. Первые мощные n-канальные МДП-транзисторы (КП901, КП902, КП904, КП905, КП907 и КП908 [17—19]) имели горизонтальную структуру (рис. 1.3). Благодаря применению протяженного высокоомного участка стоковой n⁻ области удалось повысить рабочие напряжения до десятков вольт без опасности перекрытия довольно короткого (около 5 мкм) канала. Сильно разветвленная (в виде змейки) структура поверхности этих приборов позволила увеличить ширину канала и впервые довести рабочие токи до нескольких ампер (приборы КП904 и КП907).

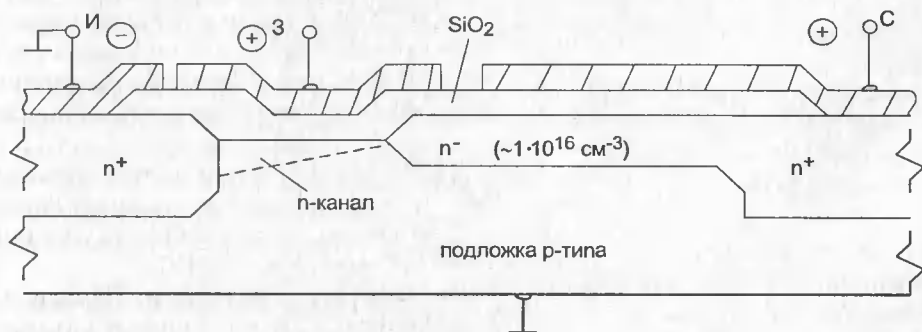


Рис. 1.3. Горизонтальная структура мощного МДП-транзистора

Элементарный (а потому довольно неточный) анализ ВАХ МДП-транзистора дает для крутых участков ВАХ следующее выражение:

$$I_c = \frac{m_n Z C_0}{L} \left[(U_{зи} - U_0) U_{си} - \frac{U_{си}^2}{2} \right],$$

где U_0 — напряжение отсечки;

μ_n — подвижность носителей в канале;

L — длина канала;

Z — ширина канала;

$C_0 = \epsilon_0 \epsilon_d / d_d$ — удельная емкость затвора (d_d — толщина диэлектрика подзатворной области).

Если обозначить $b = \mu_n Z C_0 / L = \epsilon_0 \epsilon_d \mu_n Z / L d_d$, то получим

$$I_c = b [(U_{зи} - U_0) U_{си} - U_{си}^2 / 2].$$

Это выражение справедливо при $U_{си} < U_{зи} - U_0$. При $U_{си} \geq U_{зи} - U_0$ ток стока достигает насыщения и равен $I_c = I_{см} = 0,5 b (U_{зи} - U_0)^2$. Крутизна приборов при этом

$$S = b(U_{зи} - U_0) = \sqrt{2bI_c}$$

Из этих соотношений вытекает, что при заданной длине затвора L и подвижности μ_n основной возможностью увеличения тока $I_{см}$ является увеличение ширины затвора Z . Интересно отметить, что при $L \approx 5 \cdot 10^{-4}$ см значение Z у приборов КП902, КП901 и КП904 составляет соответственно 0,6; 3 и 12 см.

В действительности на работу мощных ПТ с горизонтальной структурой большое влияние оказывают различные физические эффекты: изменение μ_n и L , влияние объемных сопротивлений областей стока и истока, электрический пробой, ведущий к загибу вверх кривых ВАХ при больших $U_{си}$ (см. рис. 1.2) и др. Количественная оценка этих явлений во всей их совокупности весьма сложна и частично дается при описании их математических и электрических моделей в гл. 2.

Сделать горизонтальную область канала длиной менее 5 мкм довольно сложно. Кроме того, длинный высокоомный «язычок» стока обуславливает большое последовательное сопротивление стоковой области, ведущее к большим $R_{си \text{ вкл.}}$. Поэтому, хотя в работах [11—14] были реально показаны уникальные ключевые свойства мощных МДП-транзисторов с горизонтальной структурой (в частности, субнаносекундные времена переключения), развитие этих приборов практически прекратилось. Тем не менее созданные приборы выпускаются серийно до сих пор.

В последующем генераторные (и ключевые) приборы стали изготавливаться в основном с вертикальной структурой, т. е. с каналом, расположенным вертикально или почти вертикально. Широкую известность получили **ВМДП-транзисторы**, структура которых показана на рис. 1.4 [9].

В ней можно отметить две принципиально важные особенности. Первая — длина канала L определяется толщиной p -области. Сделать тонкую область толщиной порядка 1 мкм гораздо проще, чем горизонтальный канал длиной 5 мкм. Вторая особенность — массивная и толстая n -область, в которую вы-

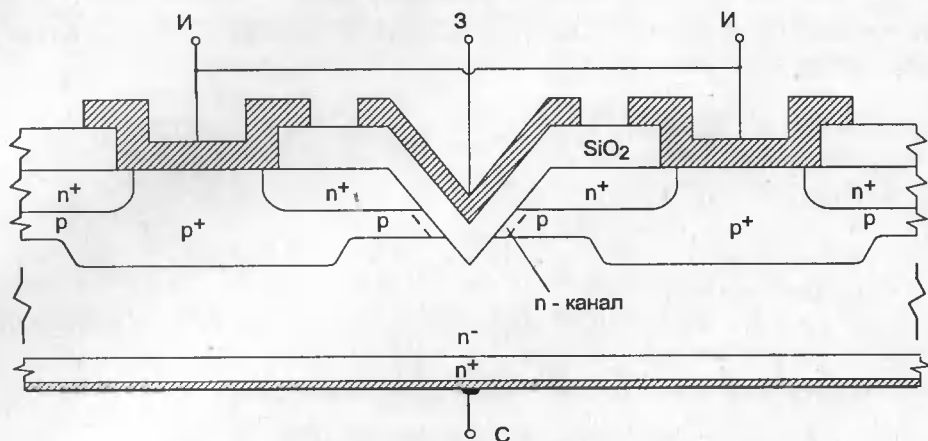


Рис. 1.4. Структура мощного VMDП-транзистора

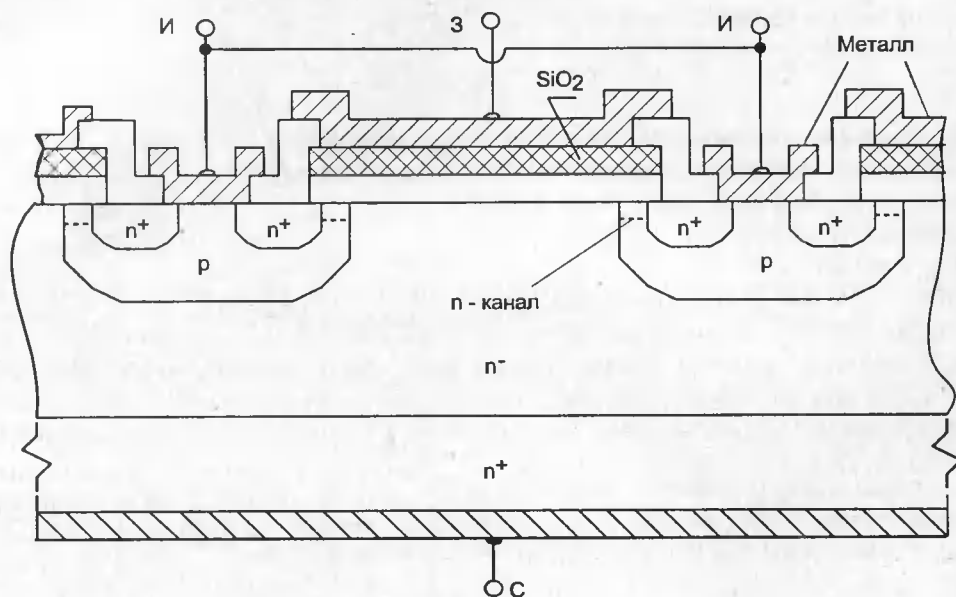


Рис. 1.5. Структура мощного МДП-транзистора, изготовленного по технологии двойной диффузии

тесняется область объемного заряда канала при высоких $U_{си}$. В результате удастся одновременно увеличить $U_{си}$ и заметно снизить $R_{си\text{ вкл}}$. В то же время изготовление V-образной канавки требует специальных технологических приемов, а ее острый профиль внизу ведет к концентрации электрических полей и снижению предельных $U_{си}$.

Структура приборов, показанная на рис. 1.5, сочетает преимущества горизонтального расположения канала с простотой диффузионных процессов изготовления мощных ПТ. Эти приборы изготавливаются по самой обычной

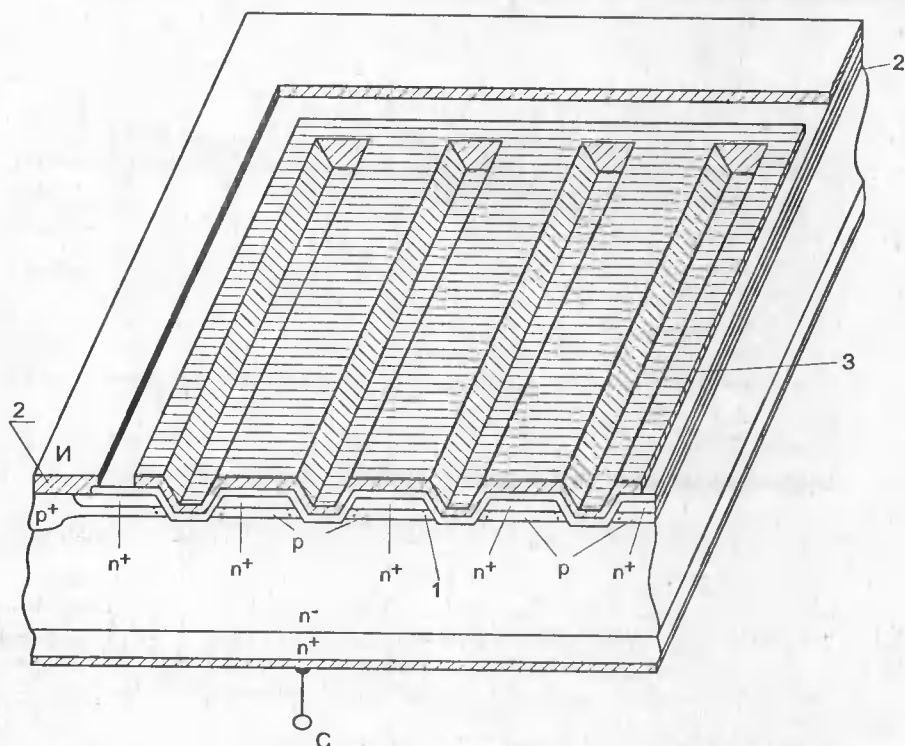


Рис. 1.6. Структура мощного УМДП-транзистора: 1 — индуцированный n-канал; 2 — электрод истока (Al); 3 — электрод затвора (MoAl)

планарной технологии и не требуют «экзотических» технологических операций, вроде формирования V- или U-образной канавки.

На рис. 1.6 представлена структура приборов с U-образной канавкой. Локализация полей у дна канавки здесь минимальна. На этом рисунке показаны и слои металлизации областей затвора, истока и стока (они заштрихованы). Монолитная структура этих приборов пригодна для реализации сильноточных приборов. Горизонтальный рельеф приборов может быть самым разнообразным, например линейчатым, как на рис. 1.6. За рубежом широко известны гексагональные структуры (HEXFET), у которых по поверхности расположены шестиугольные ячейки. Получило распространение и множество других структур (SIPMOS, DMOS, TMOS и т. д. [24]).

Наличие в структуре паразитного n-p-n транзистора и диода иллюстрирует рис. 1.7, а. Транзистор нормально закрыт, поскольку его база подключена к эмиттеру через довольно низкое сопротивление базовой области R_b . Тем не менее наличие транзистора увеличивает ток $I_{C \text{ выкл}}$ и обуславливает возникновение эффекта du_c/dt . Суть его в том, что при быстром нарастании напряжения на стоке через емкость сток-база — C_{bc} течет ток, пропорциональный $C_{bc} : du_c/dt$, способный открыть паразитный транзистор. Это может привести к пробое прибора.

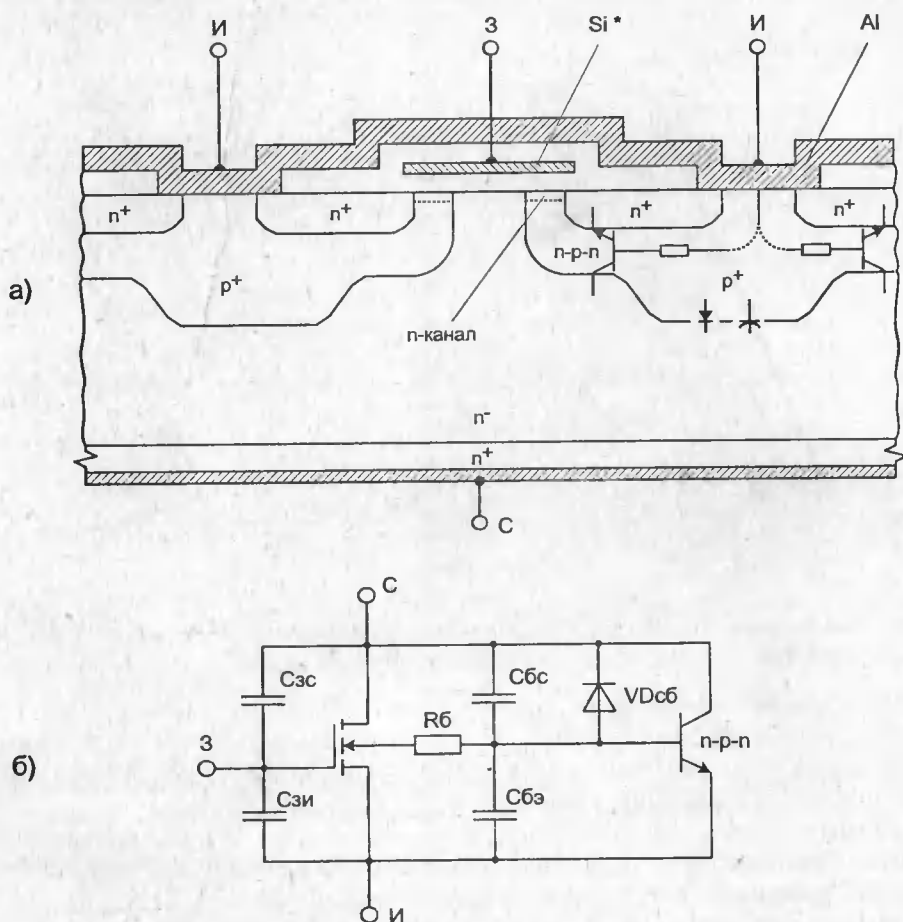


Рис. 1.7. Структура мощного МДП-транзистора с выделенным паразитным диодом и n - p - n транзистором (а) и его эквивалентная схема (б)

Составляющие сопротивления $R_{си\text{ вкл}}$ включенного МДП-транзистора иллюстрирует рис. 1.8. Составляющие $R_{и}$ и $R_{с}$ малы, так как обусловлены объемными сопротивлениями низкоомных n^+ - и n^{++} -областей. Составляющие R_o , R_j и $R_{об}$ более значительны. Их уменьшению способствует большая площадь n^+ -области, занимающая весь кристалл.

Первые отечественные мощные МДП-транзисторы КП901 и КП904 отдавали на частоте 100 МГц мощность 10 и 50 Вт соответственно, а приборы КП902 — мощность до 1,2 Вт на частоте 0,4...0,9 ГГц. Приборы КП905 и КП908 обеспечивают мощность 1 Вт на частоте 1 и 1,9 ГГц, а КП907 — мощность до 5 Вт на частотах до 1 ГГц. Все эти приборы имеют горизонтальную структуру.

Приборы с вертикальной структурой (например наши КП909, КП911, КП913 и др.) позволяют получить мощности 10...300 Вт на частотах до 0,4...1 ГГц. Коэффициент усиления по мощности достигает 4...15 дБ, а коэф-

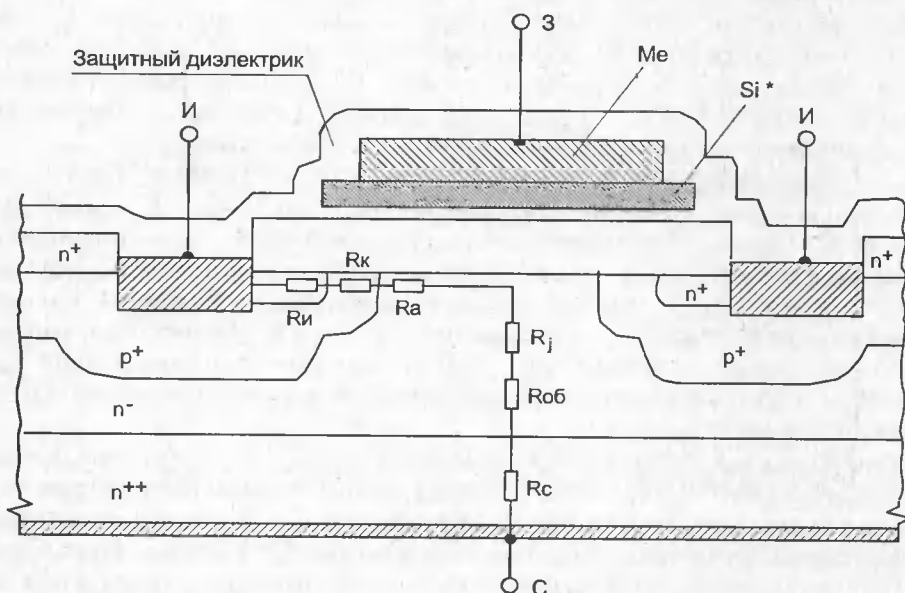


Рис. 1.8. Составляющие полного сопротивления включенного мощного МДП-транзистора

коэффициент полезного действия в генераторных схемах 45...60%. Рабочие напряжения $U_{си}$ обычно не превышают 70 В, а напряжение питания генераторных схем лежит в пределах 12...50 В. Подобными параметрами характеризуются и зарубежные приборы данного класса.

Эти данные свидетельствуют о широких возможностях применения мощных МДП-транзисторов в технике радиопередающих устройств ВЧ- и СВЧ-диапазона. Дополнительно следует отметить малый уровень паразитных гармоник УВЧ- и СВЧ- усилителей мощности на этих приборах и повышенную эксплуатационную надежность. По значениям выходной мощности и частоты приборы обеспечивают полное удовлетворение потребностей передающей аппаратуры переносных, перевозимых и стационарных радиостанций различного назначения.

1.3. Мощные ключевые полевые транзисторы

Как отмечалось, уже первые исследования ключевого режима мощных МДП-транзисторов с горизонтальной структурой, проведенные в нашей стране в конце 70-х годов [11, 13, 14], показали их уникальные импульсные свойства. К ним относятся малые (до долей наносекунд) времена переключения, простота запуска, отсутствие эффекта накопления избыточных зарядов в структуре и медленного их рассасывания, нулевое остаточное напряжение при $U_{си} = 0$, большие переключаемые токи, малые динамические потери при переключении и др.

1. Основные типы полевых транзисторов

В дальнейшем эти свойства были обнаружены и у генераторных приборов с вертикальной структурой [9, 10]. Из этих исследований был сделан вывод о перспективности ключевого режима мощных ПТ и необходимости создания нового класса таких приборов — высоковольтных и мощных ключевых ПТ. В последующие годы этот прогноз полностью подтвердился.

К сожалению, требования к приборам для импульсных и ключевых схем обычно сильно отличаются от требований, предъявляемых к генераторным приборам. Например, для большинства передатчиков напряжение питания редко превышает 50—60 В (так, бортовая сеть имеет типовые напряжения 12—28 В). В то же время многие применения ключевых приборов, например преобразователи бестрансформаторных источников электропитания, работающие от сети переменного тока 220—380 В, требуют разработки приборов с $U_{СИ}$ до сотен вольт. Для ключевых приборов весьма желательны как можно меньшие значения $R_{СИ\text{ вкл}}$.

В таких условиях далеко не всегда удается подобрать генераторные приборы для импульсных применений. В связи с этим был разработан ряд типов специальных ключевых мощных МДП-транзисторов. В Приложении приведены данные об отечественных ключевых мощных МДП-транзисторах с вертикальной структурой. Следует отметить, что за рубежом выпускаются многие тысячи типов таких приборов и они являются быстроразвивающимся и перспективным классом мощных полупроводниковых приборов [4, 5, 220].

Структура и типы корпусов ключевых приборов обычно не имеют существенных отличий от генераторных приборов (см. Приложение). Просто структура импульсных (ключевых) приборов оптимизируется под их основные параметры ($U_{СИ\text{ макс}}$, $I_{С\text{ макс}}$, C_{11} или C_{31} и $R_{СИ\text{ вкл}}$). При этом представляет интерес связь между основными параметрами приборов. Такая связь дается на

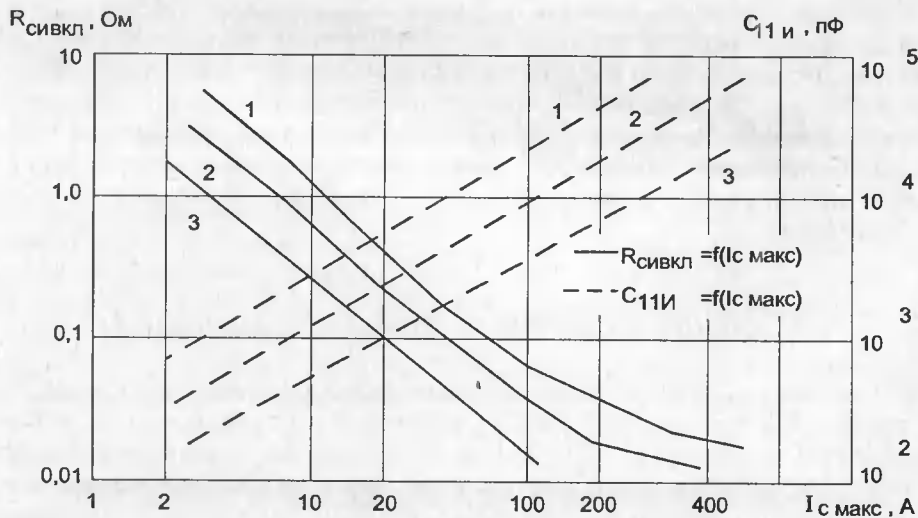


Рис. 1.9. Соотношения между предельными значениями основных параметров мощных МДП-транзисторов: 1 — $U_{ПРОВО} = 1000$ В; 2 — $U_{ПРОВО} = 500$ В; 3 — $U_{ПРОВО} = 100$ В

рис. 1.9 для указанных выше параметров (вместо $U_{\text{СИ МАКС}}$ указаны пробивные напряжения $U_{\text{ПРОБ}}$).

Из рис. 1.9 ясно, что нельзя произвольно выбирать параметры приборов. Например, повышение $U_{\text{СИ МАКС}}$ или $U_{\text{ПРОБ}}$ неизбежно ведет к увеличению $R_{\text{СИ ВКЛ}}$, а уменьшение $R_{\text{СИ ВКЛ}}$ и увеличение $I_{\text{С МАКС}}$ приводят к увеличению C_{II} (т. е. к увеличению времен переключения и т. д.). Тем не менее в улучшении всех параметров мощных МДП-транзисторов достигнуты значительные результаты. Большинство приборов этого типа являются n-канальными, однако в настоящее время имеется и обширная номенклатура p-канальных, при этом число их типов непрерывно растет.

1.4. Мощные полевые транзисторы со статической индукцией

Еще в начале 50-х годов Шокли и Нишидзава предложили ПТ с управляющим переходом, имеющие семейства ВАХ, подобные тем, которые имеют ламповые триоды. В дальнейшем они получили название **полевых транзисторов со статической индукцией (СИТ)**, что подчеркивало общность физических процессов управления током стока с током анода у ламп.

В первых образцах мощных СИТ (рис. 1.10) p⁺-сетка выполняет роль затвора, управляющего током, текущим через n⁺-n-n⁺ структуру [29]. Область n с малой концентрацией примесей позволяет увеличить рабочие напряжения

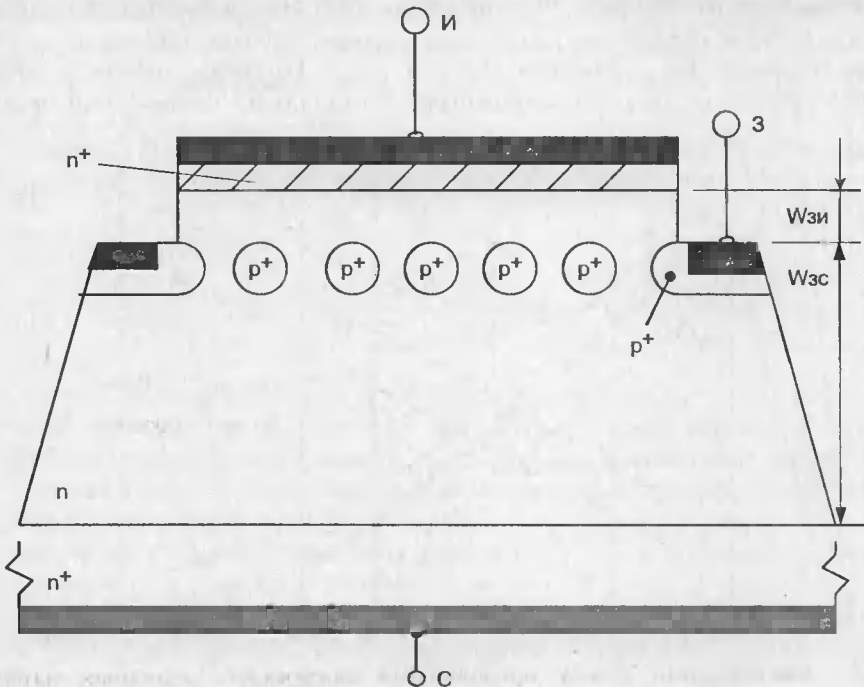


Рис. 1.10. Структура транзисторов со статической индукцией (СИТ)

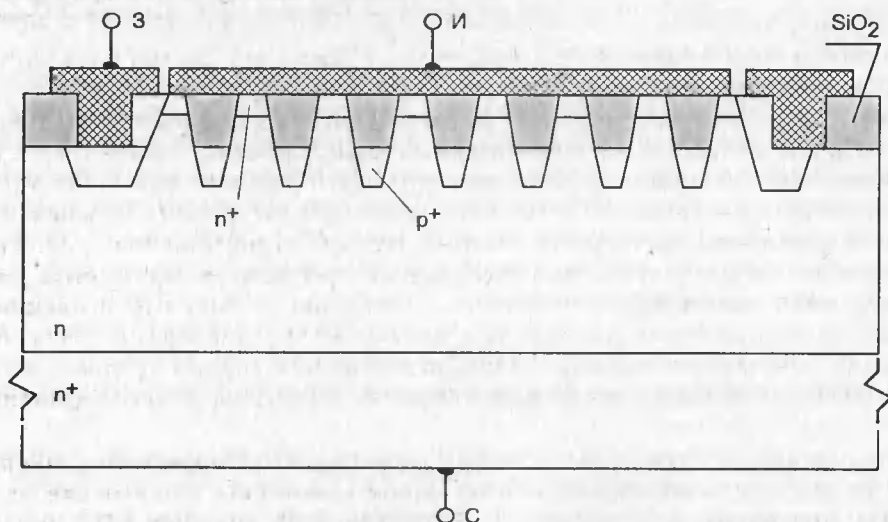


Рис. 1.11. Структура СИТ японской фирмы SONY

на стоке и отдалить сток от сетки, что уменьшает проходную емкость. Однако входная емкость у таких приборов значительна.

Транзисторы со статической индукцией японской фирмы Sony (рис. 1.11) имеют множество (несколько тысяч) ячеек с вертикальной структурой, изо-

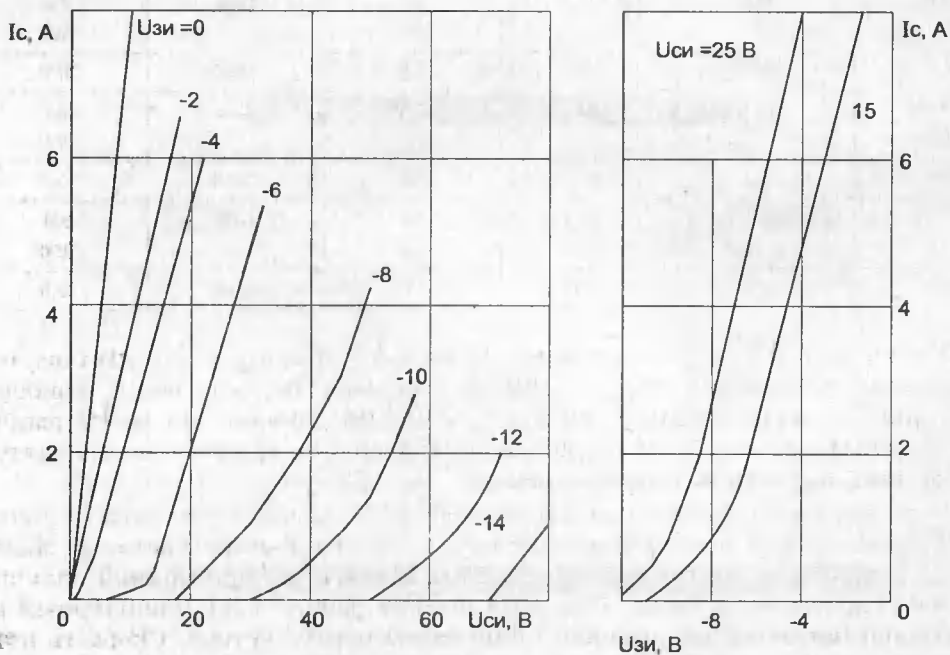


Рис. 1.12. Семейство выходных ВАХ СИТ (а) и его передаточные характеристики (б)

лированных слоем окисла толщиной около 2 мкм. Это позволяет увеличить мощность приборов и рабочие токи.

На рис. 1.12, а показано семейство выходных ВАХ одного из таких приборов, а на рис. 1.12, б — его передаточные характеристики. Они имеют довольно протяженный линейный или квадратичный участок. Это в сочетании с малым внутренним сопротивлением R_i делает такие приборы перспективными для высококачественных (класса Hi-Fi или High Fidelity) усилителей мощности звуковых частот, поскольку при таком виде передаточных характеристик малы нелинейные искажения. Особенно важно, что в отличие от биполярных транзисторов усилители с полевыми транзисторами имеют быстро спадающий уровень высших гармоник выходного тока, в котором, кстати, практически отсутствуют нечетные гармоники (четные легко подавляются применением двухтактных схем).

Наклон зависимости I_C ($U_{СИ}$, $U_{ЗИ}$) при $U_{ЗИ} = 0$ определяет параметр $R_{СИ\text{ ВКЛ}}$ — сопротивление СИТ во включенном состоянии. Данные отечественных СИТ приведены в приложении. В производстве силовых СИТ для энергетических установок лидерство принадлежит японской фирме Tokin [31]. В табл. 1.1 приведены данные о параметрах СИТ фирмы Tokin.

Таблица 1.1. Параметры мощных СИТ фирмы Tokin

Тип СИТ	$U_{СИ\text{ МАКС}}$, В	I_C , А	$R_{СИ\text{ ОТК}}$, Ом	$C_{ВХ}$, пФ	$P_{РАС}$, Вт
2SK180	600	60	1	8000	500
2SK182E					1000
TS300	600	200	0,3	25000	3000
2SK183HE	1200	60	1,5	8000	500
2SK183H					1000
TS300H	1200	180	0,5	25000	3000
2SK183VE	1500	60	1,5	8000	500
2SK183V					1000
TS300V	1500	180	0,5	25000	3000

Самый мощный из указанных приборов имеет $U_{СИ\text{ МАКС}} = 1,5$ кВ при максимальном токе стока $I_{C\text{ МАКС}} = 180$ А. Времена переключения приборов 200...500 нс, переключаемая мощность 270 кВт, причем они могут рассеивать мощность до 3 кВт. Эти приборы рассчитаны на применение в достаточно мощных энергетических установках.

Несмотря на такие высокие показатели СИТ намного уступают мощным МДП-транзисторам по числу выпускаемых типов и быстродействию. Малые $R_{СИ\text{ ВКЛ}}$ у приборов этого класса могут быть достигнуты при прямой полярности напряжения на затворе. При этом физика работы СИТ (биполярный режим) напоминает работу обычного биполярного транзистора. Скорость переключения приборов в таком режиме падает, появляется явление насыщения и медленного рассасывания избыточных зарядов. В этом случае уменьшение $R_{СИ\text{ ВКЛ}}$ (порою более чем на порядок) приводит к снижению быстродействия.

1.5. Арсенид-галлиевые мощные полевые СВЧ-транзисторы

Мощные ПТ СВЧ-диапазона (единицы-десятки гигагерц) образуют самостоятельную ветвь в развитии ПТ. Они выпускаются в виде арсенид-галлиевых полевых транзисторов с затвором Шотки (ПТШ). Подвижность электронов у арсенида галлия (GaAs) в несколько раз выше, чем у кремния. Поэтому применение GaAs обеспечивает существенное увеличение рабочих частот. В то же время рабочие напряжения СВЧ-транзисторов на основе GaAs до сих пор не удалось поднять выше 8—12 В, поэтому рост мощности достигается в основном за счет увеличения рабочих токов. Как и у кремниевых мощных ПТ, с этой целью используется разветвленная структура приборов или на одном кристалле создается множество элементарных структур.

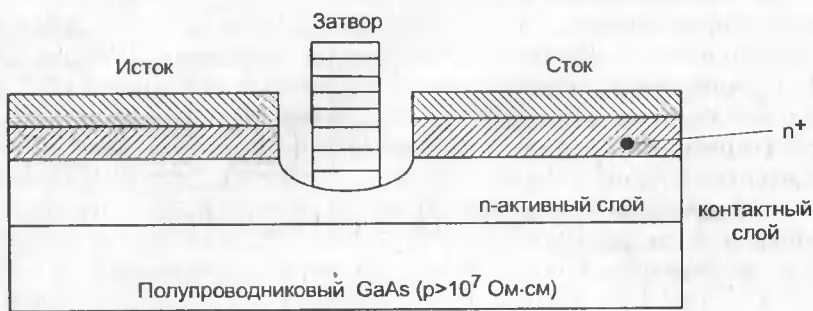


Рис. 1.13. Элементарная структура СВЧ ПТ с барьером Шотки на основе GaAs

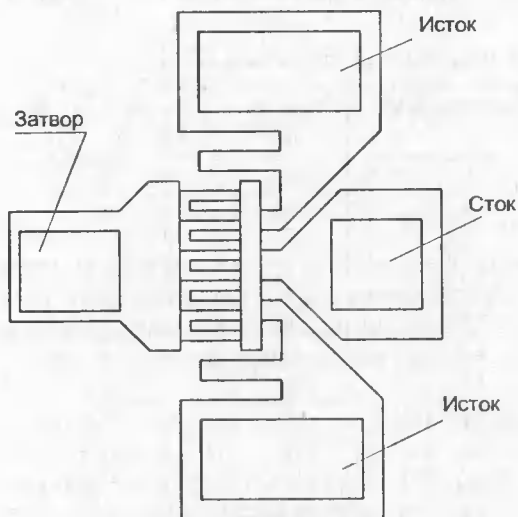


Рис. 1.14. Вид сверху на гребенчатую структуру СВЧ GaAs мощного полевого транзистора с барьером Шотки

На рис. 1.13 представлен вертикальный разрез мощных ПТШ с элементарной структурой. Прибор содержит активный слой с проводимостью n-типа, созданный на полуизолирующей подложке (удельное сопротивление $\rho > 10^7 \text{ Ом}\cdot\text{см}$).

Поверх активного слоя (с концентрацией примеси $N = (1...7) \cdot 10^{17} \text{ см}^{-3}$) нанесен высоколегированный слой GaAs (n^+ — контактный слой с $N = (2...4) \cdot 10^{18} \text{ см}^{-3}$). Истоки и стоки создаются металлизацией этого слоя. В середине структуры в углублении создается металлизированная область затвора.

На рис. 1.14 показан вид сверху на гребенчатую структуру типичного GaAs мощного ПТШ. Наиболее мощные ПТШ могут содержать до нескольких подобных приборов в одном

1. Основные типы полевых транзисторов

корпусе. Обычно в приборы встраиваются специальные цепи согласования, обеспечивающие максимальный коэффициент передачи по мощности в заданной полосе частот (отношение $f_{\text{макс}} / f_{\text{мин}} = 2...3$).

Для обеспечения минимальных паразитных параметров приборов корпуса GaAs мощных ПТШ транзисторов должны иметь малые габаритные размеры, полосковые выводы, быть рассчитаны на монтаж в гибридно-пленочных микросхемах и предусматривать установку на теплоотводящем радиаторе. Пример такого корпуса представлен на рис. 1.15.

В табл. 1.2 приведены конструктивные и электрические параметры некоторых типов мощных отечественных GaAs ПТШ [3, 33, 35]. Данные аналогичных зарубежных типов указаны в приложении.

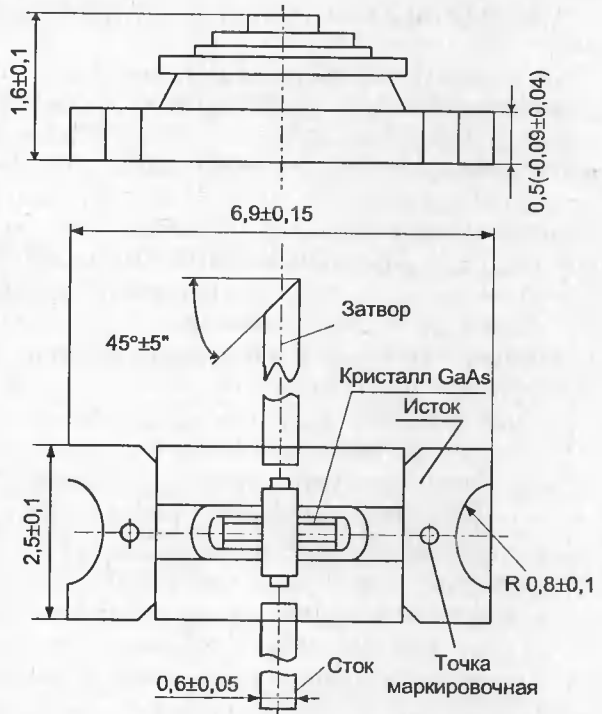


Рис. 1.15. Корпус мощного полевого GaAs СВЧ-транзистора с барьером Шотки ЗП603

Таблица 1.2. Параметры отечественных мощных ПТШ

Тип транзистора	Длина затвора, мкм	Ширина затвора, мм	$P_{\text{вых}}, \text{Вт}$	$K_p, \text{дБ}$	$f, \text{ГГц}$
ЗП604А-2	0,5	0,3	0,2	3	18
ЗП602А-2	1	1	0,2	3	12
ЗП606А-2	0,8	1,4	0,4	6	12
ЗП606А-2	0,8	1,4	0,75	5	12
ЗП607А-2	0,9	5,4	1	4,5	10
ЗП608А-2	0,5	0,28	0,1	4	26
ЗП603А-2	0,9	2,8	1	3	12
ЗП910А-2	1	5,4	0,5	3	8
ЗП910А-2	1	5,4	10	3	8
ЗП915А-2	1	21,6	5	3	8
ЗП930А-2	1	32,4	10	5	5,7...6,9
ЗП927А-2	0,8	1,6	0,5	3	18
ЗП925А-2	1	12	2	5	3,7...4,2
ЗП925А-2	1	12	2	5	4,3...4,8
ЗП925А-2	1	24	5	7	3,7...4,2

Мощные ПТ на основе GaAs являются в основном генераторными приборами. Их применяют в усилителях и генераторах СВЧ, аппаратуре спутникового телевидения, радиопередатчиках СВЧ и др. В то же время эти приборы перспективны для построения субнаносекундных низковольтных импульсных и ключевых устройств с временами переключения до 30—50 пс при коммутируемых токах в доли ампер и до 500 пс при токах до 10 А.

1.6. Новые приборы силовой электроники с полевым управлением

В настоящее время наблюдаются четыре тенденции развития силовых полупроводниковых приборов:

- улучшение параметров единичных силовых приборов на основе усовершенствования технологии их производства;
- разработка новых полупроводниковых структур, близких по своим параметрам к идеальным ключевым элементам;
- создание многофункциональных силовых модулей различной конфигурации, являющихся базовыми узлами преобразовательных устройств;
- широкое использование принципов микроэлектроники для создания «интеллектуальных» силовых однокристалльных интегральных микросхем, работающих в широком диапазоне питающих напряжений.

В последнее время при разработке силовых приборов, управляемых полем, наибольшие успехи достигнуты в области создания:

- полевых транзисторов с изолированным затвором (МДП-транзисторы);
- биполярных транзисторов с изолированным затвором (IGBT — Insulated Gate Bipolar Transistor);
- запираемых тиристоров с МОП-управлением (МСТ — MOS-Controlled Thyristor);
- силовых модулей на базе МДП и IGBT приборов (PM — Power Moduls);
- «интеллектуальных» силовых интегральных схем (Intelligent Power Integrated Circuit).

Сравнительный анализ силовых приборов дан в табл. 1.3.

Основными областями применения таких силовых приборов являются: ключевые источники питания, электропривод, статические компенсаторы, электронные ключи и др.

Улучшение параметров МДП-транзисторов обеспечивается использованием новейшей технологии «утопленного» канала (trench — gate technology). Эта технология позволила снизить удельное сопротивление открытого транзистора до 0,01 мкОм·м² и получить дискретные приборы в корпусах TO-220, TO-218 с сопротивлением, в открытом состоянии равным единицам миллиом [221].

Наилучшие показатели в области создания высоковольтных мощных МДП-транзисторов достигнуты фирмой Siemens. Параметры полевых транзисторов, выполненных по новой технологии COOL MOSTM, приведены в табл. 1.4 [225].

1. Основные типы полевых транзисторов

Таблица 1.3. Сравнительные характеристики приборов с полевым управлением

Параметр	МДП-транзистор	Биполярный транзистор с изолированным затвором (IGBT)	Тиристор с МДП-управлением (MCT)
Типовые коммутируемые напряжения и токи	500 В 50 А	3500 В 1200 А	1000 В 50 А
Ограничения области безопасной работы	Ограничения температурой перехода	Ограничения температурой перехода	Ограничения температурой перехода
Прямое падение напряжения, В	3,2	3,2	1,1
Зависимость проводимости от температуры	Положительная	Положительная	Отрицательная
Частота коммутации, Гц	< 100000	< 50000	< 20000
Предельные du/dt , В/мкс	Ограничены эффектом Миллера	Ограничиваются потерями в устройстве	5000
Предельные di/dt , А/мкс	Очень большие	Очень большие	Порядка 1000
Виды защиты	Управление по затвору	Управление по затвору	Быстрый предохранитель или снятие импульса управления

Таблица 1.4. Параметры COOL MOSTM транзисторов

Тип	U _{си} , В	I _с , А	R _{си} , Ом	Корпус
SPPX1N50S5	500	20,7	0,19	TO-220
SPBX1N50S5	500	20,7	0,19	TO-263
SPPX1N60S5	600	20,7	0,19	TO-220
SPBX1N60S5	600	20,7	0,19	TO-263
SPUX2N60S5	600	4,5	0,95	TO-251
SPDX2N60S5	600	4,5	0,95	TO-252
SPUX3N60S5	600	7,3	0,6	TO-251
SPDX3N60S5	600	7,3	0,6	TO-252
SPPX4N60S5	600	3,2	1,4	TO-220
SPBX4N60S5	600	3,2	1,4	TO-263
SPUX5N60S5	600	1,9	2,5	TO-251
SPDX5N60S5	600	1,9	2,5	TO-252
SPPX6N60S5	600	11,3	0,38	TO-220
SPBX6N60S5	600	11,3	0,38	TO-263
SPUX7N60S5	600	0,8	6	TO-251
SPDX7N60S5	600	0,8	6	TO-252
SPHX0N60S5	600	47,3	0,07	TO-218
SPNX2N60S5	600	0,85	0,95	SOT-223

1. Основные типы полевых транзисторов

Фирма International Rectifier наладила производство полевых транзисторов в одном корпусе с быстродействующим диодом Шотки, положившее начало семейству приборов FETKY. Эта технология позволила снизить число слоев маскирования при одновременном уменьшении толщины слоев в структуре, что привело к уменьшению сопротивления прибора в открытом состоянии в три раза по сравнению с традиционными технологиями (см. табл. 1.5).

Таблица 1.5. Номенклатура и краткие характеристики компонентов семейства FETKY

Тип	Тип канала	I_c , А	$U_{си}$, В	$R_{си}$, мОм	$U_{дш}$, В	Тип корпуса
IRF7521D1	N	2,4	20	135	0,5	Micro 8
IRF7523D1	N	2,4	30	135	0,5	Micro 8
IRF7524D1	P	1,7	20	270	0,5	Micro 8
IRF7526D1	P	1,7	30	270	0,5	Micro 8
IRF7421D1	N	6,4	30	35	0,42	SO-8
IRF7421D2	P	4,6	20	90	0,5	SO-8
IRF7321D2	P	5,3	30	58	0,5	SO-8
IRF7322D1	P	5,0	20	58	0,5	SO-8
IRL3103D1	N	64	30	14	0,42	TO-220
IRL3103D2	N	64	30	14	0,5	TO-220
IRL3303D1	N	38	30	26	0,42	TO-220
IRL3103D1S	N	64	30	14	0,42	D2-pak
IRL3103D2S	N	64	30	14	0,5	D2-pak
IRL3303D1S	N	38	30	26	0,42	D2-pak

С целью придания гибкости применения этих приборов в них предусмотрены различные комбинации включения полевого транзистора и диода Шотки. Такие структуры могут быть использованы в системах распределенного электропитания, зарядных устройствах, переносных электронных устройствах с батарейным питанием, а также для электропитания мощных процессоров семейства Pentium II, Pentium III и др.

МДП-транзисторы, выполненные по традиционным и новым технологиям, находят наибольшее применение в области коммутации напряжения до 600...1000 В при токах до 50 А.

В области больших мощностей (коммутации напряжений до 4 кВ и токов более 50 А) наибольшее распространение получают дискретные IGBT и силовые модули на их основе. IGBT — это структура основанная на интеграции возможностей полевого управления и биполярной проводимости. Структура приборов IGBT (рис. 1.16, а) содержит в стоковой области дополнительный p^+ слой. В результате образуется дополнительный р-п-р биполярный транзистор с предельно большой площадью.

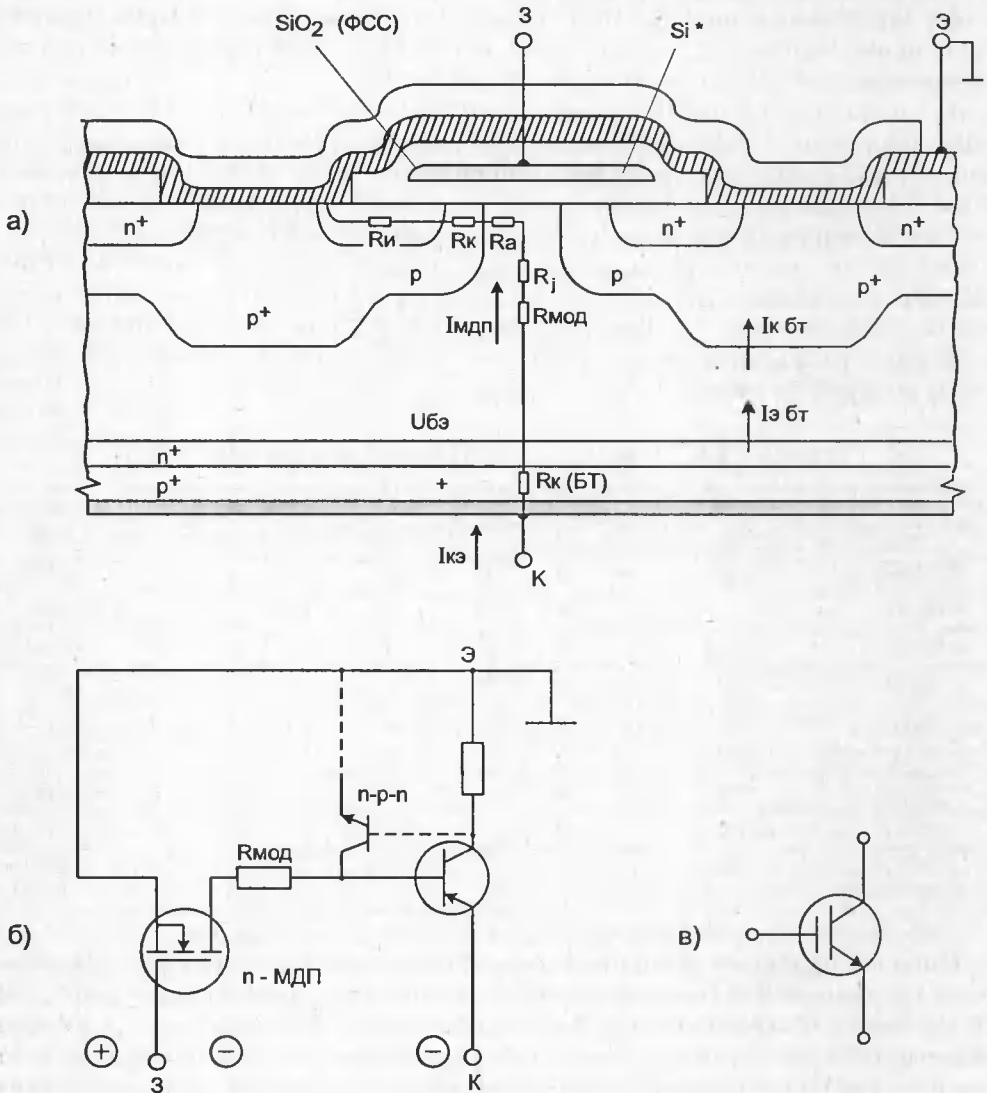


Рис. 1.16. Структура (а), эквивалентная схема (б) и обозначение (в) приборов типа IGBT

Потенциал базы p - n - p транзистора всегда выше потенциала коллектора, что и затрудняет насыщение транзистора. Ток стока МДП-транзистора усилен биполярным транзистором в $(\beta + 1)$ раз, где β — коэффициент передачи тока базы биполярного транзистора. При включенном биполярном транзисторе в p^+ область идут встречные потоки носителей (электронов и дырок), что ведет к модуляции (падению) сопротивления p^+ области и дополнительному уменьшению остаточного напряжения $U_{\text{си вкл}}$. При этом входные емкости приборов меньше, чем были бы у мощных МДП-транзисторов с аналогичными токами.

1. Основные типы полевых транзисторов

Применение новейших технологий в создании IGBT-приборов, например trench-gate technology, существенно расширило диапазоны их допустимых токов, напряжений и область безопасной работы.

По быстродействию IGBT уступают МДП-транзисторам, но значительно превосходят биполярные. Типичные значения времени рассасывания накопленного заряда и спада тока при выключении IGBT находятся в диапазонах 0,2...0,4 и 0,2...1,5 мкс соответственно. Область безопасной работы IGBT позволяет успешно обеспечить его надежную работу без применения дополнительных цепей формирования траектории переключения при частотах от 10 до 20 кГц. Ток управления IGBT мал, поэтому цепь управления компактна и может располагаться в непосредственной близости от силового ключа.

В табл. 1.6 приведены параметры некоторых типов зарубежных IGBT-приборов средней мощности.

Таблица 1.6. Параметры IGBT-приборов фирмы MITEI

Тип	$U_{кз}, В$	$I_{к макс}, А$	$I_{км}, А$	$U_{ост}, В$	Корпус
ITS08F06	600	14	16	2,1	TO220
ITS13F06	600	26	26	2,1	TO220
ITS40F06	600	55	80	2	TO246
ITS60F06	600	75	120	1,9	TO247
ITZ15F12	1200	28	45	2	TO247
ITS25F12	1200	40	50	2,7	TO247
ITZ25F12	1200	40	75		TO247
ITS35F12	1200	65	70	2,7	TO247
ITZ35F12	1200	65	105		TO247
ITS60F06	1200	75	120	1,9	TO247

Работы над поиском новых структур привели к созданию запираемых тиристоров с полевым управлением (МСТ). Эти приборы обладают возможностью как включать, так и выключать ток под действием сигнала, подаваемого на затвор МДП-структуры. Такие приборы не могут работать в линейном режиме, как биполярные и полевые транзисторы, но, имея S-образную «тиристорную» вольт-амперную выходную характеристику, могут регенеративно включаться и выключаться, не требуя при этом изменения полярности напряжения на аноде, как в обычных тиристорах. Их характерной особенностью являются очень большие плотности прямого тока, которые превышают значение этого параметра других силовых приборов с полевым управлением.

Прибор состоит из МДП-структур, объединенных с обычной p-n-p-n тиристорной структурой таким образом, чтобы переход эмиттер-база верхнего транзистора мог закорачиваться при подаче напряжения на запирающий затвор прибора, что и приводит к его выключению. Прибор можно открыть либо как обычный тиристор по аноду, либо по отпирающему затвору.

Однако технологические трудности и высокая цена сдерживают применение этого перспективного прибора силовой электроники, приближающегося

по параметрам к идеальному ключу. В настоящее время только фирма Harris (США) имеет промышленное производство МСТ в дискретном исполнении в корпусе ТО-218 с предельными коммутируемыми напряжением 1000 В и током 50 А (500 А в импульсе) с прямым падением напряжения 1,1 В и временем коммутации около 1 мкс [221].

МДП управляемые приборы стимулировали развитие силовых модулей, в которых ключевые элементы соединяются методами пленочной технологии на общей теплопроводящей изолирующей подложке, образуя всю или часть силовой схемы преобразовательного устройства. Основным достоинством модулей являются значительные рабочие токи при компактной конструкции, большая рассеиваемая мощность, удобство монтажа и простота использования. Например, на базе МДП-транзисторов строят модули, содержащие два последовательно соединенных ключа, зашунтированных быстро восстанавливающимися диодами обратного тока. Параметры таких отечественных модулей приведены в табл. 1.7.

Таблица 1.7. Двухключевые (полумостовые) модули на базе МДП-транзисторов

Тип	$U_{си}, В$	$I_c, А$	$R_{си}, мОм$	$R_T, К/Вт$	$P_{доп}, Вт$
М2ТКП-25-6	600	2×25	300	0,31	400
М2ТКП-35-5	500	2×35	170	0,31	400
М2ТКП-45-4	400	2×45	100	0,31	400
М2ТКП-80-2	200	2×80	30	0,31	400
М2ТКП-125-1	100	2×125	14	0,31	400
М2ТКП-200-0,6	60	2×200	7	0,31	400

Более широкое применение в силовых модулях нашли IGBT-приборы. Одна из серий отечественных силовых модулей содержит:

- один ключ на базе IGBT — МТКИ;
- два последовательно соединенных ключа IGBT — М2ТКИ;
- последовательно соединенные быстровосстанавливающийся диод и ключ на IGBT — МДТКИ и МДТКИД.

В табл. 1.8 приведены параметры некоторых модулей IGBT.

Таблица 1.8. Двухключевые (полумостовые) модули на базе IGBT

Тип	$U_{кз}, В$	$I_k, А$	$U_{ост}, В$	$R_T, К/Вт$	$P_{доп}, Вт$
М2ТКИ-25-12	1200	2×25	3	0,4	300
М2ТКИ-50-12	1200	2×50	3	0,25	500
М2ТКИ-75-12	1200	2×75	3	0,2	625
М2ТКИ-100-12	1200	2×100	3	0,13	1000
М2ТКИ-150-12	1200	2×150	3	0,1	1250

Аналогичные силовые модули выпускаются и за рубежом. Например, фирма International Rectifier, помимо перечисленных выше, выпускает трехфазные мостовые схемы на IGBT с напряжением до 600 В и токами 10...30 А. Для управления такими модулями эта фирма выпускает специальные микросхемы — драйвера. Они питаются от низких напряжений и не требуют громоздкой обвязки навесными элементами.

Низкий уровень потерь и малые мощности управления МДП-приборов позволили реализовать идею создания силовых интегральных схем, в которых на одном кристалле изготавливаются силовые ключевые элементы, схемы их запуска и защиты, устройства управления, регулирования и диагностики. Допустимость работы непосредственно от микропроцессоров значительно расширяет функциональные возможности силовых интегральных схем. Если однокристалльные силовые интегральные схемы выпускаются главным образом на низкие напряжения, то гибридные схемы изготавливаются практически на все необходимые уровни напряжений как для промышленных, так и бытовых нужд.

Значительные вариации степени интеграции — от объединения только ключевых элементов до размещения на общей подложке различных устройств управления и их защиты, а также разнообразие схемных исполнений модулей обеспечили их огромный, интенсивно развивающийся рынок. В качестве примера в табл. 1.9 приведены параметры интеллектуальных мощных приборов фирмы Siemens, в которых предусмотрена защита от перегрева, защита от КЗ, ограничение максимального тока, защита от перенапряжений, обнаружение обрыва.

Таблица 1.9. Параметры интеллектуальных мощных приборов

Тип	Ток нагрузки, А			U _{доп} , В	R _{кл} , мОм	Корпус
	каналы					
	1	2	4			
BT409L1	2,1			40	200	TO-220
BTS410	1,8			50	220	TO-220
BTS426L1	6,3			40	60	TO-220
BTS432	11,3			50	38	TO-220
BTS611L1	1 × 2,3	2 × 2,2		40	2 × 200	TO-220
BTS612N1	1 × 2,4	2 × 2,2		40	2 × 200	TO-220
BTS621L1	1 × 4,4	2 × 4,2		40	2 × 100	TO-220
BTS726L1	1 × 3,9	2 × 3,0		40	2 × 60	P-DSO-20
BTS711L1	1 × 1,9	2 × 1,4	4 × 1,1	40	4 × 200	P-DSO-20
BTS712N1	1 × 1,9	2 × 1,4	4 × 1,1	40	4 × 200	P-DSO-20
BTS721L1	1 × 2,7	2 × 2,1	4 × 1,6	40	4 × 100	P-DSO-20
BTS542	1 × 2,2			50	20	TO-218

2. Основные характеристики и особенности применения мощных полевых транзисторов

Чтобы успешно применять любой полупроводниковый прибор, тем более такой «тонкий», как полевой транзистор, надо знать физику его работы, его электрические и иные характеристики и особенности применения. Всему этому и посвящена данная глава. Она нужна также для создания и понимания работы моделей полевых транзисторов, необходимых для моделирования схем на ЭВМ, включая персональные компьютеры.

2.1. Вольт-амперные характеристики мощных полевых транзисторов

К важнейшим характеристикам любого активного электронного прибора относятся статические вольт-амперные характеристики (ВАХ). ВАХ мощных ПТ описывают зависимость постоянных токов стока, истока и затвора от междуэлектродных напряжений. ВАХ оказываются существенно нелинейными. Наиболее важны из них три типа:

Входные ВАХ описывают зависимость тока затвора $I_z(U_{зи})$ от напряжения на затворе при $U_{си} = \text{const}$. При разных $U_{си}$ имеем семейство входных ВАХ.

Выходные ВАХ описывают зависимость тока стока $I_c(U_{си})$ от напряжения на стоке $U_{си}$ при разных $U_{зи} = \text{const}$.

Передаточные ВАХ описывают зависимость тока стока $I_c(U_{зи})$ от напряжения на затворе $U_{зи}$, при разных $U_{си} = \text{const}$.

Для МДП-транзисторов эти ВАХ показаны на рис. 2.1. Входные токи у таких транзисторов (благодаря изоляции затвора) ничтожно малы, и их измерение проблематично. Поэтому входные ВАХ таких приборов (рис. 2.1, а) обычно в справочных данных на МДП-транзисторы не приводятся. Иногда

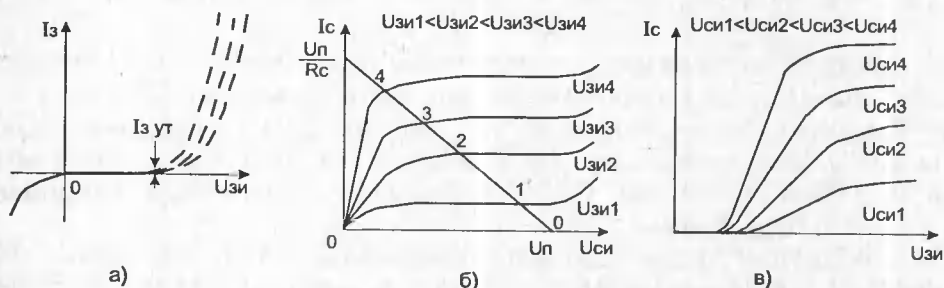


Рис. 2.1. Семейства статических ВАХ мощного МДП-транзистора: а — входные; б — выходные; в — передаточные

2. Характеристики и особенности применения мощных полевых т-ров

указывается ток утечки затвора $I_{3\text{ ут}}$, характеризующий качество изоляции затвора. Этот ток в рабочем диапазоне значений напряжения $U_{3и}$ очень мал. Например, для приборов КП902 он меньше 3 нА. При больших $U_{3и} > 0$ наблюдается резкий рост тока I_3 вследствие возникновения электрического пробоя диэлектрика затвора или кремниевого стабилитрона, защищающего цепь затвора от пробоя. Рост I_3 может наблюдаться и при $U_{3и} < 0$ вследствие отпирания защитного стабилитрона (при $U_{3и} < 0$ он смещен в прямом направлении). Такой стабилитрон встроен в структуру приборов.

Каждая кривая семейства выходных ВАХ (рис. 2.1, б) имеет три характерные области, плавно переходящие друг в друга: резкого изменения I_c с ростом $U_{си}$ при малых $U_{си}$ (крутая область), плавного изменения I_c при больших $U_{си}$ (пологая область) и резкого роста I_c при больших $U_{си}$, достигающих уровня электрического пробоя. Третья область является нерабочей, и следует избегать работы в ней в любых схемах, так как электрический пробой мощных МДП-транзисторов практически мгновенно выводит их из строя.

Наклон зависимостей $I_c(U_{си})$ характеризуется дифференциальным внутренним сопротивлением:

$$R_i = \frac{\partial U_{си}}{\partial I_c} \text{ при } U_{3и} = \text{const}, U_{си} = \text{const}. \quad (2.1)$$

Это сопротивление можно определить для любой заданной рабочей точки ($U_{3и}$, $U_{си}$), определяющей значение I_c . На крутых участках ВАХ $R_i \approx 1/S$, и так как крутизна S велика (доли-единицы ампер на 1 В), то R_i имеет порядок долей-единиц ом. В пологой области ВАХ величина R_i возрастает до единиц-десятков килоом.

Семейство передаточных характеристик (рис 2.1, в) также сильно нелинейно, хотя многие типы мощных МДП-транзисторов, особенно с горизонтальным каналом (КП901, КП902, КП904, КП905, КП907, КП908 и др.), имеют близкую к линейной и довольно протяженную среднюю часть передаточных ВАХ. С помощью передаточных ВАХ определяется низкочастотная малосигнальная крутизна:

$$S_o = \frac{\partial I_c}{\partial U_{3и}} \text{ при } U_{3и} = \text{const}, U_{си} = \text{const}. \quad (2.2)$$

Ее значение также зависит от положения рабочей точки. При запираании транзисторов ($U_{3и} < U_o$) и при ограничении роста I_c значение $S_o \rightarrow 0$.

Динамические передаточные характеристики (ДПХ) показывают зависимость $I_c(U_{3и})$ для схемы рис. 2.2 с резисторной нагрузкой в цепи стока. В этом случае изменение $U_{3и}$ сопровождается изменением напряжения $U_{си} = U_{п} - I_c(U_{3и}, U_{си})R_c$.

Для построения ДПХ можно воспользоваться семейством выходных ВАХ. Построив на нем линию нагрузки резистора R_c , можно найти ряд точек пересечения ее с кривыми ВАХ для различных $U_{3иi}$ ($i = 1, 2, \dots$). Перенеся значения тока I_c для этих точек на плоскость ($I_c, U_{3и}$), получим ДПХ (рис. 2.3). Характерной особенностью ДПХ является наличие участков ограничения то-

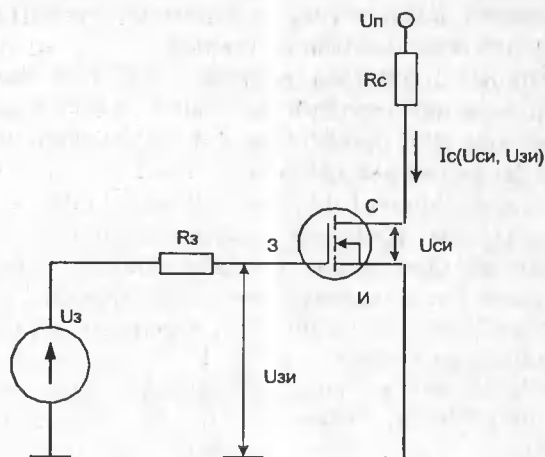


Рис. 2.2. Схема с общим истоком на мощном МДП-транзисторе

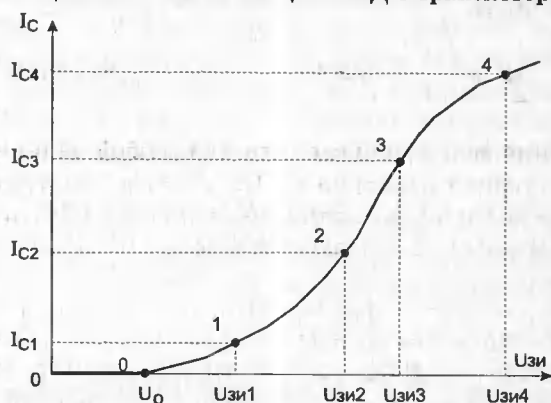


Рис. 2.3. Динамическая передаточная характеристика вида $I_c = f(U_{зи})$ для схемы рис. 2.2

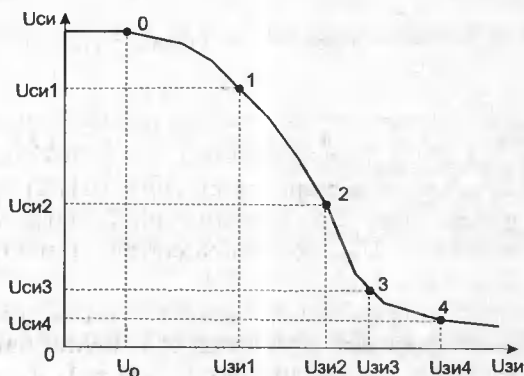


Рис. 2.4. Динамическая передаточная характеристика вида $U_{си} = f(U_{зи})$ для схемы рис. 2.2

ка стока. Нелинейность ДПХ является основной причиной возникновения нелинейных искажений в электронных схемах.

Можно построить ДПХ и в плоскости ($U_{\text{си}}, U_{\text{зи}}$). В этом случае ДПХ характеризует зависимость напряжения на стоке $U_{\text{си}}$ от напряжения на затворе $U_{\text{зи}}$. Падающий участок этой ДПХ (рис. 2.4) указывает на то, что схема на рис. 2.2 выполняет функции инвертора.

Динамические передаточные характеристики часто используются при анализе электронных схем. Например, с помощью ее можно рассчитать коэффициент нелинейных искажений в усилительных схемах. Наклон ДПХ (рис. 2.4) в средней части характеризует дифференциальный коэффициент усиления каскада (см. рис. 2.2) в линейном режиме работы:

$$K = \frac{du_{\text{си}}}{du_{\text{зи}}} \approx \frac{\Delta u_{\text{си}}}{\Delta u_{\text{зи}}} \approx S(R_c \parallel R_{\text{и}}) \quad (2.3)$$

(здесь и далее знак \parallel означает параллельное соединение резисторов).

Семейства выходных и передаточных ВАХ мощных МДП-транзисторов обычно приводятся в справочной литературе [2, 17—23]. Теоретическому анализу ВАХ посвящен ряд работ. При этом можно выделить три характерных подхода: применение результатов анализа маломощных МДП-транзисторов, разработка уточненных моделей (учитывающих частично специфику работы мощных приборов) и применение аппарата формальной аппроксимации ВАХ.

Выражения для ВАХ идеализированной структуры маломощного МДП-транзистора хорошо известны и приведены в ряде работ [1, 26, 38]. В них показано, что I_c определяется с помощью трех формул:

$$I_c = 0 \text{ при } U_{\text{зи}} < 0; \quad (2.4)$$

$$I_c = \beta [2U_{\text{си}}(U_{\text{зи}} - U_0) - U_{\text{си}}^2], \text{ при } 0 < U_{\text{си}} < (U_{\text{зи}} - U_0); \quad (2.5)$$

$$I_c = \beta (U_{\text{зи}} - U_0)^2, \text{ при } 0 < (U_{\text{зи}} - U_0) < U_{\text{зи}}, \quad (2.6)$$

$$\text{где } \beta \text{ — удельная крутизна, равная } \beta = \mu Z C_0 / L, \quad (2.7)$$

$$\text{и } C_0 = \epsilon \epsilon_0 d. \quad (2.8)$$

Здесь C_0 — удельная емкость канала; d — толщина диэлектрика; L — длина канала; Z — его ширина (общая).

Для (2.6) характерна квадратичная зависимость I_c от $U_{\text{зи}}$. При этом крутизна S (2.2) на пологих участках ВАХ непрерывно растет с ростом $U_{\text{зи}}$:

$$S = \beta (U_{\text{зи}} - U_0), \quad (2.9)$$

а выходное сопротивление (2.1) на начальных участках ВАХ падает

$$R_{\text{и}} = \frac{1}{2\beta (U_{\text{зи}} - U_0)} \quad (2.10)$$

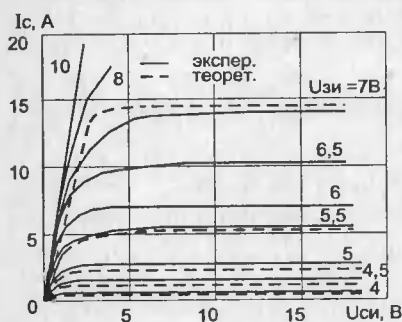


Рис. 2.5. Семейство ВАХ мощного МДП-транзистора IRF130

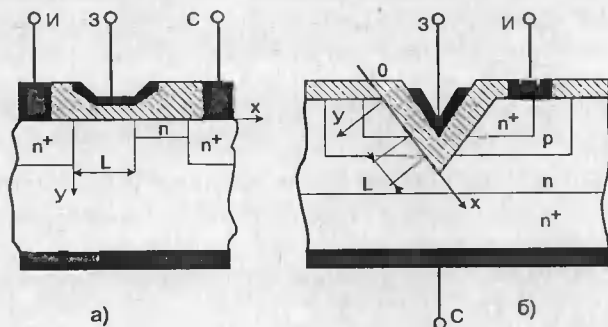


Рис. 2.6. Физико-топологические модели для расчета ВАХ прибора с горизонтальным каналом (а) и V-образной канавкой (б)

Для многих типов (особенно зарубежных) мощных МДП-транзисторов такое поведение в первом приближении вполне корректно. На рис. 2.5 показано сравнение расчетных (штриховые линии) и экспериментальных ВАХ для прибора IRF130 [39], рабочие токи которого достигают 15—20 А.

Если для крайних кривых ВАХ совпадение их вполне приемлемо, то для промежуточных кривых и малых U_{ci} погрешность вычисления I_c резко возрастает (до десятков процентов). Для большинства отечественных мощных МДП-транзисторов (особенно с горизонтальным каналом) соотношения (2.4—2.6) дают качественно неверный результат, поскольку их передаточная характеристика резко отлична от квадратичной. Связано это с уменьшением подвижности носителей в канале с ростом напряженности электрического поля в нем и влиянием последовательных сопротивлений стока и истока.

Более точные расчетные выражения для ВАХ получены в [40]. В ней рассмотрены мощные МДП-транзисторы, идеализированная структура которых показана на рис. 2.6.

Считая, что распределения акцепторной примеси Na и донорной Nd равномерные, можно воспользоваться следующим выражением для тока стока:

$$I_c = \frac{Z}{L} \int_{U_{зи}}^{U_c} \mu(E_x, E_y) Q_n(U_x) dx \quad (2.11)$$

$$\text{где} \quad E_x = dU_x / dx, E_y = \epsilon_d (U_z - U_x) / d_d \epsilon_m \quad (2.12)$$

$$\mu(E_x, E_y) = \mu_0 / (1 + E_x / E_x^*) (1 + E_y / E_y^*), \quad (2.13)$$

где L и Z — длина и ширина канала;

E_x и E_y — напряженности продольного и поперечного полей в канале;

E_x^* и E_y^* — их критические значения, при которых подвижность μ падает вдвое;

Q_n — полный заряд подвижных носителей в канале;

μ_0 — начальная подвижность;

2. Характеристики и особенности применения мощных полевых т-ров

U_x , U_c и U_{Π} — напряжения в точке x канала, на стоке и истоке соответственно;

ϵ_d , ϵ_{Π} — диэлектрическая проницаемость диэлектрика и полупроводника;
 d_d — толщина диэлектрика на затворе.

Поскольку n -область у мощных МДП-транзисторов соединена с истоком и заряд подвижных носителей намного больше заряда в обедненной n -области, полный заряд:

$$Q_{\Pi} = Q_3 = C_0(U_3 - U_x), \quad (2.14)$$

где Q_3 — заряд на затворе;

$$C_0 = \epsilon \epsilon_0 / d_d. \quad (2.15)$$

Малое у мощных МДП-транзисторов пороговое напряжение U_0 полагается равным нулю, так как учет $U_0 \neq 0$ возможен в конечных формулах (суммированием с U_3). Усредняя далее продольную составляющую напряженности электрического поля в канале

$$E_x = U_0/L, \quad (2.16)$$

подставляя (2.11)...(2.16) в (2.11) и выполняя интегрирование, можно найти ВАХ активной области прибора:

$$I_c = \frac{b}{1 + (U_c / U_c^*)} \left[U_3^2 \left(\frac{U_c}{U_3} - \ln \frac{U_3^* + U_3}{U_3^* + U_3 - U_c} \right) \right], \text{ при } U_c \leq U_3 \quad (2.17)$$

$$I_c = I_{CH} = b \frac{U_c^* U_3^*}{U_3^* + U_3^*} \left[\frac{U_3}{U_3^*} - \ln \left(1 + \frac{U_3}{U_3^*} \right) \right], \text{ при } U_c \rightarrow U_3 \quad (2.18)$$

где $b = Z C_0 \mu_0 / L$, $U_c^* = L E_x^*$, $U_3^* = \epsilon_{\Pi} d_d E_y^* / \epsilon_d$.

Эти выражения определяют зависимость I_c от U_3 и U_c для трех характерных случаев:

1. Подвижность $\mu = \mu_0 = \text{const}$, $U_{3^*} \gg U_3$, $U_{c^*} \gg U_c$. Полагая при этом в (2.18) $U_c^* + U_3 \approx U_c^*$, $\ln(1 + U_3/U_3^*) \approx U_3/U_3^* - U_3^2/2 (U_3^*)^2$, получаем квадратичную зависимость для маломощных приборов: $I_{CH} = b U_3^2$.

2. Подвижность m зависит только от поперечной составляющей E_y : $U_3^* \ll U_c^*$. В этом случае $U_3/U_3^* \gg \ln(U_3/U_3^*)$, $U_c^* + U_3 \approx U_c^*$ и $I_{CH} = b U_3^* U_3$, т. е. ток стока насыщения линейно зависит от U_3 и крутизна передаточной характеристики $S_0 = b U_3^* = \text{const}$. Этот случай реализуется у серийных мощных МДП-транзисторов в широкой области рабочих напряжений и токов.

3. На подвижность влияют обе составляющие напряженности поля в канале:

$U_3^* \ll U_3$, $U_c^* \ll U_c$. В этом случае $U_3/U_3^* \gg \ln(U_3/U_3^*)$, $U_c + U_3 \approx U_{3\Pi}$ и ток стока насыщения достигает предельного значения $I_{CH \text{ макс}} = b U_3^* U_c^* = \epsilon_0 \epsilon_{\Pi} \mu E_y^* E_x^* Z$, т. е. перестает зависеть от U_3 . Этот случай у мощных МДП-транзисторов реализуется при больших напряжениях на затворе. Он ответственен

за наблюдаемый спад зависимости крутизны S от напряжения на затворе при больших U_3 и больших I_C и позволяет оценить предельные возможности мощных МДП-транзисторов.

В пологой области рост I_C от U_C у мощных МДП-транзисторов с малой длиной канала наблюдается вследствие укорочения канала, обусловленного расширением обедненной стоковой области, на величину l_k . Кроме того, существует еще один механизм роста тока — пробой стоковой p^+ области. Оба этих механизма можно учесть с помощью аппроксимации $I_C = I_{C1}/(1 - l_k/L) - I_0[1 - (U_C/U_{пр})^n]$, где первый член описывает рост I_C вследствие роста l_k , второй — пробой p^+ перехода с обратным током I_0 и напряжением пробоя $U_{пр}$. Оба этих механизма обуславливают уменьшение дифференциального выходного сопротивления на пологих участках ВАХ. Показатель степени $n \approx 2$.

Ориентировочно ширина областей объемного заряда в стоковых n^- и p^- областях при малых токах стока может определяться по формулам, справедливым для несимметричного резкого перехода:

$$l_c(0) \approx \sqrt{2\varepsilon_n\varepsilon_0(U_C - U_3) / qN_d}, \quad l_k(0) \approx N_d l_c(0) / N_a$$

Поскольку у мощных МДП-транзисторов $N_a > N_d$, то область объемного заряда с ростом напряжения U_C распространяется преимущественно в сток.

Для приборов (рис. 2.6, а), имеющих n^- — область малой толщины, при больших токах I_C существенен механизм смещения границы области объемного заряда, обусловленный накоплением в этой области динамического объемного заряда подвижных носителей. Рост ширины области объемного заряда (ООЗ) при увеличении U_C и I_C ведет к изменению сопротивления n^- области вследствие изменения длины непокрытого участка ООЗ согласно отношению $r_C = r_{co} \rho_n (I_n - I_C) / u^* Z$, где ρ_n , l_n — удельное сопротивление и длина p^+ -области стока; r_{co} — сопротивление p^+ области стока и омического контакта. Согласно расчетным данным уменьшение r_C вследствие указанного эффекта смещения ООЗ при больших I_C и U_C достигает значений 20—50% от r_{co} и должно учитываться, поскольку оно определяет остаточное напряжение включенного транзистора. В вертикальной V-структуре (рис. 2.6, б) ток I_C течет поперек тонкой n^- -области, сопротивление которой мало, и его модуляцию можно не учитывать.

Температурная зависимость параметров легко учитывается заменой U_0 на $U_0(T)$ (где T — температура) и заменой μ_0 на $\mu_0(T)$, где $\mu_0(T) = \mu_0(T_0) / (T_0/T)^m$; $\mu_0(T_0)$ — значение при заданной температуре T_0 (обычно 0 или 20 °C); m — коэффициент аппроксимации, значение которого зависит от структуры прибора и технологии его изготовления.

В [40] приведены данные расчета с помощью ЭВМ семейства ВАХ мощного ПТ КП907 (2П907) при следующих данных:

$N_a = 2 \cdot 10^{16} \text{ см}^{-3}$; $N_d = 1 \cdot 10^{15} \text{ см}^{-3}$; $E_{x*} = 5 \cdot 10^4 \text{ В/см}$; $E_{y*} = 1,5 \cdot 10^5 \text{ В/см}$; $\rho_n = 1 \text{ Ом} \cdot \text{см}$; $u_{C*} = 2 \cdot 10^{-3}$; $r_n = r_C = 1 \text{ Ом}$; $d_d = 2 \cdot 10^{-5} \text{ см}$; $\varepsilon_0 = 8,86 \cdot 10^{-14} \text{ Ф/см}$; $\varepsilon_n = 3,5$; $\varepsilon_d = 7$; $\mu_0 = 600 \text{ см}^2/\text{Вс}$; $q = 1,6 \cdot 10^{-19} \text{ К}$ и $v_{nm} = 1 \cdot 10^7 \text{ см/с}$.

Расчетное и экспериментальное (штриховые линии) семейства ВАХ, представленные на рис. 2.7, а, свидетельствуют о довольно высокой точности рас-

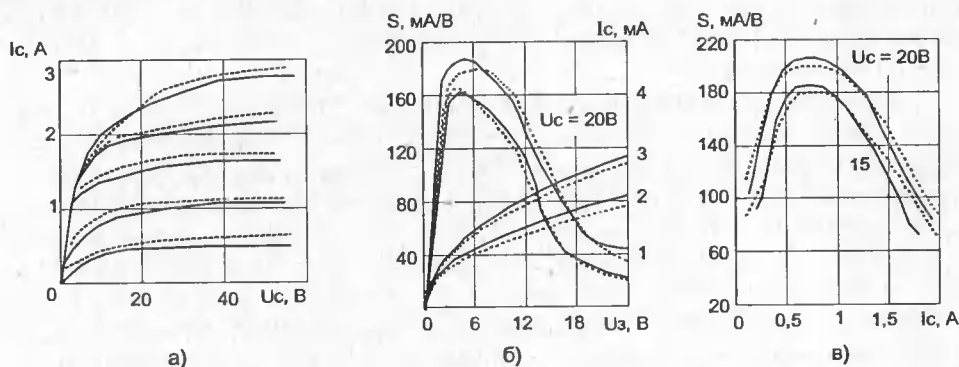


Рис. 2.7. Расчетные и экспериментальные семейства ВАХ мощного МДП-транзистора КП907 (а) и зависимости крутизны от напряжения на затворе (б) и тока стока (в)

чета. Были рассчитаны также значения крутизны S (2.2) в функции от напряжения на затворе U_3 (при $U_c = \text{const}$) и на стоке U_c (при $U_3 = \text{const}$). Полученные зависимости (рис. 2.7, б, в) также соответствуют экспериментальным. Качественных отличий ВАХ от реальных не наблюдается.

Хотя подобный анализ ВАХ позволяет определить $I_c(U_{си}, U_{зи})$ в широком диапазоне рабочих напряжений и токов, он довольно сложен. К сожалению, это относится и к другим попыткам получения теоретических ВАХ исходя из анализа физико-топологических моделей мощных МДП-транзисторов. В связи с этим возрастает роль аппарата и методов формальной аппроксимации ВАХ. Они рассматриваются в дальнейшем.

2.2. Вольт-амперные характеристики мощных полевых транзисторов с управляющим р-п переходом

Мощные кремниевые ПТ с управляющим р-п переходом бывают двух основных типов: обычные (с «пентодной» ВАХ) и со статической индукцией (с «триодной» ВАХ). Во всех этих приборах управляющее напряжение U (оно же U_3 и $U_{зи}$) меняет ширину обедненной области р-п перехода, что ведет к изменениям толщины канала и тока стока.

Входная характеристика этого класса приборов описывается обычным выражением для ВАХ р-п перехода:

$$I_3 = I_0[\exp(U/m \varphi_T) - 1], \quad (2.19)$$

где I_0 — обратный ток р-п перехода; m — коэффициент, учитывающий рекомбинацию носителей в р-п переходе; φ_T — тепловой потенциал ($\varphi_T = kT/q$, где k — постоянная Больцмана; q — заряд электрона; T — абсолютная температура). При комнатной температуре (20°C) $\varphi_T \approx 0,025$ В.

На рис. 2.8 представлена входная ВАХ кремниевого ПТ с управляющим р-п переходом. Токи I_3 даже при обратном смещении на затворе заметны (например, до 1 мА у приборов КП926А), а при прямом смещении резко возрастает.

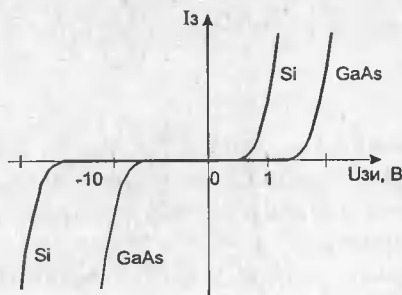


Рис. 2.8. Вид входных ВАХ кремниевого и арсенид-галлиевого полевых транзисторов с управляющим p-n переходом

тают. Рост I_d наблюдается и при больших обратных напряжениях из-за возникновения электрического пробоя p-n перехода.

Для семейства ВАХ ПТ данного класса с n-каналом известны следующие выражения:

$$\frac{I_c}{I_{co}} = -\frac{3U_{си}}{U_o} - 2 \left[\left(\frac{U_{зи} - U_{си} - U_B}{U_o} \right)^{3/2} - \left(\frac{U_{зи} + U_B}{U_o} \right)^{3/2} \right] \quad (2.20)$$

при $U_{си} > U_{зи} - U_o - U_B$,

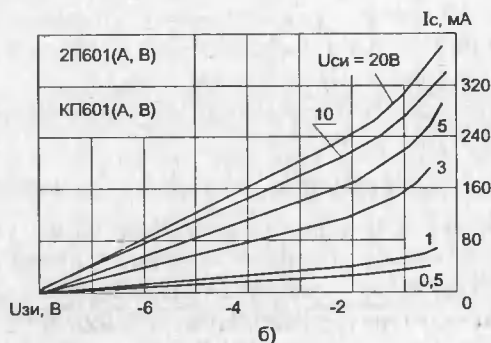
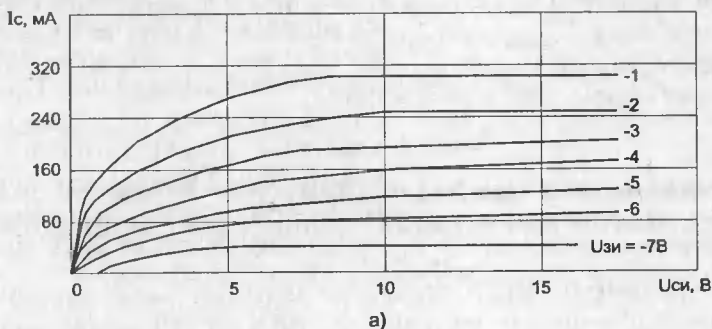


Рис. 2.9. Семейство ВАХ транзистора КП601 с управляющим p-n переходом (а) и его передаточные характеристики (б)

$$\frac{I_c}{I_{co}} = 3 \frac{U_{зи} - U_{си} - U_v}{U_o} - 2 \left(\frac{U_{зи} - U_{си} - U_v}{U_o} \right)^{3/2} - 1 \quad (2.21)$$

при $U_{си} \leq U_{зи} - U_o - U_v$

Здесь I_{co} — ток стока при $U_{зи} + U_v = 0$ и $U_{си} = -U_o$; U_o — напряжение отсечки; U_v — внутренний потенциал (для кремниевых приборов $U_v \approx 0,7$ В, $U_o \approx 4$ В). Для приборов с каналом р-типа полярности напряжений и токов меняются на противоположную.

Вид ВАХ, рассчитанных по (2.20), (2.21), мало отличается от вида ВАХ МДП-транзисторов. На рис. 2.9, а представлено семейство ВАХ мощного Si ПТ с управляющим р-п переходом КП601, а на рис. 2.9, б — его передаточная характеристика.

Вид семейства ВАХ мощных ПТ с управляющим р-п переходом зависит от длины канала. Приборы с малой длиной канала имеют ВАХ, подобные приведенным на рис. 2.10. Здесь можно наблюдать постепенный переход от «пентодного» вида ВАХ к «триодному».

В последнем случае дифференциальное сопротивление резко падает вплоть до значений, при которых $SR_1 < 1$. Этот эффект привел к появлению нового класса мощных ПТ — СИТ, имеющих ярко выраженные «триодные» ВАХ (рис. 2.11).

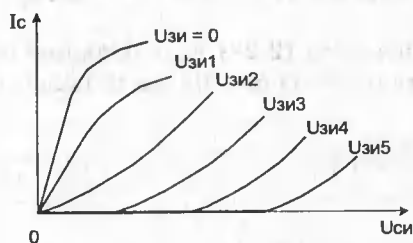


Рис. 2.10. Семейство ВАХ кремниевых полевых транзистора с коротким каналом

При подаче отрицательного смещения на затвор СИТ работает подобно вакуумному триоду — ток его ограничен пространственным зарядом. При положительном смещении на управляющем переходе СИТ превращается в биполярный транзистор. Биполярный режим работы СИТ позволяет получать меньшие R_i на начальных участках ВАХ, но ведет к рез-

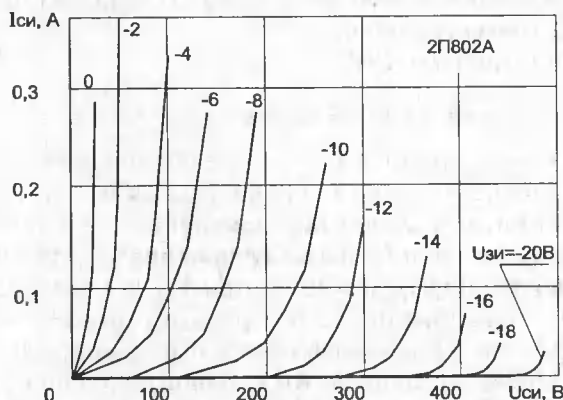


Рис. 2.11. Семейство выходных ВАХ КП802 в полевом режиме работы со статической индукцией

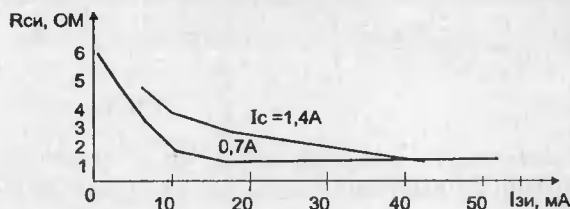


Рис. 2.12. Зависимости сопротивления канала от входного тока для СИТ КП802 в биполярном режиме

кому снижению быстродействия ключевых схем на этих приборах (из-за возникновения эффекта накопления в структуре избыточных зарядов неосновных носителей, рис. 2.12).

$$I_c = I_0 \exp \left\{ [-\eta (kT)] (U_3 - U_3 / \mu^*) \right\}, \quad (2.22)$$

где μ^* — внутренний коэффициент усиления;

η — коэффициент, зависящий от структуры прибора;

I_0 — масштабный ток.

Значение η возрастает при уменьшении ширины канала и концентрации примесей в нем.

При больших плотностях тока в канале формула (2.22) дает большие погрешности из-за отсутствия учета последовательных сопротивлений областей стока и истока $r_{и}$. В этом случае [29]

$$I_c = (U_c + \mu^* U_3) / [(1 + \mu^*) R_{и} + R_{с}]. \quad (2.23)$$

Внутренний коэффициент усиления

$$\mu = \frac{\partial U_c}{\partial U_3} = \frac{W}{W_3} \text{ при } I_c = \text{const}, \quad (2.24)$$

где W и W_3 — расстояния от центра затвора до границы нейтральных областей стока и истока соответственно.

Внутреннее сопротивление СИТ

$$r_c = \partial U_c / \partial I_c = \mu (\partial U_3 / \partial I_c) = \mu / S_0, \quad (2.25)$$

где μ — внешний коэффициент усиления (пропорционален μ^*).

Передаточные характеристики СИТ (рис. 2.13) имеют довольно протяженные линейные участки, что делает перспективным их применение в усилителях мощности с малыми нелинейными искажениями. Из этих характеристик видно, что эти приборы нормально (т. е. при $U_{зи} = 0$) открыты.

К приборам с управляющим р-п-переходом относятся также мощные ПТШ. Входная ВАХ их также описывается выражением (2.19). На рис. 2.14 представлено семейство выходных ВАХ одного из наиболее сильноточных мощных ПТШ КП915. Этот прибор фактически содержит в одном корпусе четыре структуры транзисторов КП910. Все мощные ПТШ пока являются низковольтными приборами ($U_{си \text{ макс}} \leq 7...8 \text{ В}$).

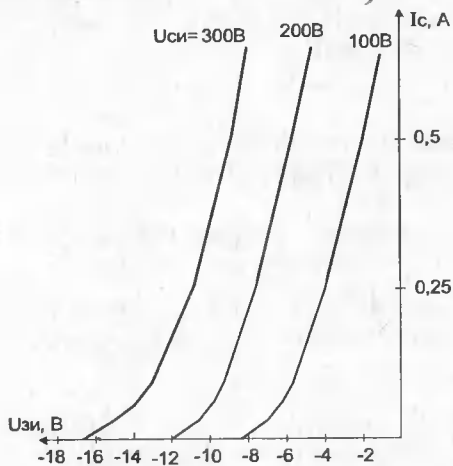


Рис. 2.13. Семейства передаточных ВАХ КП802

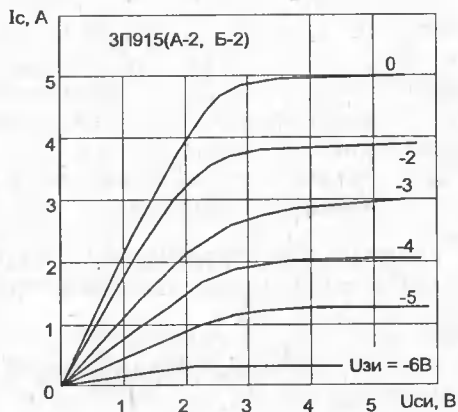


Рис. 2.14. Семейство выходных ВАХ мощного полевого транзистора с барьером Шоттки 3П915

Хотя вид семейства выходных ВАХ кажется вполне обычным, теоретический анализ их крайне сложен. Причинами этого являются: крайне малые размеры структуры, короткий (единицы микрометров) канал, наличие падающего участка на зависимости подвижности электронов от напряженности поля в канале, необходимость учета саморазогрева структуры и возможность возникновения в них доменов. Попытки анализа GaAs мощных ПТШ предприняты во многих работах [41—43, 53], но они не привели к достаточно простым аналитическим выражениям для описания семейства ВАХ, поэтому целесообразно пользоваться аппроксимациями.

2.3. Аппроксимация вольт-амперных характеристик мощных полевых транзисторов

Аппроксимация выходных ВАХ мощных ПТ означает подмену реальной зависимости тока стока I_c от напряжения $U_{си}$ и $U_{зи}$ на некоторую достаточно простую математическую зависимость $I_c(U_{си}, U_{зи})$. При этом используются два способа аппроксимации — применение формальных зависимостей $I_c(U_{си}, U_{зи})$ и корректировка теоретических зависимостей, полученных из анализа физико-топологической модели приборов. Хотя второй путь выглядит более предпочтительным, на деле он далеко не всегда реализуем, так как теория ВАХ мощных приборов не дает достаточно простых и пригодных для практических расчетов выражений. В них входит множество неизвестных разработчикам схем физико-топологических параметров мощных ПТ.

Естественно, что аппарат аппроксимации ВАХ постоянно пополняется новыми расчетными выражениями по мере разработки новых типов мощных ПТ. Трудности связаны с необходимостью аппроксимировать полные семей-

ства ВАХ, т. е. с вынужденной двухмерностью аппроксимации. Это затрудняет применение некоторых универсальных методов аппроксимации нелинейных зависимостей, например полиномиальных. Далее полагаем исток заземленным и считаем, что $U_{зи} = U_3$ и $U_{си} = U_C$.

Одной из первых была предложена линейно-экспоненциальная аппроксимация семейства ВАХ мощных МДП-транзисторов КП901, КП902 и КП904 с горизонтальным каналом [11, 44]:

$$I_C(U_C, U_3) = S_0(U_{зи} - U_C)\{1 - \exp\{-kU_{си}/(U_{зи} - U_0)\}\}, \quad (2.26)$$

при $0 < (U_{зи} - U_0) \leq I_{C \text{ макс}} / S_0$.

$$I_C = I_{C \text{ макс}}, \quad (2.27)$$

при $U_3 - U_0 \geq I_{C \text{ макс}} / S_0$.

Передаточная характеристика при этом состоит из трех отрезков (рис. 2.15). На участке 1 мощный ПТ закрыт, на участке 2 ток I_C пропорционален разности $U_3 - U_0$, а на участке 3 $I_C = I_{C \text{ макс}}$, т. е. ток стока испытывает насыщение.

Напряжение $U_{зм} = U_0 + I_{C \text{ макс}} / S_0$, крутизна $S_0 = \text{const}$ соответствует наклону участка 2 аппроксимации передаточной ВАХ.

Для подбора параметра аппроксимации надо выбрать некоторую кривую в пределах рабочей области ВАХ и на ней найти точку $I_{0.5} = 0,5I_{C \text{ пр}}$, где $I_{C \text{ пр}}$ — предельное значение тока стока, к которому стремится значение тока стока, определяемое по этой кривой, тогда (учитывая экспоненциальный характер кривой):

$$k = \ln 2 \cdot (U_3 - U_0) / U_{C 0.5} \approx 0,693(U_3 - U_0) / U_{C 0.5}$$

При малых $U_{си}$, когда $kU_{си} < (U_3 - U_0)$, можно разложить экспоненциальную зависимость (2.26) в ряд и, ограничившись учетом двух первых членов, записать

$$I_C \approx U_C k S_0 = U_C / R_{к \text{ мин}}, \quad (2.28)$$

где $R_{к \text{ мин}} = 1/k S_0$ — минимальное сопротивление канала включенного мощного ПТ.

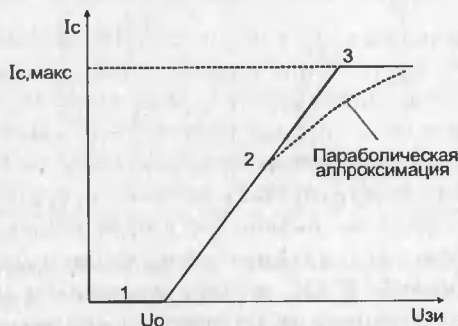


Рис. 2.15. Простейшая кусочно-линейная аппроксимация передаточной характеристики мощного МДП-транзистора (штриховой линией показана параболическая аппроксимация)

При параболически-экспоненциальной аппроксимации удастся учесть плавный переход передаточной ВАХ от участка 2 (рис. 2.15) к участку 3 (см. штриховую линию). Это заметно улучшает точность аппроксимации при больших U_3 [14, 44]. В соответствии с этой аппроксимацией передаточная ВАХ описывается выражением:

$$I_c(U_3) = S(U_3 - U_0 - bU_3^2), \quad (2.29)$$

а полное семейство ВАХ:

$$I_c(U_c, U_3) = S(U_3 - U_0 - bU_3^2)\{1 - \exp(-pU_c/(U_3 - U_0 - bU_3^2))\} \quad (2.30)$$

Коэффициент b определяется по ряду точек передаточной ВАХ с помощью простых программ параболической аппроксимации [44—47]. Для расчета коэффициента p можно воспользоваться паспортными значениями $U_c = U_{co}$ для некоторого тока $I_c = I_{co}$. Тогда из (2.30):

$$p = \frac{U_{co} - U_0 - bU_{co}^2}{U_{co}} \ln \left[1 - \frac{I_{co}}{S_0(U_{co} - U_0 - bU_{co}^2)} \right] \quad (2.31)$$

В этих выражениях S_0 определяет крутизну начального участка передаточной характеристики. С ростом $U_3 > U_0$ крутизна S будет постепенно уменьшаться (что и наблюдается на практике). Плавное уменьшение S при уменьшении U_3 до значения U_0 эта аппроксимация не описывает.

В табл. 2.1 приведены типовые параметры U_0 , S_0 и коэффициенты b , p данной аппроксимации для ряда мощных МДП-транзисторов с горизонтальным каналом. Погрешность аппроксимации семейства ВАХ лежит в пределах 5—20% (типовое значение 10%), что соответствует реальной погрешности практических расчетов.

Таблица 2.1. Параметры аппроксимации ВАХ мощных МДП-транзисторов с горизонтальным каналом

Тип транзистора	U_0 , В	S , А/В	b , А/В ² · 10 ⁻⁴	p , 1/В	k
КП901	-0,236	0,214	-23,6	-0,011	0,9
КП904	-1,11	0,616	-93,6	-0,0152	0,81
КП905	0	0,039	-8	-0,0204	0,7
КП907	0,054	0,195	-33	-0,0169	1,56
КП908	-0,0117	0,0468	-8,3	-0,0177	1,38
КП909	-14,31	2,344	-570	-0,0244	0,3

Полиномиально-экспоненциальная аппроксимация позволяет довольно точно описывать семейства ВАХ и передаточные характеристики любых МДП-транзисторов. При этом передаточная характеристика описывается полиномом n -й степени:

$$I_c(U_3) = a_0 + a_1U_3 + a_2U_3^2 + \dots + a_n U_3^n. \quad (2.32)$$

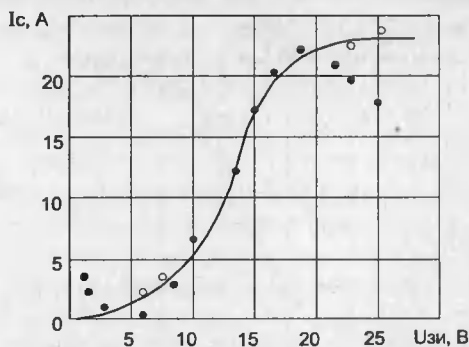


Рис. 2.16. Полиномиальная аппроксимация передаточной характеристика мощного МДП-транзистора КП913 в диапазоне напряжений $U_3 = 4...20$ В при степени полинома 3 (точки) и 5 (кружочки)

Для вычисления коэффициентов $a_0, a_1, a_2, \dots, a_n$ можно воспользоваться стандартными программами полиномиальной аппроксимации [46] или функциями полиномиальной аппроксимации современных систем компьютерной математики Mathcad, Maple или Mathematica. Как и ранее, семейство выходных ВАХ аппроксимируется экспоненциальными функциями.

На рис. 2.16 представлены результаты аппроксимации передаточной характеристики мощного МДП-транзистора КП913 полиномами 3-й и 5-й степени. Нетрудно заметить, что точность аппроксимации рабочего участка передаточной характеристики довольно велика. Однако за этими пределами погрешность аппроксимации резко возрастает и асимптотическое поведение передаточной характеристики описывается неверно. Это существенный недостаток полиномиальной аппроксимации при использовании ее для анализа схем, работающих в режиме большого сигнала.

Логарифмически-экспоненциальная аппроксимация [48], представленная в обобщенном виде выражением

$$y(x) = a \ln\{1 + \exp[b(x - x_0)]\}, \quad (2.33)$$

обладает интересным свойством — она описывает две прямые на плоскости, плавно переходящие друг в друга. Здесь x_0 — абсцисса точки пересечения прямых. Используя несколько членов (2.33), можно описывать функции, представляемые несколькими отрезками прямых. Коэффициенты a и b аппроксимации позволяют задавать резкость перехода от одной кривой к другой. Так, используя два члена (2.33), можно описать передаточную характеристику, грубо имеющую вид рис. 2.15 в виде плавной кривой [49].

$$I_c(U_3) = k_1 \ln\{1 + \exp[S_1(U_3 - U_1)/k_1]\} + k_2 \ln\{1 + \exp[(S_2 - S_1)(U_3 - U_2)/k_2]\}, \quad (2.34)$$

где $k_1 = DI_1/\ln 2$, $k_2 = DI_2/\ln 2$, $S = (I_2 - I_1)/(U_2 - U_1)$, $S_2 = (I_3 - I_2)/(U_3 - U_2)$ и индексы соответствуют номерам точек на рис. 2.17.

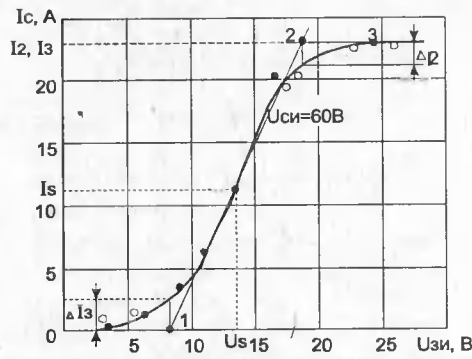


Рис. 2.17. Аппроксимация передаточной характеристики транзистора КП913 с помощью (2.34) ($U_{си} = 60 \text{ В}$)

В данном примере (аппроксимация передаточной ВАХ мощного ВМДП-транзистора КП913) $k_1 = 2,89 \text{ А}$, $k_2 = -3,17 \text{ А}$, $S_1 = 2,72 \text{ А/В}$, $S_2 = 0$; $U_1 = 8,2 \text{ В}$, $U_2 = 16,4 \text{ В}$. Как видно из рис. 2.17, погрешность данной аппроксимации очень мала и расчетные точки прекрасно укладываются на аппроксимируемую кривую. Аппроксимация правильно описывает асимптотическое поведение передаточной характеристики, и ее параметры легко вычисляются. Единственным недостатком этой аппроксимации является большой объем вычислений: для каждой точки надо вычислять четыре трансцендентные функции, что замедляет анализ и моделирование схем на ЭВМ (для современных ПК на процессорах класса Pentium II/III/4 этот недостаток перестает быть сколь-нибудь существенным).

Аппроксимация гиперболическим тангенсом удобна при описании симметричных кривых. У многих ВМДП-транзисторов (КП911, КП913 и др.) передаточные характеристики почти симметричны и могут описываться функцией [49] $I_c = A + B \operatorname{th}[C(U_g - U_s)]$. Коэффициенты A и B этой аппроксимации определяются из условия

$$I_c = I_s, \partial I_c / \partial U_g = S_0 \text{ при } U_g \rightarrow U_s,$$

$$I_c \rightarrow I_{cm} \text{ при } U_g \rightarrow \infty.$$

Таким образом,

$$A = I_s, B = I_s \text{ и } C = S_0 / I_s, \tag{2.35}$$

где U_s , I_s — координаты средней точки (перегиба) передаточной характеристики. В этом случае

$$I_c(U_g) = I_s \{1 + \operatorname{th}[S(U_g - U_s) / I_s]\}. \tag{2.36}$$

На рис. 2.17 светлыми кружками показан результат аппроксимации по (2.36) передаточной характеристики ВМДП-транзистора КП913.

В большинстве случаев языки программирования ЭВМ не имеют функции, вычисляющей $\operatorname{th}(x)$, и приходится пользоваться формулой

$$\operatorname{th}(x) = \frac{e^x + e^{-x}}{e^x - e^{-x}} = \frac{y + 1/y}{y - 1/y},$$

где $y = e^x$. Второе представление предпочтительней, так как требует однократного вычисления $y = e^x$.

С учетом сказанного аппроксимация передаточной характеристики мощных ВМДП-транзисторов гиперболическим тангенсом является одной из наиболее удачных. Ее погрешность не превышает 5%, определение параметров аппроксимации идет через физические параметры (S_0 , $I_{C \text{ макс}}$) и легко определяемые координаты (U_s , I_s) точки перегиба. При этом правильно описывается асимптотическое поведение передаточной характеристики.

Для аппроксимации полного семейства ВАХ можно использовать выражение

$$I_c(U_c, U_3) = M [1 - \exp(-k U_c S_0 / M)], \quad (2.37)$$

где $M = I_s \{1 + \operatorname{th}[S_0(U_3 - U_s)/I_s]\}$.

Для вычисления параметра аппроксимации k можно использовать вытекающее из (2.37) выражение $k = (I_{\text{макс}} / U_c S) \ln(1 - I_c / I_{\text{макс}})$, где $I_{\text{макс}}$ и I_c — токи стока при $U_3 = 20$ В; $U_c = U_{c \text{ макс}} = 60$ В и $U_c = U_3 = 20$ В соответственно. На рис. 2.18 показан результат аппроксимации семейства ВАХ мощного ВМДП-транзистора КП913. Разновидность подобной аппроксимации описана в [50].

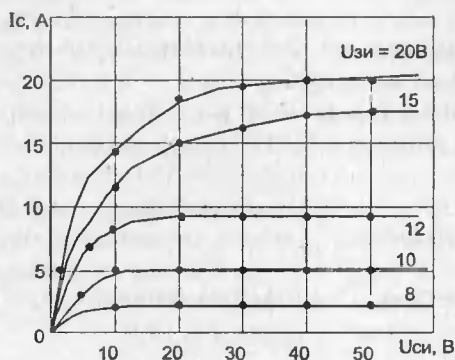


Рис. 2.18. Аппроксимация полного семейства ВАХ транзистора КП913 с помощью (2.37)

Аппроксимация ВАХ GaAs мощного ПТШ, построенная на базе экспоненциальной аппроксимации выходных ВАХ [51], ведется по формулам:

$$I_c(U_3, U_c) = I'_c(U_3, U_c) \left[1 + B \exp \left(\sqrt{P U_c^{\psi_1} + T(|U_3| + j_6)^{\psi_2}} \right) \right] \quad (2.38)$$

$$I'_c(U_3, U_c) = A(U_3, U_c)^N \{1 - \exp[-k U_c / (U_3, U_c)]\}, \quad (2.39)$$

где ϕ_6 — потенциал барьера Шоттки; A , N , k , B , P , T , ψ_1 , ψ_2 — коэффициенты аппроксимации.

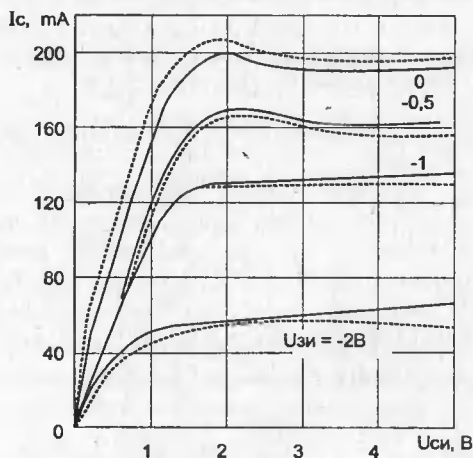


Рис. 2.19. Аппроксимация полного семейства ВАХ GaAs мощного полевого транзистора с барьером Шотки АП602

Сомножитель $I'_c(U_z, U_c)$ в (2.38) описывает ВАХ без учета аномальной зависимости скорости дрейфа носителей от напряженности поля. Первые два сомножителя (2.39) описывают передаточную ВАХ при фиксированном U_c , последний — крутую область выходных ВАХ. Второй сомножитель в (2.38) учитывает «всплеск» скорости носителей и позволяет описать падающие участки ВАХ.

На рис 2.19 дан пример аппроксимации семейства ВАХ GaAs мощного ПТШ АП602 при $A = 45,4 \cdot 10^{-3}$; $N = 1,4$; $k = 3,2$; $B = 24,4$; $P = 9,4$; $T = 3,1$; $\Psi_1 = 1,5$; $\Psi_2 = 2$; $\phi_0 = 0,75$ В и $U_0 = -3,5$ В. При расчете ВАХ учитывались сопротивления стока r_c и истока $r_{и}$ ($r_c = r_{и} = 3$ Ом). Качество аппроксимации хорошее.

Аппроксимация с учетом явления лавинного пробоя позволяет описать резкий загиб кривых ВАХ вверх при напряжениях, близких к напряжению пробоя $U_{пр}$ (см. рис. 2.1, б). Для этого достаточно умножить ток I_c на множитель $M(U_{си})$ — коэффициент лавинного умножения носителей. Формально для этого можно использовать выражение [52]

$$M(U_{си}) = \frac{1}{1 - (U_{си} / U_{пр})^n}, \quad (2.40)$$

обычно применяемое для р-п переходов. Показатель степени n определяет резкость загиба кривых.

Аппроксимация с применением (2.40) не позволяет описать возникновение падающих участков ВАХ при пробое. Однако следует учесть, что в отличие от биполярных транзисторов, у которых режим лавинного пробоя нашел практическое применение [52], для всех типов мощных ПТ он крайне опасен и ведет к выходу из строя или быстрой деградации характеристик. Поэтому точная аппроксимация ВАХ на участках пробоя вряд ли необходима. Применение аппроксимации (2.40) позволяет установить резкое возрастание тока

стока при $U_{\text{си}} \rightarrow U_{\text{пр}}$, что необходимо для принятия мер по предотвращению пробоя. Подобная аппроксимация используется в [40].

В ряде работ [51, 53] описаны аномалии ВАХ, возникающие вследствие электрического, теплового и вторичного пробоев. Еще раз подчеркнем, что знать о них разработчику схем нужно с одной единственной целью — обеспечить режимы работы ПТ, предотвращающие попадание рабочих точек на аномальные участки ВАХ.

Единые аппроксимации для полевых и биполярных транзисторов полезны при совместном применении полевых и биполярных транзисторов, поскольку позволяют представить их единой системой параметров. В [54] с этой целью семейство ВАХ аппроксимируется следующей системой уравнений:

$$I_c = I_1 [\exp(\lambda U_3) - \exp(-\lambda_c U_c)]; \quad (2.41)$$

$$U_3 = U_{\text{зи}} - r_{\text{и}} I_1 \exp(\lambda U_3); \quad (2.42)$$

$$U_c = U_{\text{зс}} - r_{\text{с}} I_c \cdot \exp(k \lambda U_c). \quad (2.43)$$

Здесь $U_{\text{зи}}$ и U_c соответственно равны $U_{\text{зи}}$ и $U_{\text{си}}$ за вычетом падений напряжения на сопротивлениях истоковой $r_{\text{и}}$ и стоковой $r_{\text{с}}$ областей.

Методика определения параметров аппроксимации (2.41) — (2.43) подробно описана в [55]. В табл. 2.2 приведены данные об аппроксимации мощного МДП-транзистора КП904А, лампового прибора ГС-15Б и кремниевого биполярного транзистора КТ956А.

Таблица 2.2. Параметры единой аппроксимации для различных приборов

Тип прибора	$r_{\text{и}}, \text{Ом}$	$\lambda, \text{В}^{-1}$	$I_{\text{с0}}, \text{А}$	$\lambda_{\text{с}}, \text{В}^{-1}$	$r_{\text{с}}, \text{Ом}$
КП904А	1,5	2,625	0,326	0,391	3,9
ГС-15Б	30	0,323	1,62	-0,14	129
КТ956А	0,06	22,3	$6,7 \cdot 10^{-7}$	19,7	14630

На рис. 2.20 представлены семейство ВАХ транзистора КП904А и результаты его аппроксимации. Погрешность данной аппроксимации резко ухуд-

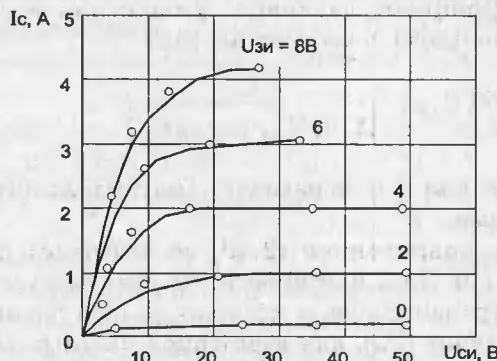


Рис. 2.20. Аппроксимация семейства ВАХ мощного полевого транзистора КП904А с помощью (2.41) — (2.43)

шается в начальной области ВАХ. Более того, при $U_{си} \rightarrow 0$ эта аппроксимация дает значения I_c , заметно отличающиеся от нуля. Поэтому ее можно применять лишь в тех случаях, когда попадание рабочей точки в начальную область ВАХ исключено (например, в ВЧ- и СВЧ-генераторах и усилителях мощности).

Все рассмотренные выше аппроксимации не способны обеспечить малую погрешность — обычно менее 8—10%. Это связано с тем, что их параметры определяются по небольшому числу исходных точек ВАХ, нередко выбранных на одной кривой. Данный недостаток устраняется при использовании двухмерной сплайновой аппроксимации семейства ВАХ. При такой аппроксимации исходными данными являются M кривых семейства ВАХ. Каждая кривая представляется N отсчетами (точками). Числа M и N могут быть любыми целыми. Каждая кривая ВАХ описывается квадратичной или кубической параболой, проходящей через три ближайшие точки. Таким образом, для каждой заданной точки ВАХ используется свой аппроксимирующий полином второй или третьей степени. Это позволяет найти три значения I_c при любом $U_{си}$ и фиксированных $U_{зи}$. Применяя аппарат сплайновой аппроксимации, по этим трем значениям можно найти I_c для любого $U_{зи}$.

Прекрасные результаты дает кубическая сплайн-аппроксимация, позволяющая получать непрерывность не только самой сплайн-функции, но и ее первой и даже второй производной. Однако в двухмерном приближении такая аппроксимация слишком сложна и дает явно избыточную точность. В [46] описана кусочно-квадратичная двухмерная аппроксимация семейства ВАХ ПТ. Методика ее проведения приведена ниже.

Для большей общности (аппроксимация используется для описания ВАХ любых приборов с монотонными характеристиками, включая СИТ) будем рассматривать зависимость $Z = f(X, Y)$. В нашем случае $Z = I_c$, $X = U_{си}$ и $Y = U_{зи}$. Допустим, имеется ряд кривых (не менее трех) зависимости $Z = f(X, Y)$ (рис. 2.21), тогда алгоритм аппроксимации будет следующий:

1. Функция $F = Z(X, Y)$ задается в виде матрицы $F(I, Y)$, где I — номер строки таблицы (или кривой графика); Y — номер столбца. При нумерации I и Y с нуля $0 \leq I \leq (N - 1)$ и $0 \leq Y \leq (M - 1)$. Задаем также приращения (шаги) $DX = h = \text{const}$ и $DY = l = \text{const}$, а также граничные значения a (обычно 0) для X и b для Y .

2. Для каждого заданного X' и Y' находим: $Y = \text{int}((X' - a)/h)$ при $Y \neq 0$, $Y = 1$, если получим $Y = 0$; $I = \text{int}((Y' - b)/l)$ при $I \neq 0$, $I = 1$, если получим $I = 0$; $P = (X' - a - Yh)$; $Q = (Y' - b - Il)$. Здесь операция int означает выделение целой части (integer) результата.

3. Для трех значений $I = I - 1$, $I = 1$ и $I = I + 1$ (равенства понимаются в смысле, принятом при расчетах на ЭВМ, т. е. в правой части стоит значение I , вычисленное ранее в п. 2), применяя явную интерполяционную формулу Лагранжа для квадратичной аппроксимации, вычисляем значения $Z = P(P - 1)F(I, Y - 1)/2 + (1 - P^2)F(I, Y) + P(P + 1)F(I, Y + 1)/2$. Заметим, что эти значения соответствуют точкам $-1, 0, +1$ на рис. 2.21. Значения Z обозначим как C, D и E .

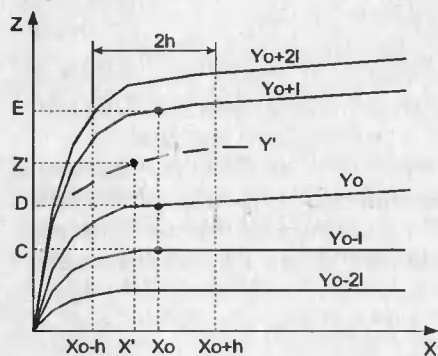


Рис. 2.21. Иллюстрация к двумерной квадратичной сплайновой аппроксимации семейства ВАХ

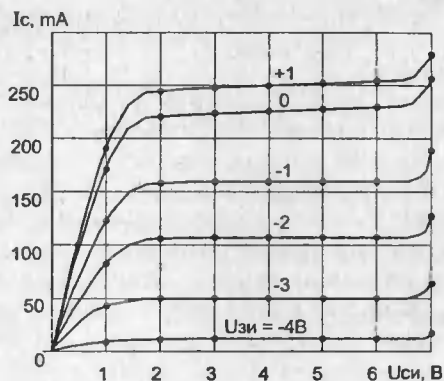


Рис. 2.22. Двухмерная квадратичная аппроксимация семейства выходных характеристик GaAs мощного полевого транзистора с барьером Шоттки АП602А

4. Выполняем квадратичную аппроксимацию по переменной Y , также используя указанную выше формулу Лагранжа:

$$Z = Q(Q-1)C/2 + (1-Q^2)D + Q(Q+1)E/2.$$

Отметим, что кривые ВАХ по данной аппроксимации всегда точно проходят через все исходные точки. Поэтому с увеличением числа этих точек погрешность аппроксимации стремится к нулю.

Примеры аппроксимации семейства ВАХ мощного МДП-транзистора по этой методике можно найти в [47]. На рис. 2.22 представлены результаты аппроксимации для семейства выходных ВАХ GaAs мощных ПТШ АП602А.

Экспериментальные ВАХ задавались табл. 2.3. Нетрудно заметить, что данная аппроксимация прекрасно описывает все участки ВАХ, включая участки пробоя.

Таблица 2.3. Значения I_C (мА) для различных $U_{зи}$ и $U_{си}$ при сплайновой аппроксимации ВАХ GaAs ПТ 3П602А

$U_{зи}, В$	$U_{си}, В$								
	0	1	2	3	4	5	6	7	8
1	0	150	245	250	252	255	256	256	259
0	0	140	220	225	230	232	233	233	238
-1	0	110	160	165	166	167	168	168	174
-2	0	80	110	112	113	114	115	115	121
-3	0	40	45	51	52	53	54	54	60
-4	0	4	10	12	13	14	15	15	20
-5	0	2	2,5	3	3,5	3,5	3,5	3,5	9

Несмотря на высокую точность и принципиальную универсальность данная аппроксимация имеет ряд недостатков. Главные из них — сложность вычислений, невозможность ее применения при аналитических расчетах, в последние годы получивших новый мощный стимул в связи с появлением компьютерных систем символьной математики. Основная область применения данной аппроксимации — моделирование и расчет схем на ЭВМ.

Аппроксимация температурных зависимостей ВАХ необходима дополнительно для описания зависимости $I_{\text{сзиси}}$ от температуры окружающей среды. Основными температурными параметрами ПТ являются: крутизна S , напряжение отсечки U_0 и сопротивление стоковой области r_c . Для них в [10] предложены аппроксимации:

$$U_0 = U_{00} - \alpha_v (T - T_0); \quad (2.44)$$

$$S = S_0 (T/T_0)^{\alpha_s}; \quad (2.45)$$

$$r_c = r_{c0} (T/T_0)^{\alpha_r}, \quad (2.46)$$

где U_{00} , S_0 и r_{c0} — значения U_0 , S и r_c при $T = T_0$ (обычно $T_0 = 299 \text{ K}$); α_v , α_s и α_r — параметры аппроксимации.

Для определения параметров α_v , α_s и α_r помимо подбора можно рекомендовать методику, ориентированную на поиск минимума целевой функции

$$F = \sqrt{\sum \left(\frac{I_{\text{срп}}}{I_{\text{сзп}}} - 1 \right)^2},$$

где $I_{\text{срп}}$ и $I_{\text{сзп}}$ — совокупность расчетных (по аппроксимациям) и экспериментальных точек ВАХ. Эта методика реализуется на ЭВМ с применением метода минимизации Дживса — Хука, обеспечивающего хорошую сходимость и приемлемое время счета.

2.4. Аппроксимация режимных зависимостей емкостей мощных полевых транзисторов

Рассмотрим зависимости входной $C_{\text{зи}}$, выходной $C_{\text{си}}$ и проходной $C_{\text{зс}}$ емкостей мощных ПТ от напряжений между электродами. На рис. 2.23 представлены эти зависимости для мощного МДП-транзистора КП701. Их характер сохраняется и для других типов таких транзисторов (различие наблюдается в масштабах).

Емкость $C_{\text{зи}}$ при отрицательных напряжениях $U_{\text{зи}}$ слабо зависит от режима работы, при положительных напряжениях ее величина сначала быстро, а затем очень слабо растет с увеличением напряжения $U_{\text{зи}}$. При таком характере зависимости емкости затвор-исток в [54, 55] предлагается следующая аппроксимация:

$$C_{\text{зи}} = C_{\text{и}} + C_{\text{з}} (\exp(\lambda_{\text{з}} U) - \exp(-\lambda_{\text{с}} U_{\text{с}})), \quad (2.47)$$

где U и $U_{\text{с}}$ связаны с $U_{\text{зи}}$ и $U_{\text{зс}}$ соотношениями (2.41) и (2.43). Входящие в (2.47) параметры $C_{\text{и}}$ и $C_{\text{з}}$ можно определить следующим образом.

2. Характеристики и особенности применения мощных полевых т-ров

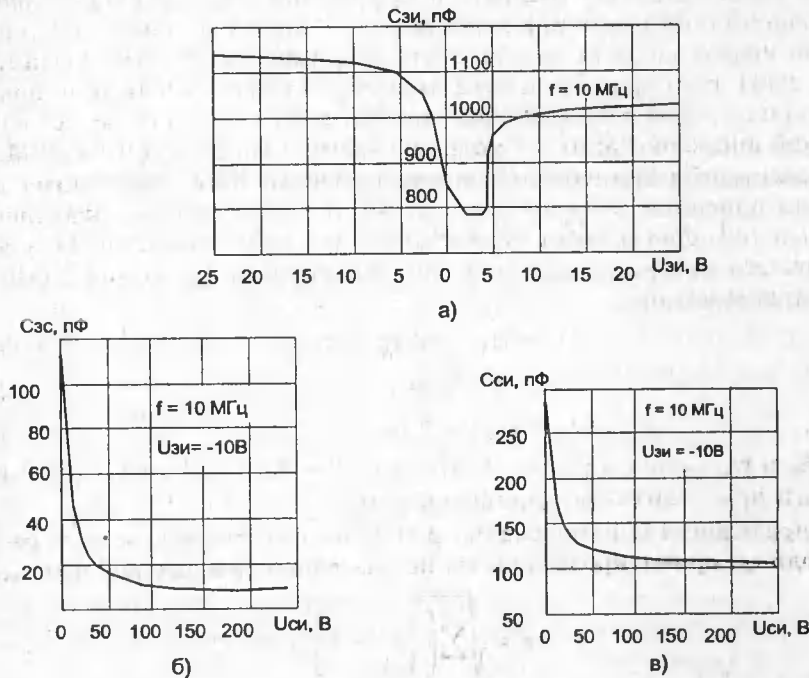


Рис. 2.23. Зависимость емкостей $C_{зи}$ (а), $C_{зс}$ (б) и $C_{си}$ (в) от межэлектродных напряжений для транзисторов КП701

Из (2.47) вытекает, что при достаточно больших отрицательных $U_{зи}$ и положительных $U_{зс}$ вторым слагаемым можно пренебречь, откуда следует $C_{и} = C_{зи}$. Для определения параметра C_3 нужно оставить то же значение напряжения $U_{зс}$, а $U_{зи}$ взять наибольшим из имеющихся значений, т. е. $U_{зи \text{ макс.}}$. Тогда $C_3 = (C_{зи}(U_{зи \text{ макс.}}) - C_{и}) \exp(\lambda U_m)$, где U_m соответствует $U_{зи \text{ макс.}}$. В справочных данных на мощные МДП-транзисторы приводится зависимость проходной емкости $C_{зс} = C_{12и}(U_{си})$ при $U_{зи} = \text{const.}$ Емкость $C_{12и}$ определяет емкость $C_{зс}$, однако для эквивалентной схемы нужна зависимость $C_{зс} = f(U_{зс})$. В (55) зависимость емкости $C_{зс}$ довольно точно представлена выражением

$$C_{зс} = C[1 + H \exp(-h\lambda_c U_c)]. \quad (2.48)$$

Входящие сюда параметры C , H , h находят по зависимости $C_{зс}(U_{зс})$, измеренной при $U_{зи} \leq 0$ с помощью следующей методики. Если при отсутствии тока стока принять $C_2 = C_{зс}(U_{зс1})$, $C_1 = C_{зс}(0,5U_{зс1})$, $C_0 = C_{зс}(0,25U_{зс1})$, где $U_{зс1}$ — любое удобное (лучше наибольшее) значение $U_{зс}$ измеренной зависимости $C_{зс}(U_{зс})$, то

$$C = \frac{C_0^2 + 2C_2C_0 - 3C_1^2 - \sqrt{(C_0^2 + 2C_2C_0 - 3C_1^2)^2 - 4(C_2C_0^2 - C_1^2)(C_2 + 2C_0 - 3C_1)}}{(C_2 + 2C_0 - 3C_1)}; \quad (2.49)$$

$$h = \frac{4}{\lambda_c U_{3c1}} \ln \frac{C_0 - C}{C_1 - C}; \quad (2.50)$$

$$H = \frac{C_0 - C}{C} \exp(\lambda_c h \cdot 0,25 U_{3c1}). \quad (2.51)$$

Аналогичная форма записи принята и для емкости сток-исток:

$$C_{си} = C_d [1 + H_c \exp(-h_c \lambda_c U_c - h_{и} \lambda U)]. \quad (2.52)$$

В этом случае параметры C_2 и h_c определяются по зависимости $C_{си}(U_{3c})$ при двух отрицательных значениях $U_{3и}$ с помощью (2.49) и (2.50), в которых $C_0 - C_2$ определяются при $U = U_1 = \text{const}$ с соответствующей заменой C и h на C_c и h_c , а $h_{и}$ и H_c находятся по формулам

$$h_{и} = \frac{1}{\lambda(U_1 - U_2)} \lambda_v \frac{C_{си2} - C_0}{C_{си} - C_0}; \quad (2.53)$$

$$H = \frac{C_0 - C}{C} \exp\left(\frac{1}{4} \lambda_c h U_{3c1} + h_{и} \lambda U_1\right), \quad (2.54)$$

где $C_{си1}$ и $C_{си2}$ — соответственно емкости сток-исток, измеренные при напряжениях U_1 и U_2 . Следует отметить, что в паспортных данных на МДП-транзисторы дается зависимость $C_{22и}(U_{си}) = C_{си}(U_{си}) + C_{3с}(U_{си})$.

Представленные выше аппроксимационные зависимости емкостей описывают их с точностью не хуже 10%, однако требуют проведения большего объема вычислений. Более простые аппроксимационные зависимости этих емкостей даны в [56]:

$$C_{3и} = k_1 \left(1 + \frac{k_2}{1 + \max(0, U_{3и} / k_3) k_4} \right) \left(1 - \frac{k_5}{1 + \left(\frac{U_{си}}{k_6} \right)^{k_7}} \right); \quad (2.55)$$

$$C_{3и} = k_8 \left(1 + \frac{k_9}{1 + \max(0, U_{3с} / k_{10})^{k_{11}}} \right); \quad (2.56)$$

$$C_{си} = k_{12} \left(1 + \frac{k_2}{1 + \max(0, U_{си} / k_{14})^{k_{15}}} \right), \quad (2.57)$$

где k_i — коэффициенты аппроксимации.

В [57] сделана попытка анализа режимных зависимостей емкостей $C_{3и}$ и $C_{3с}$ для мощных МДП-транзисторов с горизонтальным каналом. Эти емкости представлены в виде $C_{3и} = C'_{3и} + C_{3ип}$, $C_{3с} = C'_{3с} + C_{3сп}$, где $C'_{3и}$ и $C'_{3с}$ — емкости активной области; $C_{3ип}$ и $C_{3сп}$ — паразитные емкости перекрытия. Для емкостей активной области получены аппроксимации

$$C'_{зи} = [k_1 + (k_2 U_{си} / U_{зи})] C_d,$$

$$C'_{зс} = (k_3 \sqrt{(U_з - U_c) / U_з}) C_d$$

где $k_1 = 0 \dots 0,5$; $k_2 = 0,17 \dots 1$; $k_3 = 0,5$; $C_d = C_0 Z L$ — полная емкость затвора. Значения $k_1 = 0,5$; $k_2 = 0,17$ и $k_3 = 0,5$ соответствуют отсутствию влияния поля на подвижность носителей в канале, а $k_1 = 0$, $k_2 = 1$ и $k_3 = 1$ — сильному влиянию поля (большие $U_{зи}$).

Для $C_{зсп}$ получено выражение

$$C_{зсп} = C_0 - C_{по} [|U_{си} - U_{зи}| / \Delta\phi_0]^{\theta_1},$$

где C_0 — исходное значение емкости; $C_{по}$ — емкость области пространственного заряда в равновесном состоянии перехода; $\Delta\phi_0$ — контактная разность потенциалов; $\theta_1 = 0,3 \dots 0,5$ — параметр аппроксимации, зависящий от характера распределения примеси в n^- -области.

Для выходной емкости получено выражение

$$C_{си} = C'_{спо} (\Delta\phi_0 / |U_{си}|)^{\theta^2} + C_{по} (\Delta\phi_0 / |U_{си}|)^{\theta^3},$$

где $C'_{спо}$ и $C_{по}$ — барьерные емкости переходов n -буферного слоя и p^+ -слоя стока в равновесном состоянии.

Эти аппроксимации (рис 2.24) хорошо описывают нелинейные зависимости $C_{си}(U_{си})$ и $C_{зс}(U_{си})$ (транзистор КП905: $C_0 = 2,2$ пФ; $C_{по} = 0,6$ пФ; $C_{спо} = 7$ пФ, $C'_{спо} = 5$ пФ; $\Delta\phi_0 = 0,75$ В; $\theta^1 = 0,33$; $\theta^2 = \theta^3 = 0,5$).

Рассмотренные выше аппроксимации достаточно сложны. На практике в рабочем диапазоне напряжений можно принять $U_{зи} = \text{const}$, так как реаль-

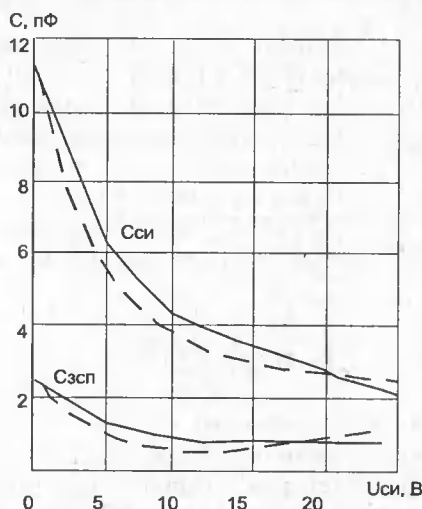


Рис. 2.24. Зависимости $C_{си}(U_{си})$ и $C_{зсп}(U_{си})$ для приборов КП905 и их аппроксимация (штриховые линии)

2. Характеристики и особенности применения мощных полевых т-ров

ные изменения $C_{зи}$ не превышают $\pm 10...15\%$. Для зависимостей $C_{зс}(U_{си})$ и $C_{си}(U_{си})$ можно пользоваться простыми аппроксимациями [49]:

$$C_{зс}(U_{си}) = C \exp(-BU_{си}); \quad (2.58)$$

$$C_{си}(U_{си}) = C_{22 \text{ мин}} + C \exp(-DU_{си}), \quad (2.59)$$

где $C_{22 \text{ мин}}$ — значение $C_{си}$ при больших $U_{си}$; C , B и D — параметры аппроксимации.

Аппроксимации (2.58), (2.59) применимы практически для всех типов мощных МДП-транзисторов. В табл. 2.4 приведены параметры аппроксимаций для некоторых типов мощных МДП-транзисторов.

Таблица 2.4: Параметры C , B и D для трех мощных МДП-транзисторов

Тип транзистора	B , 1/В	C , пФ	D , 1/В
КП909	0,27	420	0,39
КП912	0,13	200	0,069
КП913	0,088	660	0,33

У СИТ междуэлектродные емкости также зависят от напряжений между электродами (рис. 2.25). Резкое изменение емкостей наблюдается, когда $U_{си} > U_0$, что объясняется расширением обедненной области. Пока аппроксимаций для этих зависимостей предложено не было.

Для GaAs мощных ПТШ существенными являются режимные зависимости входной и проходной емкостей. Для аппроксимации зависимости $C_{зи}(U_{зи})$ можно использовать выражение

$$C_{зи}(U_{зи}) = C_{зи \text{ мин}} + E \exp(-F U_{зи}), \quad (2.60)$$

а для $C_{зс}(U_{си})$ — выражение (2.58).

Подбор параметров аппроксимаций (2.58) — (2.60) возможен как эмпирическим путем, так и с помощью программ нелинейной регрессии или универсальных программ для математических расчетов (Mathcad, Maple V и др.).

В целом аппарат аппроксимации режимных зависимостей емкостей достаточно проработан. Отметим, что хорошие результаты наряду с рассмотренными аппроксимациями дает обычная полиномиальная аппроксимация (при степени полинома 3...5) и сплайн-аппроксимация. Нелинейность емкостей не-

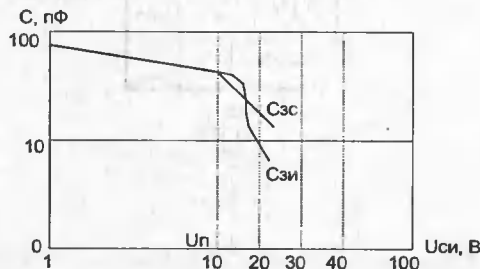


Рис. 2.25. Зависимость емкостей $C_{зи}$ и $C_{зс}$ от напряжения $U_{си}$ для СИТ

редко играет второстепенную роль при анализе схем, поэтому чрезмерное увлечение точностью аппроксимаций не оправдано. Однако не оправдано и пренебрежение этой нелинейностью — согласно [58] оно приводит к погрешностям в десятки процентов при оценке минимальных длительностей фронтов импульсов, формируемых ключевыми схемами на мощных ПТ. Нелинейность емкостей может привести к интермодуляционным явлениям в усилителях мощности и возникновению дополнительных спектральных составляющих сигнала на выходе усилителей и генераторов.

2.5. Эквивалентные схемы и модели мощных полевых транзисторов

Эквивалентной схемой называют электрическую цепь, адекватно описывающую поведение прибора в реальных схемах. Эквивалентная схема является основой электрической модели и без нее невозможны полноценные расчеты и моделирование устройств на мощных полевых транзисторах.

На рис. 2.26 представлена достаточно полная Т-образная эквивалентная схема мощного ПТ. Выводы затвора, истока и стока имеют паразитные индуктивности L_z , $L_{и}$ и L_c и омические сопротивления r_z , $r_{и}$ и r_c . Распределенные сопротивления и емкость канала учтены в первом приближении цепью $r_k C_k$, влияние подложки, там где это нужно, учитывается диодом VDп. Эквивалентные схемы, подобные рис. 2.26, описаны во многих работах.

Указанные элементы условно являются второстепенными. Так, для современных мощных ПТ с полосковыми выводами индуктивности их весьма малы и их правильнее относить к внешним цепям. Малы и сопротивления r_z , $r_{и}$ и r_c . К основным элементам эквивалентной схемы относятся: нелинейные емкости $C_{зи}(U_{зи})$, $C_{зс}(U_{зс})$ или $C_{зс}(U_{си})$, $C_{си}(U_{си})$ и источник тока $I_c(U_{зи}, U_{си})$, описывающий выходную ВАХ. Отметим, что аппроксимация ВАХ обычно учитывает r_z , $r_{и}$ и r_c .

Эквивалентная схема совместно с режимными зависимостями параметров основных элементов образует математическую и электрическую модели мощ-

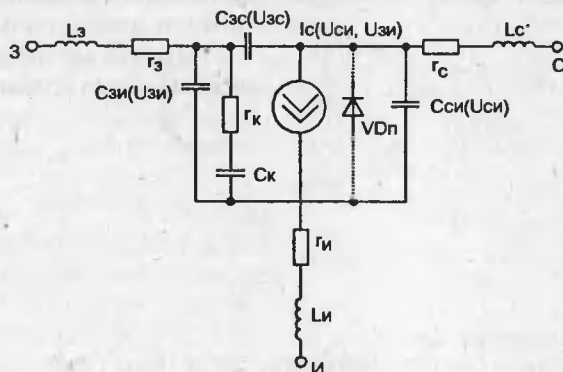


Рис. 2.26. Эквивалентная схема мощного полевого транзистора

ных ПТ. Если отдельные элементы (например диод VD_n) отражают конструкцию и топологию ПТ, то модель называется топологической. Физическая модель предполагает описание элементов эквивалентной схемы на основе анализа физических явлений, лежащих в основе работы мощных ПТ.

К сожалению, физические и топологические модели слишком сложны и недостаточно отработаны. Поэтому на практике используются электрические модели с формальным описанием режимных зависимостей. При таком подходе эквивалентная схема рис. 2.26 (и модели на ее основе) пригодна как для МДП-транзисторов, так и СИТ.

Эквивалентная схема рис. 2.26 в ряде случаев может быть упрощена. Так, в области низких частот и без учета влияния подложки ее можно свести к виду рис. 2.27. Здесь зависимость $I_c(U_{зи}, U_{си})$ является несколько иной: она уже учитывает r_3 , r_i и r_c (поэтому они исключены). При $U_{си} \gg U_{зи}$ зависимость $C_{зс}(U_{зс})$ можно заменить зависимостью $C_{зс}(U_{си})$.

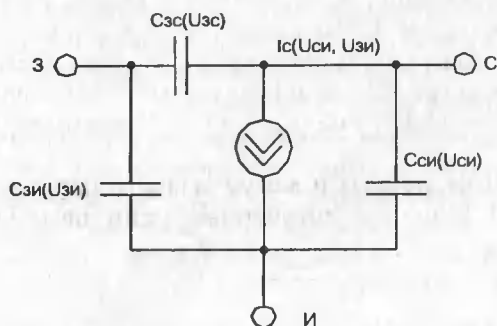


Рис. 2.27. Упрощенная низкочастотная эквивалентная схема мощного полевого транзистора

Для малосигнальных усилителей схема рис. 2.27 сохраняет свою корректность, если все напряжения и токи считать комплексными величинами, а источник тока $I_c(U_{зи}, U_{си})$ заменить на источник тока $S U_{зи}$, где S — крутизна в рабочей точке, зашунтированной сопротивлением Z_i . На рис. 2.28 представлена несколько упрощенная линейная эквивалентная схема мощного ПТ для

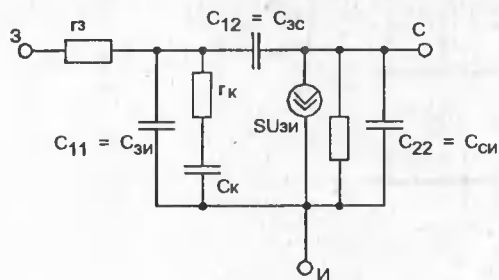


Рис. 2.28. Малосигнальная линейная эквивалентная схема мощного полевого транзистора

Несмотря на свою простоту эквивалентная схема рис. 2.27 достаточно корректно описывает работу мощных ПТ и в импульсных режимах (лишь при реализации предельного быстродействия приходится учитывать паразитные индуктивности и цепь $r_k C_k$). Погрешность расчета переходных процессов по модели схемы рис. 2.27 обычно не превышает 10...15%. При большой допустимой погрешности (до 20...30%) нередко возможна замена нелинейных емкостей $C_{зи}$, $C_{зс}$ и $C_{си}$ усредненными емкостями.

области низких и умеренно высоких частот. Для СВЧ-приборов эта схема должна быть уточнена добавлением по крайней мере паразитных индуктивностей L_3 , L_i и L_c .

Мощный ПТ с эквивалентной схемой рис. 2.28 можно рассматривать как четырехполюсник (вырожденный в трехполюсник). При этом нередко емкости эквивалентной схемы обозначают как $C_{11} = C_{зи}$, $C_{12} = C_{зс}$ и $C_{22} = C_{си}$. Для заданной рабочей точки эти емкости постоянны.

2. Характеристики и особенности применения мощных полевых т-ров

имитируют реальные распределенные компоненты эквивалентной схемы. Тем не менее, учитывая весьма малые размеры активных областей и особую конструкцию корпуса СВЧ GaAs мощного ПТШ, элементы эквивалентных схем их рассматривают как сосредоточенные.

Полная эквивалентная схема мощного ПТШ приведена на рис. 2.29 [59]. Штриховой линией обведена часть эквивалентной схемы, соответствующая идеализированной элементарной структуре мощного ПТШ. На полной эквивалентной схеме представлены индуктивности стока и затвора $L_{зм}$, $L_{см}$, держателя $L_{им}$ и индуктивности внешних выводов $L_{зк}$, $L_{ск}$ и $L_{ик}$.

В табл. 2.5 приведены примерные значения параметров компонент эквивалентной схемы отечественных мощных ПТШ. Точные значения могут заметно отличаться от приведенных вследствие различных способов крепления транзисторов, обрезки части выводов, влияния припоя и т. д.

Таблица 2.5. Значения параметров элементов эквивалентной схемы мощных ПТШ

Элемент эквивалентной схемы	Тип транзистора				
	АП602А, АП602Б, АП602В	АП602Г, АП602Д	АП603А, АП603Б	АП610А, АП610Б	АП915А, АП915Б
C_{12} , пФ	0,08	0,16	0,34	0,3(-9В)	0,8(9В)
C_{22} , пФ	$0,4 \cdot 10^{-2}$	$0,8 \cdot 10^{-2}$	$1,2 \cdot 10^{-3}$	0,12	0,23
$C_{зм}$, пФ	0,03	0,06	0,03	0,08	0,29
$C_{см}$, пФ	0,02	0,04	0,02	0,08	0,30
$C_{зм}$, пФ	0,02	0,04	0,06	0,02	0,07
C_1 , пФ	0,50	0,50	0,50	0,50	0,50
C_2 , пФ	0,02	0,02	0,04	0,02	0,02
C_3 , пФ	0,50	0,50	0,50	0,50	0,50
r_3 , Ом	5,00	2,50	1,50	0,70	0,18
r_c , Ом	5,00	2,50	1,50	0,55	0,20
r_d , Ом	4,00	2,00	1,50	0,60	0,20
$R_{зв}$, Ом	3,00	1,50	1,00	1,50	0,60
$R_{зс}$, Ом	0,50	0,30	0,20	0,40	0,12
$L_{зм}$, нГн	0,30	0,20	0,20	0,12	0,09
$L_{зм}$, нГн	0,15	0,15	0,05	0,06	0,06
$L_{см}$, нГн	0,30	0,2	0,20	0,25	0,18
$L_{зк}$, нГн	1,30	1,30	1,00	1,30	1,30
$L_{ск}$, нГн	1,30	1,30	1,00	1,30	1,30
$L_{ик}$, нГн	0,01	0,01	0,01	0,01	0,00

Эквивалентная схема рис. 2.29 с возможными упрощениями обычно используется для моделирования нелинейных, в том числе импульсных и ключевых устройств. Мощные ПТШ часто используются и в линейных СВЧ-устройствах. Эквивалентная линейная схема мощного ПТШ может быть получена из схемы рис. 2.29 заменой источника постоянного тока $I(U_{зи}, U_{си})$ на источник переменного тока I . На рис. 2.30 представлена эквивалентная линейная схема мощного ПТШ 3П606Б.

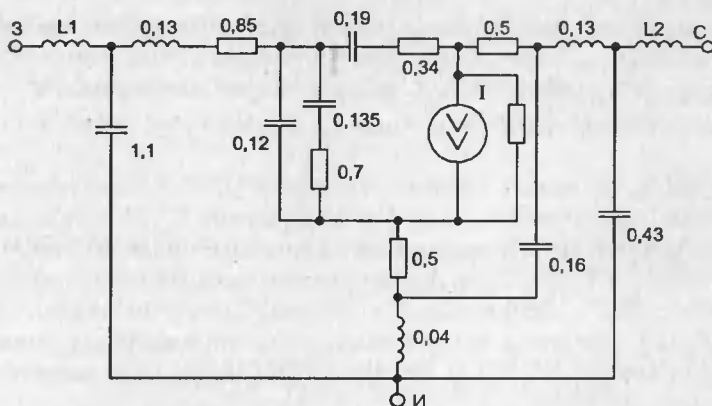


Рис. 2.30. Эквивалентная схема СВЧ мощного полевого транзистора 3П606Б (L, нГн; C, пФ; R, Ом)

Источник тока описывается комплексным выражением

$$\dot{I} = S_0 \left[\exp(-j\omega\tau) \frac{\sin\omega\tau}{\omega\tau} \right] + j\omega D$$

где S_0 — крутизна мощного ПТШ, $t = 6$ пс — постоянная времени канала; $D = 0,06$ пФ. Значения L_1 и L_2 зависят от длины выводов.

2.6. Шумовые свойства мощных полевых транзисторов

Шумы — хаотические флуктуации тока стока, присущи мощным ПТ, как и любым другим активным приборам. Для мощных ПТ в большинстве применений учет шумов не нужен, поскольку приборы работают в режиме большого сигнала. Однако он необходим, если мощные ПТ используются в ВЧ-усилителях магистральных КВ радиоприемников, где применение мощных приборов оправдано необходимостью приема слабых сигналов на фоне сильных помех. В LC-генераторах шумы определяют мгновенную нестабильность частоты df/dt , а также ширину спектра частот в отсутствии модуляции. Оценка уровня шума важна и для радиопередающих устройств, в которых уровень излучаемого шума является одним из важнейших параметров.

В [60] представлены данные о шумах мощных МДП-транзисторов. Шумовые свойства их можно представить двумя генераторами шума, отнесенными ко входной цепи транзистора. Тепловой и избыточный шум порождает ЭДС $e_{ш} \neq \sqrt{e_{ш}^2}$, действующее значение которой

$$e_{ш}^2 = \frac{4kT\Delta f}{S} \left(1 + \frac{f_0}{f + f_1} \right)$$

где f_0 и f_1 — частотные параметры шума, f — частота, на которой в полосе Δf определяется $e_{ш}^2$.

2. Характеристики и особенности применения мощных полевых т-ров

Источник шумовой ЭДС $e_{ш}$ включается последовательно с входной цепью. Другая компонента — дробовой шум, порождает ток, среднеквадратичное значение которого $e_{ш}^2 = 2eI_C \Delta f K_0$; где e — заряд электрона; I_C — ток стока; K_0 — параметр шума. Источник тока $i_{ш}$ включается параллельно входной цепи.

Таким образом, шумовые свойства мощных МДП-транзисторов характеризуются тремя параметрами: f_0 , f_1 и K_0 . Отношение f_0 / f_1 показывает, во сколько раз избыточный шум превышает тепловой в области своего максимума ($f = 0$); разность $f = f_0 - f_1$ определяет частоту, на которой избыточный шум равен тепловому; K_0 — характеризует уровень дробового шума.

В [60] описана методика определения этих параметров и приведены данные о шумах приборов КП901А, КП904А и КП907А. Для частот f_0 и f_1 получены следующие значения

Тип прибора	f_0 , МГц	f_1 , МГц
КП901А	72,3	0,238
КП904А	21,9	0,306
КП907А	99,3	1,134

В табл. 2.6 даны частотные зависимости шума и коэффициента усиления K_u при $Df = 0,2$ кГц, $R_T = 75$ Ом, $U_{сч} = 30$ В и $I_C = 0,1$ А.

Таблица 2.6. ЭДС шума мощных МДП-транзисторов на разных частотах

Тип прибора	Параметр	Частота, МГц								
		0,016	0,05	0,15	0,38	0,95	2,3	5,4	11	25
КП901А	$e_{ш}$, мкВ	0,158	0,158	0,141	0,10	0,07	0,05	0,04	0,035	0,03
	K_u	3,16	3,16	3,16	3,16	3,16	3,16	3,0	2,8	2,5
КП904А	$e_{ш}$, мкВ	0,04	0,04	0,030	0,02	0,16	0,014	0,011	0,011	0,01
	K_u	12,6	12,6	12,6	12,6	12,6	12,6	11,2	10	7,9
КП907А	$e_{ш}$, мкВ	0,056	0,056	0,056	0,056	0,034	0,028	0,022	0,02	0,016
	K_u	8,9	8,9	8,9	8,9	8,9	8,9	8,9	8,9	7,1

Из таблицы можно сделать вывод о малом уровне шумов мощных МДП-транзисторов. Так, из данных (60) вытекает, что передатчик с автогенератором на транзисторе КП907А и усилителем мощности на транзисторах КП904А при мощности 50 Вт в диапазоне частот 30...80 МГц при пятипроцентной отстройке и рабочей полосе частот $\Delta f = 20$ кГц имеет отношение сигнал-шум 150 дБ.

Малые шумы, создаваемые радиопередающими устройствами на мощных МДП-транзисторах, содействуют их применению в особых условиях, когда в ограниченном пространстве одновременно работает множество радиопередатчиков. Это может иметь место в крупном аэропорту или на поле боя и объясняет интерес, проявляемый к данным приборам среди разработчиков радиосредств подвижных объектов, таких как танки, самолеты и корабли.

2.7. Область безопасной работы полевых транзисторов

Прежде чем применять мощный транзистор, необходимо выяснить его предельные рабочие возможности по справочнику. Общепринятыми ограничениями являются пробивное напряжение, максимально допустимый рабочий ток и рассеиваемая мощность. Если по оси ординат отложить ток транзистора ($I_{К \text{ МАКС}}$ или $I_{С \text{ МАКС}}$), а по оси абсцисс — напряжение на транзисторе ($U_{КЗ \text{ ПРОБ}}$ для биполярного или $U_{СИ \text{ ПРОБ}}$ для полевого транзисторов) и провести линию рассеиваемой мощности, то площадь, ограниченная этими пределами, будет областью безопасной работы (ОБР), рис. 2.31.



Рис. 2.31. Области безопасной работы мощного полевого и биполярного транзисторов

У МДП-транзисторов ток стока I_C ограничен лишь наклоном линии рассеиваемой мощности (ток стока равен максимально допустимой рассеиваемой мощности, деленной на $U_{СИ}$) и максимально допустимой температурой. Этот наклон во всем интервале токов и напряжений один и тот же, в отличие от характеристики биполярных транзисторов, у которых ее наклон резко меняется при наступлении вторичного пробоя.

Очевидно, что превышение допустимых режимов работы мощных полевых транзисторов (выход за пределы ОБР) приведет к выходу их из строя. Нельзя, подав на мощный МДП-транзистор максимальное рабочее напряжение, пропускать через него одновременно максимально допустимый ток. Также недопустимо превышение любого из этих параметров по отдельности.

Это особенно важно помнить при работе МДП-транзистора на реактивную нагрузку. При подключении емкостной нагрузки возникает выброс тока, а при отключении индуктивной нагрузки возникает выброс напряжения. Выброс тока объясняется тем, что сопротивление разряженного конденсатора мало и обратно пропорционально скорости изменения его напряжения. Выброс напряжения обусловлен тем, что при изменении магнитного поля в индуктивности наводится противо-ЭДС. В этих случаях может возникнуть ситуация, когда ток через транзистор опережает напряжение или отстает от него по фазе. А это может привести к тому, что через прибор потечет большой ток при высоком напряжении.

На рис. 2.32 показаны возможные траектории движения рабочей точки мощного МДП-транзистора при резистивной, емкостной и индуктивной нагрузках.

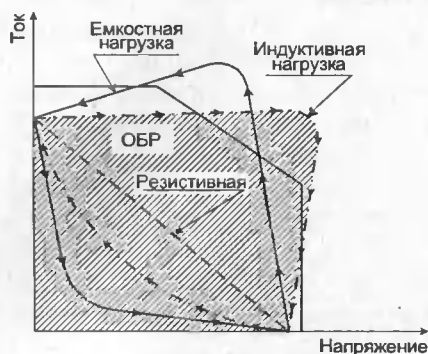


Рис. 2.32. ОБР и траектории движения рабочей точки при различных видах нагрузки МДП-транзистора



Рис. 2.33. Мощность, потребляемая МДП-транзистором при выключении

Существует несколько правил, которые необходимо соблюдать при работе транзистора на большую реактивную нагрузку. Хотя мощный МДП-транзистор является теплоустойчивым прибором, при пропускании через него большого тока может произойти быстрое повышение температуры кристалла и выход прибора из строя. Это связано с тем, что на транзисторе рассеивается довольно большая мощность, равная $P = I_C^2 \cdot R_{си\text{ отк}}$

Эта проблема становится особенно острой, когда через транзистор течет большой ток, а управление им осуществляется от низковольтной схемы управления, что приводит к недостаточному отпиранию прибора. В этом случае транзистор будет иметь большое сопротивление $R_{си}$, что потенциально опасно и может вывести мощный МДП-транзистор за границы области его безопасной работы.

Таким образом, если при использовании мощного МДП-транзистора возникают условия для резкого увеличения его тока, то необходимо увеличить напряжение затвора, чтобы снизить сопротивление прибора и, конечно, исключить возможность медленного нарастания напряжения на затворе. Очевидно, что это необходимо соблюдать при работе транзистора на любую нагрузку, при которой возникают большие выбросы тока.

При работе МДП-транзистора на индуктивную нагрузку возникают две основные проблемы. Это, во-первых, большой выброс напряжения на стоке прибора, который может вызвать пробой транзистора. А во-вторых, увеличение потерь мощности, выделяемой на транзисторе во время выключения. Это происходит за счет того, что изменение тока через транзистор отстает от изменения напряжения (рис. 2.33).

Хотя длительность выброса напряжения достаточно мала, а мощный МДП-транзистор способен выдерживать значительные перегрузки, все же нежелательно при каждом переключении подвергать транзистор такому воздействию. Для безопасности работы МДП-транзистора необходимо выбирать

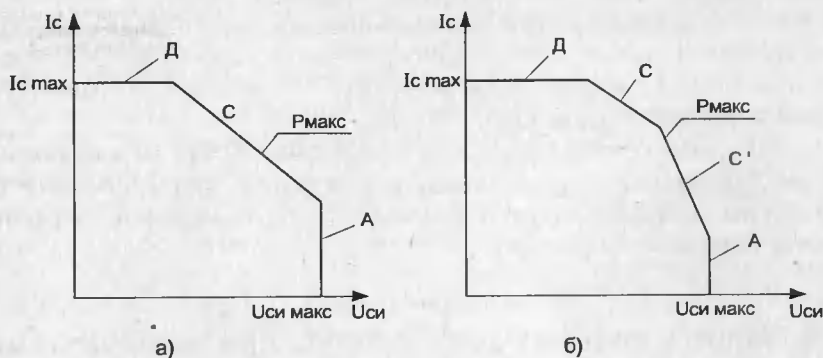


Рис. 2.34. Прямые ОБР СИТ в полевом (а) и биполярном (б) режимах

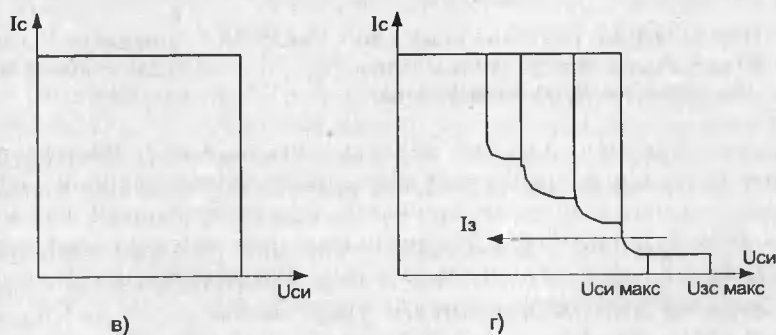


Рис. 2.35. Обратные ОБР СИТ в полевом (а) и биполярном (б) режимах

приборы с повышенным пробивным напряжением и использовать специальные защитные цепи, которые будут рассмотрены позже.

Для СИТ имеет смысл различать четыре вида ОБР: прямую ОБР (или просто ОБР) и ОБР выключения (обратная ОБР) для полевого режима СИТ, а также прямую и обратную ОБР для биполярного режима СИТ.

Прямая ОБР (рис. 2.34) определяет границы работы по току, напряжению и мощности. Максимально допустимое напряжение определяется линией А и не должно превышать даже кратковременно. Линия Д определяет максимально допустимый ток. Ее положение прежде всего задается топологией СИТ и тепловым сопротивлением. Линия С определяет максимально допустимое значение мощности, задаваемое максимальной температурой структуры ($T_{\text{макс}} \approx 150^\circ\text{C}$) и максимальным тепловым сопротивлением кристалл — корпус.

В биполярном режиме ОБР дополнительно ограничивается линией С', что связано с возрастанием воздействия электротепловой обратной связи (тепловая нестабильность). При этом мощность, выделяемая в СИТ, и тепловое сопротивление увеличиваются с ростом температуры структуры. В результате температура либо ограничивается на определенном уровне, большем, чем в отсутствие обратной связи, либо растет неограниченно.

При выключении СИТ в биполярном режиме происходит локализация энергии в центре полосы элементарного истока и обратная ОБР (рис. 2.35) сужается. В полевом режиме обратная ОБР СИТ обычно не имеет ограничений и определяется только $I_{C \text{ макс}}$ и $U_{C \text{ макс}}$.

Защита СИТ, обеспечивающая положение рабочей точки в границах ОБР, сводится к обеспечению: ограничения напряжения, формирования безопасной траектории рабочей точки и формированию безопасной обратной ОБР при работе в биполярном режиме.

2.8. Защита полевых транзисторов при эксплуатации

В общем случае выход из строя полевых транзисторов связан с нарушением границ области безопасной работы. Основная часть аварийных ситуаций связана с превышением максимально допустимого напряжения сток-исток. Напряжение на стоке прибора из-за переключения больших токов в нагрузке при наличии индуктивности может превысить опасный предел, и если энергия тока достаточно велика, то это может привести к разрушению прибора из-за лавинного пробоя. Кроме того, переходные режимы напряжения питания стоковой цепи также могут вызвать разрушение мощных полевых транзисторов.

На рис. 2.36 показано изменение напряжения на стоке транзистора при его выключении, вызванное паразитными индуктивностями проводов и нагрузки в схеме, в которой отсутствует какая-либо защита от перенапряжения. Как нетрудно заметить, возникают затухающие колебания, причем в их начале амплитуда напряжения на стоке может значительно превысить напряжение питания U_{Π} и, соответственно, напряжение на стоке закрывающегося транзистора.

Для защиты транзисторов от перегрузок по напряжению используют ряд типовых схемных решений, приведенных на рис. 2.37. Наиболее простой метод защиты транзисторов от перенапряжения — это включение фиксирующего диода параллельно индуктивной нагрузке (рис. 2.37, а). При этом диод фиксирует напряжение на транзисторе на уровне напряжения питания. Если

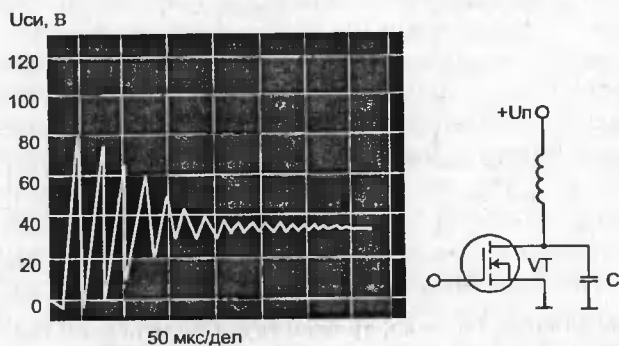


Рис. 2.36. Переходной процесс выключения полевого транзистора

2. Характеристики и особенности применения мощных полевых т-ров

сопротивление нагрузки мало в сравнении с индуктивностью, то возможно циркулирование тока внутри контура нагрузка — диод в течение значительного времени и после того, как транзистор выключился. Если это нежелательно, то последовательно с диодом можно включить резистор, но всплеск напряжения на стоке транзистора увеличится.

Другим способом защиты полевых транзисторов от перенапряжения является применение стабилитрона (рис. 2.37, б). Стабилитрон будет ограничивать напряжение на стоке в переходном режиме на уровне напряжения пробоя стабилитрона. При медленных изменениях $U_{си}$ ограничение напряжения будет полным, а при высоких скоростях изменения $U_{си}$ возможны кратковременные превышения напряжения пробоя стабилитрона. При этом стабилитрон следует выбирать с учетом энергии, которая рассеивается в процессе ограничения. Этот способ защиты нашел широкое применение — защитный стабилитрон встраивается во многие типы мощных МДП-транзисторов.

На рис. 2.37 в представлена схема защиты полевого транзистора с помощью фиксирующей RC-цепи, в которой потенциал емкости ограничивает всплеск напряжения на стоке прибора. Здесь конденсатор накапливает энергию только в течение переходного процесса и отдает эту энергию в резистор в течение оставшейся части периода работы. Величины элементов такой схемы могут быть рассчитаны исходя из энергии, запасенной в индуктивности.

Для защиты мощных полевых транзисторов от больших напряжений при переходных процессах может также использоваться схема, показанная на рис. 2.37, г. Хотя эта схема эффективно уменьшает всплеск стокового напряжения, она все-таки не так эффективна, как схемы фиксации уровня. В то время как схема фиксации поглощает энергию только в течение переходного процесса, эта схема поглощает энергию и в течение части цикла переключения, не связанного с непосредственной защитой транзистора. Кроме того, ее применение приводит также и к более медленному включению транзистора из-за дополнительной емкости в цепи сток-исток, которая также должна быть разряжена.

Затворы полевых транзисторов электрически изолированы от канала очень тонким слоем диэлектрика (например двуокиси кремния), который легко может быть поврежден при неправильной эксплуатации. Большинство

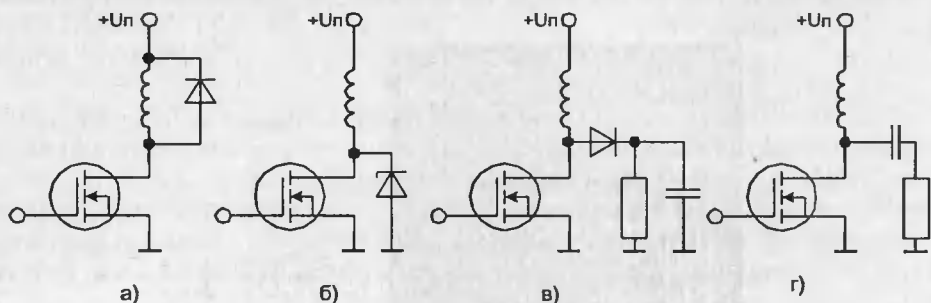


Рис. 2.37. Способы защиты полевых транзисторов от перенапряжений: а — с помощью диода; б — с помощью стабилитрона; в — с помощью RC-цепи; г — с помощью емкости

МДП-транзисторов имеют максимально допустимое напряжение $U_{зи}$ не превышающее 20...25 В. Превышение этого напряжения может пробить изоляцию затвора и вывести прибор из строя.

Следует отметить, что мощные МДП-транзисторы не так чувствительны к электростатическому разряду, как, например, КМОП-приборы, из-за того, что входная емкость мощных МДП-транзисторов значительно больше и может вместить в себя большую энергию, прежде чем разряд вызовет необратимый пробой затвора. Однако при транспортировке и хранении МДП-транзисторы должны быть помещены в антистатическую упаковку, а при установке их в схему паяльник желательно заземлять.

Затвор мощного МДП-транзистора необходимо защищать и в работающей схеме. Если затвор может попасть под напряжение большее, чем $U_{зи\text{ макс}}$, то в схему необходимо включать защитный стабилитрон с необходимым напряжением стабилизации. Как отмечалось, некоторые изготовители МДП-транзисторов вводят внутренний стабилитрон для защиты затвора. В этом случае недопустима даже кратковременная подача отрицательного напряжения между затвором и истоком.

Длина соединительных проводников между управляющей схемой и мощным полевым транзистором должна быть минимальной. Это относится не только к цепи затвора, но и особенно к цепи истока. Значение даже коротких соединительных проводников для мощных полевых транзисторов очень велико. Соединительный провод в цепи затвора длиной в несколько миллиметров может стать причиной резонанса на довольно низкой частоте, когда к нему оказывается подключенной большая входная емкость мощного МДП-транзистора.

Необходимо также уменьшать отрицательную обратную связь, которая может возникнуть вследствие индуктивности слишком длинного соединительного проводника к истоку. Когда главной задачей является достижение максимального быстродействия, хорошие результаты дает применение мощных полевых транзисторов, имеющих несколько выводов истока.

Если не удастся избежать длинных проводников в цепи затвора, то в качестве меры предосторожности можно поместить на вывод затвора, поближе к корпусу прибора, ферритовую бусинку или включить последовательно с затвором резистор с небольшим сопротивлением. Обычно достаточно, чтобы сопротивление этого резистора лежало в диапазоне 50—100 Ом, но, конечно, чем больше это сопротивление, тем лучше, если оно при этом не слишком ухудшает динамические свойства схемы.

Иногда при использовании для управления мощным МДП-транзистором источника сигнала с большим внутренним сопротивлением возможно возникновение положительной обратной связи через проходную емкость, которая может принести к самовозбуждению схемы. Чтобы избежать этого, необходимо демпфировать полное сопротивление цепи затвора с помощью ферритовой бусинки или резистора с небольшим сопротивлением, как об этом уже говорилось.

Мощные полевые транзисторы имеют ограничения по максимальной скорости изменения напряжения сток-исток. Очень высокие dU/dt могут нарушить качество схемы и даже вызвать разрушение прибора в определенных

ситуациях. При этом высокие скорости изменения напряжения необходимо рассматривать для трех состояний транзистора, каждое из которых имеет свой собственный порог по dU/dt .

Когда прибор оказывается в выключенном состоянии, то напряжение, приложенное к цепи сток-исток, может воздействовать на цепь затвора через проходную емкость. В зависимости от величины сопротивления затвор-исток и тока передаваемого в узел затвора ($i = C_{зс} \cdot dU/dt$) напряжение затвор-исток может превысить пороговое напряжение отпирания $U_{з0}$, что приведет к самопроизвольному включению транзистора. Так как напряжение $U_{зи}$ при этом растет, а $U_{зс}$ падает, то воздействие dU/dt уменьшается, что обычно не вызывает необратимых изменений в элементах схемы. Однако не рекомендуется работа с мощным полевым транзистором при «подвешенном» затворе, так как в противном случае возможно ложное включение прибора.

Так как все виды нагрузок, в той или иной мере, содержат индуктивность, то при высоких скоростях переключения транзистора и большом значении напряжения $U_{си}$ в паразитных емкостях наблюдается значительное изменение токов. Проблема, связанная с этим явлением, называется «динамическим dU/dt ». При этом транзистор при выключении как бы генерирует свое собственное dU/dt , которое может вызвать повреждение прибора. Максимально допустимые dU/dt в динамическом диапазоне составляют от 10 до 45 В/нс и определяются классом прибора по напряжению. Очевидно, если транзистор рассчитан на более высокое напряжение, он может генерировать динамическое dU/dt большее, чем низковольтный прибор вне зависимости от размеров кристалла.

Наличие емкости C в выходной цепи транзистора при индуктивной нагрузке L приводит часто к заметному колебательному процессу изменения напряжения на стоке транзистора или его запиранию.

Следующее состояние, при котором высокие скорости изменения напряжения сток-исток могут вызвать проблемы в работе транзистора, наиболее вероятно в схемах мостовой конфигурации. В этих схемах возможно состояние, при котором ток нагрузки переходит на внутренний диод сток-исток. Данная аварийная ситуация, как правило, необратима. Причем она возникает даже при dU/dt порядка 1В/нс. Так как такие dU/dt получаются очень просто для МДП-транзисторов, то для обеспечения надежности работы необходимо исключить путь прохождения тока через внутренний диод с помощью дополнительных диодных цепей, рассмотренных в [195].

Некоторые наиболее часто применяемые защитные цепи, обеспечивающие безопасную работу транзисторов при индуктивной нагрузке, приведены на рис. 2.37 [26].

3. Силовые ключи и особенности их управления

Мощные полевые транзисторы особенно часто применяются в ключевых регуляторах мощности и в источниках вторичного электропитания с «бес-трансформаторным» выходом, а также в формирователях импульсов большой мощности. Поэтому важно детально рассмотреть такой важный класс электронных схем на мощных полевых транзисторах, как силовые ключи, поскольку в большинстве указанных устройств в качестве импульсного регулятора энергии используются те или иные варианты таких ключей. Этому и посвящен материал данной главы.

3.1. Типовая схема ключа на полевых транзисторах

Электронные ключи на полевых транзисторах близки по свойствам к идеальным ключам. Они управляются сигналами малой мощности, имеют высокое быстродействие, незначительные токи в выключенном состоянии и малое сопротивление в открытом состоянии. В настоящее время наибольшее применение в различных схемах получили МДП-транзисторы, хотя для мощных преобразовательных устройств с токами в десятки ампер и выше все чаще находят применение IGBT и СИТ-транзисторы. В высокочастотных устройствах предпочтение отдается GaAs полевым транзисторам.

Типовая схема ключа на мощном МДП-транзисторе с общим истоком представлена на рис. 3.1, а. Рисунок 3.1, б поясняет выбор рабочих точек в статическом режиме. Точка 1 соответствует $U_{BX} \approx U_{ЗИ} = 0$ и закрытому тран-

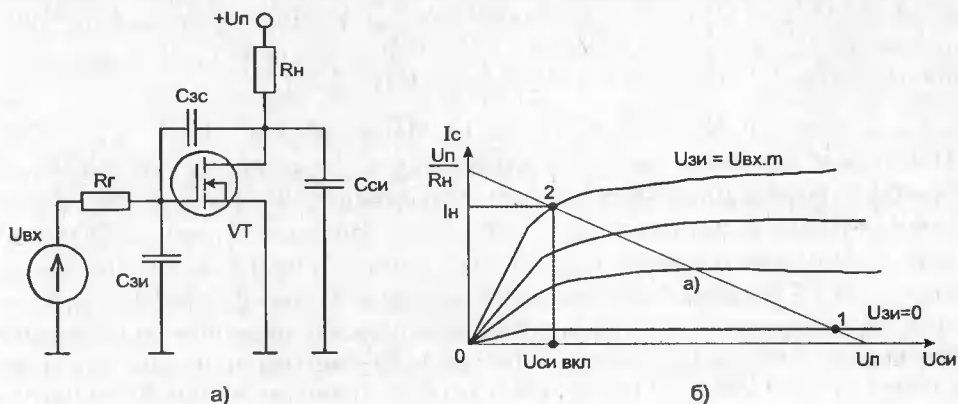


Рис. 3.1. Схема ключа на мощном МДП-транзисторе (а) и графические построения для расчета его статических режимов (б)

зистору, точка 2 — открытому транзистору при $U_{зи} = U_{вх м}$. В закрытом состоянии через транзистор протекает неуправляемый (начальный) ток стока $I_{с нач}$, а в открытом — ток I_H (обычно $I_H > I_{с нач}$). Используя семейство ВАХ реального прибора и графические построения рис. 3.1, б, нетрудно найти параметры статического режима ключа. Точный расчет статического режима и переходных процессов возможен только при использовании ЭВМ. Ниже излагаются основы приближенного аналитического расчета ключа [12].

Ключ выключен, если входное напряжение $U_{вх} < U_0$, где U_0 — пороговое напряжение отпирания транзистора. Для мощных МДП-транзисторов $U_0 > 0$, поэтому обычно ключ закрыт при $U_{вх} = 0$. Для надежного отпирания транзистора амплитуда входного импульса выбирается из условия $U_{вх м} > (1,2...1,5)(U_0 + I_H/S_0)$, где $I_H = U_{п}/(R_H + R_{си})$. Напряжение на стоке выключенного транзистора $U_{си выкл} = U_{п} - I_{с нач} \cdot R_H \approx U_{п}$, а напряжение на стоке включенного транзистора $U_{си вкл} = R_{си} \cdot I_H = R_{си} U_{п}/(R_H + R_{си})$.

Переходные процессы (рис. 3.2) имеют шесть характерных стадий.

На первой стадии (задержка включения) напряжение $u_{си}(t) = U_{си вкл} = \text{const}$ и происходит заряд емкостей $C_{зи}$ и $C_{зс}$ через резистор $R_{г}$ с постоянной времени $\tau_1 \approx R_{г}(C_{зи} + C_{зс})$. В ходе заряда напряжение $u_{зи}(t)$ меняется по экспоненциальному закону $u_{зи}(t) = U_{вх м}[1 - \exp(-t/\tau_1)]$ и в момент времени $t = t_{вкл}$ достигает значения $u_{зи}(t_{вкл}) = U_0$. Длительность этого интервала

$$t_{вкл} = R_{г} \cdot (C_{зи} + C_{зс}) \cdot \ln[U_{вх м}/(U_{вх м} - U_0)]. \quad (3.1)$$

На второй стадии (включение) транзистор отпирается и ключ переходит в активный усилительный режим работы. Коэффициент усиления для приращений напряжения $u_{си}(t)$ равен $K_0 = S_0 R_H$ и при типовых $R_H = 50...200$ Ом (для $U_{п} \approx 400...500$ В) изменяется от 50 до 200. Это говорит о том, что приращение $\Delta u_{зи}(t) \approx \Delta u_{си}(t) / K_0$ мало, несмотря на большую величину $\Delta u_{си}(t) \approx U_{п}$.

Для этой стадии характерно действие сильной отрицательной обратной связи через емкость $C_{зс}$ (аналогично эффекту интегрирования Миллера в ламповых схемах). В результате действующее значение входной емкости резко возрастает до значения:

$$C_{вх о} = C_{зи} + C_{зс}(1 + K_0) = C_{зи} + C_{зс}(1 + S_0 R_H).$$

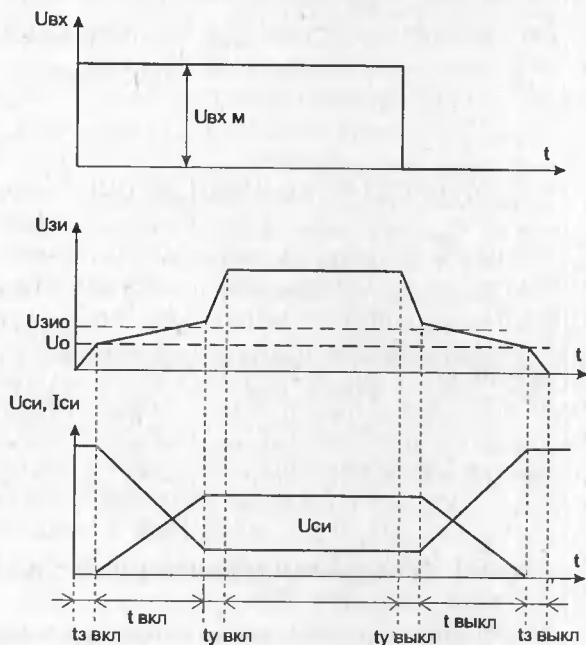


Рис. 3.2. Переходные процессы в схеме ключа

Это приводит к характерному замедлению изменения напряжения $u_{зи}(t)$ из-за возрастания постоянной времени $\tau_{вх\ 0} = R_{\Gamma} \cdot C_{вх\ 0}$. Нелинейность зависимости $C_{зс}(U_{си})$ может приводить даже к уменьшению напряжения $u_{зи}(t)$, так как при спаде напряжения $u_{си}(t)$ емкость $C_{зс}$ и постоянная времени $\tau_{вх\ 0}$ дополнительно возрастают.

Практическую оценку длительности этой стадии $t_{вкл}$ можно получить, усреднив $C_{зс}$ (при этом среднее значение емкости $C_{зс\ ср}$ весьма близко к паспортному) и напряжение $U_{зи}$ на участке его медленного изменения. Для этого полагаем $u_{зи}(t)$ равным среднему значению напряжения на затворе в середине этой стадии: $U_{зи\ 0} = U_0 + (U_{\Pi} - U_{си\ вкл})/2R_{\Pi}S_0$. При указанных выше типовых значениях R_{Π} соблюдается условие: $C_{вх\ 0} \approx C_{зс\ ср}(1 + R_{\Pi} S_0) \gg C_{зи}$ и $\tau_{вх\ 0} \approx R_{\Gamma} \cdot C_{зс\ ср} \cdot (1 + R_{\Pi} \cdot S_0) \gg \tau_{вых} = R_{\Pi} \cdot (C_{си} + C_{зс\ ср})$, что говорит о несущественном влиянии емкостей $C_{зи}$ и $C_{си}$ на переходной процесс включения.

За счет действия обратной связи среднее значение входного тока $i_{вх\ ср} \approx (U_{вх\ м} - U_{зи\ 0}) / R_{\Gamma} \approx \text{const}$ автоматически компенсируется током разряда емкости $C_{зс}$: $i_{сз} = C_{зс} \cdot du_{си}(t)/dt$ (как в интеграторе Миллера). При $i_{вх\ ср} = \text{const}$ спад $u_{си}(t)$ происходит по линейному закону и $du_{си}(t)/dt = (U_{\Pi} - U_{си\ вкл}) / t_{вкл}$. Из этих условий находим

$$t_{вкл} \approx 0,8 C_{зс\ ср} \frac{R_{\Gamma}(U_{\Pi} - U_{си\ вкл})}{U_{вх\ м} - U_0 - (U_{\Pi} - U_{си\ вкл}) / 2R_{\Pi}S_0}. \quad (3.2)$$

Здесь коэффициент 0,8 использован потому, что при расчетах длительность $t_{вкл}$ принято оценивать как интервал времени изменения $u_{си}(t)$ от $0,1(U_{\Pi} - U_{си\ вкл})$ до $0,9(U_{\Pi} - U_{си\ вкл})$. Это увеличивает точность расчета, поскольку при расчете $t_{вкл}$ исключаются участки нелинейного изменения $u_{си}(t)$ при переходе ключа из закрытого состояния в открытое.

На третьей стадии (установление включения) $u_{си}(t) = U_{си\ вкл}$ и почти не меняется. Это означает выключение механизма внутренней обратной связи и заряд емкости $(C_{зи} + C_{зс})$ до напряжения $u_{зи}(t) \approx U_{вх\ м}$. Длительность этой стадии $t_{у\ вкл} \approx 3R_{\Gamma}(C_{зи} + C_{зс})$.

Следующие три стадии характеризуют выключение прибора. На четвертой стадии значение $u_{вх}(t)$ падает скачком до нуля и происходит разряд емкости $(C_{зи} + C_{зс})$ от начального напряжения $u_{зи}(t) = U_{вх\ м}$ до порогового уровня входа в активный режим работы $U_{зи\ кр} = U_0 + (U_{\Pi} - U_{си\ вкл}) / R_{\Pi}S_0$ по экспоненциальному закону:

$$u_{зи}(t) = U_{вх\ м} \cdot \exp(-t/\tau_1),$$

где $\tau_1 = R_{\Gamma}(C_{зи} + C_{зс})$. Длительность этого интервала

$$t_{з\ выкл} = R_{\Gamma}(C_{зи} + C_{зс}) \cdot \ln(U_{вх\ м}/U_{зи\ кр}). \quad (3.3)$$

На пятой стадии ключ вновь переходит в активный режим работы и возникает отрицательная обратная связь через емкость $C_{зс}$. При этом $\tau_{вх}$ возрастает и спад $u_{зи}(t)$ резко замедляется при $u_{зи}(t) = U_{зи\ 0}$. Длительность стадии

выключения находим, приравняв средний входной ток $i_{\text{вх ср}} \approx U_{\text{зи 0}} / R_{\text{г}}$ (так как теперь $U_{\text{вх}} = 0$), току $i_{\text{зс ср}} = C_{\text{зс}} \cdot du_{\text{си}}(t)/dt \approx C_{\text{зс ср}} (U_{\text{п}} - U_{\text{си вкл}}) / t_{\text{выкл}}$

$$t_{\text{выкл}} \approx 0,8 C_{\text{зс}} R_{\text{г}} \frac{U_{\text{п}} - U_{\text{си вкл}}}{U_{\text{0}} + (U_{\text{п}} - U_{\text{си вкл}}) / 2 R_{\text{н}} S_{\text{0}}} \quad (3.4)$$

На заключительной шестой стадии (установления выключения) напряжение $u_{\text{си}}(t)$ падает из-за разряда емкости $(C_{\text{зи}} + C_{\text{зс}})$ через $R_{\text{г}}$ до напряжения $u_{\text{си}}(\infty) = 0$. Обратная связь при этом не действует, поскольку $u_{\text{си}}(t) = U_{\text{п}} = \text{const}$ и $du_{\text{си}}(t) = 0$. Длительность этой стадии $t_{\text{у выкл}} \approx 3R_{\text{г}}(C_{\text{зи}} + C_{\text{зс}})$.

Выполненный анализ предсказывает следующие закономерности переходных процессов: независимость крутизны спада и роста $u_{\text{си}}(t)$ от напряжения $U_{\text{п}}$ (она задается током $i_{\text{вх ср}}$), пропорциональность $t_{\text{вкл}}$ и $t_{\text{выкл}}$ перепаду $(U_{\text{п}} - U_{\text{си вкл}})$, наличие задержек $t_{\text{з вкл}}$ и $t_{\text{з выкл}}$, пропорциональных постоянной времени $R_{\text{г}}(C_{\text{зи}} + C_{\text{зс}})$, слабое влияние на $t_{\text{ркл}}$ и $t_{\text{выкл}}$ емкостей $C_{\text{зи}}$ и $C_{\text{си}}$ и доминирующее влияние $C_{\text{зс}}$. При этом $t_{\text{вкл}}$ и $t_{\text{выкл}}$ пропорциональны постоянной времени $R_{\text{г}} C_{\text{зс ср}}$.

Типовые параметры ключа на мощном МДП-транзисторе КП701 с $U_{\text{0}} = 6 \text{ В}$, $C_{\text{зи}} = 10 \text{ нФ}$, $C_{\text{зс}} = 30 \text{ пФ}$, $S_{\text{0}} = 1 \text{ А/В}$, $R_{\text{си}} = 2 \text{ Ом}$ при $R_{\text{г}} = 15, 25$ и 50 Ом , $R_{\text{н}} = 82 \text{ Ома}$, $U_{\text{п}} = 400 \text{ В}$ и $U_{\text{вх м}} = 20 \text{ В}$ приведены в табл. 3.1.

Таблица 3.1. Временные параметры ключа на МДП-транзисторе КП701

Значения $R_{\text{г}}$, Ом	$t_{\text{з вкл}}$	$t_{\text{вкл}}$	$t_{\text{з выкл}}$	$t_{\text{выкл}}$
15	5,5/6	12,1/12	9,6/10	16,8/19
25	9,2/10	20,2/20	16/16	28/30
50	18,4/20	40,4/40	31,9/35	55,9/55

Примечание: в числителе указаны расчетные значения параметров, в знаменателе — экспериментальные (в наносекундах).

На рис. 3.3 приведены осциллограммы импульсов на входе и выходе ключа для разных $R_{\text{г}}$ и $U_{\text{п}}$. Они сняты с помощью стробоскопического осциллографа С7-8. Нетрудно заметить, что даже для этого силового высоковольтного транзистора ($U_{\text{си макс}} = 700 \text{ В}$) времена включения и выключения не превышают 50...55 нс (при малых значениях $R_{\text{г}} < 50 \text{ Ом}$ они значительно меньше).

К недостаткам ключей на мощных МДП-транзисторах можно отнести наличие заметного неуправляемого тока $I_{\text{с нач}}$. Значения этого тока в паспортных данных обычно завышены, но разработчики схем вынуждены ориентироваться на паспортные значения. Другой недостаток — большие остаточные напряжения несмотря на наличие отдельных приборов с рекордно малыми сопротивлениями $R_{\text{си}}$ (до 0,01 Ом при токах до 50 А). В целом по остаточному напряжению мощные транзисторы несколько уступают биполярным транзисторам. Однако на высоких частотах переключения (свыше 30...50 кГц) общие статические и динамические потери в ключевых схемах с мощными МДП-транзисторами меньше, чем в схемах на биполярных транзисторах.

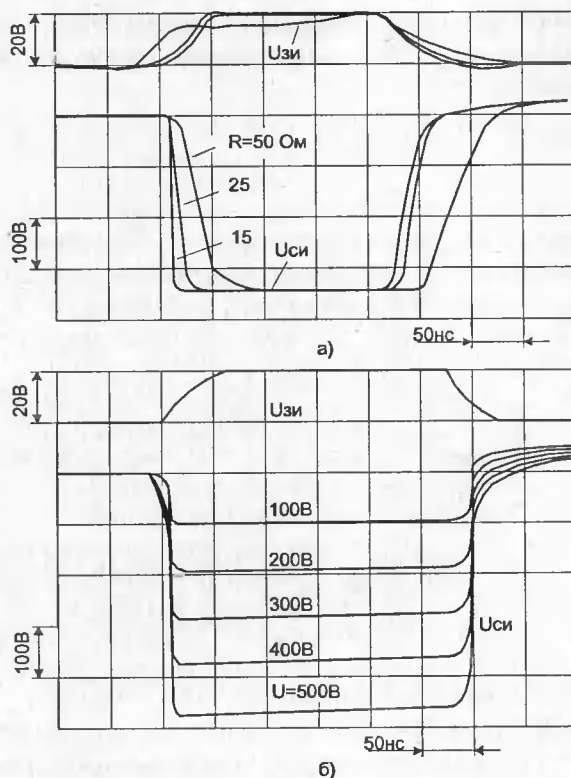


Рис. 3.3. Осциллограммы импульсов в схеме ключа на высоковольтном мощном МДП-транзисторе КП702 при разных значениях R_g (а) и $U_{п}$ (б)

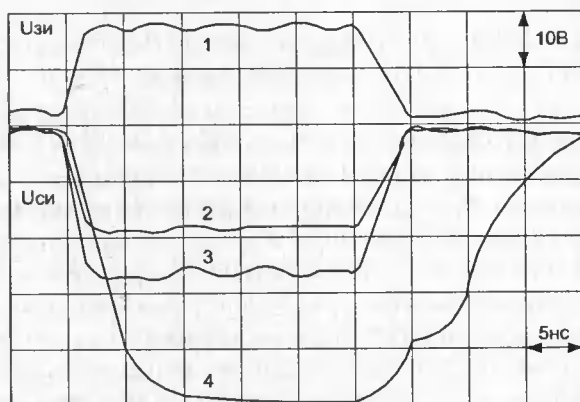


Рис. 3.4. Осциллограммы входного импульса (1) и импульса на стоке транзисторов КП902 (2), КП905 (3) и КП901 (4)

Максимальное быстродействие ключа на мощном МДП-транзисторе получается при быстром изменении напряжения на затворе. Время переключения

при этом определяется разрядом выходной емкости $C_0 = C_{\text{си}} + C_{\text{зс}}$ и, если сопротивление $R_{\text{н}}$ велико ($R_{\text{н}} \rightarrow \infty$), минимальное время включения можно оценить по уравнению заряда

$$\frac{dU_{\text{си}}}{dt} = \frac{i_{\text{с}}(t)}{C_0} \approx \frac{I_{\text{см}}}{C_0} \left[\frac{B}{\text{нс}}, \frac{\text{мА}}{\text{пФ}} \right]$$

при $U_{\text{вх м}} = U_0 + (I_{\text{с м}}/S_0)$, где $U_{\text{вх м}}$ — амплитуда входных сигналов.

Результаты исследований показали, что предельные времена переключения мощных МДП-транзисторов составляют единицы нс, в связи с этим времена нарастания входных импульсов $t_{\text{вх}}$ желательно выбирать из условия $t_{\text{вх}} < t_{\text{вкл}}$ для получения максимального быстродействия. Однако при этом среднее значение тока генератора входных импульсов при формировании фронта должно составлять единицы ампер. Например, для транзистора КП904 при $U_{\text{вх м}} = 20 \text{ В}$, $t_{\text{вкл}} = 2 \text{ нс}$ и $t_{\text{ф}} = 0,5 t_{\text{вкл}}$ средний ток должен быть равен 3,6 А. Такие значения входного тока накладывают определенные требования на схемы управления полевыми транзисторами.

На рис. 3.4 представлены сравнительные осциллограммы процессов переключения ключа на транзисторах КП902, КП905 и КП901. Они показывают, что времена переключения приборов КП902 менее 1 нс, КП905 — менее 0,6 нс (при токах 0,15...0,3 А), а КП901 — не более 3,5 нс для включения и 12 нс для выключения при коммутирующем токе 1...1,5 А. Субнаносекундными временами переключения обладают мощные СВЧ МДП-транзисторы КП907 (коммутируемые токи 2...2,5 А), КП908 и КП911.

Более высоким быстродействием обладают полевые транзисторы, выполненные на основе арсенида галлия с барьером Шоттки. Приборы этого типа имеют очень малую длину канала L (до $\approx 1 \text{ мкм}$). По скорости нарастания напряжения на стоке эти приборы в несколько раз превосходят мощные кремниевые МДП-транзисторы.

Для приборов с субнаносекундными временами переключения крутизна S является функцией времени, что учитывается ее переходной характеристикой $h_{\text{с}}(t) = S(t) / S_0 = 1 - \exp(-t/\tau_0)$, где τ_0 — время пролета основными носителями области канала. Известно, что $\tau_0 = K \rho_{\text{м}} \epsilon \epsilon_0 W L / H^2 \sqrt{X}$, где K — коэффициент, учитывающий конфигурацию приборов; $\epsilon \epsilon_0$ — диэлектрическая постоянная материала, $\rho_{\text{м}}$ — удельное сопротивление металлизации затвора; $X = (U_{\text{зи}}/U_0)$; W — ширина канала.

Для мощных GaAs полевых транзисторов с $L = 1 \text{ мкм}$ расчетные значения $\tau_0 = 5...13 \text{ пс}$. Если длительность фронта входного импульса $t_{\text{ф вх}} > 2...3 \tau_0$, то зависимость $S(t)$ можно не учитывать. Получение $t_{\text{ф вх}} < 50 \text{ пс}$ в настоящее время проблематично, поэтому $S(t)$ может не учитываться, а реальные значения времен переключения ключей на мощных GaAs полевых транзисторах в 2...3 раза выше ожидаемых их предельных оценок.

Схема ключа на мощном GaAs полевом транзисторе показана на рис. 3.5. Источник напряжения $-U_{\text{з}}$ используется для запирающего мощного ПТШ, так как при нулевом напряжении на затворе он нормально открыт. Ключ отпирается входным импульсом положительной полярности с амплитудой, пример-

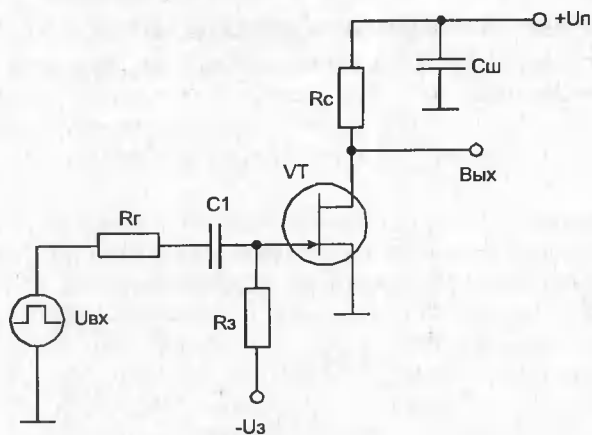


Рис. 3.5. Схема ключа на мощном GaAs ПТН

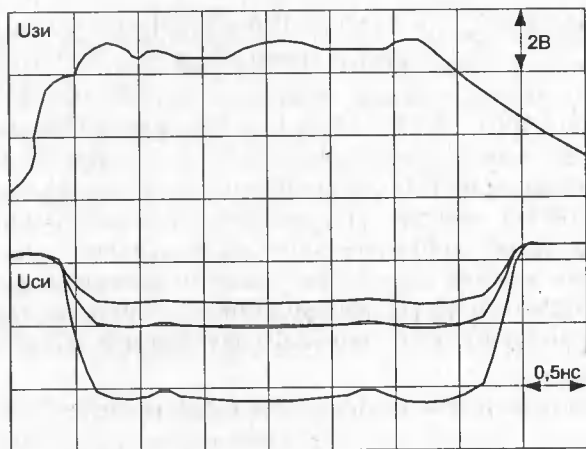


Рис. 3.6. Осциллограммы импульсов на затворе (верхний луч) и стоке (нижние лучи) для схемы ключа при $U_{\Pi} = 2, 3$ и 6 В (сверху вниз) при $R_{\Pi} = 100$ Ом, $R_{\Gamma} = 16$ Ом

но равной U_3 . Все элементы ключа (R_3 , разделительный конденсатор C_1 и R_C) выполнены безвыводными и припаиваются к соответствующим точкам схемы непосредственно. Это уменьшает их паразитные индуктивности. Индуктивность, например, выводов резистора R_C порядка $3...5$ нГн уже ведет к появлению заметного выброса напряжения на стоке.

На рис. 3.6 представлены осциллограммы импульсов на затворе и стоке транзистора 3П602А в схеме ключа для разных U_{Π} . Время включения оказалось равным $0,1$ нс, а время выключения до $0,24$ нс. Возрастание времени выключения связано с затяжкой среза входного импульса. Закономерности переходного процесса (в частности, влияние емкости $C_{зс}$) оказываются аналогичными описанным ранее для МДП-транзисторов.

На практике приборы ЗП602А переключали токи до 0,1 А, ЗП602 до 0,16 А и ЗП603 до 0,28 А (при этом оценка их $R_{\text{си вкл}}$ в импульсном режиме дала значения 7,5; 6 и 4,7 Ом соответственно). Заметной зависимости $t_{\text{вкл}}$ и $t_{\text{выкл}}$ от $R_{\text{г}}$ не наблюдалось, что, очевидно, связано с относительно большой длительностью запускаяющего импульса, которая в 2—3 раза превышала значения $t_{\text{вкл}}$ и $t_{\text{выкл}}$.

Оценка предельных возможностей ключей на мощных ПТШ и учет влияния паразитных реактивностей структуры транзисторов и схемы возможен только при использовании машинных методов расчета (в связи со сложностью эквивалентных схем). В целом следует отметить уникальное быстродействие ключей на GaAs полевых транзисторах (времена переключения менее 0,1 нс), позволяющее использовать их в схемах субнаносекундного диапазона времен. Такие схемы нужны, к примеру, для создания источников импульсной накачки скоростных лазерных диодов.

3.2. Особенности работы ключа силового узла на разные виды нагрузки

При проектировании, настройке и ремонте электронных устройств, особенно если это связано с подбором транзисторов для замены, необходимо знать типовые особенности работы транзисторов в различных схемах. В первую очередь это касается силовых узлов электронных устройств, в которых транзисторы регулируют мощность в нагрузке. Ключ силового узла не является идеальным элементом и поэтому его работа сопровождается потерями, которые приводят к нагреву не только самого ключа, но и всего устройства в целом, снижая коэффициент полезного действия и общую надежность работы.

Мощность потерь в ключе может быть представлена следующими составляющими:

$$P_{\text{пот}} = P_{\text{вх вкл}} + P_{\text{вх выкл}} + P_{\text{вх п}} + P_{\text{вых вкл}} + P_{\text{вых выкл}} + P_{\text{вых п}},$$

где первые три слагаемые определяют мощности потерь во входной цепи ключа во включенном, выключенном и переходном режимах, а три следующих — аналогично для выходной цепи. Для оценки этих потерь необходимо знать законы изменения тока и напряжения ключа, которые определяются характером нагрузки: активным, емкостным или индуктивным.

Проведем упрощенный сравнительный анализ составляющих потерь в простейшей схеме (рис. 3.7, а) с полевым транзистором в качестве силового ключа.

При этом сделаем следующие допущения:

- пренебрежем мощностью потерь во входной цепи транзистора, которая практически значительно меньше, чем в выходной цепи;
- линеализуем выходные вольт-амперные характеристики транзистора (рис. 3.7, б);

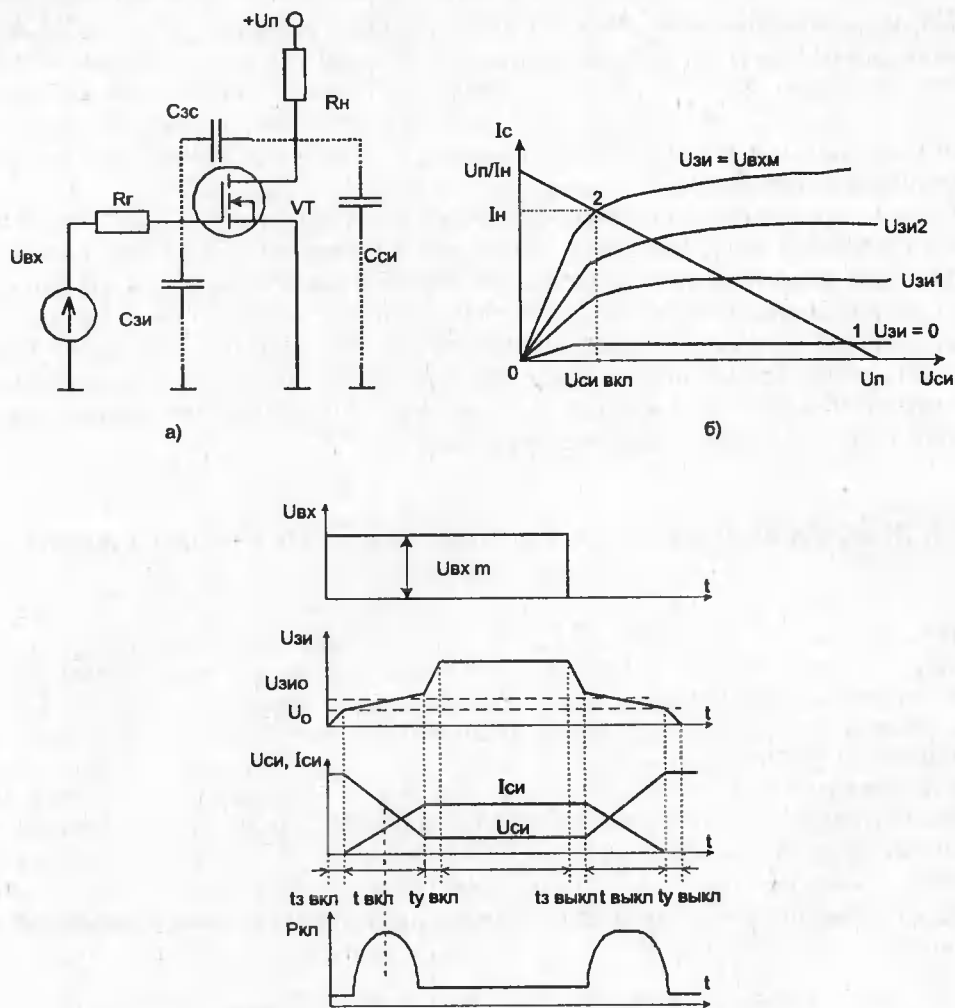


Рис. 3.7. Схема ключа с резистивной нагрузкой (а), выходные вольт-амперные характеристики (б) и временные диаграммы работы (в)

- во включенном состоянии транзистор представим резистором $R_{кл}$, а в выключенном — источником тока $I_{ост}$;
- инерционные свойства транзистора, выражающиеся в том, что ток ключа не сразу достигает расчетного значения, а за некоторое время — t_n , отразим в линейном росте тока ключа до номинального значения при скачке управляющего сигнала;
- в транзисторе отсутствует задержка при выключении.

Активная нагрузка. В транзисторном ключе при активной нагрузке рабочая точка транзистора перемещается в активной области ВАХ по линии нагрузки NM (рис. 3.7, б). Ток $i_{кл}(t)$ и напряжение $u_{кл}(t)$ в соответствии с при-

нятыми допущениями при включении идеальным управляющим импульсом напряжения описываются следующими выражениями:

$$i_{\text{кл}}(t) = I_{\text{н}} t / t_{\text{вкл}}; \quad u_{\text{кл}}(t) = U_{\text{п}} - i_{\text{кл}}(t) R_{\text{н}},$$

где $I_{\text{н}} = U_{\text{п}} / (R_{\text{кл}} + R_{\text{н}})$, а $t_{\text{вкл}}$ — интервал $t_1 - t_0$.

Мощность потерь в транзисторе на этапе включения при этом

$$R_{\text{вкл п}} = \frac{1}{T} \frac{U_{\text{п}}^2}{R_{\text{кл}} + R_{\text{н}}} \left(\frac{t_{\text{вкл}}}{2} - \frac{t_{\text{вкл}}}{3} \frac{R_{\text{н}}}{R_{\text{н}} + R_{\text{кл}}} \right).$$

Аналогичный характер имеют процессы при выключении транзистора. Считая, что $t_{\text{вкл}} \approx t_{\text{выкл}} = t_{\text{п}}$, получим равенство мощностей $R_{\text{вкл п}} = R_{\text{выкл п}}$. На практике $R_{\text{н}} / (R_{\text{н}} + R_{\text{кл}}) \approx 1$ и выражение для суммарной мощности потерь в переходном режиме примет вид:

$$P_{\text{сум п}} = P_{\text{вкл п}} + P_{\text{выкл п}} = \frac{1}{3} \frac{t_{\text{п}}}{T} P_{\text{н макс}},$$

где $P_{\text{н макс}} = U_{\text{п}}^2 / (R_{\text{н}} + R_{\text{кл}})$.

Для включенного состояния транзистора мощность потерь

$$P_{\text{вых вкл}} = \frac{t_{\text{п}} - t_{\text{п}}}{T} P_{\text{н макс}} \frac{R_{\text{вкл}}}{R_{\text{н}} + R_{\text{кл}}}$$

и для выключенного состояния

$$P_{\text{вых выкл}} = \left(1 - \frac{t_{\text{п}}}{T} \right) U_{\text{п}} I_{\text{ост}}.$$

Максимальное значение мгновенной мощности, рассеиваемой на транзисторе, соответствует переходному режиму. Для ее определения приравняем производную функции $P'_{\text{кл}}(t)$ к нулю и найдем величину времени $t_{\text{м}}$ (рис. 3.7):

$$P'_{\text{кл}}(t) = \frac{U_{\text{п}}^2}{R_{\text{н}} + R_{\text{кл}}} \left(\frac{1}{t_{\text{п}}} - \frac{R_{\text{н}}}{R_{\text{н}} + R_{\text{кл}}} \frac{2t_{\text{м}}}{t_{\text{п}}^2} \right),$$

следовательно, $t_{\text{м}} = t_{\text{п}}/2$ и $P_{\text{кл макс}} = U_{\text{п}}^2 / (4R_{\text{н}}) = P_{\text{н макс}}/4$.

Анализируя выражения, полученные для ориентировочного расчета составляющих мощности $P_{\text{пот}}$, можно сделать следующие выводы:

1. Мощность $P_{\text{вых выкл}}$ значительно меньше двух других составляющих.
2. Мощность потерь $P_{\text{вых п}}$ прямо пропорциональна изменению частоты и длительности переходного процесса и, если времена переключения $t_{\text{п}}$ и длительности импульса $t_{\text{и}}$ становятся сравнимы, то составляющая вносит существенный вклад в общую мощность потерь.
3. Максимальное мгновенное значение мощности, рассеиваемой на ключе, не превышает 25% от максимального расчетного значения мощности нагрузки $P_{\text{н макс}} \approx U_{\text{п}}^2 / R_{\text{н}}$.

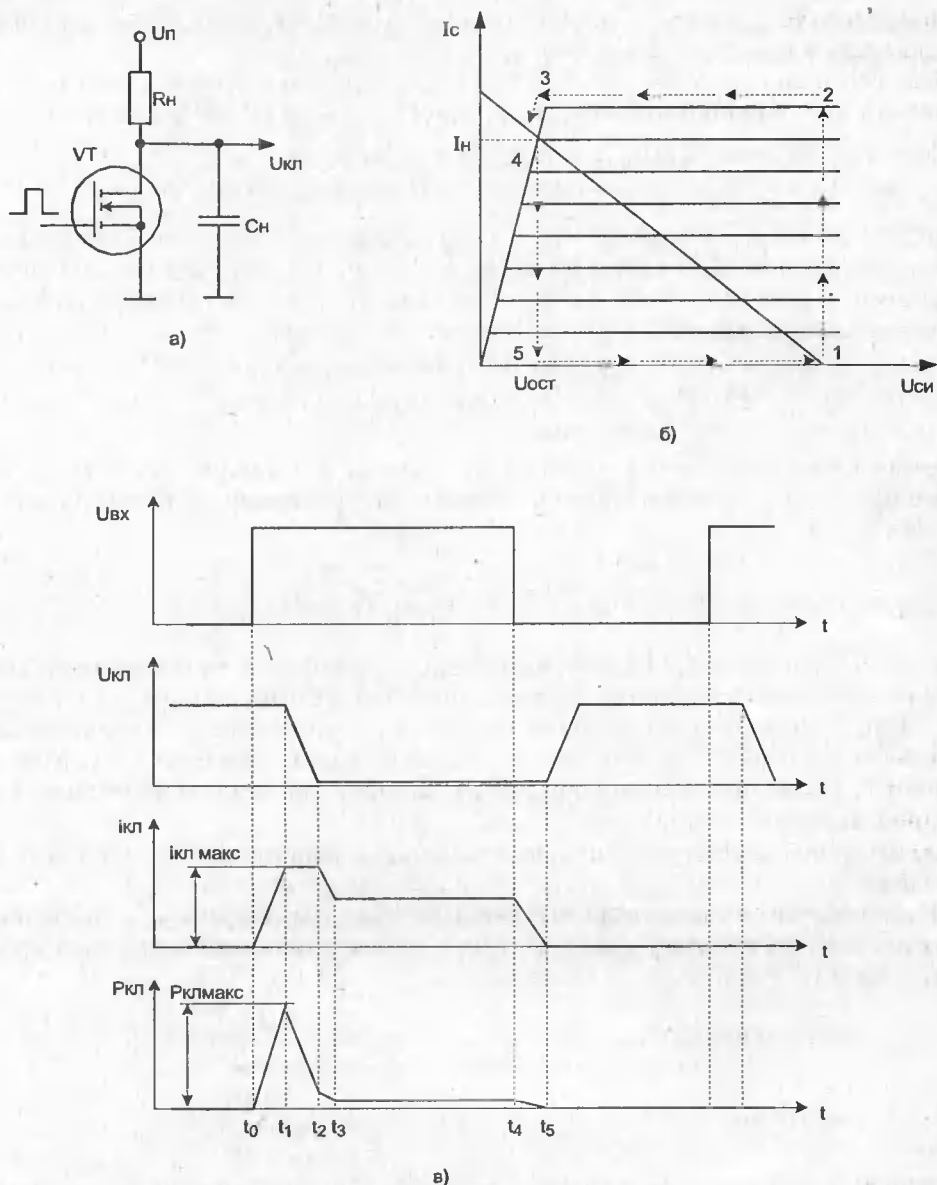


Рис. 3.8. Схема ключа с емкостной нагрузкой (а), вольт-амперные характеристики (б) и временные диаграммы работы (в)

Емкостная нагрузка. Емкостная нагрузка может быть подключена как параллельно резистору R_H , так и параллельно ключевому элементу (рис. 3.8, а). При подаче на вход прямоугольного импульса напряжения рабочая точка полевого транзистора переходит из положения 1 в 2, а ток ключа (ток стока) нарастает до уровня $I_{кл\ макс} = S \cdot U_{вх}$, где S — крутизна транзистора. Длитель-

ность интервала времени, соответствующая этому переходу, определяется быстроедействием ключа — временем t_{Π} .

Изменение напряжения dU на ключе при переходе рабочей точки из положения 2 в положение 3 оценим через изменение заряда конденсатора C_H :

$$C_H dU \approx I_{\text{КЛ МАКС}} \Delta t - dU \Delta t / 2R_H,$$

где $\Delta t = t_2 - t_1$.

Первое слагаемое в правой части выражения характеризует изменение заряда конденсатора sC_H за счет тока ключа, а второе — за счет тока нагрузки. Практически $dU = U_{\Pi} - I_H R_{\text{КЛ}} \approx U_{\Pi}$. С учетом этого после простейших преобразований получим:

$$\Delta t = \frac{2C_H R_H}{I_{\text{КЛ МАКС}} - U_{\text{ВХ}} / R_H} = \frac{2C_H R_H}{2SR_H U_{\text{ВХ}} - U_{\Pi}}$$

Время перехода рабочей точки из положения 3 в положение 4 значительно меньше предыдущего интервала, поэтому общее время включения определим как

$$t_{\text{ВКЛ}} \approx t_{\Pi} + \Delta t = t_{\Pi} + \frac{2C_H R_H}{2SR_H U_{\text{ВХ}} - U_{\Pi}}.$$

На этапе выключения (с момента времени t_4) рабочая точка перемещается из положения 4 в положение 5 при незначительном изменении напряжения $U_{\text{КЛ}}$. Длительность этого интервала ($t_5 - t_4$) определяется инерционными свойствами полевого транзистора, т. е. практически временем t_{Π} . С момента времени t_5 напряжение на ключе растет по экспоненциальному закону с постоянной времени $\tau = R_H C_H$.

Дадим приближенную оценку составляющих мощности потерь на этих интервалах.

Мощность потерь ключа на выходе в переходном режиме при включении имеет две составляющие $P_{\Pi \text{ ВКЛ}} = P_1 + P_2$ в соответствии с интервалами времени $(t_1 - t_0)$ и $(t_2 - t_1)$.

$$\text{Интервал } t_1 - t_0: \quad P_1 = \frac{SU_{\text{ВХ}} U_{\Pi}}{2} \cdot \frac{t_{\Pi}}{T}.$$

$$\text{Интервал } t_2 - t_1: \quad P_2 = \frac{U_{\Pi} SU_{\text{ВХ}}}{2} \cdot \frac{\Delta t}{T}.$$

Мощность потерь в переходном режиме на этапе включения определяется как

$$P_{\Pi \text{ ВКЛ}} \approx P_1 + P_2 = \frac{U_{\Pi} SU_{\text{ВХ}}}{2} \cdot \frac{t_{\text{ВКЛ}}}{T}.$$

Мощность потерь во включенном состоянии

$$P_{\text{ВЫХ ВКЛ}} = I_H^2 R_{\text{КЛ}} \frac{t_{\text{и}} - t_{\text{ВКЛ}}}{T}.$$

Мощность потерь в переходном режиме при выключении

$$P_{\text{ПВЫКЛ}} = \frac{I_H^2 R_{\text{кл}}}{2} \cdot \frac{t_{\text{п}}}{T}.$$

Суммарная мощность потерь в переходном режиме

$$P_{\text{ВЫХ П}} = P_{\text{П ВКЛ}} + P_{\text{П ВЫКЛ}} = \frac{U_{\text{п}} S U_{\text{ВХ}} + I_H^2 \cdot R_{\text{н}}}{2} \cdot \frac{t_{\text{п}} + t_{\text{ВКЛ}}}{T}.$$

Выключенное состояние транзистора характеризуется ростом напряжения $U_{\text{кл}}$ по экспоненциальному закону с постоянной времени $\tau = R_{\text{н}} C_{\text{н}}$ при токе транзистора $i_{\text{кл}}(t) = I_{\text{ОСТ}}$.

Мощность потерь определим как

$$P_{\text{ВЫХ ВЫКЛ}} \approx U_{\text{п}} I_{\text{ОСТ}} \frac{T - t_{\text{и}} - t_{\text{п}}}{T}.$$

Сравнительный анализ составляющих мощности потерь в ключе при емкостной нагрузке показывает, что:

1. Наиболее опасным в работе ключа с емкостной нагрузкой является переходной режим при включении, так как максимальное значение мгновенной мощности может существенно превышать максимальную расчетную мощность нагрузки

$$P_{\text{КЛ МАКС}} = I_{\text{КЛ МАКС}} U_{\text{п}} = U_{\text{ВХ}} S U_{\text{п}}.$$

2. Величина мощности потерь $P_{\text{ВЫХ ВКЛ}}$ зависит от величины конденсатора $C_{\text{н}}$, напряжения питания $U_{\text{п}}$ и частоты $f = 1/T$.

3. В переходном режиме при выключении транзистора мощность потерь значительно меньше всех других составляющих.

Индуктивная нагрузка. Рассмотрим переходные процессы в ключе при активно-индуктивной нагрузке с учетом двух возможных режимов работы индуктивности: прерывистых и непрерывных токов (рис. 3.9).

Режим прерывистых токов характеризуется тем, что к моменту включения транзистора V_T ток в индуктивности $L_{\text{н}}$ равен нулю, а в режиме непрерывных токов имеет конечное значение не равное нулю. В режиме прерывистых токов при подаче на вход включающего импульса рабочая точка переходит из положения 1 в 2 за время $t_{\text{п}}$. Ток нагрузки (или ток ключа) изменяется по экспоненциальному закону с постоянной времени $\tau_{\text{н}} = L_{\text{н}}/R_{\text{н}}$, и его величина к моменту времени t_1 определяется соотношением времен $t_{\text{п}}$ и $\tau_{\text{н}}$:

$$i_{\text{кл}}(t_1) = I_{\text{н}} [1 - \exp(-t_{\text{п}} / \tau_{\text{н}})].$$

Для типовых нагрузок характерно соотношение $t_{\text{п}} \ll \tau_{\text{н}}$.

Затем по мере роста тока $i_{\text{кл}}(t)$, рабочая точка транзистора перемещается из положения 2 в 3. Длительность этого интервала с учетом экспоненциального характера тока $i_{\text{кл}}(t)$:

$$\Delta t = t_2 - t_1 = (2,2\tau_{\text{н}}) - t_{\text{п}} \approx 2,2\tau_{\text{н}}.$$

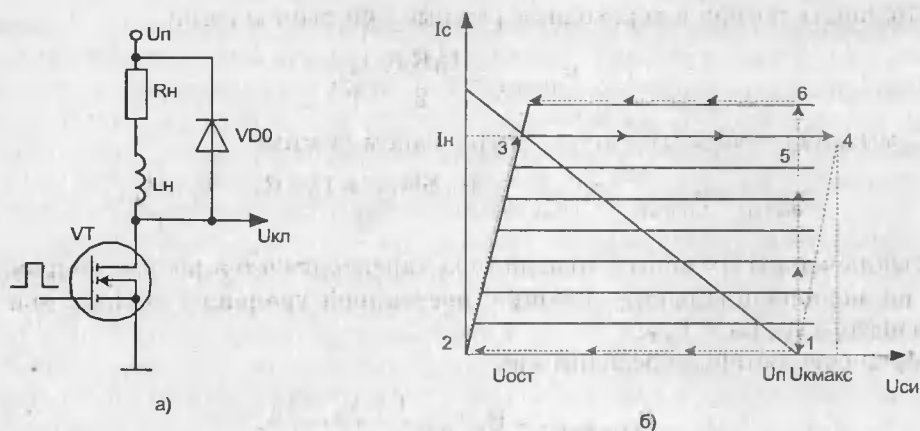


Рис. 3.9. Схема ключа с индуктивной нагрузкой (а), вольт-амперные характеристики (б) и временные диаграммы работы (в)

При выключении, в силу инерционности нагрузки, рабочая точка перемещается из положения 3 в 4. Изменение напряжения на ключе происходит при практически неизменном токе $i_{кл}(t) = I_n$. Максимальное напряжение на ключе может достигать большой величины и реально ограничено напряжением пробоя и паразитными емкостями реального транзистора, так как часть энергии, накопленной в индуктивности, расходуется на заряд этих емкостей. По мере уменьшения энергии, накопленной в индуктивности, рабочая точка

3. Силовые ключи и особенности их управления

перемещается из положения 4 (момент времени t_3) в положение 1 (момент времени t_4). В таком режиме работы ключ на практике не используется.

Для ограничения перенапряжения на ключе с индуктивной нагрузкой в схему вводят диод VD_0 , называемым нулевым или обратным. При этом, когда напряжение на стоке становится больше напряжения питания U_{Π} (с момента времени t_3), диод VD_0 открывается и энергия индуктивности рассеивается в контуре $L_H - VD_0 - R_H$. Уменьшение тока транзистора происходит при неизменном напряжении на транзисторе $U_{\text{кл}} = U_{\Pi}$, и длительность перехода рабочей точки из положения 5 в положение 1 определяется практически временем выключения транзистора t_{Π} (интервал времени $t_5 - t_6$).

В режиме непрерывных токов индуктивности основное отличие в работе ключа с активно-индуктивной нагрузкой наблюдается при включении. Это отличие заключается в том, что к моменту включения транзистора индуктивность L_H и диод VD_0 , с протекающим через них током I_H , могут быть представлены соответственно эквивалентным источником тока I_H и конденсатором C_d , емкость которого складывается из барьерной и диффузионной емкостей диода.

Следовательно, нагрузка ключа в режиме непрерывных токов индуктивности носит емкостной характер, а рабочая точка на этапе включения перемещается из положения 1 в 6 и затем в положение 3. При выключении транзистора переходные процессы в режиме непрерывных токов имеют такой же характер, что и в режиме прерывистых.

Дадим приближенную оценку составляющих мощности потерь для активно-индуктивной нагрузки с нулевым вентилем в режиме прерывистых токов.

Этап включения (интервал $t_1 - t_0$). Выражения, приближенно описывающие ток $i_{\text{кл}}(t)$ и напряжение $u_{\text{кл}}(t)$, представим в виде

$$U_{\text{кл}}(t) = U_{\Pi} \left(1 - \frac{t}{t_{\Pi}} \right); \quad i_{\text{кл}}(t) = I_H \frac{t}{(L_H / R_H)}.$$

Мощность потерь на этом интервале

$$P_{\text{вкл } \Pi} = \frac{t_{\Pi}^2}{6\tau_H T} P.$$

Этап включенного состояния ключа (интервал $t_2 - t_1$). На практике обычно выполняется условие $t_{\Pi} > \tau_H$, и мощность потерь на этом интервале допустимо рассчитать как

$$P_{\text{вых вкл}} \approx I_H^2 R_{\text{кл}} \frac{t_{\Pi}}{T}.$$

Этап выключения (интервал $t_6 - t_5$). Длительность интервала $t_5 - t_2$ значительно меньше длительности интервала $t_6 - t_5 \approx t_{\Pi}$, поэтому мощность потерь на интервале выключения рассчитаем как

$$P_{\text{выкл } \Pi} \approx P_{\text{нмакс}} \frac{t_{\Pi}}{2T}.$$

Очевидно, что мощность потерь $P_{\text{общ п}} = P_{\text{вкл п}} + P_{\text{выкл п}}$ в основном определяется потерями на этапе выключения.

В режиме непрерывных токов мощность потерь на этапе включения рассчитывается так же, как в случае емкостной нагрузки, где емкость C_n определяется суммой барьерной и диффузионной емкостей диода VD_0 . А на этапе выключения расчеты ведутся как для интервала $t_5 - t_6$ режима прерывистых токов.

Рассмотренные особенности работы ключа на активно-индуктивную нагрузку позволяют сделать следующие выводы:

1. При активно-индуктивной нагрузке в схему должен быть введен нулевой диод.

2. В режиме прерывистых токов мощность потерь при включении значительно меньше всех других составляющих.

3. Наиболее опасным для транзистора является процесс выключения, так как максимальное значение мгновенной мощности, выделяемой на стоке, определяется произведением напряжения питания и тока нагрузки $P_{\text{кл макс}} = U_{\text{п}} I_{\text{н}}$.

4. В режиме непрерывных токов большие перегрузки по мощности транзисторный ключ испытывает и в режиме включения и в режиме выключения.

Проведенный приближенный анализ работы ключа при различных характерах нагрузки показывает, что наиболее желательным являлось бы получение траектории рабочей точки на этапе включения характерной для индуктивной нагрузки в режиме прерывистого тока индуктивности, а на этапе выключения — как в случае емкостной нагрузки. Для получения оптимальных траекторий рабочей точки ключа, обеспечивающих максимальную надежность работы, в схему ключа вводят цепи формирования траектории рабочей точки [9].

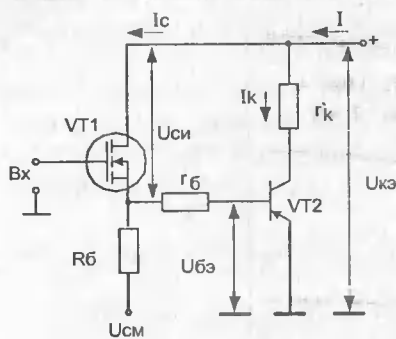
3.3. Комбинированные ключи на полевых транзисторах

В ряде случаев применения максимально допустимой мощности одиночных полевых транзисторов оказывается недостаточно. Перспективным является создание сложных ключей, обладающих часто значительно лучшими параметрами, чем одиночные приборы. За рубежом такие приборы создаются в интегральном исполнении, однако проектирование их на дискретных элементах является также актуальным.

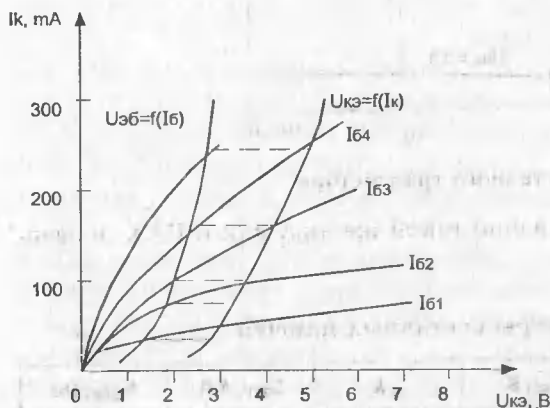
Если необходимо переключать большие токи, используют либо параллельное включение приборов, либо составные схемы на основе полевого и биполярного транзисторов. При коммутации больших напряжений наиболее эффективным является построение ключей по каскадным схемам. В таких ключах удачно используются максимальные возможности транзисторов обоих типов.

Схема составного ключа, в котором полевой транзистор управляет мощным биполярным транзистором, представлена на рис. 3.10. Такие ключи обладают большим входным сопротивлением, характерным для полевых тран-

3. Силовые ключи и особенности их управления



а)



б)

Рис. 3.10. Составной ключ на базе биполярного и полевого приборов (а) и графический расчет (б) семейства ВАХ составного транзистора (полевой — КП902, биполярный — КТ903)

зисторов, и относительно малым выходным сопротивлением, как у биполярных приборов.

Ключ управляется напряжением, а крутизна его передаточной характеристики определяется как:

$$S_{ЭКВ} = S_0 \beta,$$

где S_0 — крутизна полевого транзистора, β — коэффициент передачи тока базы биполярного транзистора.

На схеме составного транзистора сопротивления r_k и r_6 , ради наглядности, показаны как внешние. В [64] было показано, что при малых r_k , характерных для приборов с $U_{кз} < 100$ В, ключ является ненасыщающимся. Из рисунка следует, что остаточное напряжение на ключе определяется суммой напряжений $U_{кз}$ биполярного транзистора и $U_{си}$ полевого транзистора

$$U_{кз}(I) = U_{бэ}(I_k) + U_{си}(I_c)$$

и описывается следующим выражением

$$U_{кз}(I) = U_0(1 + R_{си}/R_Б) + IR_{си}/\beta,$$

где U_0 — напряжение спрямления входной ВАХ биполярного транзистора.

Дифференциальное сопротивление составного ключа определяется сопротивлением полевого транзистора $R_{си}$ и β :

$$R_{диф} = R_{си}/\beta.$$

Включенное состояние составного ключа обеспечивается входным напряжением:

$$U_{ВХ} \geq (2...3)I/S\beta + U_0 + U_{пор},$$

где $U_{пор}$ — пороговое напряжение полевого транзистора.

Практически для составных ключей, собранных на транзисторах, указанных в табл. 3.3, уровень управляющего сигнала $U_{ВХ} = 12...15$ В является вполне достаточным для ключевого режима. Если входное напряжение меньше указанного выше уровня, то составной ключ работает в активной области

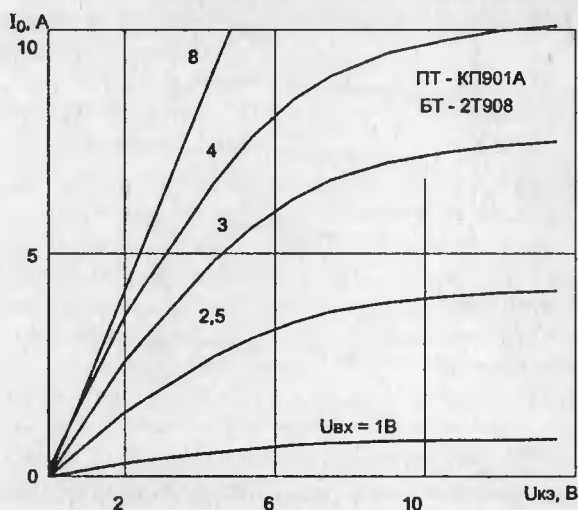


Рис. 3.11. Семейство выходных ВАХ составного транзистора

выходной ВАХ, которая имеет качественно такой же вид, как и ВАХ полевого транзистора (рис. 3.11).

Таблица. 3.3. Параметры составных ключей

Тип прибора	$t_{\text{вкл}}, \text{нс}$	$t_{\text{выкл}}, \text{нс}$	$U_{\text{кз}}, \text{В}$	$I, \text{А}$	$S_{\text{кв}}, \text{А/В}$	$R_{\text{диф}}, \text{Ом}$
КП901А КТ908А	50...70	200...300	70	10	3...4	0,3...0,4
КП909А КТ908А	70...100	200...300	70	10	6,8	0,13...0,2
КП904 ТК40	300...400	400...600	80	40	5	0,25...0,3
КП701 ТК100	500	1000	200	63	6...7	0,1...0,15

Важной особенностью выходных ВАХ составного ключа является высокая их термостабильность и высокая линейность передаточной характеристики, так как коэффициенты S и β имеют нелинейности и температурные коэффициенты разных знаков.

Особенности работы составного ключа при переключении связаны с различным быстродействием полевого и биполярного транзисторов. Упрощенно переходной процесс в составном ключе представим следующим образом. При подаче ступеньки напряжения на вход составного ключа рабочая точка МДП-транзистора переходит из положения 1 (рис. 3.12) в положение 2, а затем в положение 3 выходной ВАХ.

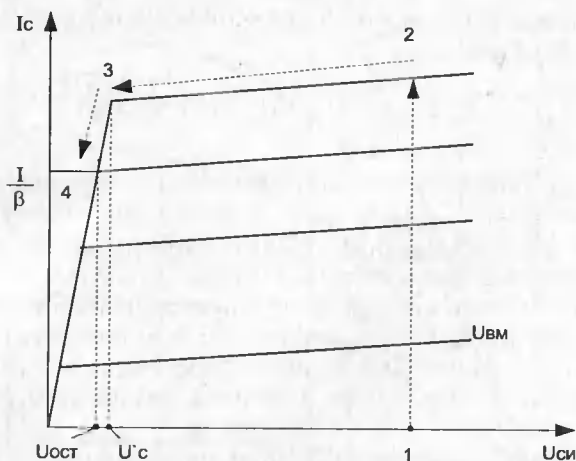


Рис. 3.12. Траектория рабочей точки полевого транзистора при переключении

Интервал времени, соответствующий переходу рабочей точки полевого транзистора из положения 1 в положение 3, является временем включения полевого транзистора. Биполярный транзистор включается в интервале времени, который соответствует переходу рабочей точки полевого транзистора из положения 3 в положение 4. При этом ток стока уменьшается с $I_{CM} \approx S U_{BX}$ до $I_C = I/\beta$, а напряжение на биполярном транзисторе изменяется с $U_{KЭ} \approx U_{П}[R_{СИ}/(R_{СИ} + R_{Н})]$ до уровня, определяемого напряжением $U_{KЭ}(I)$. Таким образом, включение биполярного транзистора в составном ключе происходит при напряжении меньшем, чем напряжение питания, что повышает надежность работы биполярного транзистора.

В связи с тем, что ток стока является током базы биполярного транзистора, максимальное входное напряжение связано с максимальным значением тока базы следующим выражением:

$$U_{ВХ МАКС} \leq (I_{В МАКС} / S_0 + U_{ПОР}).$$

Длительность интервала включения составного ключа можно рассчитать по формуле:

$$t_{ВКЛ} = \frac{R_{СИ}(\beta + 1)[(\tau_T + R_{Б}(C_{СИ} + C_{КБ}))]}{R_{СИ} + R_{Н}(\beta + 1)} \times \\ \times \ln \left(\frac{S_0(U_{ВХ} - U_{ПОР}) \frac{[R_{СИ} + R_{Н}(\beta + 1)]}{U_{П}} - 1}{\frac{0,1R_{Н}}{R_{Н} + R_{СИ}}} \right)$$

где τ_T — постоянная времени биполярного транзистора, $C_{КБ}$ — емкость перехода коллектора-базы транзистора.

Время выключения составного ключа определяется временем выключения биполярного транзистора:

$$t_{\text{выкл}} = [\tau_T + R_H(C_{\text{си}} + C_{\text{кв}})](\beta + 1) \ln \frac{I / \beta + U_{\text{пор}} / R_E}{U_{\text{пор}} / R_E}.$$

Высоковольтные полевые транзисторы имеют довольно значительное сопротивление во включенном состоянии, поэтому при проектировании ключевых схем с уровнями питания 500...1500 В наиболее часто используют высоковольтные биполярные транзисторы, которые обладают меньшими значениями сопротивлений. Однако и те и другие при включении по схемам с общим эмиттером или с общим истоком не позволяют полностью использовать предельные частотные возможности транзисторов из-за влияния межэлектродных емкостей. Кроме того, сужается область безопасной работы транзисторов.

Например, в схеме с общим эмиттером напряжение на коллекторе из-за угрозы вторичного пробоя не должно превышать $U_{\text{кз гр}}$, которое меньше максимально возможного напряжения прибора — $U_{\text{кб макс}}$. Известно, что максимальное быстродействие и использование прибора по напряжению дает включение транзисторов по схеме с общим затвором или с общей базой. Но такое включение требует создания в управляющей цепи тока, равного току нагрузки.

В связи с этим в высоковольтных высокочастотных преобразователях перспективным является применение транзисторных схем с управлением по эмиттеру (или истоку) так называемых каскадных схем. В таком ключе (рис. 3.13) мощный полевой транзистор включен по схеме с общим истоком и управляет по цепи эмиттера биполярным транзистором. По переменной составляющей биполярный транзистор оказывается включенным по схеме с общей базой.

Эта схема сочетает в себе преимущества полевых транзисторов (высокое входное сопротивление, высокое быстродействие и малые мощности управления) с достоинством биполярных (большие рабочие напряжения и рассеиваемые мощности). Кроме того, такое включение биполярного транзистора позволяет уменьшить неуправляемый ток коллектора с $I_{\text{к0}}^*$ (для схемы с общим эмиттером) до значения $I_{\text{к0}}$ (для схемы с общей базой), снизить вероятность вторичного пробоя, уменьшить постоянную времени биполярного транзистора (с $\tau_{\text{б}}$ до τ_{α}) и увеличить максимально допустимое напряжение с уровня, характерного для схемы с общим эмиттером, до уровня, характерного для схемы с общей базой.

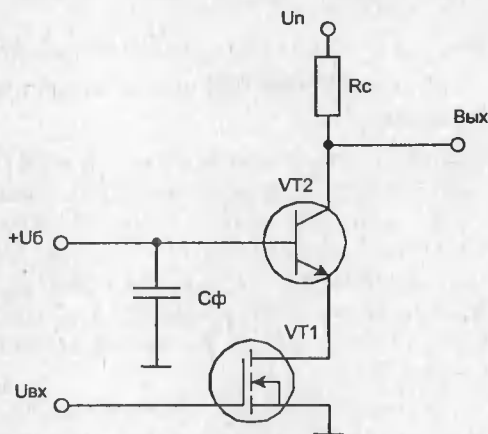


Рис. 3.13. Каскодная схема ключа

3. Силовые ключи и особенности их управления

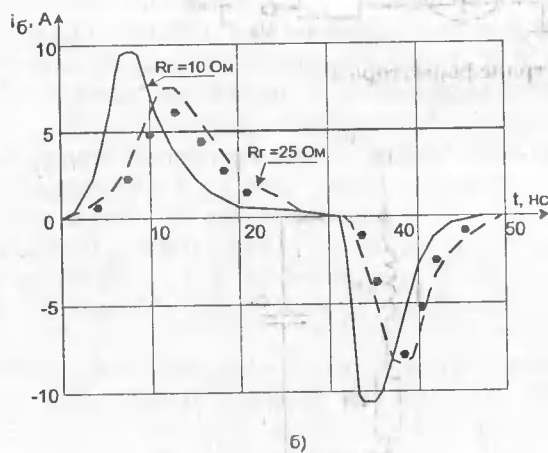
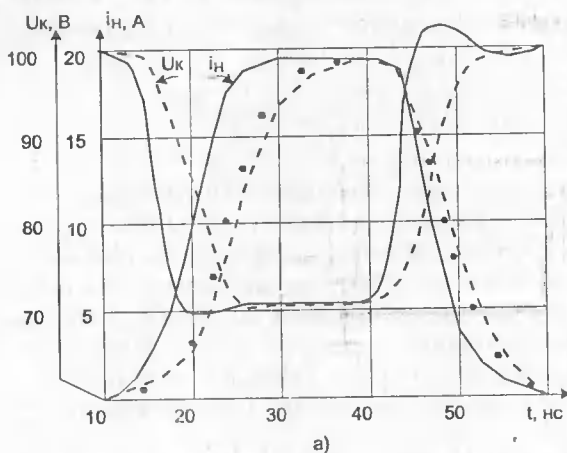


Рис. 3.14. Осциллограммы напряжений и токов каскада

бывает при напряжении на коллекторе 1000...1100 В с импульсным током коллектора 3,5 А в диапазоне длительностей импульсов менее 1 мкс. Для согласования с нагрузкой был применен импульсный трансформатор. В качестве сердечника трансформатора использовались три кольца КТ-25-10 из феррита марки 2000НМ. Первичная обмотка трансформатора выполнялась из медной фольги (7 витков), а вторичная обмотка содержала 30 витков провода МГТФ-0,15. Скос вершины импульса составлял менее 3%, при временах переключения $< 0,2$ мкс.

Эффективный формирователь субнаносекундных импульсов повышенной амплитуды с GaAs полевым транзистором представлен на рис. 3.16. При использовании в паре полевого транзистора АП602А и биполярного — КТ640А

Так как полевой транзистор работает при невысоком и почти фиксированном напряжении на стоке, исключается существенное увеличение входной емкости каскада из-за эффекта Миллера, что позволяет использовать низковольтные быстродействующие мощные полевые транзисторы.

Немаловажным достоинством каскодной схемы является возможность тройного управления формой и параметрами ее ВАХ с помощью управляющего напряжения на затворе — $U_{ВХ}$, базового смещения — E_B , а также с помощью резистора R_B , которые влияют на остаточное напряжение и максимальное значение тока базы. На рис. 3.14, а представлены экспериментальные (линии) и расчетные (кружки) осциллограммы импульсов напряжения на коллекторе биполярного транзистора и тока в нагрузке при разных значениях сопротивления R а на рис. 3.14, б показана форма тока в базе биполярного транзистора.

В [203] рассмотрен высоковольтный каскодный ключ на биполярном транзисторе КТ839А и полевом транзисторе КП904А (рис. 3.15). Схема устойчиво ра-

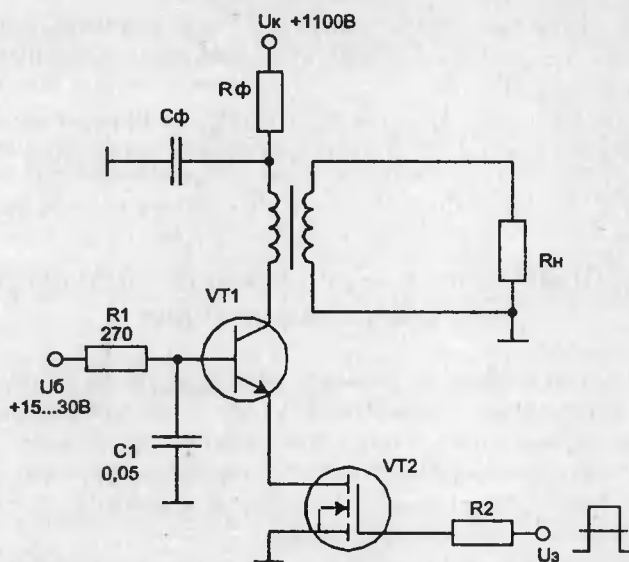


Рис. 3.15. Каскодная схема ключа с трансформатором

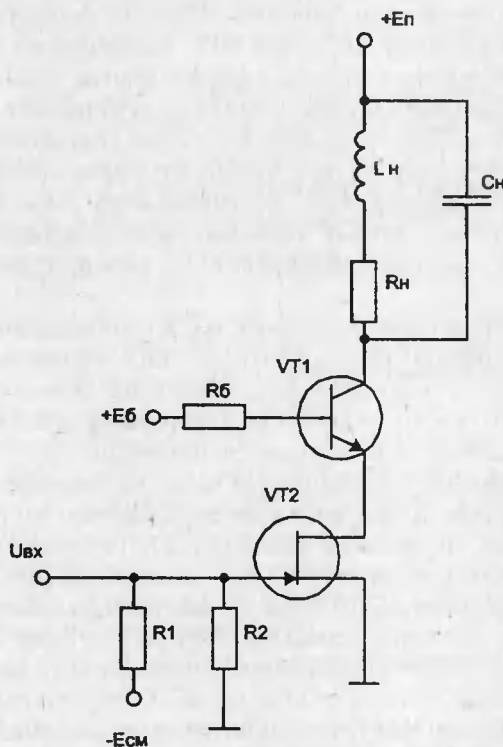


Рис. 3.16. Каскодный формирователь на МПТМ

длительности фронтов выходного импульса, при длительности фронта входного импульса 100 пс, составляли 500 пс при амплитуде импульса 15 В на сопротивлении нагрузки 100 Ом.

При использовании транзисторов 3П910 и 2Т919 время переключения выходного импульса составляло 1 нс при амплитуде импульсов 45 В на нагрузке 50 Ом.

3.4. Особенности параллельного включения полевых транзисторов

На практике часто возникает необходимость в работе с большими токами, на которые не рассчитаны имеющиеся в наличии одиночные (дискретные) приборы. В этом случае применяют параллельное соединение приборов с меньшими значениями допустимых токов. Основной проблемой при параллельном включении полупроводниковых приборов является обеспечение равномерного распределения токов между ними.

Мощные полевые транзисторы обладают рядом специфических особенностей, которые облегчают выравнивание токов. Прежде всего, эти приборы, в отличие от биполярных, имеют меньший разброс параметров. Так, например, по техническим условиям изготовления МДП-транзисторов разброс их параметров не должен превышать 20% для 80% приборов из партии.

Величина и знак температурного коэффициента тока стока мощного полевого транзистора определяется двумя конкурирующими факторами: положительным температурным коэффициентом сопротивления канала открытого прибора и отрицательным температурным коэффициентом порогового напряжения. У приборов с вертикальным каналом температурный коэффициент тока стока может принимать как положительное значение (когда $U_{зи}$ близко к пороговому значению), так и отрицательное значение (при $U_{зи} > 1,5U_0$).

Поэтому в ключевых схемах, в которых для обеспечения малого остаточного напряжения транзисторы работают при управляющем напряжении $U_{вх} = (20...25) В \gg U_0$, температурная зависимость тока стока определяется зависимостью сопротивления канала от температуры и температурный коэффициент тока стока имеет отрицательное значение.

Такой температурный коэффициент должен способствовать выравниванию токов при параллельном соединении мощных полевых транзисторов. Однако при реальных значениях температурного коэффициента (например, для прибора с сопротивлением 0,4 Ом температурный коэффициент равен 0,004 Ом/°C) для выравнивания 20%-го разброса параметров разница в температурах приборов должна составлять 80...100 °C (при максимально допустимой температуре 125 °C). Такая разница температур резко сужает область безопасной работы прибора, да и при расположении транзисторов на одном радиаторе такую разницу получить практически сложно.

Исследование влияния разброса параметров мощных полевых транзисторов на распределение токов между параллельно включенными приборами в

статическом режиме показало, что разница в пороговых напряжениях при $U_{ВХ} = (20...25) В \gg U_0$ не оказывает заметного влияния на это распределение. Более существенное значение имеет разброс крутизны S приборов, которая определяет величину сопротивления канала открытого транзистора. Однако и в этом случае для приборов из одной партии разброс токов не велик. Так, например, для пяти параллельно включенных МДП-транзисторов КП901А с разными значениями крутизны ($S_1 = 0,113 А/В$; $S_2 = 0,124 А/В$; $S_3 = 0,118 А/В$; $S_4 = 0,114 А/В$; $S_5 = 0,125 А/В$) разброс токов составил около 3,5% при 20 °С и незначительно изменился при увеличении температуры до 80 °С. Суммарный ток нагрузки при этом уменьшился на 10% за счет изменения общего сопротивления транзисторов.

Сопротивление каналов МДП-транзисторов при увеличении температуры растет практически по линейному закону и, если $U_{зи} > 2U_0$, описывается выражением

$$R_K(t^\circ) = R_{K0} / [1 + \alpha_s(t^\circ)],$$

где R_{K0} — сопротивление канала при температуре 20 °С, температурный коэффициент крутизны $\alpha_s(t^\circ) = 0,0025 1/^\circ\text{C}$.

Распределение токов в динамическом режиме покажем на примере параллельного соединения двух транзисторов (рис. 3.17), режимы работы которых были промоделированы и экспериментально изучены. При равенстве всех параметров транзисторов токи, протекающие через приборы, совершенно одинаковы (рис. 3.17, а).

Основной разброс токов между приборами в момент их переключения дают неравенство пороговых напряжений и разброс входных емкостей. Это связано с большим влиянием этих параметров на время задержки включения и выключения транзисторов. Время задержки включения транзистора при экспоненциальном росте напряжения на затворе определяется из выражения

$$t_{3\text{ВКЛ}} = R_3 C_{ВХ} \ln[U_{ВХ} / (U_{ВХ} - U_0)],$$

где R_3 — сопротивление в цепи затвора; $C_{ВХ}$ — входная емкость транзистора.

Очевидно, что с уменьшением порогового напряжения время задержки уменьшается и, следовательно, прибор с меньшим значением порогового напряжения будет включаться раньше и пропускать ток нагрузки через себя. При этом включение другого транзистора, с большим пороговым напряжением, идет уже при малых напряжениях на стоке. Малым напряжениям на стоке прибора соответствует и малое значение крутизны и большее время включения транзистора. Этот случай представлен на рис. 3.17, б.

На рис. 3.17, в показаны формы токов при неравенстве емкостей ($C_{ВХ1} < C_{ВХ2}$). Полевой транзистор с меньшей входной емкостью включается и выключается раньше прибора, имеющего большее значение $C_{ВХ}$. Поэтому в момент включения через него протекает ток, который больше установившегося значения. При выключении повышенный ток протекает через прибор с большим значением входной емкости.

На рис. 3.17, г представлено распределение токов между двумя одинаковыми транзисторами для разных сопротивлений в цепи их затворов

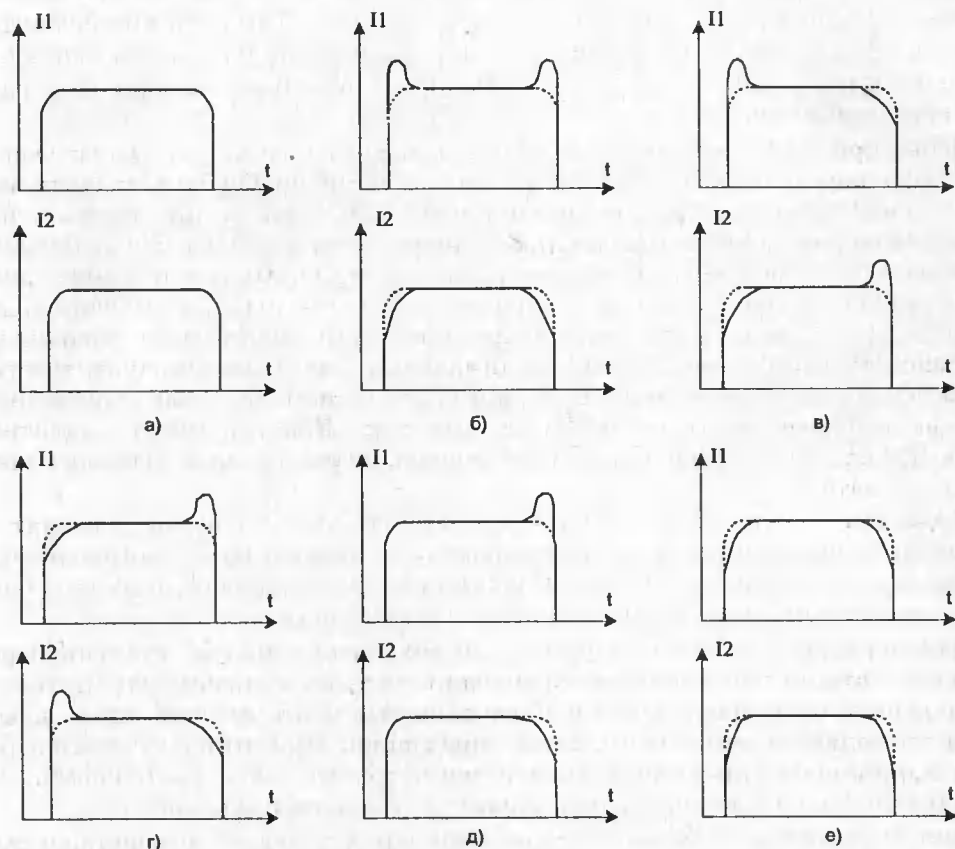
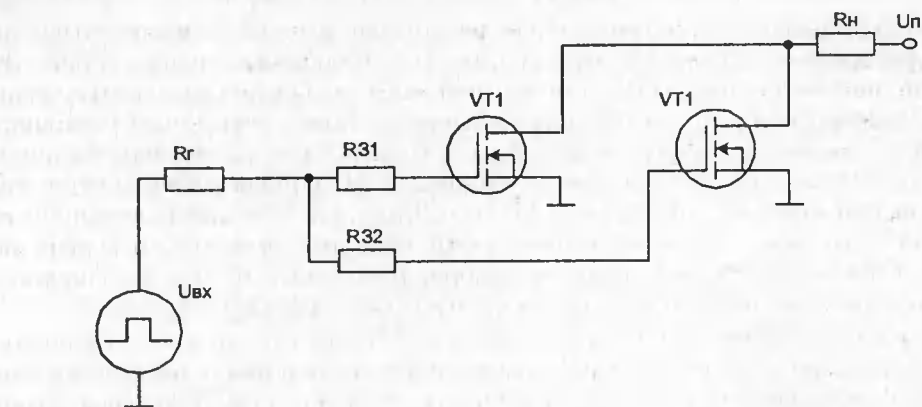


Рис. 3.17. Принципиальная схема ключа и распределение токов в двух параллельно включенных ПТ: а — все параметры одинаковы; б — различные пороговые напряжения; в — различные входные емкости; г — различные сопротивления в цепи затворов; д — различные сопротивления в цепи затвора при разных пороговых напряжениях; е — компенсация разброса токов резисторами R_3

($R_{31} > R_{32}$). Введение дополнительных резисторов в цепи затворов позволяет изменять времена задержки включения и выключения транзисторов. Это свойство можно использовать для компенсации выброса импульсных токов между приборами при переключении. Введение таких резисторов уменьшает разброс токов транзисторов, вызванный неравенством пороговых напряжений ($U_{01} < U_{02}$) во время включения приборов, но одновременно ведет к увеличению при выключении (рис. 3.17, д). Применение резисторов в цепи затвора для приборов с разными значениями входных емкостей обеспечивает практически полное выравнивание задержек включения и выключения и устраняет разброс токов при переключении (рис. 3.17, е).

При работе с максимальными скоростями изменения тока стока большую роль в разбросе токов в динамическом режиме играют индуктивности в цепи истока. В качестве этой индуктивности могут выступать и выводы самого прибора. Например, собственная их индуктивность ≈ 7 нГ, что при коммутации тока 8 А за время 10 нс приводит к появлению индуктивного напряжения в 5,6 В ($U_L = L di/dt = 7 \text{ нГ} \cdot 8 \text{ А}/10 \text{ нс}$), что оказывает влияние на управляющее напряжение.

Часто при параллельном включении большого количества транзисторов возникает паразитная генерация, так как емкости приборов и индуктивности соединительных проводов создают обратную связь между истоком одного и затвором другого транзисторов. Кроме того, эти паразитные элементы образуют резонансные контуры с высокой добротностью и в этих контурах могут возникать пики напряжений, превосходящие максимально допустимые уровни. Для устранения генерации необходимо правильно компоновать схему, обеспечивая минимальные монтажные индуктивности, и применять либо небольшие демпфирующие резисторы, либо индуктивности, включенные последовательно с затвором. Конструктивно индуктивность представляет собой ферритовое кольцо, через которое проходит проводник к затвору.

Увеличение количества параллельно включенных приборов приводит к увеличению суммарного тока, но одновременно ведет к росту длительностей времен переключения за счет увеличения суммарной емкости, а именно она, главным образом, определяет динамику переключения.

Для наращивания тока нагрузки при сохранении малого времени переключения вместо параллельного включения полевых транзисторов целесообразно использовать параллельное включение отдельных ключей, где каждый ключ управляется отдельной схемой управления. При этом улучшается режим работы схем управления, появляется дополнительная возможность выравнивания токов и уменьшаются динамические потери в ключах.

При использовании параллельного соединения полевых транзисторов желательно придерживаться следующих правил: для получения минимального разброса токов в статическом режиме подбирать транзисторы примерно с одинаковыми статическими параметрами; для получения минимального разброса токов в динамическом режиме и подавления паразитной генерации в цепь затвора вводить резисторы; стремиться уменьшать паразитные индуктивности монтажа.

3.5. Способы управления мощными МДП-транзисторами

Управление мощным полевым транзистором необходимо осуществлять так, чтобы он мог эффективно выполнить свою главную задачу — быстрое переключение больших токов с минимальными статическими и динамическими потерями. В зависимости от конкретных условий можно открыть транзистор быстро или медленно, пропустить через него большой или малый ток. Хотя сопротивление по постоянному току в цепи затвора мощного МДП-транзистора измеряется десятками МОм, необходимо помнить, что это сопротивление зашунтировано емкостью $C_{ВХ}$, играющей основную роль в выборе управляющей схемы.

Мощность управления МДП-транзистора определяется мощностью, затраченной на перезаряд входной емкости, и зависит от частоты и напряжения управления: $P_{ВХ} \approx C_{ВХ} \cdot U_{ВХ \text{ МАКС}}^2 \cdot f$.

Входная емкость МДП-транзистора определяется следующим образом: $C_{ВХ} \approx C_{ЗИ} + (1 + SR_C) \cdot C_{ЗС}$, где $C_{ЗИ}$ — емкость затвор-исток, $C_{ЗС}$ — емкость затвор-сток, S — крутизна транзистора, R_C — сопротивление в цепи стока. При этом следует отметить, что емкость $C_{ЗС}$ нелинейно уменьшается с ростом напряжения сток-исток.

Напряжение управления $U_{ВХ \text{ МАКС}}$ зависит от требуемого тока нагрузки ($U_{ВХ \text{ МАКС}} = I_n/S$) и не должно превышать максимально допустимого напряжения $U_{ЗИ \text{ МАКС}}$. Расчеты показывают, что статическая мощность управления МДП-транзисторами мала. Однако входная емкость МДП-транзистора очень сильно влияет на скорость переключения прибора. Поэтому для получения минимального времени переключения транзистора схема управления должна обеспечить большие импульсные токи.

Эти токи могут быть определены из выражения:

$$I_{ВХ \text{ ИМП}} \approx C_{ВХ} \cdot U_{ВХ \text{ МАКС}} / t_{ПЕР},$$

где $t_{ПЕР}$ — время переключения транзистора.

В связи с малой статической мощностью управления МДП-транзисторами появляется широкий простор при выборе схемотехнических решений устройств управления.

Применение стандартных ТТЛ-микросхем для управления МДП-транзисторами ограничено низким уровнем выходного напряжения и малыми выходными токами. Однако ТТЛ-схемы с открытым коллектором, которые используют внешний резистор, могут обеспечить на входе МДП-транзистора $U_{ВХ \text{ МАКС}} = 10 \dots 15 \text{ В}$, что вполне достаточно для его полного включения (рис. 3.18).

ТТЛ-схемы с открытым коллектором обеспечивают быстрое выключение МДП-транзистора, так как большой ток разряда емкости $C_{ВХ}$ обеспечивается малым сопротивлением открытого транзистора VT2. Однако включение не будет достаточно быстрым, так как внешний резистор должен выбираться с учетом ограничения мощности, которую может рассеять транзистор VT2.

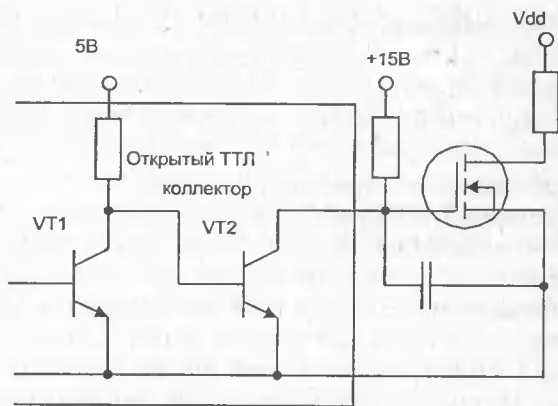


Рис. 3.18. Управление МДП-транзистора от ТТЛ ИС с открытым коллектором.

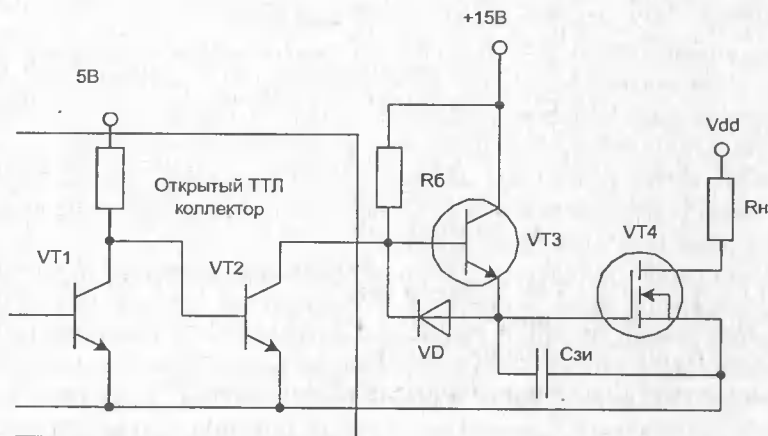


Рис. 3.19. Управление МДП-транзистора от ТТЛ ИС с открытым коллектором и внешним эмиттерным повторителем

Для увеличения скорости включения МДП-транзистора можно использовать на выходе ТТЛ-схемы с открытым коллектором внешний эмиттерный повторитель (рис. 3.19).

Эта схема работает следующим образом. Когда транзистор VT2 открыт, на базе внешнего n-p-n транзистора VT3 низкое напряжение, и он закрыт. Мощный МДП-транзистор также закрыт, так как потенциал затвора больше нулевого только на величину примерно равную падению напряжения на двух открытых переходах (VT2 и диод). Если транзистор VT2 закрывается, то напряжение на выходе ТТЛ-схемы нарастает, стремясь к напряжению источника питания 15 В. Биполярный транзистор VT3 открывается, обеспечивая большой ток заряда входной емкости. Дополнительный диод включен для форсированного разряда емкости $C_{зи}$ и транзистора VT4.

Хорошие результаты получаются при управлении мощными МДП-транзисторами непосредственно от КМДП-микросхем различных серий. При этом

3. Силовые ключи и особенности их управления

микросхема и полевой транзистор могут питаться от одного и того же источника питания $U_{\text{п}} = 10 \dots 15 \text{ В}$ и не требуются дополнительных элементов, как в случае применения ТТЛ-микросхем. МДП-транзистор будет медленнее переключаться из-за ограниченного выходного тока и нагрузочной способности КМДП-микросхем.

Для обеспечения высоких скоростей переключения мощного МДП-транзистора при использовании КМДП-клапанов имеется несколько способов. Если выходной ток одного стандартного клапана не обеспечивает требуемого тока заряда входной емкости мощного МДП-транзистора, то можно существенно увеличить его, включив параллельно несколько таких клапанов. Поскольку обычно выпускаются интегральные схемы, содержащие несколько КМДП-клапанов в одном корпусе, то такой способ вполне приемлем. Кроме того, такое параллельное включение КМДП-клапанов не запрещено техническими условиями на их применение. При этом необходимо использовать максимально возможное напряжение питания в допустимом диапазоне ($U_{\text{пит}} = 15 \text{ В}$), чтобы получить максимальный выходной ток управления.

В ряде случаев можно использовать так называемые буферные КМДП-схемы (шинные формирователи), которые специально предназначены для работы с большими емкостными нагрузками. При этом их также можно включать параллельно с целью еще большего увеличения выходного тока.

Если по каким-то причинам нежелательно увеличивать число КМДП-клапанов, то можно применять эмиттерные повторители на комплементарных биполярных транзисторах (рис. 3.20).

В этой схеме ток управления мощным МДП-транзистором равен выходному току КМДП-клапана, умноженному на коэффициент усиления тока базы биполярных транзисторов. В такой схеме факторами, ограничивающими скорость переключения, могут быть либо конечная скорость изменения выходного напряжения КМОП-клапана, либо недостаточно высокая граничная частота ($f_{\text{гр}}$) биполярного транзистора. Поскольку в таком повторителе исключена возможность насыщения транзисторов, то отсутствует и задержка их выключения.

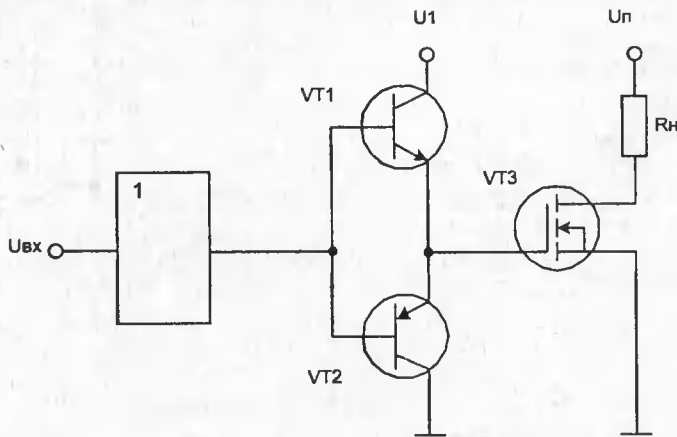


Рис. 3.20. Использование сложного повторителя для увеличения управляющего тока

Для управления мощными МДП-транзисторами могут использоваться также интегральные компараторы и интегральные таймеры. При этом для увеличения скорости переключения МДП-транзистора целесообразно использовать такие устройства с умощненным выходом или применять на их выходе эмиттерные повторители уже рассмотренной конфигурации (рис. 3.21).

Некоторые трудности вызывает управление мощным МДП-транзистором, включенным по схеме с общим стоком (источковый повторитель). Так как в этом случае эффективное значение напряжения затвор-исток, которое управляет транзистором, уменьшается на величину $I_C \cdot R_H$, где ток I_C в свою очередь зависит от этого напряжения. При этом схема управления должна обеспечить между затвором и истоком мощного МДП-транзистора разность напряжений по крайней мере 10...15 В, несмотря на наличие большого напряжения на его истоке.

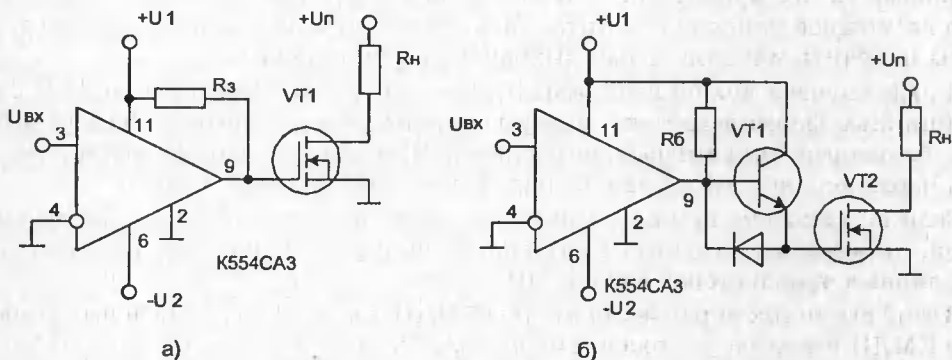


Рис. 3.21. Схемы управления МДП-транзисторами с помощью интегрального компаратора (а) и с дополнительным эмиттерным повторителем (б)

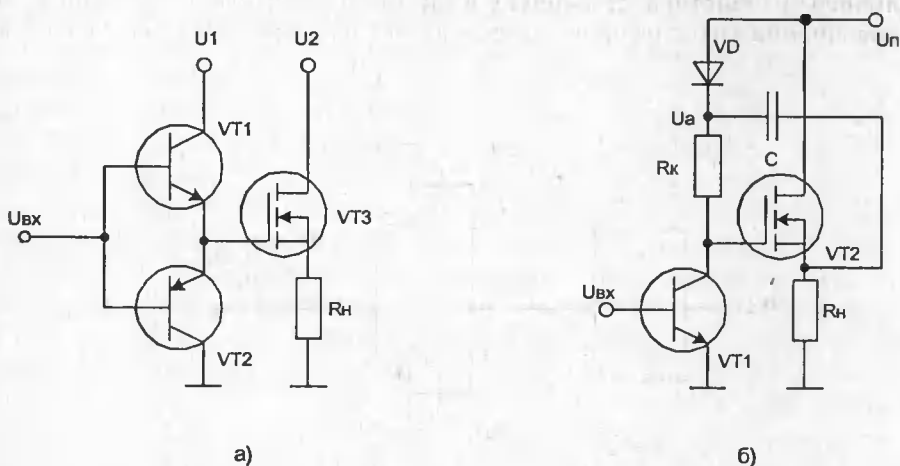


Рис. 3.22. Схемы управления МДП-транзисторами, включенными по схеме с общим стоком с дополнительным источником (а) и «искусственным» (б)

3. Силовые ключи и особенности их управления

Это достаточно просто сделать, если имеется дополнительный источник питания U_1 , напряжение которого больше напряжения стока МДП-транзистора U_2 на требуемые 10...15 В или около этого (рис. 3.22, а).

Если такой источник отсутствует, то требуемое напряжение можно получить «искусственно», используя бутстрепный каскад (рис. 3.22, б).

Рассмотрим подробно, как работает такая схема. Пусть в начальный момент на входе каскада действует высокий уровень напряжения и транзистор VT1 открыт, благодаря чему напряжение на затворе МДП-транзистора близко к нулю и он заперт. Конденсатор С заряжен через диод VD до напряжения источника питания U_{Π} за вычетом падения напряжения на нагрузке, создаваемого остаточным током транзистора.

Когда входное напряжение начинает уменьшаться и VT1 закрывается, то МДП-транзистор открывается, его ток увеличивается, а следовательно, возрастает и падение напряжения на нагрузочном резисторе R_H . Если бы бутстрепный каскад отсутствовал, то при увеличении тока через МДП-транзистор напряжение затвор-исток уменьшилось бы и воспрепятствовало отпиранию транзистора в достаточной степени. В этой же схеме при увеличении напряжения на истоке будет возрастать и напряжение на затворе, как если бы между истоком и затвором был последовательно включен источник напряжения.

Если емкость конденсатора С достаточно велика, то можно поддерживать мощный МДП-транзистор в открытом состоянии при большом напряжении затвор-исток ($U_{зи} = U_C + U_H \approx 2U_{\Pi}$) в течение некоторого времени. Однако следует помнить, что бутстрепный каскад действует эффективно только для периодически повторяющихся входных сигналах и бесполезен в статическом режиме. Это объясняется тем, что при разряде конденсатора уменьшается и напряжение на затворе. Поэтому если не подзарядить конденсатор, переведем схему в исходное состояние, то действие бутстрепного каскада прекратится.

Диод VD должен иметь как можно меньший ток утечки при подаче на него обратного напряжения, чтобы заряд на конденсаторе сохранялся возможно дольше. В большинстве случаев можно выбирать емкость конденсатора С по крайней мере в 10 раз больше емкости $C_{зи}$ (в истоковом повторителе эффект Миллера отсутствует). Если в схеме используется индуктивная нагрузка, то следует обеспечить защиту МДП-транзистора посредством включения шунтирующего индуктивности диода (анод соединяется с общей шиной).

В ряде случаев для управления каскадом на мощном МДП-транзисторе, включенном по схеме с общим стоком, может использоваться импульсный трансформатор. Он также может обеспечить необходимую гальваническую развязку при управлении схемами на МДП-транзисторах мостовой или полумостовой конфигурации. Наиболее простой пример представляет схема, показанная на рис. 3.23.

Здесь обмотки трансформатора намотаны на ферритовом кольцевом сердечнике с коэффициентом трансформации $n = 1$ для обеспечения на вторичной стороне напряжения, равного 15 В, которого вполне достаточно для уверенного открывания силового МДП-транзистора VT2. Однако такая тополо-

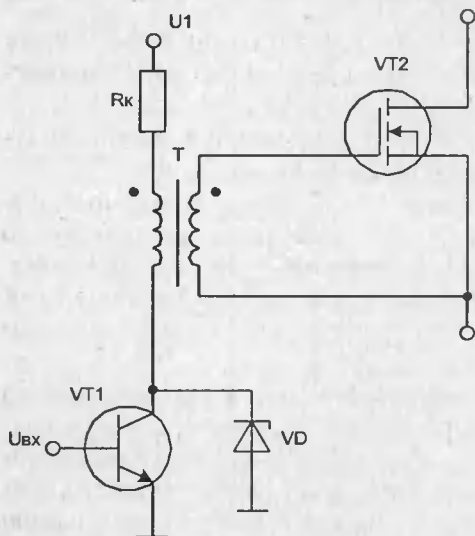


Рис. 3.23. Управление мощным МДП-транзистором с помощью импульсного трансформатора

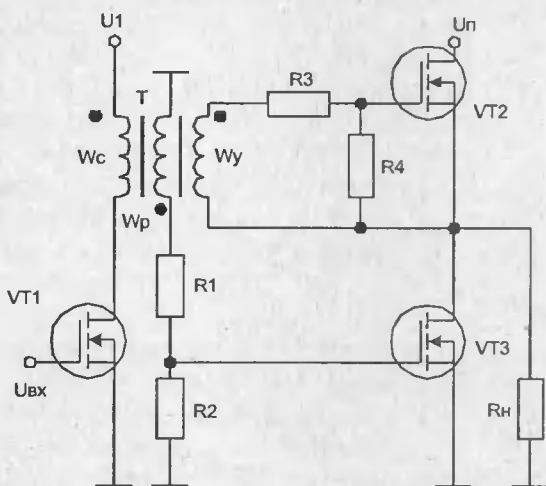


Рис. 3.24. Схема трансформаторного управления парафазным каскадом

гия импульсного трансформатора имеет ограничение по максимальной и минимальной длительности передаваемого импульса.

Ток первичной обмотки может неограниченно возрастать, если сердечник трансформатора войдет в насыщение. С другой стороны, очень короткие импульсы могут вызвать две дополнительные проблемы. Во-первых, трансформатор подобно индуктивности может ограничивать нарастание тока в течение определенной части интервала включения, что плохо при маленьких длительностях. Во-вторых, ширина импульса должна быть достаточной для обеспечения определенного значения тока намагничивания, так как накопленная энергия должна обеспечить выключение МДП-транзистора.

Для управления парафазным каскадом на мощных МДП-транзисторах может использоваться схема с импульсным трансформатором, имеющим размагничивающую обмотку, которая одновременно используется для управления нижним транзистором VT3 (рис. 3.24).

В [195] рассматривается еще ряд модифицированных схем управления с использованием импульсного трансформатора, в той или иной степени решающих названные проблемы.

В ряде случаев более целесообразно отказаться от трансформаторного управления и перейти к оптронным схемам. Эти схемы позволяют осуществлять гальваническую развязку и управлять МДП-транзисторами в очень широком диапазоне изменения длительности импульсов. Одна из таких схем представлена на рис. 3.25 [195].

При подаче импульса управления и протекании тока через светодиод транзисторной оптопары транзистор VT1 открывается, а VT2 закрывается, приводя к закрыванию мощного МДП-транзистора VT3. А при отсутствии

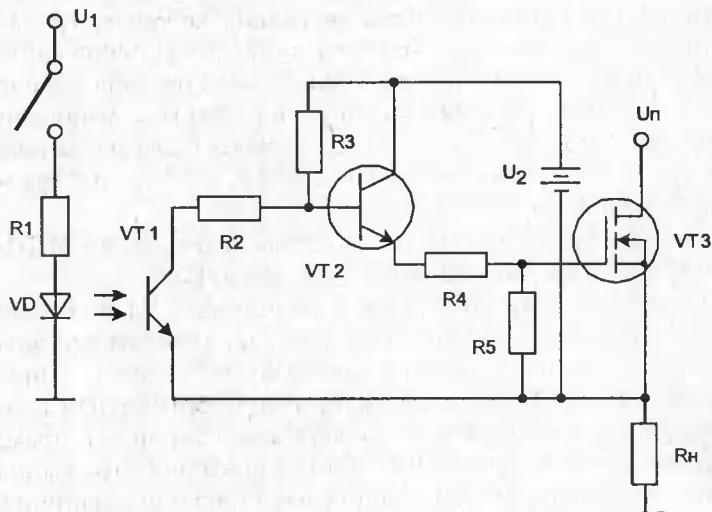


Рис. 3.25. Управление мощным МДП-транзистором с помощью транзисторной оптопары

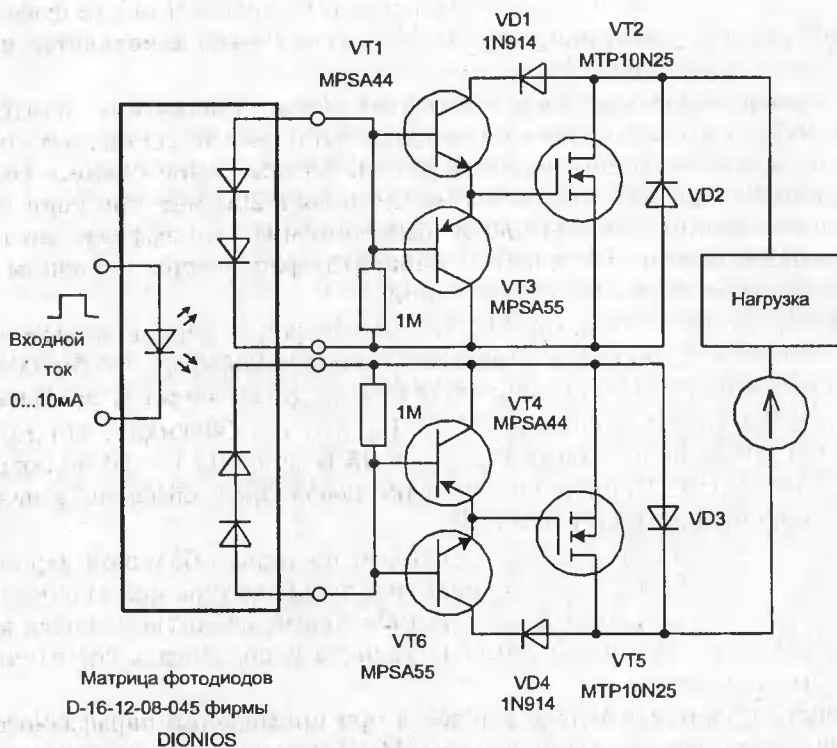


Рис. 3.26. Управление МДП-транзистором с помощью фотодиодной матрицы

сигнала управления, когда ток через светодиод не течет, транзистор VT1 закрыт, VT2 открыт, а это в свою очередь приводит к открыванию МДП-транзистора VT3. Очевидно, что в такой схеме частота переключения полевого транзистора ограничена быстродействием оптопары и импедансом нагрузки фототранзистора. Источник питания U_2 должен быть изолированным от источника U_{Π} или должно выполняться условие $U_2 > U_{\Pi}$, что возможно при использовании бутстрепного каскада.

Определенный интерес представляет схема управления МДП-транзисторами с помощью фотодиодной матрицы (рис. 3.26) [73].

В этой схеме, соединив коллектор транзистора VT1 со стоком МДП-транзистора, можно получить достаточное для управления его затвором напряжение в те моменты, когда оно больше всего необходимо — при высоких напряжениях сток-исток. Подключенный к стоку эмиттерный повторитель увеличивает ток в цепи управления затвором и сокращает время включения МДП-транзистора. Управление эмиттерным повторителем выполнено с помощью матриц фотодиодов, формирующих изолированное напряжение 5...10 В. При включении напряжение $U_{\text{си}}$ быстро уменьшается до тех пор, пока не достигнет уровня, равного сумме прямого падения напряжения на диоде VD1 (0,7 В), напряжения насыщения транзистора VT1 и напряжения затвор-исток, необходимого для поддержания тока в нагрузке. С этого момента диодная матрица завершает процесс включения ПТ уже без помощи буфера. В результате скорость спада напряжения $U_{\text{си}}$ существенно замедляется после достижения им уровня 5...7 В.

Для высоковольтных низкочастотных схем увеличение длительности фронта допустимо, поскольку остаточное напряжение составляет лишь малую долю коммутируемого напряжения. В предлагаемой схеме с транзистором MTP10N25 время переключения составляет 200 мкс при токе нагрузки 10 А и напряжении питания 250 В. Для минимизации эффекта затягивания фронтов напряжения $U_{\text{си}}$ следует выбирать транзисторы с низким пороговым напряжением и большой крутизной.

Входная емкость мощных МДП-транзисторов с вертикальным каналом может достигать значений в несколько тысяч пикофард. Чтобы обеспечить заряд такой емкости $C_{\text{вх}}$ до напряжения $U_{\text{зи макс}}$ за время t , необходим ток, определяемый из выражения $I_3 = C_{\text{вх}} \cdot U_{\text{зи макс}} / t$. Очевидно, что для заряда $C_{\text{вх}} = 1000$ пФ до напряжения $U_{\text{зи макс}} = 25$ В за время $t = 10$ нс потребуется ток, равный 2,5 А. Причем на практике необходимо обеспечить начальный скачок тока еще большей величины.

Очевидно, что в этом случае необходим не только большой заряжающий ток (в начальный момент «сопротивление» конденсатора для скачка тока ничтожно мало), но и большой ток, разряжающий входную емкость мощного МДП-транзистора. В связи с этим приходится использовать достаточно мощные схемы управления.

Наиболее просто эта задача решается при применении парафазного каскада на двух мощных комплементарных МДП-транзисторах с горизонтальным каналом, как показано на рис. 3.27.

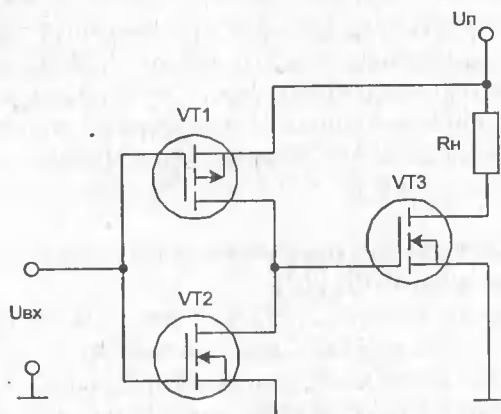


Рис. 3.27. Управление мощным МДП-транзистором с помощью комплементарных полевых транзисторов

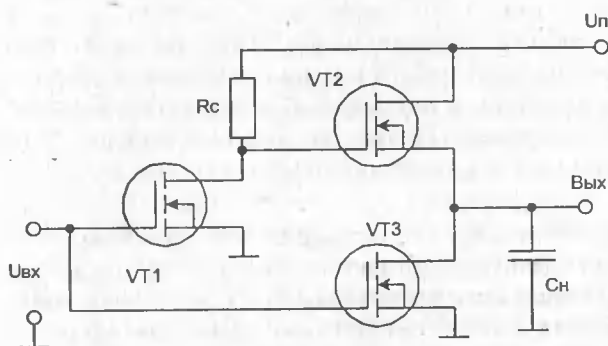


Рис. 3.28. Парафазный каскад на МДП-транзисторах

I_c этих приборов, достигаемое благодаря неравенству их размеров на кристалле, приводит к тому, что межэлектродные емкости у первого из них оказываются больше, чем у второго.

Другим недостатком схемы является объединение затворов МДП-транзисторов, вследствие чего их входные емкости соединяются параллельно. Независимо от того, какой из транзисторов переключается в открытое состояние, требуется перезаряжать входные емкости обоих транзисторов. Более того, поскольку оба МДП-транзистора включены по схеме с общим истоком, то их входная емкость еще увеличивается за счет действия эффекта Миллера.

Другой разновидностью парафазного каскада является схема, построенная на МДП-транзисторах с п-каналом (рис. 3.28).

В этой схеме транзистор VT2 работает как истоковый повторитель, а транзисторы VT1, VT3 — как каскады с общим истоком. При подаче положительного напряжения на вход транзисторы VT1 и VT3 открываются и происходит быстрый разряд входной емкости управляемого транзистора VT4. При этом

Поскольку для переключения мощного МДП-транзистора с каналом р-типа (VT1) в открытое состояние необходимо приложить между его затвором и истоком отрицательное напряжение, то достаточно подключить затвор этого прибора к общей шине. При этом п-канальный МДП-транзистор (VT2) закрывается и происходит быстрый заряд входной емкости VT3. Если затем на объединенные затворы транзисторов подать положительное напряжение, то р-канальный МДП-транзистор закроется, а п-канальный откроется, обеспечивая быстрый разряд входной емкости управляемого транзистора VT3.

Однако у этой схемы есть несколько недостатков, которые в ряде случаев необходимо учитывать. Поскольку в р-канальном МДП-транзисторе подвижность носителей составляет только две трети от подвижности носителей в п-канальном, то выравнивание сопротивления $R_{си\ отк}$ и тока

транзистор VT2 остается закрытым, так как напряжение на его затворе примерно равно нулю. Когда входное напряжение уменьшается, транзисторы VT1, VT3 закрываются. При этом напряжение на затворе VT2 повышается практически до напряжения питания, обеспечивая тем самым его отпирание. В результате входная емкость $C_{вх}$ транзистора VT4 быстро заряжается.

3.6. Управление мощными полевыми транзисторами со статической индукцией

Мощные полевые транзисторы со статической индукцией (СИТ) имеют ряд особенностей, которые необходимо учитывать при разработке для них схем управления. Так, например, СИТ являются нормально открытыми приборами и требуют дополнительного источника смещения для своего запира-ния. Эти транзисторы могут работать в двух основных режимах: в полевом (при отрицательном смещении на затворе) и в биполярно-полевом (при положительном смещении на затворе).

В полевом режиме у СИТ, в отличие от биполярных и МДП-транзисторов, не происходит насыщение тока стока из-за очень короткого канала. Однако при построении силовых ключей и формирователей полевой режим работы используется редко, так как из-за сравнительно большого сопротивления канала наблюдаются большие потери мощности.

Поэтому в таких устройствах целесообразно применять биполярно-полевой режим работы СИТ. При этом транзистор в исходном состоянии закрыт отрицательным смещением, подаваемым на управляющий электрод, и открывается при подаче положительного смещения. Прямой ток затвора приводит к накоплению неосновных носителей в канале СИТ, в результате чего сопротивление прибора в открытом состоянии значительно уменьшается. Однако наличие неосновных носителей в канале СИТ приводит к появлению, по аналогии с биполярным транзистором, времени рассасывания на стадии выключения прибора. Задержка выключения СИТ в значительной степени зависит от величины тока затвора и может достигать значений от десятков наносекунд до единиц микросекунд.

Таким образом, электронные устройства, построенные с применением СИТ, будут обладать высокими динамическими и энергетическими показателями, но только при выполнении достаточно жестких требований к схемам управления этими приборами, а именно: обеспечение форсированного отпирания и запираания СИТ по току затвора, а также возможности перехода от полевого режима к биполярному и обратно.

Наряду с СИТ в электронных устройствах широко используются и полевые транзисторы со статической индукцией биполярного типа — БСИТ, которые представляют собой нормально закрытые приборы. По принципу действия БСИТ аналогичны биполярным транзисторам, но обладают лучшими коммутационными свойствами и могут работать в диапазоне более высоких частот. Схемы их включения полностью соответствуют биполярным транзисторам и могут быть использованы для замены устаревших типов биполяр-

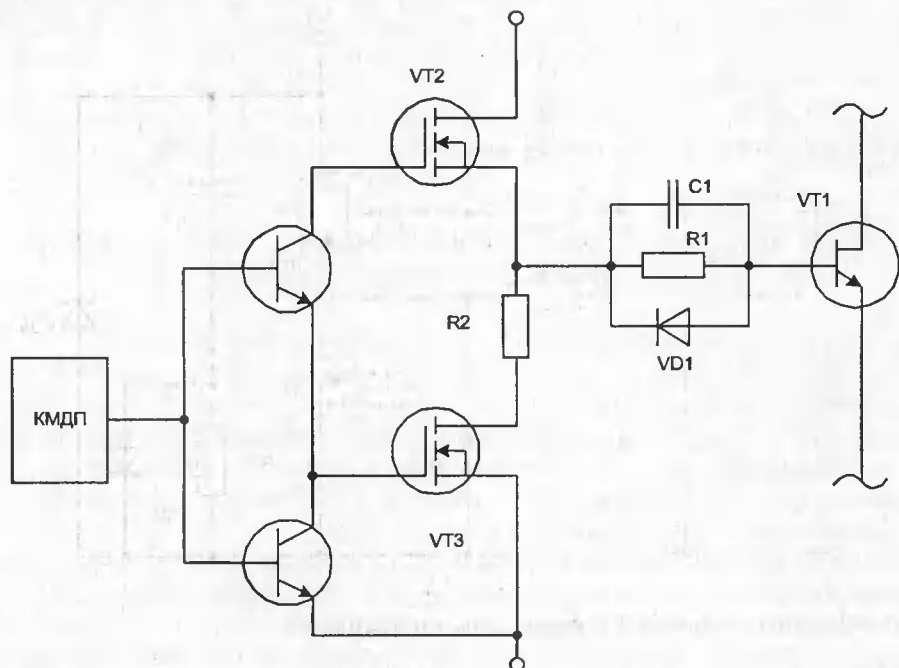


Рис. 3.29. Управление СИТ

ных транзисторов. Для ускорения выключения БСИТ рекомендуется подавать на управляющий затвор небольшое статическое или динамическое отрицательное напряжение $-1...-3$ В.

Рассмотрим типичные схемы и способы управления СИТ в схеме с общим истоком, предполагая, что запуск обеспечивается либо от КМДП ИС ($U_{\text{ВЫХ}} = 15$ В, $I_{\text{ВЫХ}} = 1...5$ мА) или от ТТЛ ИС ($U_{\text{ВЫХ}} = 5$ В, $I_{\text{ВЫХ}} = 5...30$ мА). Так как СИТ — нормально открытый прибор, то для его запирающего необходимо обратное смещение, а для форсированного отпирающего — инжекция неосновных носителей заряда в канал.

В случае, если требования к быстродействию относительно низкие, то простейшая схема управления СИТ имеет вид, показанный на рис. 3.29.

Формирование отпирающего тока затвора СИТ обеспечивается транзистором VT2, а запирающее осуществляется с помощью транзистора VT3. При этом амплитуда прямого тока затвора СИТ задается резистором R1, а амплитуда обратного тока затвора — резисторами R1 и R2. Элементы C1 и VD1 обеспечивают форсированное отпирающее и запирающее СИТ.

Для того чтобы предотвратить глубокое насыщение СИТ и уменьшить время рассасывания носителей заряда, можно использовать нелинейную обратную связь на быстродействующих диодах, как это широко используется в схемотехнике на биполярных транзисторах.

Опыт применения СИТ показывает, что оптимальным с точки зрения быстродействия, надежности и конструкции устройств на этих приборах является управление СИТ от мощных МДП-транзисторов. Причем сами МДП-

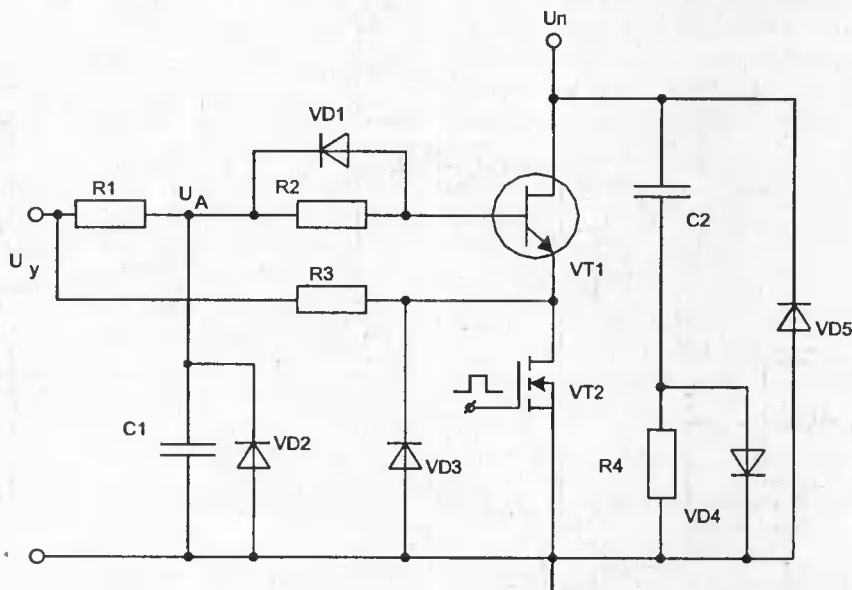


Рис. 3.30. Управление СИТ с истоковым запирающим

транзисторы могут управляться теми же способами, которые были рассмотрены в предыдущем разделе.

Серьезной проблемой с точки зрения обеспечения надежной работы каскада на основе СИТ является сужение ОБР из-за обратного вторичного пробоя. Для существенного увеличения максимально допустимого напряжения СИТ и одновременного увеличения быстродействия при его выключении необходимо использовать истоковое управление этим прибором. При таком способе (рис. 3.30) импульс управления подается на вспомогательный низковольтный и быстродействующий МДП-транзистор VT2, который включен последовательно с СИТ VT1 в его истоковую цепь.

Когда МДП-транзистор включается, то он подсоединяет исток СИТ к общей шине, способствуя быстрому выводу накопленных носителей заряда и выключению этого прибора. Остальные элементы схемы служат для создания оптимальных режимов работы полевых транзисторов и формирования безопасной траектории рабочей точки СИТ.

3.7. Ключи на устройствах с Λ -образной вольт-амперной характеристикой

Ключи, выполненные на транзисторах, требуют наличия управляющего сигнала. Между тем известно, что устройства с N и S-образными ВАХ могут работать в качестве ключей без специальных управляющих сигналов, поддерживающих то или иное их состояние.

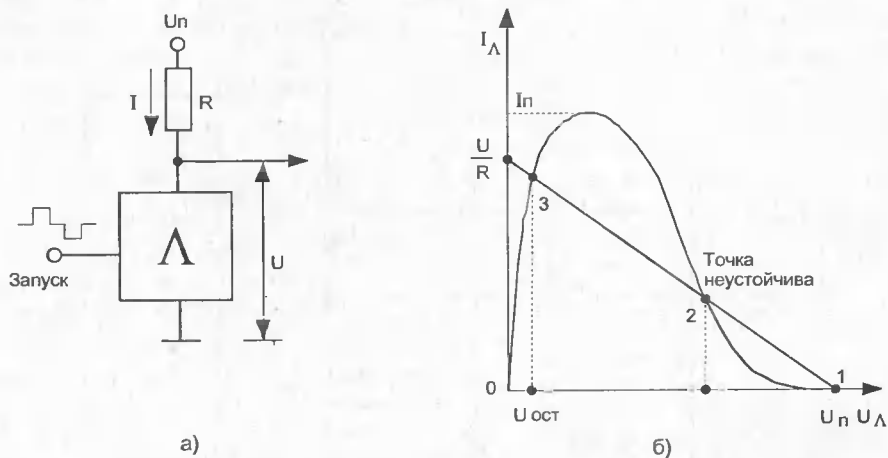


Рис. 3.31. Ключ на приборе с Λ -образной ВАХ (а) и графическая иллюстрация его работы (б)

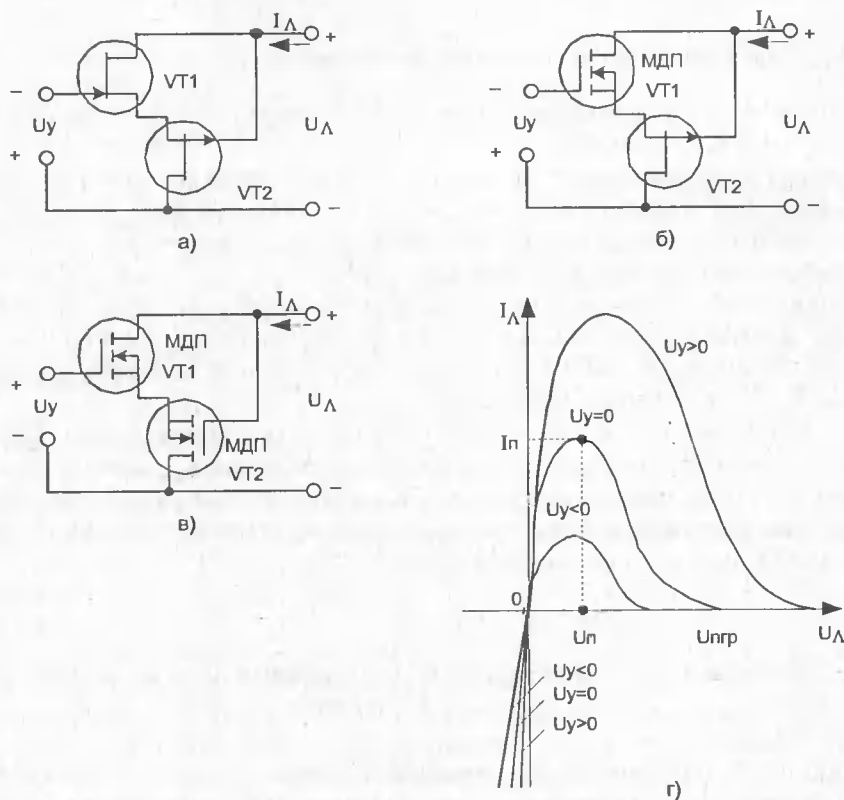


Рис. 3.32. Варианты схем на полевых транзисторах с Λ -образными ВАХ (а), (б) и (в) и семейство управляемых ВАХ (г)

В семидесятые годы семейство полупроводниковых приборов пополнилось так называемым лямбда-диодом, который представляет собой определенным образом соединенную пару полевых транзисторов с противоположным типом каналов. ВАХ таких приборов напоминает греческую букву Λ (рис. 3.31).

Структуру, при $U_y = 0$, получившую название Λ -диода [75], иллюстрирует рис. 3.32, а. При малых значениях U_Λ оба транзистора открыты и с ростом напряжения U_Λ растет протекающий через них ток I_Λ . Так как напряжения $U_{зи1}$ и $U_{зи2}$ транзисторов являются частью напряжения U_Λ , то рост U_Λ ведет к постепенному запираанию транзисторов. В результате ток сначала растет, а затем падает до нуля. Варианты таких устройств показаны на рис. 3.32, б, в, причем устройства с управляемыми Λ -образными ВАХ (рис. 3.32, г) называют Λ -транзистором.

Вольт-амперная характеристика Λ -транзистора описывается системой нелинейных уравнений:

$$\begin{aligned} I_{C1} &= f(U_{зи1}, U_{си1}); I_{C2} = f(U_{зи2}, U_{си2}); \\ U_\Lambda &= I_{C1} = I_{C2}; U_{зи1} = U_{си2} + U_\Lambda; U_{зи2} = U_{си1}; \\ U_1 &= U_{си1} + U_{си2}. \end{aligned}$$

В [76] решение этой системы выполнено на ЭВМ при следующей аппроксимации ВАХ каждого из транзисторов:

$$I_C = I_M \left(\frac{U_{зи} - U_{зо}}{U_{зо}} \right)^2 \left[1 - \exp \left(\frac{-k U_{си}}{U_{зо}} \right) \right],$$

где I_M — ток стока при $U_{зи} = 0$ и больших значениях $U_{си}$, $U_{зо}$ — напряжение отсечки, k — параметр аппроксимации.

На рис. 3.33 представлено семейство ВАХ для пары КП320ВМ и КП101Л ($k = 2$, $I_{M1} = 45$ мА, $U_{зо1} = 4,74$ В; $I_{M2} = 4,15$ мА, $U_{зо2} = 2,5$ В).

Температурная зависимость ВАХ может учитываться с помощью выражений [77]:

$$U_{зо}(T) = U_{зо}(T_0)[1 + \alpha_U(T - T_0)];$$

$$I_M(T) = I_M(T_0)[1 + \alpha_I(T - T_0)],$$

где T_0 — опорная температура (обычно 20°C); α_U и α_I — температурные коэффициенты для $U_{зо}$ и I_M .

При малых U_y заметно сказывается уменьшение I_M с ростом температуры T , а при больших U_y — зависимость $U_{зо}(T)$, ведущая к росту I_C с ростом T . При промежуточных значениях U_y можно полу-

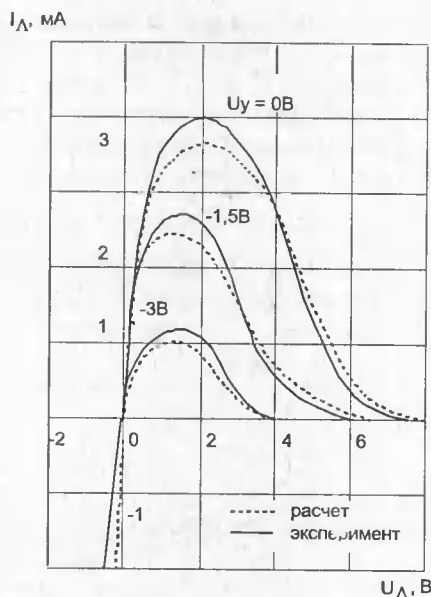


Рис. 3.33. Семейство Λ -образной ВАХ пары ПТ КП302ВМ и КП101Л

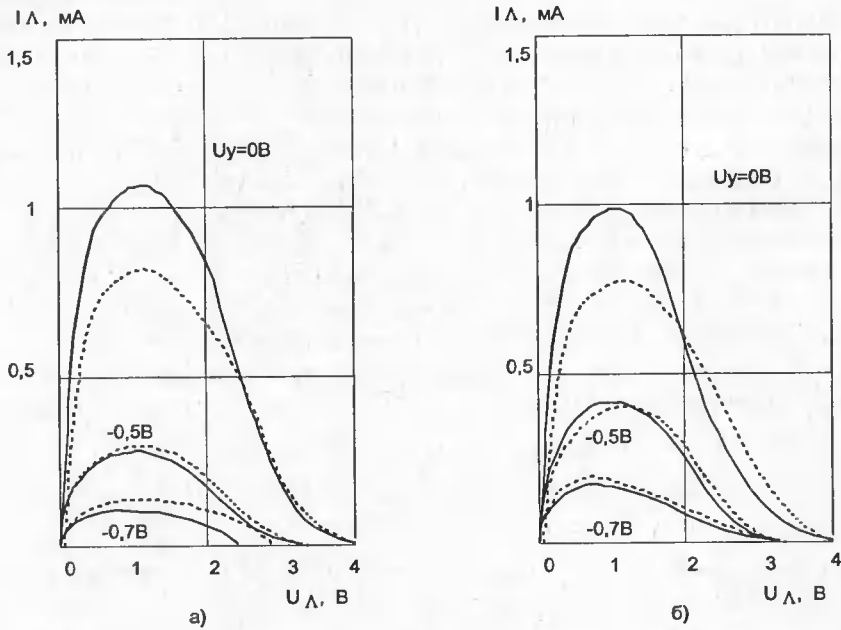


Рис. 3.34. Семейства Λ -образных ВАХ пары ПТ КП302А и КП103Л при $T_0 = 20^\circ\text{C}$ (сплошные линии) и $T_0 = 100^\circ\text{C}$ (пунктирные линии): а — экспериментальные зависимости; б — расчетные зависимости

читать термостабильную ВАХ, показанную на рис. 3.34, на котором даны Λ -образные ВАХ пары КП302А и КП103Л.

Емкости VT1 и VT2 можно свести к одной нелинейной емкости $C_\Lambda(U_\Lambda)$, шунтирующей устройство и учитывающее его инерционность. Если измерить C_Λ при U_y и двух значениях $U_\Lambda = -2 U_{y0}$ и $U_\Lambda = 0$, то для зависимости $C_\Lambda(U_\Lambda)$ можно использовать аппроксимацию:

$$C_\Lambda(U_\Lambda) = C_{\Lambda 1} + (C_{\Lambda 2} + C_{\Lambda 1}) \exp[2(U_\Lambda - U_y)/U_{y0}].$$

Здесь U_{y0} — напряжение управления, при котором устройство заперто при любых U_Λ . На рис. 3.35 приведены зависимости C_Λ для устройства на паре КП302ВМ и КП103Л.

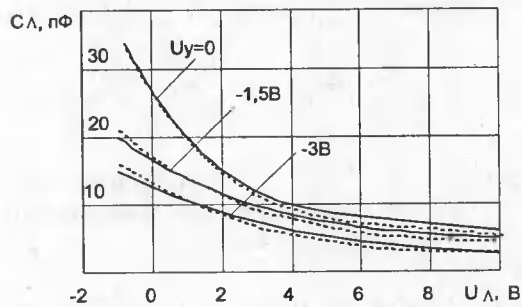


Рис. 3.35. Зависимости $C_\Lambda = f(U_\Lambda)$ для пары ПТ КП302ВМ и КП103Л

Электрическая модель Λ -транзистора может быть представлена в виде управляемого двухполюсника с Λ -образной ВАХ, зашунтированного емкостью $C_\Lambda(U_\Lambda)$ [78]. На практике следует учитывать также емкость монтажа см и нагрузки C_H , которая нередко больше $C_\Lambda(U_\Lambda)$. В этом случае общую емкость $C_0 = (C_\Lambda + \text{см} + C_H)$ можно считать линейной.

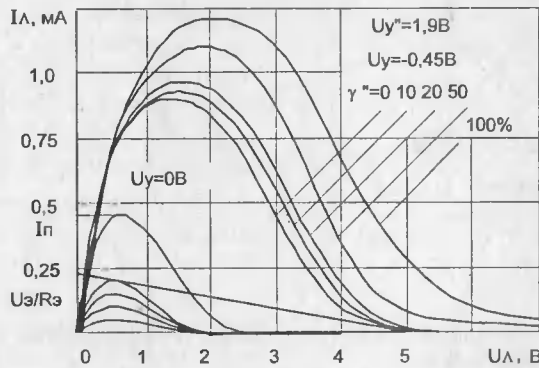


Рис. 3.36. Графическая иллюстрация к определению пороговых напряжений U_y

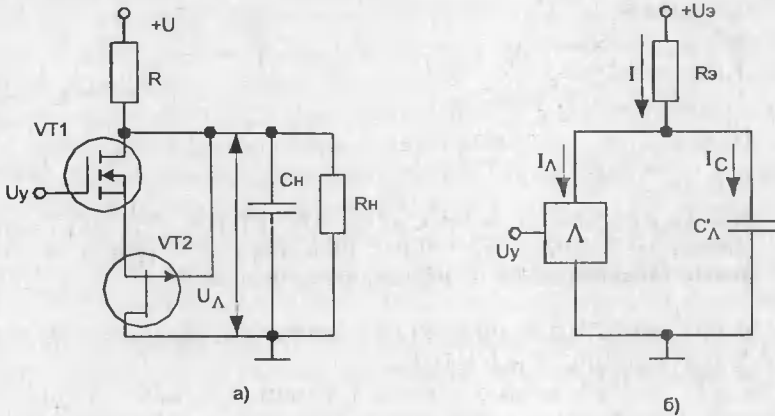


Рис. 3.37. Полная (а) и упрощенная (б) эквивалентные схемы ключа на приборе с Λ -образными ВАХ

Ключ (см. рис. 3.37, а) переходит в открытое состояние (U_{Λ} велико) при $U_y \leq U'_y$ и в закрытое при $U_y \geq U''_y$. Определение пороговых значений U_y , равных U'_y и U''_y , иллюстрирует рис. 3.36.

Степень превышения управляющим сигналом значений U'_y и U''_y определяется коэффициентами:

$$\gamma'' = \frac{|U_y| - |U''_y|}{|U''_y|}; \quad \gamma' = \frac{|U_y| - |U'_y|}{|U'_y|}.$$

Переходные процессы для полной схемы (рис. 3.37, а) и эквивалентной ее упрощенной схемы (рис. 3.37, б) определяются решением нелинейного дифференциального уравнения

$$C_0 = \frac{\partial u_{\Lambda}}{\partial t} + \frac{u_{\Lambda}}{R_{\text{э}}} + I_{\Lambda}(u_{\Lambda}, u_y) = \frac{U_{\text{э}}}{R_{\text{э}}},$$

где $R_{\text{э}} = RR_H/(R + R_H)$ и $U_{\text{э}} = UR_3/R$.

3. Силовые ключи и особенности их управления

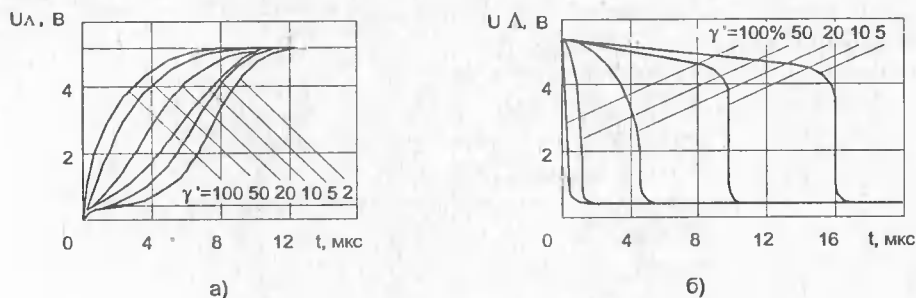


Рис. 3.38. Переходные процессы включения (а) и выключения (б) ключа на приборе с Λ -образной ВАХ

Аналитически это выражение не решается, но его легко можно решить с помощью ЭВМ. На рис. 3.38 представлены результаты расчета переходных процессов переключения при разных γ' и γ'' , $C_0 = 60$ пФ, $R_H = 500$ кОм, $R = 27$ кОм и $U = 5$ В.

Решение выполнялось на ЭВМ с табличным заданием семейства Λ -образных ВАХ. Переходные процессы имеют три характерные стадии (задержки, регенерации и установления), плавно переходящие из одной стадии в другую. Значения γ' и γ'' сильно влияют лишь на задержку. Длительность регенеративной стадии уменьшается пропорционально параметру I_{II} / C_0 , определяющему скорость изменения напряжения du_λ/dt в ходе регенеративного процесса.

Λ -транзисторы на основе маломощных ПТ имеют малые пиковые токи I_{II} — доли или единицы миллиампер. Предложенная в [79] структура (рис. 3.39, а)

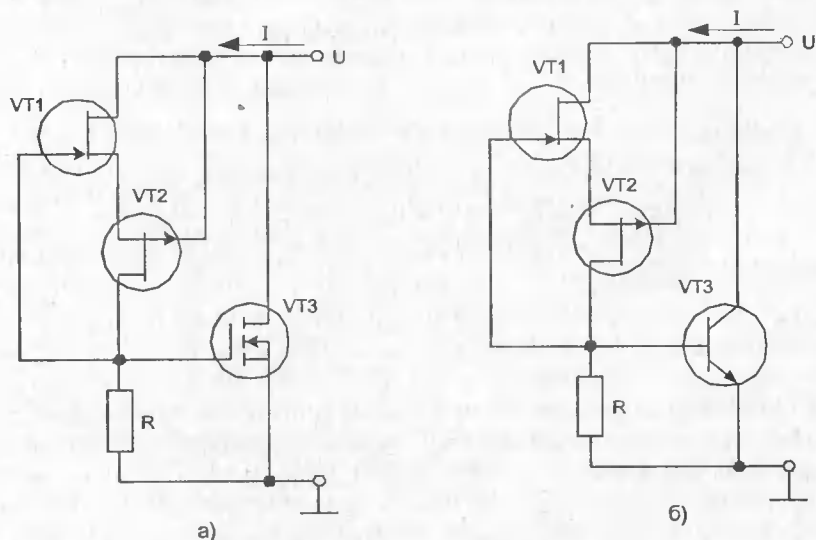


Рис. 3.39. Структура Λ -транзистора с использованием мощного МДП-транзистора (а) и биполярного (б) транзисторов

позволяет получать большие токи I_{Π} . В ней маломощный Λ -транзистор включен между затвором и стоком мощного МДП-транзистора VT3. Величина R должна удовлетворять условию $R < |R_{O \text{ макс}}|$, где $|R_{O \text{ макс}}|$ — максимальное по модулю отрицательное сопротивление Λ -транзистора. Другая схема (рис. 3.39, б) использует для увеличения тока I_{Π} биполярный транзистор.

Семейство Λ -образных ВАХ для нее представлено на рис. 3.40 (приборы VT1 — КП302ВМ, VT2 — КП103Л и VT3 — КТ312А). При $R = 0$ имеем ВАХ собственно Λ -транзистора.

Функционально Λ -диоды и Λ -транзисторы могут выполнять многие задачи обычных схем. На них можно строить триггеры и пороговые устройства, LC-генераторы и усилители синусоидальных колебаний, релаксационные генераторы и другие устройства. Устройства этого типа пополняют класс так называемых негатронов, описанных в [80] и имеющих вольт-амперные характеристики с участками отрицательного дифференциального сопротивления.

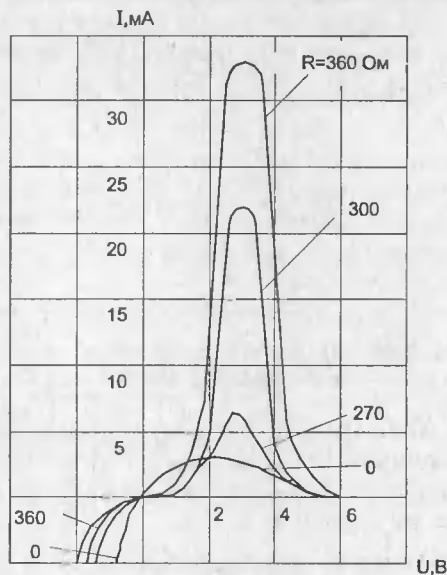


Рис. 3.40. Семейство Λ -образных ВАХ, устройств, показанных на рис. 3.39

3.8. Практические ключевые схемы

Очень большое разнообразие практических ключевых схем на полевых транзисторах не позволяет рассмотреть их все в этой книге. Приведем только несколько наиболее интересных на наш взгляд.

На рис. 3.41 представлена схема переключателя, запускаемого звуком [248]. Эта схема является примером ключа на полевом транзисторе, работающего на активно-индуктивную нагрузку, каковой является обмотка реле.

В этой схеме в качестве малошумящего предусилителя используется микросхема DA1 с коэффициентом усиления по напряжению, равным 270. После нее включен второй каскад с таким же коэффициентом усиления. Транзистор VT1 во втором каскаде включен по схеме с общим эмиттером; это традиционный вариант усилительного каскада, если не принимать во внимание конденсатор C4, благодаря которому обеспечивается значительное ослабление высокочастотной составляющей, что важно для предотвращения самовозбуждения. Значительно усиленный сигнал с транзистора VT1 поступает на конденсатор C5, а с него — на выпрямитель и сглаживающий фильтр, откуда снимается положительный сигнал постоянного тока, приблизительно пропорционального уровню входного сигнала.

Если входной сигнал достаточно велик, напряжение смещения на затворе полевого транзистора VT2 будет достаточным для включения этого транзистора и запуска реле в цепи стока. Пара контактов реле, находящихся

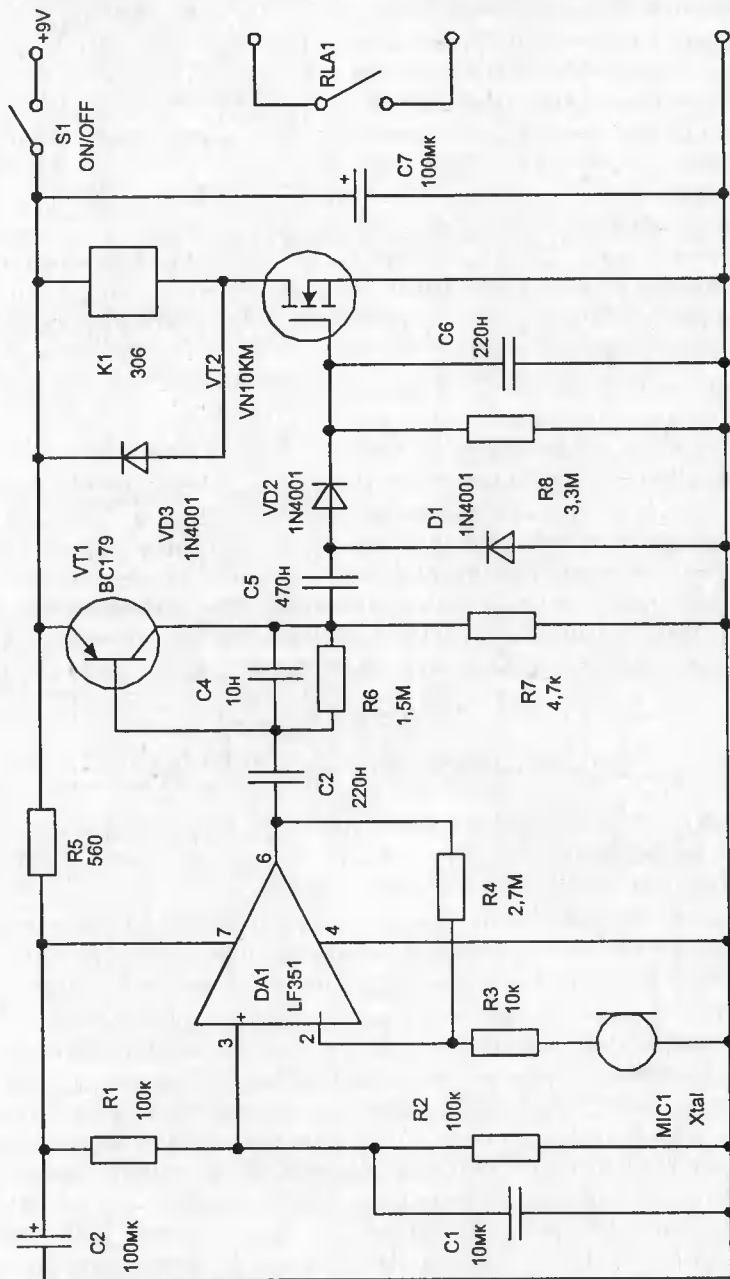


Рис. 3.41. Переключатель, запускаемый звуком

обычно в разомкнутом состоянии, используется для контроля любого из элементов оборудования, управляемого данной схемой. Конечно, напряжение на затворе транзистора VT2 быстро падает, поскольку конденсатор C6 разряжается через резистор R8, как только входной сигнал перестает поступать на схему, следовательно, реле выключается. Время спада приблизительно равно 1 с и является оптимальным для большинства случаев применения схемы; время нарастания составляет всего долю секунды, поэтому устройство почти незамедлительно реагирует на звук, воспринимаемый микрофоном.

При построении различных радиомоделей широко используются электронные схемы, в том числе и на полевых транзисторах. Так, например, на рис. 3.42 представлена светодиодная схема обратного отсчета времени для пусковой установки модели ракеты [248]. Она может быть использована и в других случаях, где требуется управление с задержкой времени.

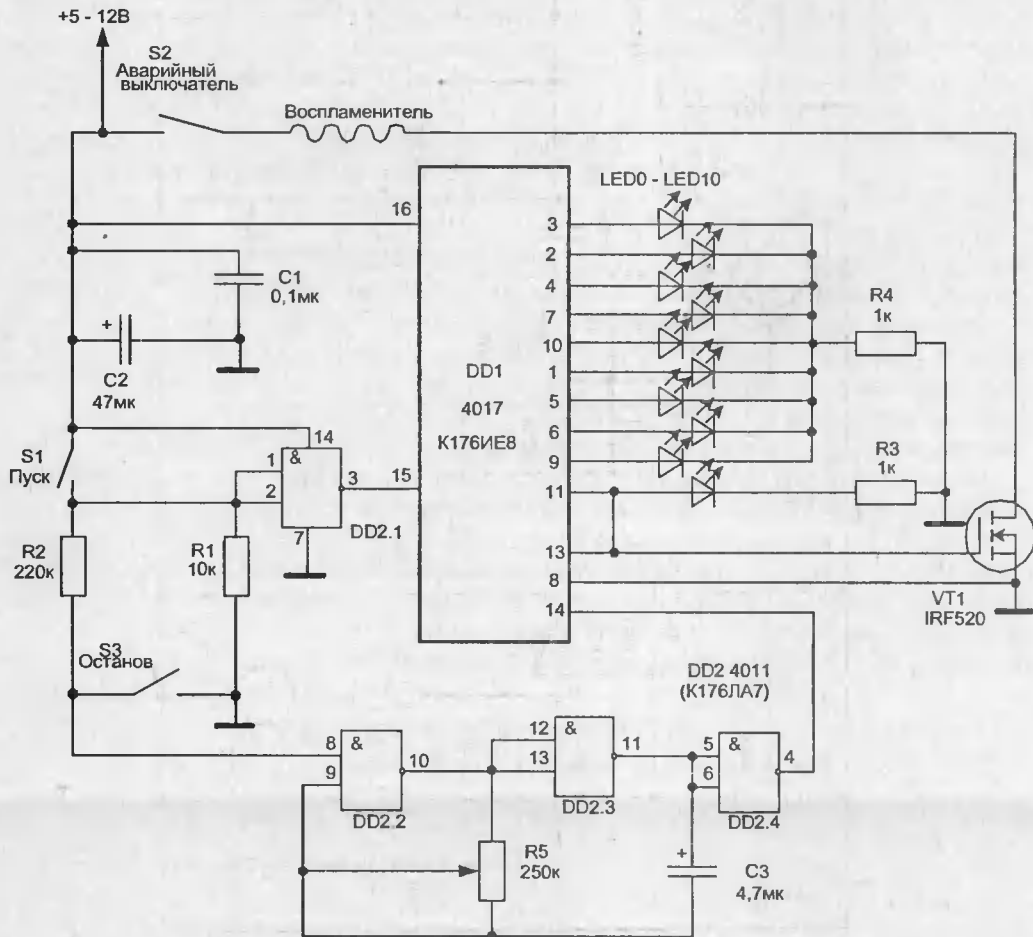


Рис. 3.42. Схема обратного отсчета времени

3. Силовые ключи и особенности их управления

Основными узлами этой схемы являются ИС типа 4011 (четыре логических элемента 2И-НЕ) и 4017 (десятичный счетчик/дешифратор). Ракетный двигатель запускается с помощью воспламенителя, ток на который подается полевым транзистором VT1 типа IRF520. Сигнал управления на него приходит со счетчика DD1, на вход 14 которого поступает тактовый входной сигнал.

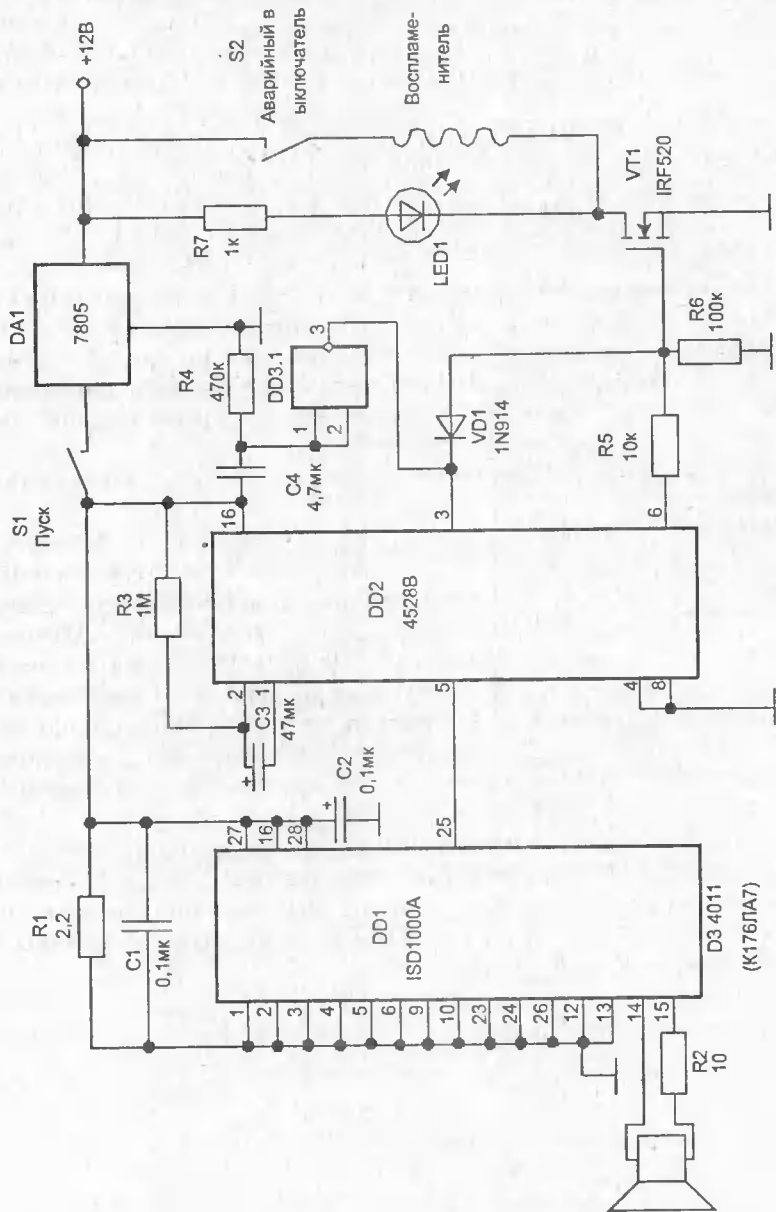


Рис. 3.43. Воспламенитель для модели пусковой установки ракеты

нал. Его вырабатывает низкочастотный генератор на двух элементах микросхемы DD2 (DD2.2 и DD2.3). Резистор R5 и конденсатор C3 устанавливают частоту генератора.

Логический элемент DD2.4 является буфером на выходе генератора и инвертирует его выходной сигнал. Другой логический элемент из этой ИС (DD2.1) инициирует процесс обратного отсчета и запускает микросхему DD1 (4017) через вход 15. Десять светодиодов показывают обратный отсчет. При выключении последнего светодиода (LED1) высокий уровень сигнала на выводе 11 открывает транзистор VT1 и активизирует воспламенитель.

Схема воспламенителя пусковой установки ракеты представлена на рис. 3.43 [248]. Микросхема ISD1000A (DD1), содержащая ранее записанное сообщение, соединена с простой воспроизводящей схемой типа «только считывание», которая работает при замыкании выключателя S1 «Пуск» и подачи питания. Стабилизатор напряжения 7805 (DA1) используется для снижения входного напряжения (12 В) до уровня 5 В. При завершении звукового сообщения микросхема DD1 выдает выходной импульс низкого уровня длительностью 16 мс на вывод 25. Этот импульс поступает на вход 5 ждущего мультивибратора DD2 (типа 4228В). ИС с помощью длительного выходного импульса на выводе 6 запускает ракетный двигатель путем подачи питания на воспламенитель транзистором VT1.

В данной схеме имеются некоторые особенности, обеспечивающие безопасность системы.

Выключатель S2 разрывает цепь воспламенителя при проверке системы. Логический элемент 2И-НЕ (DD3.1) из счетверенной микросхемы 4011 защищает мультивибратор DD2 от осечки (перебои зажигания) и преждевременного запуска ракетного двигателя. При первом нажатии кнопки «Пуск» на входе DD3.1 возникает высокий уровень, который остается таким до тех пор, пока не зарядится конденсатор C4, а на его выходе (вывод 3) своим низким уровнем не позволяет микросхеме DD2 реагировать на ложные входные импульсы с вывода 5. Это устраняется удержанием транзистора в выключенном состоянии. Оно достигается путем шунтирования на «землю» через диод VD1 затвора транзистора VT1.

Через несколько секунд конденсатор C4 полностью заряжается, и выходной сигнал элемента DD3.1 становится положительным, запускает микросхему DD2 и включает транзистор Q1. Входы трех неиспользуемых логических элементов счетверенной микросхемы DD3 должны быть соединены с землей, хотя это и не показано на рисунке.

4. Основы построения источников вторичного электропитания

Трудно придумать более часто используемое устройство, чем источники вторичного электропитания. Они встроены в наши компьютеры, магнитофоны и телевизоры, в радиоприемники и передатчики, практически в любую радиоэлектронную аппаратуру. Каждый из нас наверняка найдет несколько таких источников в своем окружении и их, пожалуй, не меньше, чем людей на Земле. Поэтому вопросам построения надежных и экономичных источников вторичного электропитания уделяется огромное внимание. Применение в таких источниках мощных полевых транзисторов открывает большие возможности в их усовершенствовании и в снижении массогабаритных показателей. Этому и посвящена данная глава.

4.1. Классификация источников вторичного питания

Источники электропитания — устройства, питающие нагрузку (или ряд нагрузок) электрической энергией с заданными параметрами. Источники энергии (первичный источник) — это сеть переменного тока (например, 127 В или 220 В при частоте 50...60 Гц) и батареи гальванических элементов либо аккумуляторов. Здесь рассматриваются лишь **вторичные источники электропитания**, преобразующие электроэнергию первичных источников в энергию постоянного тока, питающую нагрузку. Основой любого вторичного источника электропитания является регулирующий элемент, обладающий нелинейной вольт-амперной характеристикой. Для регулирующего элемента характерны два режима работы: линейный и ключевой (импульсный). Режим работы определяет структуру вторичного источника питания и его назначение.

В линейном источнике питания регулирующий элемент РЭ можно представить в виде регулируемого сопротивления (рис. 4.1, а), включенного последовательно с первичным источником и нагрузкой. С помощью системы управления величина регулируемого сопротивления меняется таким образом, что выходное напряжение или ток остаются неизменными. При таком способе регулирования на регулирующем элементе выделяется значительная мощность, что ухудшает коэффициент полезного действия (в практических схемах источников КПД составляет 30—40%) и требует больших охлаждающих радиаторов, а следовательно, и габариты источника получаются большими.

В ключевом (импульсном) преобразователе регулирующий элемент работает как ключ (рис. 4.1, б). Принцип импульсного регулирования заключается

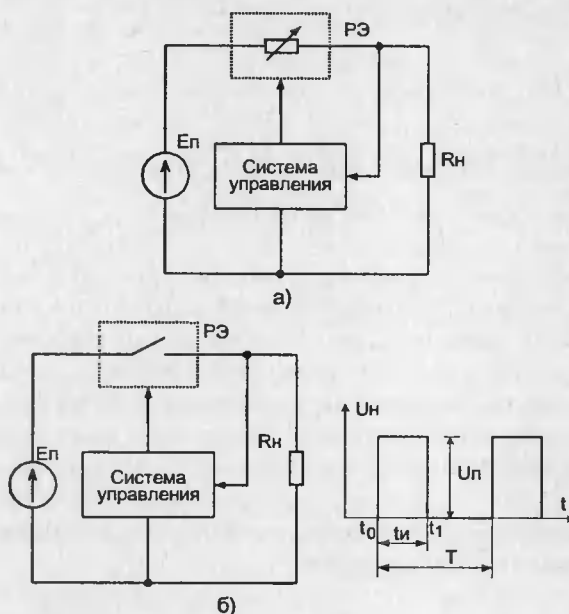


Рис. 4.1. Включение регулирующего элемента: а — в линейном и б — в импульсном режиме

в периодическом подключении нагрузки R_n к источнику напряжения с помощью этого ключа. При этом среднее значение напряжения

$$U_n = \frac{1}{T} \int_0^{t_0} U dt = \gamma U,$$

где $\gamma = t_n/T$ — коэффициент заполнения.

Главное достоинство такого источника — высокое значение коэффициента полезного действия, которое для идеального ключа достигает почти 100%. Для получения максимальных реальных значений КПД требуется построение источников вторичного электропитания и силовых узлов с регулирующим элементом в соответствии с требованиями к источнику того или иного конкретного назначения. Ключевым источникам свойственны большие импульсные помехи и обязательное наличие фильтров, для получения постоянного напряжения на выходе. Уступая линейным по качеству выходного напряжения, ключевые источники, кроме КПД, более эффективны и по габаритам.

Рассмотрим четыре основные группы источников вторичного электропитания.

1. Линейные стабилизаторы постоянного напряжения и тока с непрерывным регулированием, питаемые от сети постоянного тока или аккумуляторов.

2. Трансформаторные источники питания от сети переменного тока, содержащие низкочастотный силовой трансформатор, обеспечивающий гальваническую развязку входной и выходной цепей и разные уровни выходного на-

4. Основы построения источников вторичного электропитания

пряжения, а также выпрямители, подключаемые к вторичным обмоткам трансформатора и создающие постоянное выходное напряжение.

3. Преобразователи постоянного напряжения одного уровня в постоянное напряжение другого уровня, содержащие импульсный преобразователь (инвертор), питаемый от первичного источника, высокочастотный трансформатор и выпрямитель.

4. Бестрансформаторные источники с импульсным преобразованием и управлением электроэнергией, работающие в сети переменного тока. Источники этого вида имеют выпрямитель, импульсный преобразователь с широтно-импульсным регулированием и высокочастотный трансформатор с выпрямителями на вторичной стороне. В таких источниках устраняется низкочастотный силовой трансформатор, имеющий большие габаритные размеры и массу.

Входное напряжение источников электропитания характеризуется номинальным значением U_{Π} и допустимым диапазоном его изменения (от $U_{\Pi \text{ мин}}$ до $U_{\Pi \text{ макс}}$). Изменение напряжения задается в абсолютных или относительных единицах.

Выходное напряжение для каждой из нагрузок характеризуется номиналом $U_{\text{н}}$ и допустимыми изменениями $\Delta U_{\text{н}}$ или $(\Delta U_{\text{н}}/U_{\text{н}})100\%$. Качество выходного напряжения оценивается не только его отклонениями от номинала, но и пульсациями, ВЧ- и импульсными помехами. Коэффициент пульсаций $k_{\Pi} = (U_{\text{нп}}/U_{\text{н}})100\%$, где $U_{\text{нп}}$ — напряжение пульсаций (их амплитудное значение) на нагрузке. Обычно $k_{\Pi} < 5\%$, но в особых применениях нередки значения $k_{\Pi} < 0,01\%$. Самым высоким качеством (ввиду отсутствия ВЧ- и импульсных помех) характеризуются источники электропитания первой группы.

Основными энергетическими показателями источников являются суммарная мощность, отдаваемая в нагрузку $P_{\text{н}}$, и энергетический КПД — $\eta = P_{\text{н}}/P_{\Pi}$, где P_{Π} — потребляемая мощность. Важны и массогабаритные параметры, из которых главный — удельная емкость (в ваттах на один дм^3 объема устройства). В настоящее время к источникам питания с мощностью в десятки — сотни ватт начинают предъявляться дополнительные требования по качеству потребляемой энергии, что характеризуется коэффициентом мощности и гармоническим составом потребляемого из первичной сети тока.

Источники первой группы имеют низкие энергетические показатели, поэтому они обычно используются совместно с другими источниками. Применение в этих источниках мощных ПТ дает следующие преимущества: повышение коэффициента полезного действия за счет отсутствия потерь мощности в цепях управления регулирующим транзистором, упрощение схем стабилизации, малая инерционность при колебаниях напряжения сети или быстрых изменениях нагрузки, отсутствие тепловой неустойчивости.

Источники второй группы из-за применения низкочастотного силового трансформатора имеют наихудшие массогабаритные показатели. Это связано с необходимостью фильтрации низкочастотных пульсаций, получаемых при выпрямлении сетевого переменного напряжения, что увеличивает массу и габаритные размеры фильтров. Удельная емкость таких источников не выше

20...50 Вт/дм³, КПД при отсутствии стабилизации не выше 0,8...0,9, а при наличии стабилизаторов не выше 0,4...0,5. В связи с этим такие источники повсеместно вытесняются источниками 4 группы. Можно говорить лишь о частном применении мощных ПТ в источниках 2 группы, например в синхронных выпрямителях или в составе стабилизаторов и активных фильтров.

В источниках 3 группы применение мощных ПТ позволяет существенно увеличить частоты преобразования (до сотен кГц и даже нескольких МГц) инвертора. Это резко уменьшает габаритные размеры и массу трансформатора инвертора, создающего разные уровни выходного напряжения и работающего на высокой частоте, входных и выходных фильтров, а также инерционность при изменении напряжения $U_{\text{п}}$ и нагрузки. При высоких частотах преобразования качество выходного напряжения может приближаться к реализуемому в типовых источниках 1 группы, а удельная емкость их может достигать 400...500 Вт/кг и выше. Такие источники часто используются в переносной и перевозимой аппаратуре, питаемой от аккумуляторов.

Источники 4 группы — наиболее обширный и перспективный потребитель мощных ПТ. В этих источниках используется выпрямитель, питаемый от сети переменного тока и создающий на конденсаторе фильтра напряжение $U_{\text{п}} \approx 1,4U_{\text{с}}$, где $U_{\text{с}}$ — напряжение сети (при сетевом напряжении 220 В имеем $U_{\text{п}} \approx 310$ В). От этого напряжения питается импульсный преобразователь. Благодаря включению на выходе выпрямителя конденсатора большой емкости возможна работа источников при внезапном отключении (провале) сети. Время работы после провала определяет промежуток, в течение которого выходные напряжения не выходят за заданные пределы. Обычно это время равно 20...50 мс и зависит от емкости конденсатора на выходе выпрямителя. Большие $U_{\text{п}}$ облегчают получение высоких значений КПД.

Применение мощных ПТ в импульсных преобразователях дает следующие преимущества: повышение частот преобразования (до нескольких мегагерц), уменьшение динамических потерь, снижение массогабаритных показателей ВЧ-трансформатора и фильтров, уменьшение времени реакции на изменение нагрузки, упрощение схем управления, повышение надежности (за счет отсутствия теплового пробоя и меньших сквозных токов у полумостовых преобразователей). При частотах преобразования 20...200 кГц удельная мощность источников 4 группы доведена до 200...500 Вт/кг. Она (и частоты преобразования) имеет тенденцию к непрерывному росту по мере разработки новых ферромагнитных материалов для сердечников ВЧ-трансформаторов и индуктивностей, электролитических конденсаторов с большой удельной емкостью и выпрямительных диодов с малой инерционностью и малым падением напряжения в открытом состоянии (в частности диодов Шотки). Источники этого типа имеют КПД 0,8...0,98.

Существенным недостатком таких источников является генерация помех (высокочастотных и импульсных), что нежелательно для многих применений, например, при питании высококачественных усилителей звуковых частот, измерительных схем, радиоприемных устройств и т. д. Большие помехи излучаются и в эфир. Все это связано с тем, что на выходе импульсного преобразователя формируются импульсные сигналы с малой длительностью

фронтов (десятки наносекунд) и большой (до ≈ 300 В) амплитудой. Источником сильных электромагнитных помех является и импульсный ВЧ-трансформатор.

Именно эти обстоятельства привели к разработке ключевых источников 4-й группы с резонансными преобразователями (инверторами) и близкой к синусоидальной формой напряжения, поданного на ВЧ-трансформатор. Последнее снижает уровень пульсаций на 10...15 дБ. В их составе резко уменьшены импульсные компоненты. Спектр частот пульсаций оказывается более узким, что облегчает их фильтрацию. Пионером в разработке таких источников выступила фирма Hewlett Packard, создавшая серийные источники с резонансным инвертором на МДП-транзисторах с частотой преобразования 200 кГц и мощностью десятки-сотни ватт [97].

Основной проблемой при построении ключевых источников вторичного электропитания является выбор силового узла с регулирующим элементом. Силовой узел, определяющий основные характеристики источников электропитания, состоит из силовой схемы (в общем случае она может быть многоступенчатой, содержащей ряд простейших схем) и схем защиты узла от аварийных режимов.

Непрерывное расширение областей применения импульсных источников вторичного электропитания сопровождается усложнением их схемных решений. Сравнительная оценка схем силовых узлов довольно сложна, и уровень оптимальности выбора того или иного варианта чаще всего определяется уровнем знаний и опытом разработчиков. Однако в массе различных вариантов можно выделить наиболее распространенные силовые схемы, которые подразделяют на регуляторы и преобразователи напряжения (рис. 4.2). Эти устройства обладают рядом общих свойств, но отличительной особенностью преобразователей напряжения является наличие в схеме высокочастотного выходного трансформатора, который обеспечивает гальваническую развязку



Рис. 4.2. Классификация силовых узлов

входной и выходной цепей, возможность получения разнополярного и разноуровневого выходных напряжений и способствует оптимальному использованию элементной базы.

Регуляторы (рис. 4.3) отличаются между собой различным комбинационным включением одноименных элементов (ключей, индуктивностей и диодов), которое определяет соответствующие отличия их основных характеристик. По диапазону регулирования выходного напряжения в регуляторе I типа (рис. 4.3, а) выходное напряжение меньше входного — $U_H < U_{\Pi}$, в регуляторе II типа (рис. 4.3, б) — $U_H > U_{\Pi}$, а в регуляторе III типа (рис. 4.3, в) выходное напряжение инвертировано по отношению к входному и изменяется от нулевого значения. Такое соотношение напряжений U_H и U_{Π} в регуляторах предопределило другое их название в литературе: понижающий, повышающий и инвертирующий.

По влиянию на источник U_{Π} регуляторы I и III типов характеризуются импульсным потреблением энергии, а регулятор II типа — непрерывным. Импульсное потребление энергии создает помехи в питающей сети и требует введения сетевых высокочастотных фильтров, удорожающих источник и ухудшающих массогабаритные показатели.

По способу передачи энергии в нагрузку регулятор I-го типа характеризуется как с непрерывной передачей энергии, а регулятор II и III типов — с импульсной, предъявляющей дополнительные требования к выходным фильтрам.

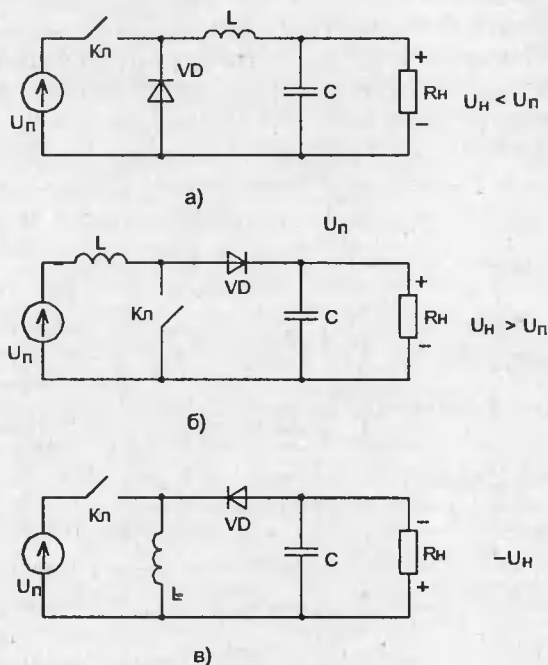


Рис. 4.3. Регуляторы постоянного напряжения: а — первого, б — второго и в — третьего типов

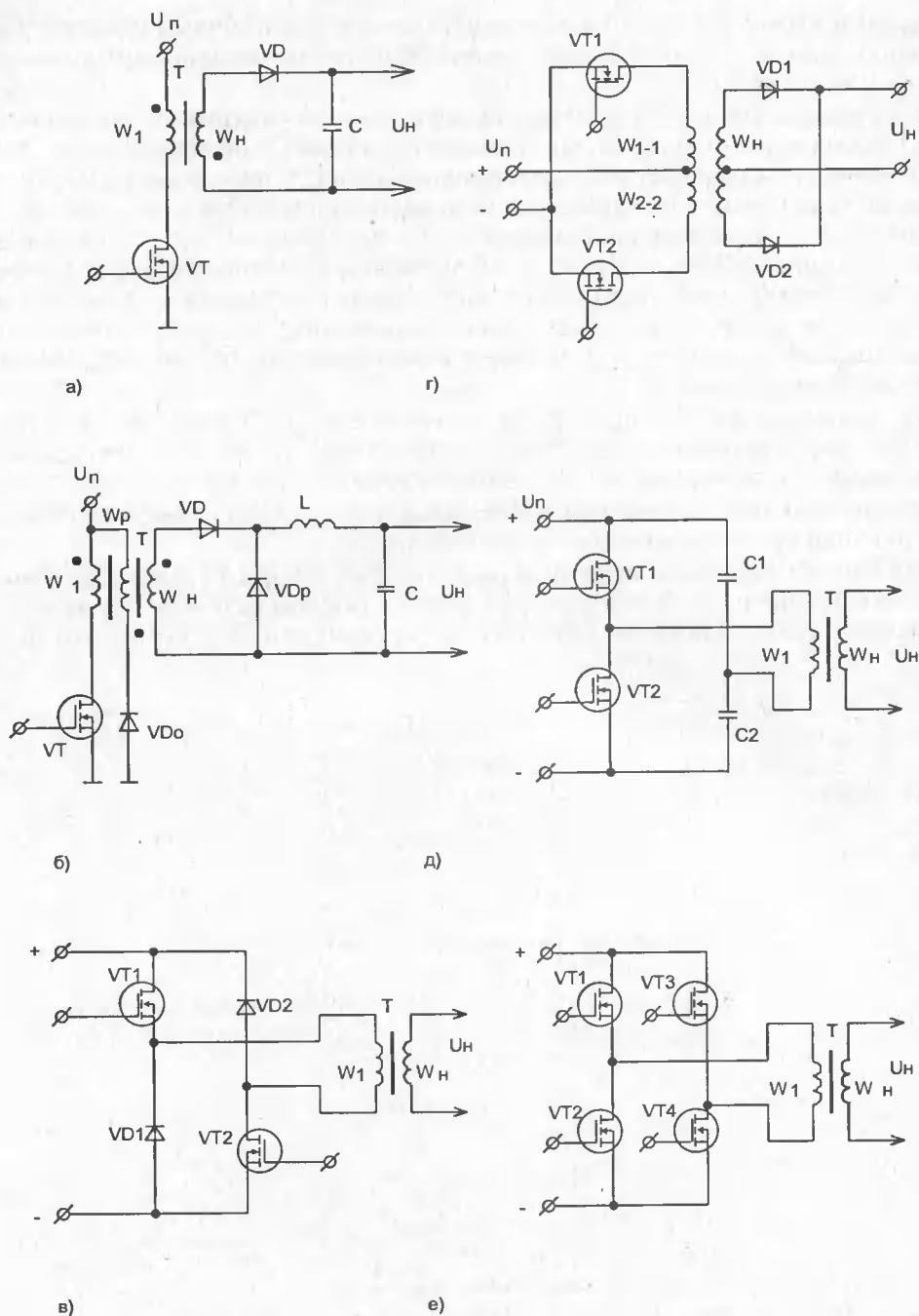


Рис. 4.4. Преобразователи постоянного напряжения: а — обратногоходовой, б — прямоходовой, в — однотактный мостовой, г — с выводом нуля трансформатора, д — полумостовой, е — мостовой

Схемы преобразователей напряжения подразделяются на одноктактные (рис. 4.4, а, б, в) и двухтактные (рис. 4.4, г, д, е). В одноктактных схемах энергия в нагрузку передается в один из тактов работы ключа: либо при его замкнутом состоянии, либо при разомкнутом. В двухтактных схемах энергия в нагрузку поступает за оба такта. Комбинируя одноктактные схемы, можно создавать режим работы двухтактных схем.

Схема одноктактного обратного преобразователя (рис. 4.4, а) является наиболее простой, так как содержит минимальное число элементов. Принцип работы такого преобразователя заключается в следующем. При открытом состоянии ключа, в качестве которого рассматриваем транзистор (VT), в индуктивности первичной обмотки — W_1 трансформатора накапливается энергия, которая при закрытом состоянии ключа передается в нагрузку через обмотку W_n . В связи с импульсным характером передачи энергии в нагрузку на выходе преобразователя ставят сглаживающий конденсатор C_ϕ . По принципу работы и характеристикам обратного преобразователя почти не отличается от регулятора III типа.

В одноктактной схеме прямого преобразователя (рис. 4.4, б) при замкнутом ключе энергия первичного источника U_n поступает через трансформатор на нагрузку. При закрывании транзистора на обмотках трансформатора возникают перенапряжения, обусловленные энергией, накопленной в магнитном поле трансформатора. Эта энергия должна быть выведена из трансформатора, так как при следующих включениях магнитопровод трансформатора может насытиться, что приведет к неограниченному росту тока ключа. Для вывода энергии в трансформатор вводят размагничивающую обмотку W_p , подключенную через диод VD_0 к источнику U_n . Обмотки W_1 и W_p должны иметь между собой сильную магнитную связь. По своим характеристикам схема преобразователя во многом похожа на регулятор I типа.

Полумостовая одноктактная схема представляет собой комбинацию первых двух схем. Особенностью схемы является возможность ее работы в режимах обратного или прямого преобразователя с ограничением напряжения на ключах на уровне напряжения U_n .

Различные схемные решения одноктактных преобразователей отличаются друг от друга способами использования трансформатора, однако для них характерна работа магнитопровода трансформатора на несимметричном цикле перемагничивания.

Лучшее использование трансформатора достигается в двухтактных схемах. Двухтактная схема с нулевым выводом (рис. 4.4, г) содержит два транзистора, работающих поочередно, и трансформатор, имеющий отвод от середины обмотки W_1 . При поочередной коммутации транзисторов в сердечнике трансформатора создается переменный поток, который наводит во вторичной цепи (обмотка W_n) переменное напряжение. Максимальное значение напряжения на ключе определяется удвоенным напряжением питания. Недостатком схемы является возможность появления потока постоянного подмагничивания, который может привести к насыщению сердечника трансформатора. Причиной появления этого потока могут служить разброс параметров ключей, полумоток трансформатора, импульсный характер нагрузки и др.

В полумостовой схеме (рис. 4.4, д) первичная обмотка трансформатора включена последовательно с конденсаторами $C1$ и $C2$, что устраняет возможность появления в первичной обмотке постоянной составляющей магнитного потока. Напряжение на ключах в полумостовой схеме не превышает напряжения питания $U_{\text{п}}$. К недостаткам схемы относят то, что амплитуда напряжения, подводимого к первичной обмотке трансформатора, определяется полумной напряжения питания.

В мостовых схемах (рис. 4.4, е) к первичной обмотке трансформатора прикладывается напряжение питания. Следовательно, выходная мощность мостового преобразователя больше, чем у полумостового. К недостаткам мостовых схем преобразователя относят сложность управления четырьмя ключами и возможность появления постоянной составляющей магнитного потока в первичной цепи трансформатора.

На практике ключи во всех схемах двухтактных преобразователей шунтируют диодами, благодаря чему при активно-индуктивной нагрузке обеспечивается сброс избыточной магнитной энергии нагрузки в источник $U_{\text{п}}$.

При проектировании импульсных источников вторичного электропитания от низковольтной сети $U_{\text{п}} < 100$ В в качестве силовых схем наибольшее применение находят схемы регулятора I типа и преобразователя с нулевым выводом. Для питающей сети $U_{\text{п}} > 100$ В широко применяются схемы преобразователей напряжения: обратногоходового, прямоходового и полумостового. Разработчики источников питания придерживаются практического правила, согласно которому для мощностей нагрузки до 100—200 Вт оптимальным является обратногоходовой преобразователь, для мощностей 100—300 Вт — прямоходовой преобразователь, при высоких мощностях более 200—400 Вт следует применять полумостовые и мостовые схемы. Следует отметить, что такое разделение силовых схем достаточно условное и в каждом конкретном случае необходимо проводить их сравнительный анализ с учетом заданных условий разработки.

Часто пользователям, которые не являются специалистами в области источников электропитания, по роду своей деятельности приходится эксплуатировать устройства, в которые источники питания входят как часть. Естественно, что такие пользователи должны понимать принцип работы источника и иметь представления о его особенностях и возможностях. Эти знания будут гарантировать надежную и бесперебойную работу всего устройства в целом. Ниже предлагается материал, посвященный особенностям работы силовых узлов источников питания.

4.2. Регулятор I типа

Силовой ключ Кл регулятора (рис. 4.5) может находиться в двух состояниях: замкнутом (интервал импульса $t_{\text{и}}$) и разомкнутом (интервал паузы $t_{\text{п}}$). Когда ключ Кл замкнут в контуре, образованном источником питания $U_{\text{п}}$, ключом Кл, индуктивностью L и нагрузкой $U_{\text{н}}$, протекает ток $i_{\text{л}}(t)$, нарастая от минимального своего значения до максимального. Под действием этого тока одновременно передается энергия в нагрузку и происходит накопление энергии в индуктивности, к которой приложена разность напряжений

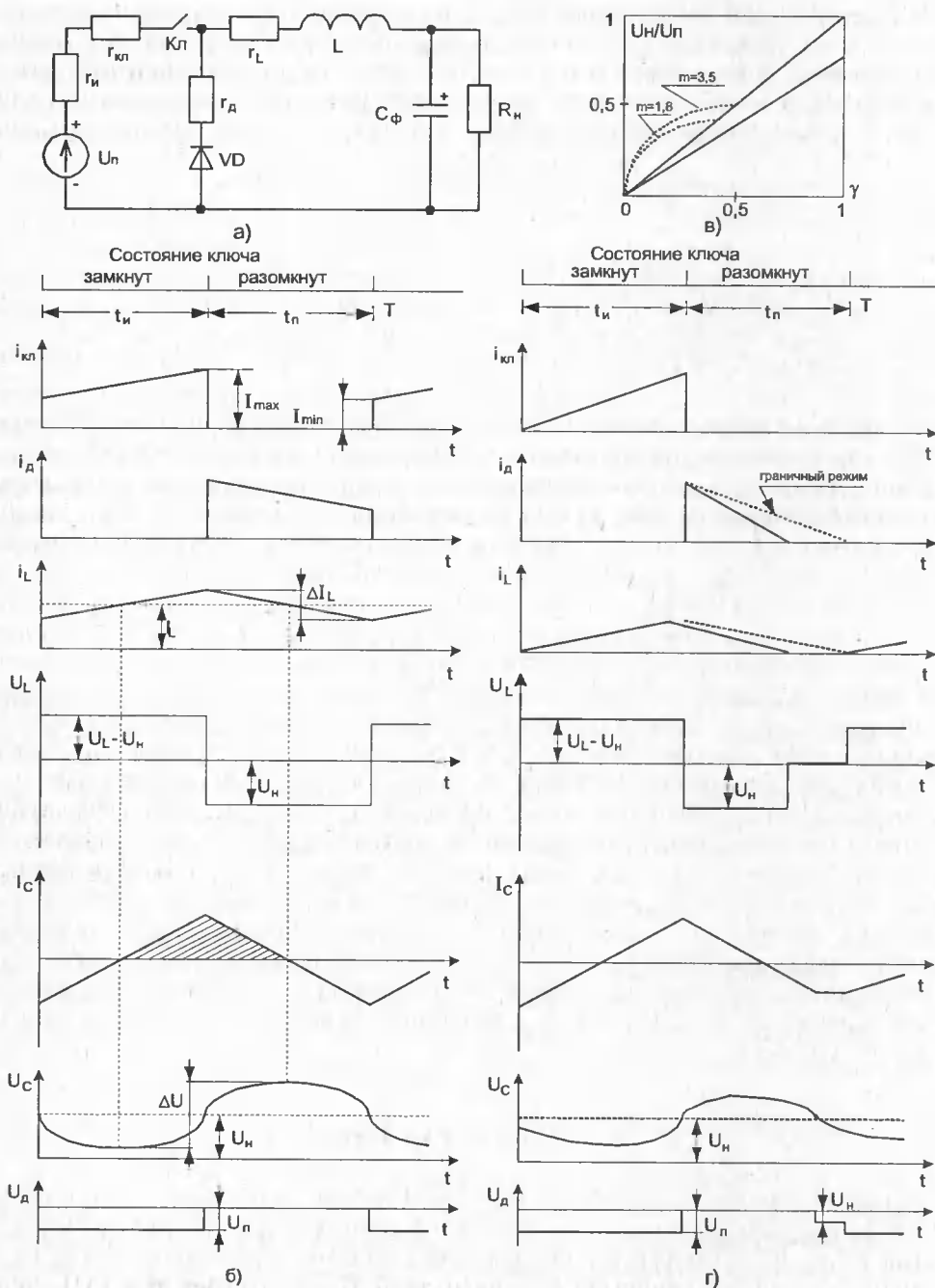


Рис. 4.5. Регулятор I типа: а — принципиальная схема, б — временные диаграммы режима непрерывных токов, в — регулировочные характеристики, г — временные диаграммы режима прерывистых токов

$U_L \approx U_{\Pi} - U_H$. При размыкании ключа индуктивность выступает в роли источника тока $i_2(t)$, передавая накопленную энергию в нагрузку по контуру, образованному индуктивностью L , диодом VD и нагрузкой. Напряжение на индуктивности в этом интервале паузы определяется напряжением U_H .

Токи, протекающие в схеме, описываются следующими выражениями:

$$i_1(t) = \frac{U_{\Pi} - U_H}{r_1} (1 - e^{-t/\tau_1}) + I_{\text{МИН}} e^{-t/\tau_1};$$

$$i_2(t) = \frac{U_H}{r_2} (1 - e^{-t/\tau_2}) + I_{\text{МАКС}} e^{-t/\tau_2},$$

где $\tau_1 = L/r_1$; $\tau_2 = L/r_2$; $r_1 = r_{\text{и}} + r_{\text{кл}} + r_L$; $r_2 = r_L + r_D$; $r_{\text{и}}$, $r_{\text{кл}}$, r_L и r_D — соответственно сопротивления потерь источника U_{Π} , ключа Кл , индуктивности L и диода VD .

В реальных схемах практически $r_1 \approx r_2 = r$ и всегда выполняется условие $t \ll \tau$, что позволяет линеаризовать эти выражения, применяя разложение в ряд экспоненциальной функции $\exp(t/\tau)$ и, ограничиваясь двумя членами ряда, получить описание тока индуктивности $i_L(t)$:

$$i_L(t) = \begin{cases} i_1(t) \approx I_{\text{МИН}} + \frac{U_{\Pi} - U_H}{L} t, \text{ где } 0 < t < t_{\text{и}} \\ i_2(t) \approx I_{\text{МАКС}} - \frac{U_H}{L} t, \text{ где } t_{\text{и}} < t < T \end{cases}$$

В зависимости от характера изменения тока индуктивности различают два режима работы регулятора: непрерывных и прерывистых токов индуктивности.

Для режима непрерывных токов ток индуктивности всегда имеет конечное значение больше нуля, а для прерывистых — существует интервал времени, в течение которого ток $i_L(t) = 0$. Временные диаграммы, характеризующие работу регулятора в этих режимах, приведены на рис. 4.5, б (режим непрерывных токов) и рис. 4.5, г (режим прерывистых токов). Основное внимание при расчете регулятора уделим режиму непрерывных токов, как типовому режиму, отмечая только особенности режима прерывистых токов.

Регулировочная характеристика. Эта характеристика определяет связь между входным и выходным напряжениями при изменении коэффициента заполнения и, с учетом $r_1 \approx r_2 = r$, опишется выражением:

$$U_H = U_{\Pi} \frac{\gamma}{1 + r / R_H},$$

где $\gamma = t_{\text{и}}/T$ — коэффициент заполнения.

График регулировочной характеристики регулятора I типа при непрерывном токе индуктивности представляет собой прямую линию (рис. 4.5, в).

Внешняя характеристика и выходное сопротивление. Внешняя характеристика показывает зависимость напряжения на нагрузке от тока нагрузки:

$$U_H = U_{\Pi} \frac{t_{\text{и}}}{T} - I_H r.$$

Дифференцируя это выражение по току нагрузки, находим, что выходное сопротивление регулятора определяется сопротивлением потерь:

$$\left| \frac{dU_H}{dI_H} \right| = R_{\text{вых}} = r.$$

Параметры ключа. Для выбора ключа необходимо знать максимальное напряжение на ключе, среднее и максимальное значения тока ключа. Эти параметры определяются достаточно просто:

$$U_{\text{кл}} = U_{\text{п}}; \quad I_{\text{кл}} = \gamma I_{\text{п}}; \quad I_{\text{кл макс}} = I_H + \frac{U_{\text{п}} - U_H}{2L} \gamma T.$$

Следует отметить, что максимальное значение тока ключа определяет необходимую величину управляющего напряжения на затворе и ключевые свойства транзистора.

Параметры диода. К диоду VD при открытом ключе прикладывается напряжение $U_{\text{п}} : U_{\text{д}} = U_{\text{п}}$.

Среднее значение тока, протекающего через диод, $I_{\text{д}} = (1 - \gamma)I_H$. Максимальное значение тока диода

$$I_{\text{д макс}} = I_{\text{кл макс}} + \frac{U_{\text{п}} - U_H}{2L} \gamma T.$$

Параметры индуктивности L. Для работы регулятора в режиме непрерывных токов должно выполняться условие $I_{\text{мин}} > 0$. Току $I_{\text{мин}} = 0$ соответствует граничное значение тока нагрузки:

$$I_{\text{нпр}} = \frac{I_{\text{макс}} + I_{\text{мин}}}{2} = \frac{I_{\text{макс}}}{2} = \frac{U_{\text{п}} - U_H}{2L} t_{\text{и}}.$$

Если $I_H < I_{\text{нгр}}$, то регулятор переходит на работу с прерывистым током индуктивности.

Можно также говорить о граничной величине индуктивности при заданном токе I_H , или сопротивлении нагрузки R_H :

$$L_{\text{пр}} = \frac{U_{\text{п}} - U_H}{2I_H} t_{\text{и}} = \frac{U_{\text{п}} - U_H}{2(U_H / R_H)} t_{\text{и}} = \frac{(1 - \gamma)TR_H}{2}.$$

На практике выбирают величину индуктивности в 3—4 раза больше, чем граничная. Переменная составляющая тока дросселя, определяющая максимальное значение индукции и потери мощности в сердечнике рассчитывается как:

$$\Delta I_L = \frac{I_{\text{макс}} - I_{\text{мин}}}{2} = \frac{U_{\text{п}} - U_H}{2L} t_{\text{и}} = \frac{U_{\text{п}} - U_H}{2L} \gamma T.$$

Пульсации выходного напряжения. Величину пульсаций переменного напряжения на нагрузке определим как изменение выходного напряжения от минимального его значения до максимального $\Delta U = U_{\text{макс}} - U_{\text{мин}}$:

$$\Delta U = \frac{U_{\text{п}}(1 - \gamma)\gamma}{8LCf^2}.$$

Так как на краях диапазона изменения γ (при $\gamma = 0$ и $\gamma = 1$) $\Delta U = 0$, то имеется значение $\gamma_{\text{МАКС}} = 0,5$, при котором пульсации максимальны:

$$\Delta U_{\text{МАКС}} = \frac{U_{\text{П}}(1 - 0,5)0,5}{8LCf^2} = \frac{U_{\text{П}}}{32LCf^2}.$$

Коэффициент пульсаций выходного напряжения регулятора I типа, характеризующий отношение амплитуды переменной составляющей и напряжения на нагрузке:

$$K_{\text{ПУЛ}} = \frac{\Delta U / 2}{U_{\text{Н}}} = \frac{U_{\text{П}}(1 - \gamma)\gamma}{16LCf^2 U_{\text{Н}}} = \frac{(1 - \gamma)}{16LCf^2}.$$

Из этой формулы видно, что при сделанных допущениях коэффициент пульсаций не зависит от нагрузки и сопротивления потерь.

Коэффициент полезного действия. В реальном импульсном регуляторе мощность в нагрузке меньше мощности, потребляемой от источника питания за счет потерь на элементах регулятора. В общем случае коэффициент полезного действия:

$$\eta = P_{\text{Н}}/P_{\text{И}} = 1 - P_{\text{П}}/P_{\text{И}},$$

где $P_{\text{И}} = I_{\text{И}} U_{\text{П}}$ — мощность, потребляемая от источника питания $U_{\text{П}}$, $I_{\text{И}}$ — ток источника $U_{\text{П}}$, $P_{\text{П}}$ — мощность потерь.

Мощность потерь определяется мощностью, выделяемой на элементах регулятора в интервалах $t_{\text{и}}$ и $t_{\text{п}}$, и, для принятых допущений, рассчитывается как [85]:

$$P_{\text{Л}} \approx I_{\text{Л}}^2 [\gamma r_1 + (1 - \gamma)r_2].$$

Для регулятора I типа выражение для коэффициента полезного действия:

$$\begin{aligned} \eta &= 1 - \frac{I_{\text{Л}}^2 [\gamma r_1 + (1 - \gamma)r_2]}{\gamma I_{\text{А}} U_{\text{П}}} = 1 - \frac{I_{\text{Л}} [\gamma r_1 + (1 - \gamma)r_2]}{\gamma U_{\text{П}}} = \\ &= 1 - \frac{I_{\text{Н}} [\gamma r_1 + (1 - \gamma)r_2]}{I_{\text{Н}} R_{\text{Н}}} = 1 - \frac{\gamma r_1 + (1 - \gamma)r_2}{R_{\text{Н}}} \end{aligned}$$

В частном случае $r_1 = r_2 = r$ это выражение существенно упрощается:

$$\eta = \frac{R_{\text{Н}}}{r + R_{\text{Н}}}.$$

Режим прерывистых токов. Работа регулятора в режиме прерывистых токов индуктивности иллюстрируется диаграммами, приведенными на рис. 4.5, г. Основные отличия режима прерывистых токов заключаются в наличии интервала времени $t_{\text{п}}$, когда ток индуктивности (и диода) равен нулю, работе силового ключа при нулевом значении минимального тока $I_{\text{МИН}} = 0$,

равенства напряжения на диоде в интервале t_{Π} напряжению U_H и больших пульсаций тока индуктивности и тока конденсатора.

Регулировочная характеристика регулятора I типа в режиме прерывистых токов описывается выражением [86]:

$$U_H = U_{\Pi} \frac{m\gamma^2}{2} \left(\sqrt{1 + \frac{4}{m\gamma^2}} - 1 \right),$$

где $m = R_H/2Lf$.

Как видно из этого выражения, работа регулятора характеризуется нелинейной зависимостью выходного напряжения от коэффициента γ (рис. 4.5, в, пунктирная линия). Практически регуляторы I типа проектируются так, чтобы в заданном диапазоне токов и напряжений нагрузки сохранялся режим непрерывных токов индуктивности.

4.3. Регулятор II типа

Схема регулятора II типа представлена на рис. 4.6. В этой схеме, как и в схеме регулятора I типа, возможны режимы непрерывных и прерывистых токов. Диаграммы токов и напряжений регулятора II типа представлены на рис. 4.6, б (режим непрерывных токов) и рис. 4.6, г (режим прерывистых токов).

Режим непрерывных токов. Для замкнутого состояния ключа Кл (на интервале действия импульса t_{Π}) к индуктивности L прикладывается все напряжение источника питания, т. е. $U_L = U_{\Pi}$. Под действием этого напряжения в контуре, содержащем источник U_{Π} , индуктивность L и ключ Кл, нарастает ток и накапливается энергия в индуктивности. Напряжение на ключе в этом интервале равно нулю, а ток ключа нарастает с минимального значения I_{\min} до максимального I_{\max} . Диод в этом интервале закрыт, так как находится под обратным напряжением $U_d = U_H$. Ток нагрузки I_H определяется разрядом конденсатора C_{Φ} : $i_C(t) = I_H$.

Когда ключ размыкается (интервал паузы t_{Π}), ток индуктивности замыкается в контуре, содержащем источник питания U_{Π} , индуктивность L , диод VD и нагрузку U_H . К индуктивности приложено напряжение, определяемое разностью напряжений нагрузки и питания $U_L = U_H - U_{\Pi}$. Ток в индуктивности (и в диоде VD) уменьшается от значения I_{\max} до I_{\min} . При этом конденсатор C_{Φ} заряжается током $i_C(t) \approx i_L(t) - I_H$. Таким образом, энергия, накопленная в индуктивности, передается в нагрузку и определяет уровень выходного напряжения.

Регулировочная характеристика. Эта характеристика, в предположении, что сопротивления потерь на обоих интервалах одинаковы и равны, описывается выражением:

$$U_H = U_{\Pi} \frac{1}{(1 - \gamma) + \frac{r / R_H}{(1 - \gamma)}}.$$

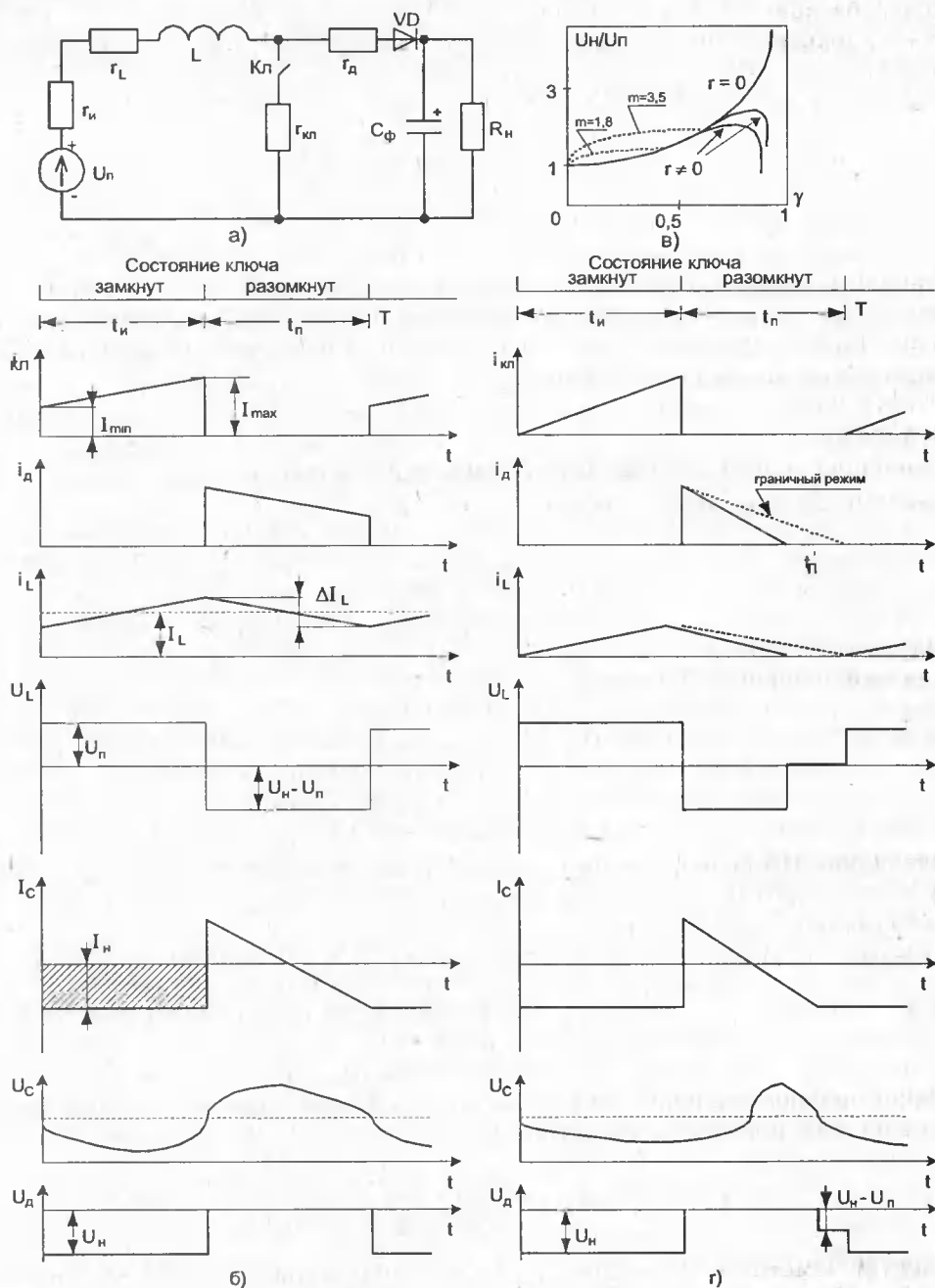


Рис. 4.6. Регулятор II типа: а — принципиальная схема, б — временные диаграммы режима непрерывных токов, в — регулировочные характеристики, г — временные диаграммы режима прерывистых токов

Для идеального регулятора ($r = 0$) при $\gamma \rightarrow 1$ выходное напряжение стремится к бесконечно большой величине. В реальных регуляторах регулировочная характеристика имеет максимум, величина которого определяется соотношением r/R_H (рис. 4.6, в). Максимальное напряжение на нагрузке и соответствующее ему значение $\gamma_{\text{МАКС}}$ рассчитываются по следующим формулам:

$$\gamma_{\text{МАКС}} = 1 - \sqrt{\frac{r}{R_H}} \quad \text{и} \quad \left(\frac{U_H}{U_{\Pi}} \right)_{\text{МАКС}} = \frac{1}{2} - \sqrt{\frac{R_H}{r}}.$$

Внешняя характеристика. Внешняя характеристика регулятора существенно зависит от коэффициента заполнения: особенностью внешней характеристики регулятора II типа является неограниченный рост напряжения U_H в режиме холостого хода при любом значении γ . Это объясняется накоплением энергии в конденсаторе C_{ϕ} и поэтому в такой схеме нельзя допускать режим холостого хода.

Выходное сопротивление. Оно изменяется в широких пределах при регулировании коэффициента заполнения γ :

$$R_{\text{ВЫХ}} = \frac{dU_H}{dI_H} = \frac{r}{(1 - \gamma)^2}.$$

Параметры ключа. Максимальное значение напряжения на ключе определяется напряжением на нагрузке:

$$U_{\text{КЛ}} = U_H = U_{\Pi} \frac{1}{(1 - \gamma) + \frac{r/R_H}{(1 - \gamma)}}.$$

Очевидно, что большие напряжения U_H , возникающие при $\gamma = \gamma_{\text{МАКС}}$ (или $\gamma = 1$ в идеальном регуляторе) и в режиме холостого хода, требуют применения специальных мер защиты ключа.

Среднее значение тока ключа определяется как:

$$I_{\text{КЛ}} = \frac{\gamma}{1 - \gamma} I_H.$$

Максимальное значение тока ключа равно максимальному значению тока индуктивности и рассчитывается как:

$$I_{\text{КЛМАКС}} = \frac{I_H}{1 - \gamma} + \frac{U_{\Pi}}{2L} T.$$

Следует заметить, что наиболее важным параметром для транзисторных ключей является ток $I_{\text{КЛ МАКС}}$, так как сигнал управления транзистором должен рассчитываться исходя из этого тока для обеспечения ключевого режима.

Параметры диода. Максимальное значение напряжения на диоде определяется напряжением нагрузки $U_d = U_H$. Среднее значение тока диода равно току нагрузки I_H . Максимальное значение тока диода $I_{d \text{ макс}} = I_{кл \text{ макс}}$.

Параметры индуктивности. Для работы регулятора в режиме непрерывных токов индуктивности определим значение $L_{ГР}$, для которого $I_{\text{мин}} = 0$:

$$L_{ГР} = \frac{\gamma T}{2} [(1 - \gamma)^2 R_H + r].$$

Практически $R_H \gg r$ и в реальных схемах допустимо определять граничное значение индуктивности как:

$$L_{ГР} \approx \frac{\gamma T}{2} (1 - \gamma)^2 R_H,$$

а индуктивность L , для рабочего режима непрерывных токов, выбирать в 3...4 раза больше $L_{ГР}$.

Параметры конденсатора. Пульсации напряжения на нагрузке обусловлены разрядом и зарядом конденсатора C_Φ . На интервале $t_{и}$ изменение напряжения на конденсаторе определяется током нагрузки и поэтому:

$$\Delta U_C = \frac{I_H t_{и}}{C_\Phi} = \frac{I_H}{f C_\Phi}.$$

Как видно из этого выражения, величина ΔU_C пропорциональна току нагрузки, не зависит от индуктивности, как в регуляторе I типа, и снижается с ростом емкости и частоты.

Коэффициент полезного действия. Для регулятора II типа характерна сильная зависимость КПД от соотношения сопротивлений потерь и нагрузки:

$$\eta = \frac{(1 - \gamma)^2}{(1 - \gamma)^2 + r / R_H},$$

а максимальному значению напряжения регулировочной характеристики (при этом $\gamma = \gamma_{\text{макс}}$) соответствует значение КПД порядка 50%, которое резко падает при $\gamma > \gamma_{\text{макс}}$. Поэтому при использовании повышающих свойств регулятора и работы его в широком диапазоне изменения γ необходимо учитывать изменение КПД.

Режим прерывистых токов. Работа регулятора в режиме прерывистых токов иллюстрируется временными диаграммами рис. 4.6, г. Характерные различия во временных диаграммах обоих режимов заключаются в том, что на интервале $(t'_{п} - T)$ ток индуктивности равен нулю, напряжение на ключе определяется напряжением $U_{п}$, а на диоде — разностью $(U_H - U_{п})$.

Регулировочная характеристика регулятора в режиме прерывистых токов [86]:

$$\frac{U_H}{U_{п}} = \frac{1}{2} + \sqrt{\frac{1}{4} + m\gamma^2},$$

где $m = R_H / (2Lf)$.

На рис. 4.6, в приведены характеристики $U_H / U_{II} = f(\gamma)$ в режиме прерывистых токов (пунктирные линии), построенные по выше приведенной формуле для разных значений m .

4.4. Регулятор III типа

Схема регулятора III типа и его характеристики представлены на рис. 4.7.

Режим непрерывных токов. При замкнутом состоянии ключа в контуре, образованном источником U_{II} , ключом Кл и индуктивностью L , протекает ток и в индуктивности накапливается энергия. В этом интервале к индуктивности L приложено напряжение $U_L \approx U_{II}$ и ток в индуктивности (и в ключе также) нарастает от минимального значения I_{\min} до максимального I_{\max} . Ток нагрузки на этом интервале, как и для регулятора II типа, определяется током разряда конденсатора C_{ϕ} .

Когда ключ размыкается, ток индуктивности замыкается в контуре, образованном индуктивностью L , нагрузкой U_H и диодом VD . Ток индуктивности уменьшается от значения I_{\max} до I_{\min} , передавая энергию, накопленную в индуктивности, конденсатору C_{ϕ} и нагрузке. Основные соотношения в регуляторе III типа приведены для ранее принятых допущений.

Регулировочная характеристика. В регуляторе III типа выходное напряжение инвертировано относительно питающего и регулируется от нуля до значений, превышающих напряжение питания. Для идеального регулятора (сопротивление потерь $r = 0$) регулировочная характеристика описывается как:

$$\frac{U_H}{U_{II}} = \frac{\gamma}{1 - \gamma}.$$

Для реального регулятора II типа (сопротивление потерь $r \neq 0$) регулировочная характеристика описывается выражением:

$$\frac{U_H}{U_{II}} = \frac{\gamma(1 - \gamma)}{(1 - \gamma)^2 + \frac{r}{R_H}}.$$

Графические зависимости регулировочной характеристики для этих случаев приведены на рис. 4.7, в (сплошные линии). Как видно из графиков, для реального регулятора имеется максимальное значение напряжения на нагрузке, зависящее от соотношений сопротивлений потерь и нагрузки:

$$\left(\frac{U_H}{U_{II}} \right)_{\max} = \frac{1}{2} \left(\sqrt{\frac{R_H + r}{r}} - 1 \right).$$

Внешняя характеристика. Внешняя характеристика регулятора описывается выражением:

$$U_H = \frac{\gamma}{1 - \gamma} U_{II} - I_H \frac{\gamma r_1 + (1 - \gamma) r_2}{(1 - \gamma)^2}.$$

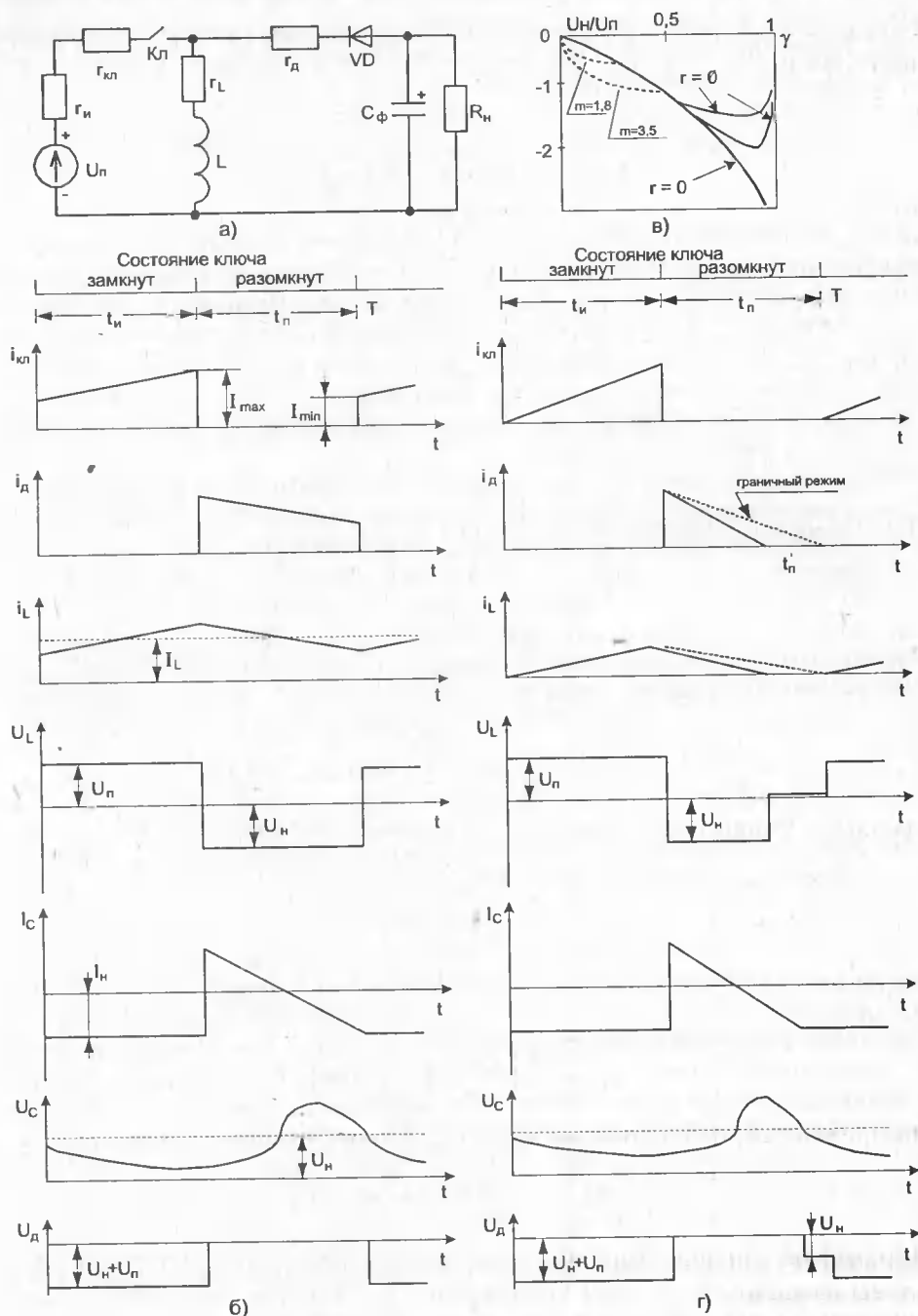


Рис. 4.7. Регулятор III типа: а — принципиальная схема, б — временные диаграммы режима непрерывных токов, в — регулировочные характеристики, г — временные диаграммы режима прерывистых токов

Выходное сопротивление регулятора III типа описывается таким же выражением, как и в регуляторе II типа:

$$R_{\text{вых}} = \frac{\gamma r_1 + (1 - \gamma) r_2}{(1 - \gamma)^2}.$$

В регуляторе III типа выходное напряжение при любом значении γ в режиме холостого хода стремится к бесконечно большой величине.

Параметры ключа. Напряжение на ключе определяется суммой напряжений $U_{\text{кл}} = U_{\text{п}} + U_{\text{н}}$, и очевидно, что большие напряжения $U_{\text{н}}$, возникающие при $\gamma = \gamma_{\text{макс}}$ (или $\gamma = 1$ для идеального регулятора) и в режиме холостого хода, требуют принятия специальных мер защиты ключа.

Среднее значение тока ключа $I_{\text{кл}}$ с учетом:

$$I_{\text{кл}} = \frac{\gamma}{1 - \gamma} I_{\text{н}}.$$

Максимальное значение тока ключа $I_{\text{кл макс}}$:

$$I_{\text{кл макс}} = \frac{I_{\text{н}}}{1 - \gamma} + \frac{U_{\text{н}}}{2L} \gamma T.$$

Параметры диода. Максимальное напряжение на диоде определяется суммой напряжений питания и нагрузки:

$$U_{\text{н}} = U_{\text{п}} + U_{\text{н}} = U_{\text{п}} + U_{\text{п}} \frac{\gamma(1 - \gamma)}{(1 - \gamma)^2 + r / R_{\text{н}}}.$$

Среднее и максимальное значения тока диода соответственно:

$$I_{\text{д}} = I_{\text{н}};$$

$$I_{\text{д макс}} = I_{\text{кл макс}} = I_{\text{макс}} = \frac{I_{\text{н}}}{1 - \gamma} + \frac{U_{\text{п}}}{2L} \gamma T.$$

Параметры индуктивности. Граничное значение индуктивности $L_{\text{гр}}$ определяется как:

$$L_{\text{гр}} = \frac{\gamma T}{2} \left[(1 - \gamma)^2 R_{\text{н}} + r \right].$$

На практике ориентировочно величину $L_{\text{гр}}$ определяют, считая $R_{\text{н}} \gg r$:

$$L_{\text{гр}} \approx \frac{\gamma T}{2} (1 - \gamma)^2 R_{\text{н}}.$$

Параметры конденсатора $C_{\text{ф}}$. Пульсации напряжения на нагрузке обусловлены разрядом и зарядом конденсатора $C_{\text{ф}}$. Поэтому величину $\Delta U_{\text{с}} = \Delta U_{\text{н}}$ можно, как и в предыдущем случае, представить в виде:

$$\Delta U_{\text{с}} = \frac{I_{\text{н}} t_{\text{н}}}{C_{\text{ф}}} = \frac{I_{\text{н}}}{C_{\text{ф}}} \gamma T.$$

Коэффициент полезного действия. Регуляторы II и III типов не только похожи по принципу работы, характерным зависимостям, но и описываются одинаковыми выражениями для коэффициента полезного действия. В общем случае:

$$\eta = \frac{(1 - \gamma)^2}{(1 - \gamma)^2 + \frac{\gamma r_1 + (1 - \gamma) r_2}{R_H}},$$

а в частном, когда $r_1 = r_2 = r$,

$$\eta = \frac{(1 - \gamma)^2}{(1 - \gamma)^2 + \frac{r}{R_H}}.$$

Режим прерывистых токов. Режим прерывистых токов иллюстрируется временными диаграммами рис. 4.7, г. Регулировочная характеристика в режиме прерывистых токов описывается выражением [86]:

$$\frac{U_H}{U_H} = -\gamma \sqrt{m},$$

где $m = R_H / (2Lf)$.

На рис. 4.7, в приведены регулировочные характеристики регулятора в режиме прерывистых токов (пунктирные линии), построенные по этому выражению для различных значений m . Анализируя работу регуляторов II и III типов, можно сделать вывод, что рабочей областью регулировочных характеристик этих регуляторов является восходящий участок. Падающий участок характеристик использовать нецелесообразно из-за низкого значения η , которое в максимуме зависимости $U_H = f(\gamma_{\text{макс}})$ равно 0,5.

4.5. Однотактный обратногоходовой преобразователь напряжения

В обратногоходовом преобразователе (рис. 4.8) при замкнутом ключе (транзистор VT насыщен) к первичной обмотке W_1 прикладывается напряжение U_H , под действием которого через ключ протекает ток и в индуктивности L_1 обмотки W_1 накапливается энергия. При размыкании силового ключа ток $i_{\text{кл}}(t)$ трансформируется во вторичную обмотку, диод VD открывается и энергия, накопленная в индуктивности L_1 , передается в нагрузку (конденсатор фильтра C и резистор нагрузки R_H). Очевидно, что по принципу работы обратногоходовой преобразователь подобен регулятору III типа. Если коэффициент трансформации $K_{\text{тр}} = W_2 / W_1 = 1$ (где W — число витков соответствующих обмоток), то все расчетные соотношения регулятора III типа, рассмотренные выше для режима непрерывных токов, можно использовать для расчета преобразователя. Если $K_{\text{тр}} \neq 1$, то в расчетные формулы вводят коэффициент трансформации.

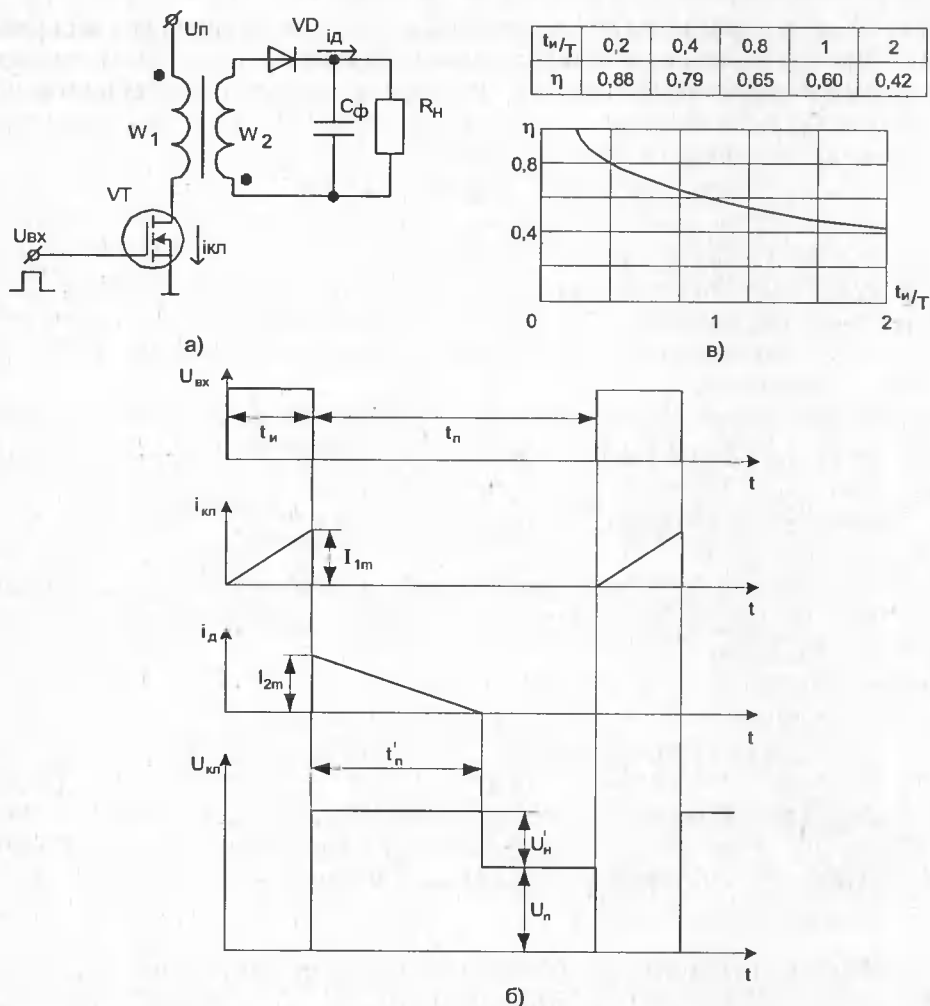


Рис. 4.8. Обратногоходовой преобразователь и его характеристики: а — принципиальная схема, б — временные диаграммы работы, в — зависимость КПД от временных соотношений

Обратногоходовой преобразователь чаще всего используют в режиме прерывистых токов. Временные диаграммы, характеризующие работу обратногоходового преобразователя в режиме прерывистых токов, приведены на рис. 4.8, б. Рассмотрим основные выражения для выбора элементов преобразователя.

Регулировочная характеристика. Особенностью регулировочной характеристики преобразователя является то, что коэффициент трансформации не влияет на величину выходного напряжения:

$$U_H = U_{п\Gamma} \sqrt{\eta \frac{\gamma^2 R_H}{2L_1 f}}.$$

Практически регулировочная характеристика имеет такой же вид, как и регулировочная характеристика регулятора III типа.

Внешняя характеристика. Внешнюю характеристику такого преобразователя характеризуют термином «крутая», подчеркивая сильную зависимость выходного напряжения от тока нагрузки:

$$U_H = \frac{1}{2} \eta \frac{U_{II}}{L_1} \gamma^2 T \frac{1}{I_H}.$$

В режиме холостого хода выходное напряжение может достигать неограниченно больших величин, что необходимо учитывать при настройке и ремонте источников питания с таким силовым узлом, подключая либо нагрузку, либо ее эквивалент.

Параметры ключа. Напряжение на закрытом ключе определяется суммой напряжений U_{II} и нагрузки U_H , приведенной в первичную цепь:

$$U_{\text{КЛМАКС}} = U_{II} + \frac{W_1}{W_2} U_H = U_{II} + U_H / K_{\text{ТР}}.$$

Очевидно, что для обеспечения надежной работы ключа коэффициент трансформации $K_{\text{ТР}}$ выбирается с учетом допустимого напряжения на ключе $U_{\text{доп}}$: $K_{\text{ТР}} > U_H / (U_{\text{доп}} - U_{II})$.

Максимальное значение тока ключа:

$$I_{\text{КЛМАКС}} = \frac{U_{II}}{L_1} t_{\text{и}} = \frac{U_{II}}{L_1} \gamma \eta.$$

Среднее значение тока ключа:

$$I_{\text{кл}} = \frac{1}{T} \frac{U_{II}}{L_1} \frac{t_{\text{и}}^2}{2} = \frac{U_{II}}{2L_1} \gamma^2 T.$$

Параметры диода. При замкнутом состоянии ключа к диоду VD прикладывается запирающее напряжение, определяемое суммой напряжений нагрузки U_H и напряжения U_{II} , приведенного в обмотку W_2 :

$$U_D = U_H + U_{II} \frac{W_1}{W_2} = U_H + K_{\text{ТР}} U_{II}.$$

Максимальное значение тока диода $I_{D \text{ МАКС}} = I_{\text{КЛ МАКС}} / K_{\text{ТР}}$.

Среднее значение тока диода $I_D = I_H$.

Параметры индуктивности. При выборе индуктивности L_1 необходимо знать ее граничное значение:

$$L_{\text{ГР}} \approx \frac{\gamma T P_H (1 - \gamma)^2}{2 K_{\text{ТР}}^2}.$$

Для работы преобразователя в режиме непрерывных токов индуктивность L_1 выбирается в 3—4 раза больше, чем граничная.

Параметры конденсатора. Конденсатор фильтра рассчитывается так же, как и для регулятора III типа:

$$C_{\Phi} = \frac{I_H \gamma}{f \cdot \Delta U_C},$$

где $\Delta U_C = U_{C \text{ макс}} - U_{C \text{ мин}}$ характеризует переменную составляющую выходного напряжения.

Коэффициент полезного действия. При расчете коэффициента полезного действия предположим, что потери на этапе накопления и отдачи энергии равны. Выражение для коэффициента полезного действия на этапе накопления имеет вид:

$$\eta = \frac{1}{1 + W_{\text{пот}} / W_{\text{зап}}} = \frac{1}{1 + \frac{2}{3} \frac{r_1}{L_1} t_H}.$$

Графическая зависимость $\eta = f(t_H/\tau_1)$, где $\tau_1 = L_1/r_1$, приведена на рис. 4.8, в. Очевидно, что для получения высоких значений коэффициента полезного действия необходимо выбирать соответствующее отношение t_H/τ_1 . Практически коэффициент полезного действия на этапе накопления не хуже, чем на этапе отдачи энергии. Поэтому результирующий КПД можно приближенно определить как $\eta_{\text{рез}} = \eta^2$.

4.6. Прямоходовой преобразователь

Прямоходовой преобразователь или преобразователь с размагничивающей обмоткой впервые был предложен в 1974 г. и в настоящее время достаточно широко применяется в ряде источников электропитания. Принципиальная схема преобразователя и временные диаграммы токов и напряжений в его узловых точках приведены на рис. 4.9.

При замкнутом состоянии ключа к обмотке W_1 прикладывается напряжение питания, которое трансформируется в обмотки W_P и W_H . Обмотки W_1 и W_H включены таким образом, что в этом интервале времени t_H под действием положительного напряжения обмотки W_H открыт диод VD2 и энергия от источника U_H передается в нагрузку. На интервале t_H рост тока $i_{\text{кл}}(t)$ обусловлен двумя причинами: изменением тока $i_L(t)$, приведенного в обмотку W_1 , и изменением тока намагничивания трансформатора $i_m(t)$.

Протекающий в обмотке ток намагничивания $i_m(t)$ имеет только одну полярность (рис. 4.9, б), что приводит к намагничиванию сердечника только в одном направлении и накоплению в нем энергии. К следующему интервалу t_H сердечник должен быть размагничен и накопленная энергия выведена из сердечника, в противном случае сердечник трансформатора насыщается. Для размагничивания сердечника трансформатора в преобразователь вводят размагничивающие цепи.

Одним из вариантов таких цепей является цепь, содержащая размагничивающую обмотку W_P и диод VD₁, вступающие в работу при разомкнутом

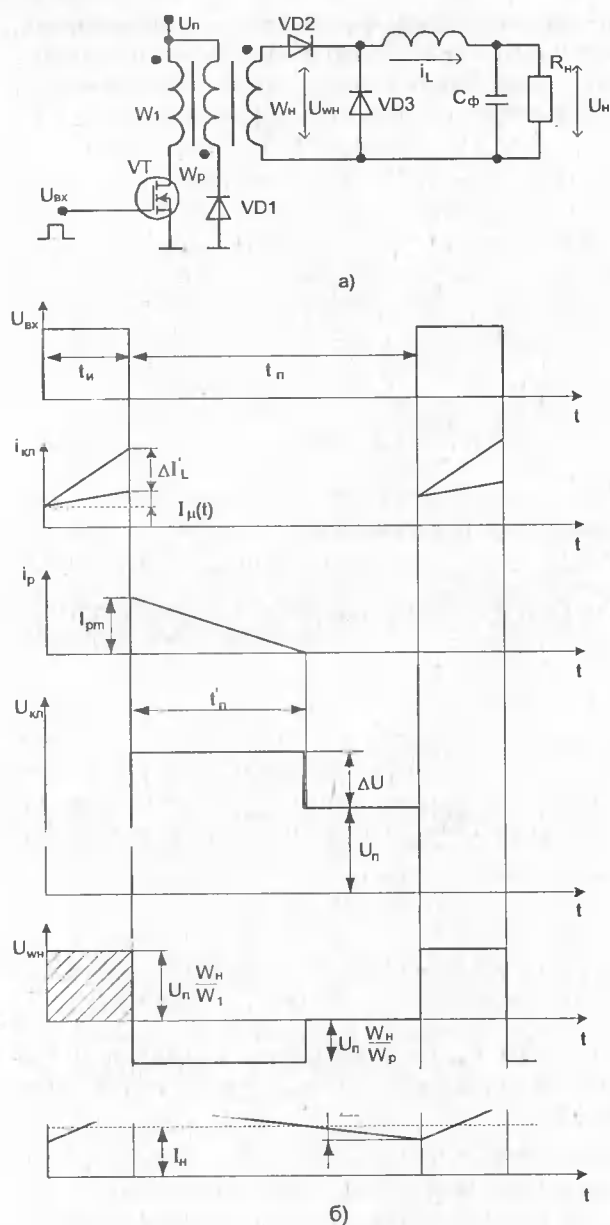


Рис. 4.9 Прямоходовой преобразователь напряжения (а) и его временные диаграммы работы (б)

состоянии ключа (интервал паузы). В интервале паузы на обмотке W_P появляется напряжение, которое открывает диод VD_1 , и накопленная в трансформаторе энергия через обмотку W_P возвращается в источник U_{Π} , ток $i_p(t)$ уменьшается, достигая своего нулевого значения в интервале времени $t'_n < t_n$.

Начальное значение тока $I_{P \text{ МАКС}}$ определяется током $I_{\mu \text{ МАКС}}$ и коэффициентом трансформации между обмотками W_1 и W_P . Нулевое установившееся значение тока $i_p(t_n)$ — непременное условие нормальной работы сердечника трансформатора, в противном случае может произойти насыщение сердечника и срыв работы преобразователя.

При протекании тока в размагничивающей обмотке напряжение на закрытом ключе определяется суммой напряжений питания U_{Π} и напряжения на обмотке W_P , приведенного в обмотку W_1 :

$$U_{кп} = U_{\Pi} + U_{\Pi} \frac{W_1}{W_P}.$$

В этом же интервале вре-

на обмотке W_n напряжение меняет полярность, что приводит к выключению диода VD_2 и протеканию тока $i_L(t)$ индуктивности L через нагрузку и диод VD_3 . При этом ток $i_L(t)$ уменьшается. Работа выходной цепи преобразователя, состоящей из индуктивно-

сти L , конденсатора C и диода VD_3 , полностью соответствует работе регулятора I типа.

Из принципа работы преобразователя следует возможность получения одновременно нескольких выходных напряжений, разных по знаку и уровню. Величина выходного напряжения определяется постоянной составляющей напряжения (заштрихованный участок графика рис. 4.9, б), которая, без учета потерь, равна

$$U_H = U_{\Pi} \frac{W_H}{W_1} \gamma.$$

Очевидно, что для реальных зависимостей $U_H = f(\gamma)$, $U_H = f(I_H)$ можно использовать аналогичные зависимости регулятора I типа, введя в них коэффициент трансформации:

$$\frac{U_H}{U_{\Pi}} = \frac{\gamma(W_H / W_1)}{1 + \gamma r'_1 + (1 - \gamma)r_2};$$

$$U_H = \gamma \left(\frac{W_H}{W_1} \right) U_{\Pi} - I_H [\gamma r'_1 + (1 - \gamma)r_2],$$

где $r'_1 = (r_{\text{кл}} + r_{\text{TP1}}) (W_H/W_1)^2 + r_{\text{Д2}} + r_{\text{TP2}}$; $r_2 = r_L + r_{\text{Д3}}$; $r_{\text{кл}}$, r_{TP2} , r_{TP1} , $r_{\text{Д2}}$, $r_{\text{Д3}}$, r_L — сопротивление потерь соответственно: ключа, обмотки W_1 , обмотки W_H , диодов VD_2 , VD_3 и индуктивности L .

Важной особенностью преобразователя с размагничивающей обмоткой является выбор диапазона изменения коэффициента γ с учетом коэффициента трансформации между основной обмоткой W_1 и размагничивающей W_P . При условии равенства нулю тока размагничивающей обмотки в конце периода, получаем условие, по которому рассчитываем допустимое значение коэффициента заполнения

$$\gamma < \frac{1}{1 + \frac{W_P}{W_1}}.$$

Параметры ключа. Коэффициент трансформации между размагничивающей W_P и основной W_1 обмотками существенно влияет на напряжение, прикладываемое к ключевому элементу:

$$U_{\text{кл макс}} = U_{\Pi} \left(1 + \frac{W_1}{W_P} \right).$$

Всегда должно выполняться условие $U_{\text{кл макс}} < U_{\text{доп}}$. Среднее значение тока ключа ориентировочно можно определить через мощность нагрузки при заданном значении коэффициента полезного действия:

$$I_{\text{кл}} = \frac{P}{U_{\Pi} \eta}.$$

Максимальное значение тока ключа $I_{\text{кл макс}}$ складывается из двух составляющих:

$$I_{\text{макс}} = I_{\mu \text{ макс}} + I_{L \text{ макс}} = \frac{U_{\text{п}}}{L_1} \gamma T + \left(I_{\text{н}} + \frac{U_{\text{п}} (W_{\text{н}} / W_1)}{2L} \right) \frac{W_{\text{н}}}{W_1}.$$

Параметры диодов. Диод размагничивающей обмотки VD1 при замкнутом ключе находится под обратным напряжением

$$U_{\text{д1}} = U_{\text{п}} + U_{\text{п}} \frac{W_{\text{п}}}{W_1} = U_{\text{п}} \left(1 + \frac{W_{\text{п}}}{W_1} \right).$$

Среднее значение тока диода VD1 определим для наихудшего случая, когда ток $i_{\text{р}}$ становится равным нулю в момент $t = T$:

$$I_{\text{д1}} = \frac{1 - \gamma_{\text{доп}}}{2} I'_{\text{м}},$$

где $I'_{\text{м}}$ — значение тока намагничивания обмотки W_1 , приведенное в обмотку $W_{\text{п}}$.

Максимальное значение тока VD1 $I_{\text{д1 макс}} = I'_{\text{м}}$.

Максимальное напряжение на диоде VD2 определяется напряжением на обмотке $W_{\text{н}}$:

$$U_{\text{д2}} = U_{\text{п}} \frac{W_{\text{н}}}{W_{\text{п}}}.$$

Среднее значение тока диода VD2 ориентировочно рассчитывается как $I_{\text{д2}} \approx \gamma I_{\text{н}}$, а максимальные значения токов диодов VD2 и VD3 определяются максимальным значением тока индуктивности L .

Параметры диода VD3 рассчитывают аналогично расчету параметров диода регулятора I типа:

$$U_{\text{д3}} = U_{\text{н}} \frac{W_{\text{н}}}{W_1}; \quad I_{\text{д3}} = (1 - \gamma) I_{\text{н}}; \quad I_{\text{д3 макс}} = I_{\text{н}}.$$

Параметры индуктивности L и конденсатора C рассчитывают как для регулятора I типа:

$$L > L_{\text{гр}} = \frac{(1 - \gamma) T R_{\text{н}}}{2}, \quad C = \frac{U_{\text{п}} (1 - \gamma) \gamma}{\Delta U \quad 8Lf}.$$

В выражении для коэффициента полезного действия регулятора I типа заменив сопротивление r_1 на r'_1 , получим формулу для расчета коэффициента полезного действия рассматриваемого преобразователя.

В связи с отсутствием методик расчета преобразователя с размагничивающей обмоткой, можно рекомендовать начинать расчет с выбора ключевого

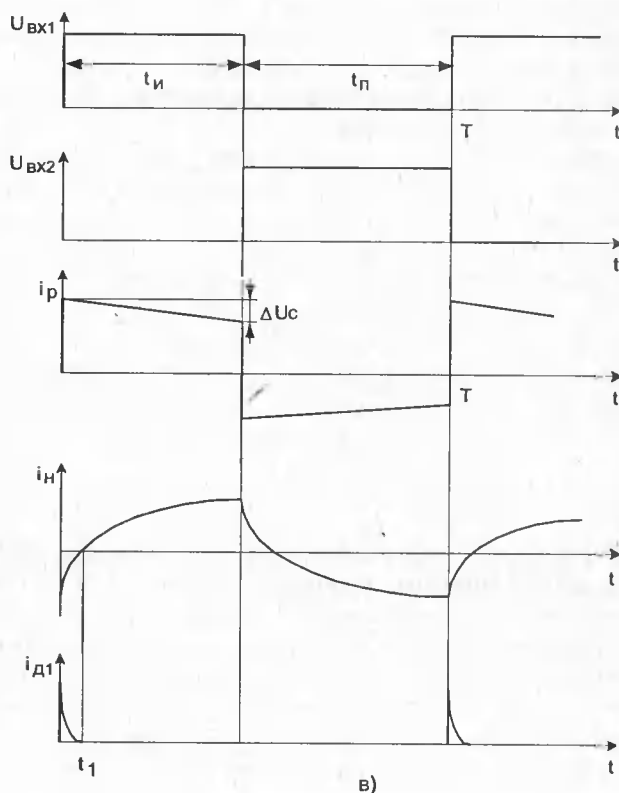
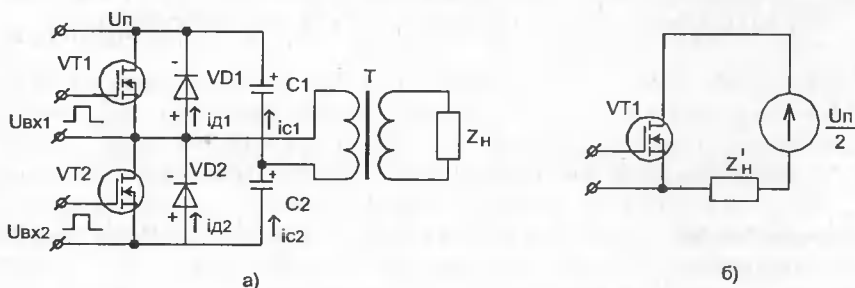


Рис. 4.10. Полумостовой преобразователь

элемента. Разница между допустимым напряжением на ключевом элементе и напряжением U_{Π} определит соответствующее соотношение между обмотками W_p и W_1 и $\gamma_{\text{доп}}$. Следующим шагом является задание величины тока I_{μ} , который создает дополнительные потери в схеме. Стремление уменьшить этот ток за счет увеличения индуктивности обмотки W_1 приводит к росту числа витков и, соответственно, омического сопротивления обмотки. Рекомендуемая величина I_{μ} выбирается в пределах 5...15% от тока нагрузки, приведенного в цепь обмотки W_1 .

4.7. Полумостовой преобразователь напряжения

В схеме полумостового преобразователя (рис. 4.10) силовые ключи VT1 и VT2 работают поочередно. При замкнутом ключе (например, включен VT1) к первичной обмотке трансформатора подключается конденсатор C_1 с напряжением $U_{C1} = U_{\Pi}/2$. На этом интервале работу преобразователя можно рассматривать как работу ключа с комплексной нагрузкой, которой является первичная обмотка трансформатора с приведенной в нее нагрузкой (рис. 4.10, б). При этом напряжение питания определяется напряжением U_{C1} . К второму ключу в этом интервале прикладывается напряжение U_{Π} . Ориентировочный расчет ключа выполняется по методикам, приведенным в главе 3 в соответствии с характером нагрузки. Особенностью двухтактных схем при активно-индуктивной нагрузке с нулевым диодом является шунтирование им открывающегося транзистора. Например, диод VD1 шунтирует ключ VT1 на интервале $0 - t_1$.

Напряжение на нагрузке, определяемое напряжением конденсаторов, имеет прямоугольную форму за счет разряда емкости C_{Φ} . Для получения соотношений для выбора емкостей допустимо считать, что нагрузка носит чисто активный характер и переменное напряжение на конденсаторе:

$$\Delta U_C = \frac{U_{\Pi} T}{2R_H 2C} = \frac{U_{\Pi}}{4} \frac{T}{CR_H}.$$

Для получения прямоугольной формы выходного напряжения необходимо выполнить условие

$$\frac{\Delta U_C}{U_{\Pi}} = \frac{T}{4CR_H} \ll 1.$$

К достоинствам полумостовой схемы относят отсутствие постоянной составляющей тока в первичной обмотке трансформатора.

Недостатками полумостовой схемы являются повышенные требования к конденсаторам, которые должны работать с током $i_C = i_H / 2$, и возможность появления сквозных токов в ключах в момент их переключения. Первый недостаток устранить нельзя, а для устранения второго между моментами включения одного и выключения другого вводят временную задержку, длительность которой определяется временем переключения применяемых транзисторов.

5. Практические схемы источников питания

Число практических схем источников электропитания на мощных полевых транзисторах настолько велико, что только по их описанию можно было бы подготовить огромную книгу. Поэтому приведенные в этой главе материалы следует рассматривать как обзорную подборку по схемотехнике источников вторичного электропитания на мощных полевых транзисторах. Авторы старались сделать эту подборку достаточно представительной — описаны линейные и ключевые стабилизаторы напряжения, источники электропитания на базе регуляторов I, II и III типов, полные схемы лабораторных и иных источников электропитания импульсного и резонансного типов.

5.1. Линейные стабилизаторы напряжения

Линейными стабилизаторами называют устройства, в которых регулирующий элемент работает в линейном режиме. Выходное напряжение в таких стабилизаторах сравнивается с опорным и разница (обычно после усиления) используется для управления регулирующим элементом — в нашем случае мощным полевым транзистором.

Простейшей схемой линейного стабилизатора является **источковый повторитель** (рис. 5.1, а), на вход которого подается опорное напряжение $U_{оп}$. В этом стабилизаторе разность выходного и опорного напряжения не усиливается, а прямо подается на вход (затвор-исток) регулирующего мощного полевого транзистора.

Изменения $U_{п}$ передаются на вход стабилизатора через внутреннее сопротивление R_i мощного ПТ, рабочая точка которого должна быть на пологих участках

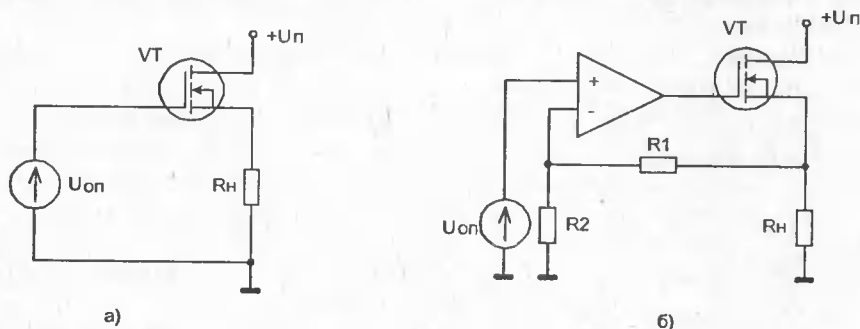


Рис. 5.1. Стабилизаторы напряжения на основе схемы с общим стоком (а) и с операционным усилителем в цепи обратной связи (б)

выходных ВАХ. Выходное напряжение при $R_i \rightarrow \infty$, $U_H \approx U_{OP} - U_O - R_{BЫX} I_H$, где $R_{BЫX} \approx 1/S$ — выходное сопротивление. Коэффициент стабилизации

$$K_{CT} \approx \frac{\Delta U_{П} / U_{П}}{\Delta U_{H} / U_{H}} = \frac{U_{H}}{U_{П}} \frac{R_H || R_{BЫX}}{R_i + (R_H || R_{BЫX})}$$

Минимальное напряжение на входе $U_{П\ мин} \approx U_{OP} + U_{OCT}$, где U_{OCT} — остаточное напряжение (сток-исток), при котором рабочая точка транзистора расположена на пологих участках ВАХ. Рассеиваемая транзистором мощность $P_T = (U_{П} - U_H)I_H$, потребляемая мощность $P = U_{П}I_H$ и КПД $\eta = P_H/P_{П} = U_H I_{П}/U_{П} I_{П} = U_H/U_{П}$.

Максимальное значение КПД $\eta_{МАКС} \approx U_H/(U_H + U_{OCT})$. При $S = 0,1 \dots 10$ А/В, $R_{BЫX} = 0,1 \dots 10$ Ом, K_{CT} достигает нескольких десятков, а $\eta_{МАКС} = 0,4 \dots 0,6$ (при $U_{OCT} = 1 \dots 1,5$ В и $U_H \approx 2 \dots 15$ В).

Применение мощных ПТ в линейных стабилизаторах дает ряд достоинств. При средних мощностях (единицы — десятки ватт) работа мощных ПТ более стабильна, чем биполярных транзисторов, поскольку мощные ПТ имеют отрицательный температурный коэффициент изменения тока стока, не подвержены тепловому и слабо подвержены вторичному пробое. Мощные ПТ имеют меньшее (примерно на порядок) время установления U_H при бросках тока I_H . Наконец, схемы типа рис. 5.1 не боятся кратковременных замыканий нагрузки.

К недостаткам их следует отнести большие U_{OCT} и малый КПД. Хотя современные мощные МДП-транзисторы имеют U_{OCT} до 1—2 В, у многих приборов U_{OCT} намного выше. Следует отметить также, что невысокий КПД связан и с необходимостью иметь запас по напряжению $U_{П}$ при его колебаниях (обычно в пределах $\pm 10 \dots 20\%$).

Показатели $R_{BЫX}$ и K_{CT} могут быть существенно улучшены при введении в цепь регулирования усилителя (рис. 5.1, б). В результате получается типовая схема компенсационного линейного стабилизатора. При этом $R_{BЫX}$ уменьшается в А раз, а K_{CT} увеличивается в А раз, где $A \approx 1 + \beta K = 1 + K R_2/(R_1 + R_2)$, а К — коэффициент усиления усилителя. Использование интегральных операционных усилителей, у которых $K > 10^4$, ведет к резкому улучшению показателей стабилизаторов.

Важно отметить, что высокое входное сопротивление R_{BX} мощных ПТ (в отличие от биполярных) резко уменьшает нагрузку на источник опорного напряжения U_{OP} в схеме рис. 5.1, а и нагрузку выходной цепи усилителя в схеме рис. 5.1, б. К примеру, если бы $I_H \approx 1 \dots 10$ А, то ток базы биполярного транзистора достиг бы сотен миллиампер и его прямое применение в схемах рис. 5.1 было бы просто невозможным (тогда как мощный ПТ может использоваться).

В [83, 84] описан ряд «классических» схем линейных стабилизаторов напряжения на мощных МДП-транзисторах (рис. 5.2).

В них усилитель выполнен на дискретных (биполярных и полевых) маломощных транзисторах. Как известно, коэффициент усиления каскада на биполярном транзисторе, включенного по схеме с общим эмиттером,

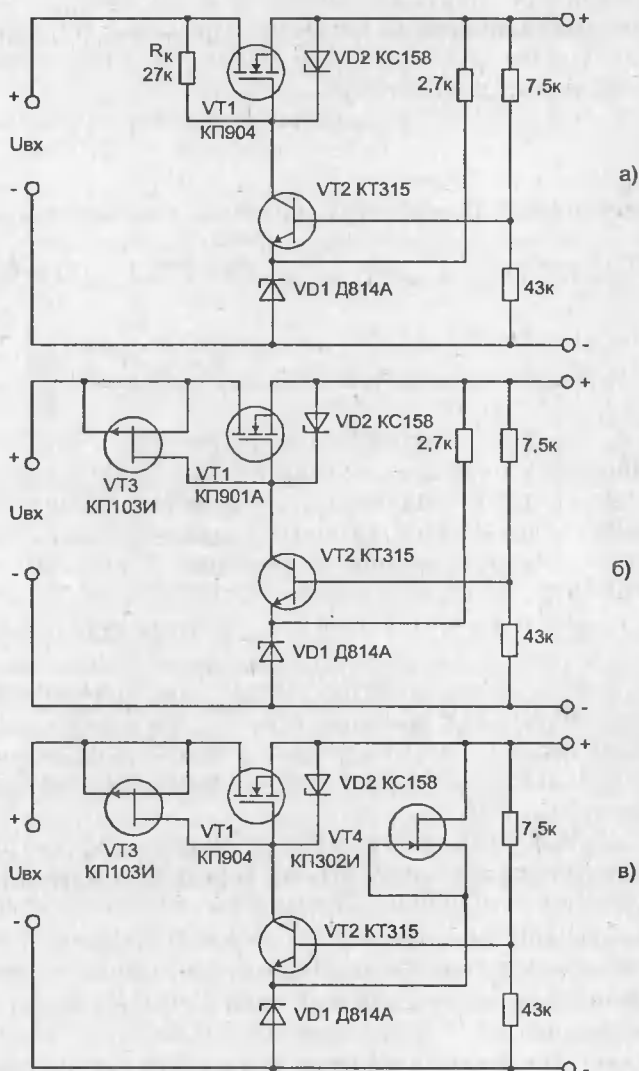


Рис. 5.2. Практические схемы компенсационных стабилизаторов напряжения с усилителем рассогласования (а), с токостабилизирующими транзисторами в цепи источника опорного напряжения (б) и в усилителе рассогласования (в)

$K \approx h_{21} R_K / R_{ВХ}$ увеличивается с ростом R_K и может достигать нескольких сотен и даже тысяч. Высокое $R_{ВХ}$ повторителя на мощном МДП-транзисторе VT1 позволяет в полной мере использовать усилительные свойства VT2 (на это указывает величина $R_K = 27$ кОм) в схеме рис. 5.2, а.

Дальнейшее увеличение K достигается заменой R_K на токостабилизирующий полевой транзистор VT3 (рис. 5.2, б). Ток в цепи опорного стабилитрона VD1 задается также токостабилизирующим транзистором VT4 (рис. 5.2, в).

5. Практические схемы источников питания

В качестве токостабилизирующих цепей использованы ПТ с управляющим р-п переходом в двухполюсном включении. Возможно применение и других токостабилизирующих двухполюсников.

В табл. 5.1 приведены параметры стабилизаторов, показанных на рис. 5.2.

Таблица 5.1. Параметры линейных стабилизаторов

Тип транзистора VT1	Схема рис. 5.2	K_{CT}	$R_{ВЫХ}$, Ом	$I_{Н\text{ ном}}$, А	$I_{Н\text{ макс}}$, А
КП902Б	а	173	0,14	0,05	0,3
	б	950	0,8	0,05	0,3
	в	1050	0,14	0,05	0,3
КП901А	а	100	0,14	0,1	1,2
	б	970	0,6	0,1	1,2
	в	1120	0,4	0,1	1,2
КП904	а	190	0,008	0,5	3
	б	993	0,002	0,5	3
	в	1200	0,004	0,5	3

Они получены при $U_{П} = U_{ВХ} = 24$ В и $U_{Н} = 10$ В. Использовались различные типы мощных ПТ. Сравнивая относительно маломощные стабилизаторы с регулирующим транзистором КП902 ($I_{Н\text{ макс}}$ до 0,3 А) с более мощным КП904Б ($I_{Н\text{ макс}}$ до 3 А), нетрудно заметить, что $K_{СТ}$ слабо зависит от типа регулирующего транзистора. Это объясняется тем, что мощный ПТ включен как истоковый повторитель, а $K_{СТ}$ зависит в основном от усиления каскада рассогласования. Таким образом, не меняя схему, а заменяя лишь регулирующей МДП-транзистор, можно получать разную величину $I_{Н\text{ макс}}$. Выходное сопротивление стабилизатора уменьшается при использовании более мощных полевых транзисторов с большей крутизной S .

На рис. 5.3 показаны зависимости $U_{Н}$ от тока нагрузки.

Этот ток регулировался изменением $R_{Н}$ от бесконечности до нуля. Нетрудно заметить, что стабилизаторы при больших $I_{Н}$ имеют резко падающие участки этих зависимостей (т. е. при коротких замыканиях нагрузки обеспечивается ограничение тока). Как уже отмечалось, для достижения наибольших $K_{СТ}$ и малых $R_{ВЫХ}$ следует применять схемы, подобные приведенным на

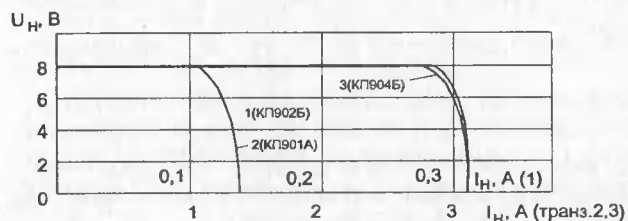


Рис. 5.3. Внешняя характеристика стабилизатора с регулирующим транзистором КП902Б (1), КП901А (2) и КП904 (3)

рис. 5.1, 6. В этом случае неустойчивость $U_{Н}$ может быть снижена до тысячных долей процента, а $R_{ВЫХ}$ до тысячных долей Ома и меньше.

На рис. 5.4 показана схема мощного двухполярного стабилизирующего источника с выходным напряжением ± 5 В и током нагрузки до 10 А [196].

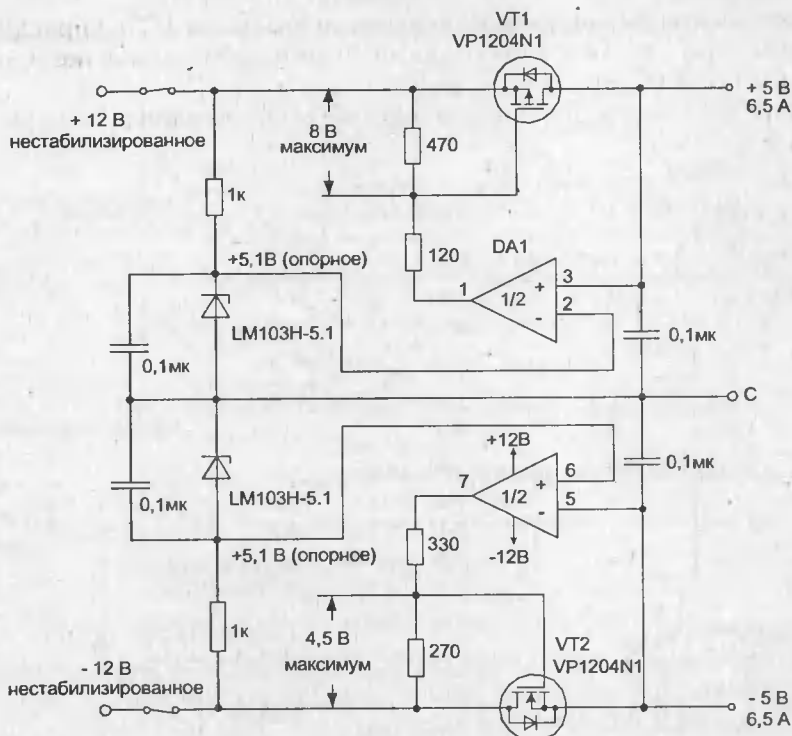


Рис. 5.4. Двухполярный стабилизирующий источник

Эта схема достаточно проста и содержит небольшое количество деталей. В качестве регулирующих элементов здесь использованы мощные полевые транзисторы с разным типом проводимости каналов. В источнике предусмотрена двойная защита транзисторов при перегрузках по току. Первая ступень обеспечивает ограничение тока заданным уровнем максимального напряжения на затворах транзисторов. Вторая определяется термореле, которое реагирует на нагрев транзисторов до заданной температуры.

При питании бытовой электронной аппаратуры от аккумулятора возникает необходимость в получении нескольких уровней напряжения. Пример такого источника приведен на рис. 5.5 [196]. На его выходе создаются три разных уровня напряжений: нестабилизированное -9 В и два стабилизированных напряжения 6 и $2,5\text{ В}$.

Смещенный резистором $R1$ стабилитрон $VD3$ обеспечивает опорное напряжение $2,5\text{ В}$ на эмиттере транзистора $VT1$. Делитель напряжения, образованный $VD1$, $VD2$, $R2$, $R3$, уменьшает 6 -вольтовый перепад до двух вольт, чтобы получить управляющее напряжение на базе транзистора $VT1$. Если перепад менее 6 В , управляющее напряжение падает ниже 2 В , увеличивая открывающее смещение на переходе база-эмиттер транзистора $VT1$. Приращение тока коллектора усиливается транзистором $VT2$, в результате чего увеличивается напряжение смещения затвор-исток $VT3$. Ток стока транзистора $VT3$

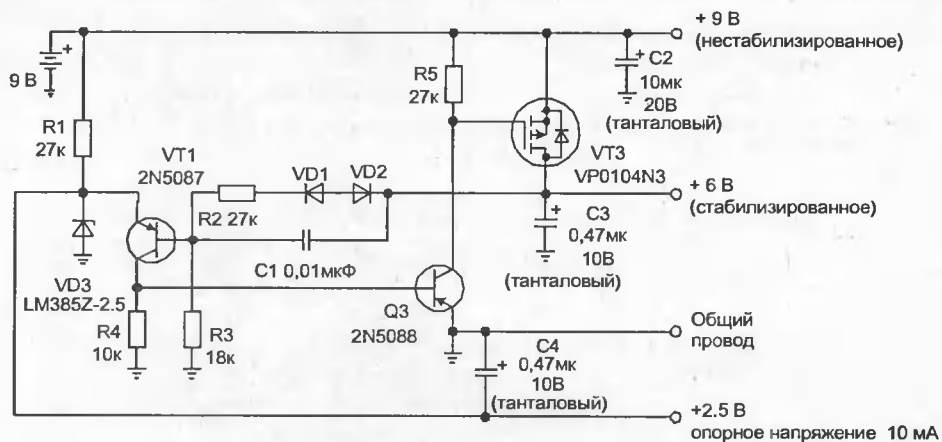


Рис. 5.5. Трехканальный источник питания

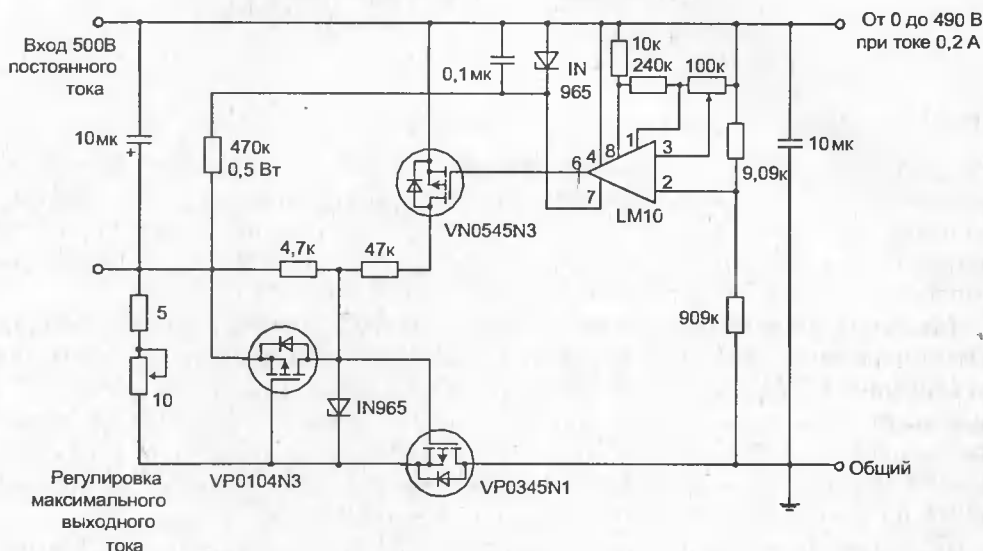


Рис. 5.6. Высоковольтный линейный стабилизатор

возрастает, восстанавливая 6-вольтовый перепад до требуемого значения. Диоды VD1 и VD2 обеспечивают температурную компенсацию перехода база-эмиттер транзистора VT1. Максимальное значение тока 6-вольтового выхода составляет 50 мА при выходном сопротивлении значительно меньше 1 Ом. В режиме холостого хода потребление тока от батареи (аккумулятора) не превышает 350 мкА. Коэффициент полезного действия при токе нагрузки 10 мА не хуже 0,7...0,8.

Особый интерес представляют высоковольтные линейные стабилизаторы. Схема перестраиваемого высоковольтного линейного стабилизатора представлена на рис. 5.6 [196].

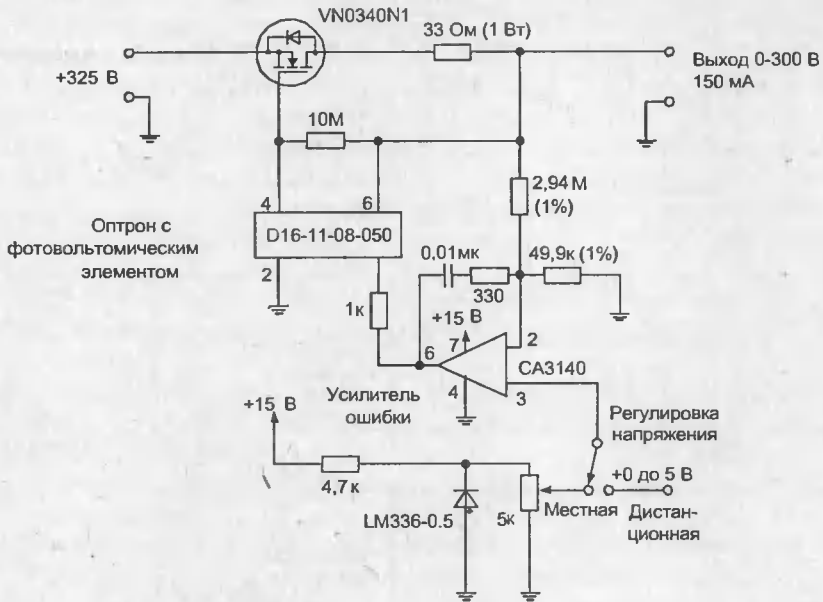


Рис. 5.7. Линейный стабилизатор с оптронным управлением

Особенностью схемы является включение регулирующего транзистора по схеме с заземленным выводом стока, что позволяет в качестве радиатора использовать корпус стабилизатора. Выходное напряжение может плавно регулироваться в пределах 0...490 В при токе нагрузки до 0,2 А. В схеме предусмотрено также регулирование максимального тока нагрузки.

Малая мощность управления полевым транзистором позволяет использовать оптронные элементы управления. Пример такого использования показан на рис. 5.7 [196]. В этой схеме регулирующий транзистор управляется с помощью диодного оптрона, работающего в фотогальваническом режиме. Этот стабилизатор позволяет регулировать выходное напряжение в пределах 0...300 В при токе до 150 мА. Резистор в цепи истока (33 Ом, 1 Вт) предназначен для ограничения выходного тока в заданных пределах.

Для лабораторных целей, когда необходимо регулировать напряжение и ток в широких пределах, можно рекомендовать схему, представленную на рис. 5.8 [197]. Параллельное соединение трех регулирующих полевых транзисторов обеспечивает рассеивание достаточно большой мощности (до 120 Вт), что необходимо при широком диапазоне выходных напряжений и токов.

Транзистор VT4 задает постоянную токовую нагрузку в 100 мА, обеспечивая хороший рабочий режим стабилизатора даже при значениях выходного напряжения или тока, близких к нулю, за счет удержания регулирующих транзисторов в активном режиме. Узел на интегральной схеме DA2 позволяет создавать на выходе стабилизатора режим источника тока, регулируя его величину с помощью резистора R2. Дополнительный источник двухполярного напряжения обеспечивает необходимый режим всех узлов схемы для широкого диапазона регулировки напряжения.

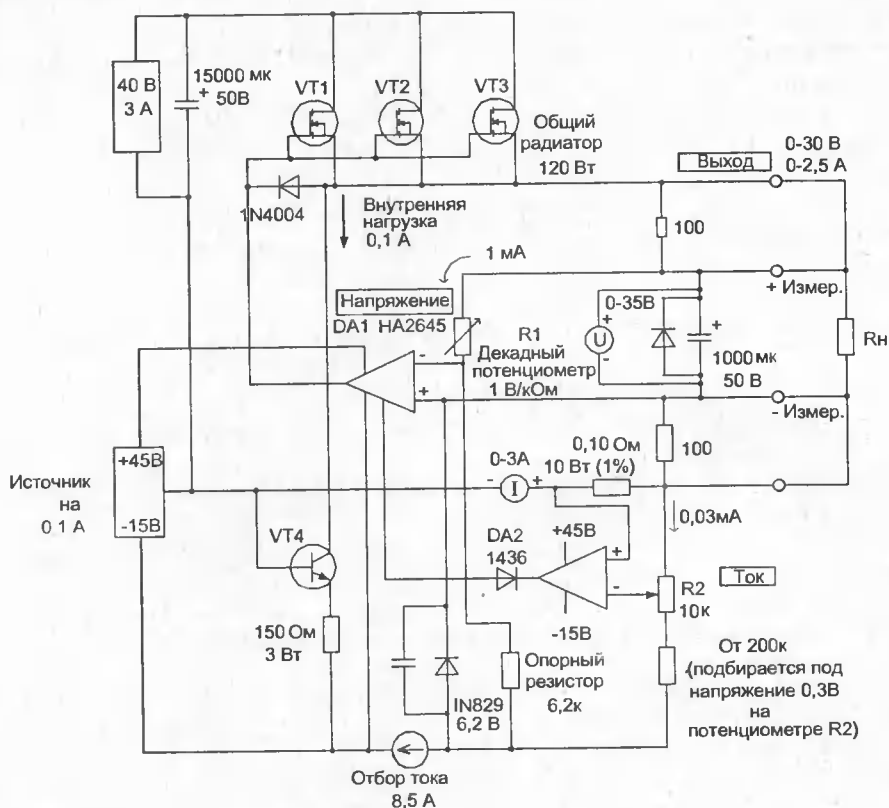


Рис. 5.8. Лабораторный источник напряжения

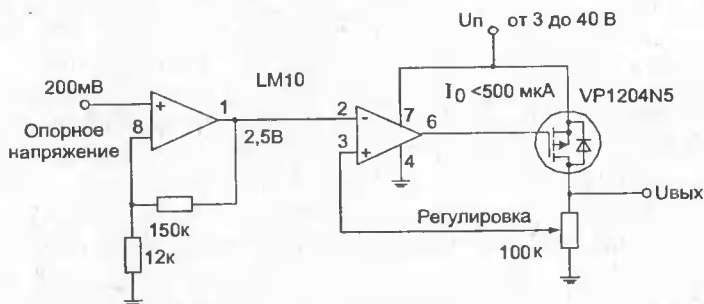


Рис. 5.9. Малогабаритный линейный стабилизатор

Схема миниатюрного стабилизатора с малым падением напряжения представлена на рис. 5.9 [196]. Четыре компонента и р-канальный МОП-транзистор — это все, что требуется для изготовления прецизионного регулируемого стабилизатора на выходной ток до 1 А.

Этот линейный стабилизатор очень выгоден из-за очень малых токов управления и обеспечивает стабильную малую потребляемую мощность (при-

мерно 4,5 мВт при входном напряжении 9 В). Малые падения напряжения и малые размеры позволяют использовать схему в большинстве видов портативной аппаратуры при питании от батарей.

Приведенные выше стабилизаторы и подобные им устройства широко применяются в качестве лабораторных источников стабилизированного напряжения с повышенным качеством, т. е. с ничтожными пульсациями напряжения на выходе и его высокой стабильностью. Характерный для всех них недостаток — невысокий КПД в данном случае отходит на второй план.

5.2. Источники питания на базе импульсных регуляторов

Низкие энергетические показатели линейных стабилизаторов связаны с тем, что через регулирующий элемент непрерывно течет ток при значительном напряжении на нем.

Основным способом улучшения этих показателей является переход к импульсному способу регулирования.

Наиболее простыми представителями импульсных устройств являются регуляторы, принцип работы которых и выбор элементной базы изложен в главе 4. Стабилизирующее устройство, выполненное на базе регулятора I типа с релейным законом управления, приведено на рис. 5.10 [87].

Схема релейного управления содержит регенеративный компаратор (на операционном усилителе $\mu A710$) и ключ на биполярном транзисторе VT2. При открытом регулирующем транзисторе (мощный МДП-транзистор VT1) ток индуктивности L и напряжение на резисторе R_0 растут. Когда напряжение на резисторе достигает уровня 50 мВ, срабатывает компаратор и открывается транзистор VT2. В результате напряжение на затворе VT1 падает почти до нуля, транзистор VT1 закрывается и ток индуктивности начинает протекать через диод VD1. Теперь ток индуктивности начинает уменьшаться и

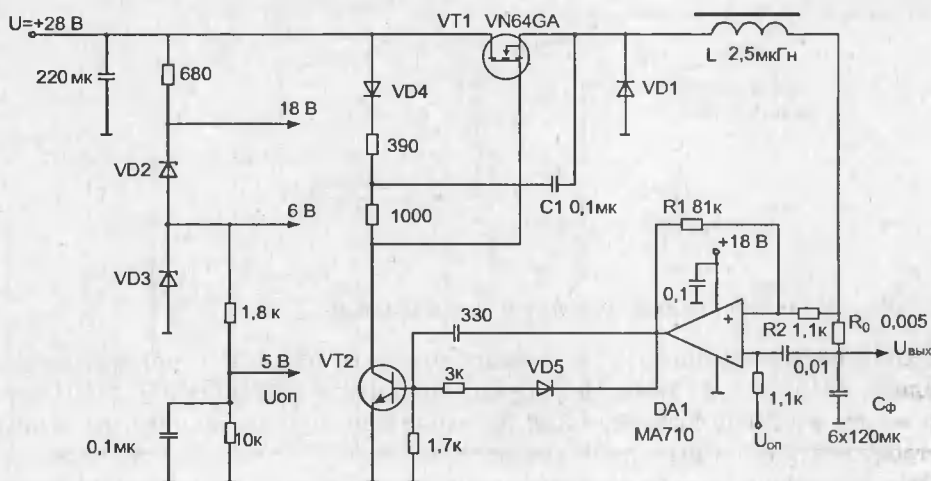


Рис. 5.10. Источник питания с релейным законом управления

уменьшается падение напряжения на резисторе R_0 . Когда оно уменьшится на величину ΔU_{II} , компаратор возвращается в исходное состояние, VT2 закрывается и напряжение на затворе транзистора VT1 становится положительным. VT1 открывается, диод VD1 закрывается, и ток через индуктивность вновь растет.

Амплитуда импульсов на затворе должна превышать амплитуду импульсов на истоке для того, чтобы транзистор VT1 работал в ключевом режиме. Это достигается цепью так называемой «вольтдобавки», осуществляемой через конденсатор C1. При $U_{\text{вых}} = 5 \text{ В}$ и токе нагрузки до 5 А устройство имеет КПД порядка 75% на частоте преобразования 200 кГц. С помощью резисторов R1 и R2 задается ширина петли гистерезиса ΔU_{II} .

Если необходимо иметь повышенное напряжение на нагрузке относительно исходного, то часто используют регулятор II типа (рис. 5.11) [88].

При подключении к сети U_{II} первым включается транзистор VT2 и в индуктивности идет процесс накопления энергии. Напряжение на затворе транзистора VT1 определяется напряжением стока VT2, и когда оно становится больше, чем пороговое, транзистор VT1 открывается, а транзистор VT2 закрывается. Энергия, накопленная в индуктивности, передается в нагрузку. Когда выходное напряжение становится больше напряжения стабилизации VD3, открывается транзистор VT3, задерживая очередное включение VT2, этим стабилизируется выходное напряжение. При входном напряжении $U_{II} = 8 \dots 12 \text{ В}$ и токе $I_H = 1 \text{ мА}$ КПД $\approx 70\%$. Такой малый ток является спецификой этого источника с высоким (150 В) выходным напряжением.

Регуляторы III типа применяются для получения выходного напряжения противоположной полярности относительно источника питания. Однако чаще всего такие регуляторы используют для формирования регулируемого импульсного питания емкостных накопителей в устройствах электропитания лазеров, электроэрозионных станков и т. д. Функциональная схема одного из

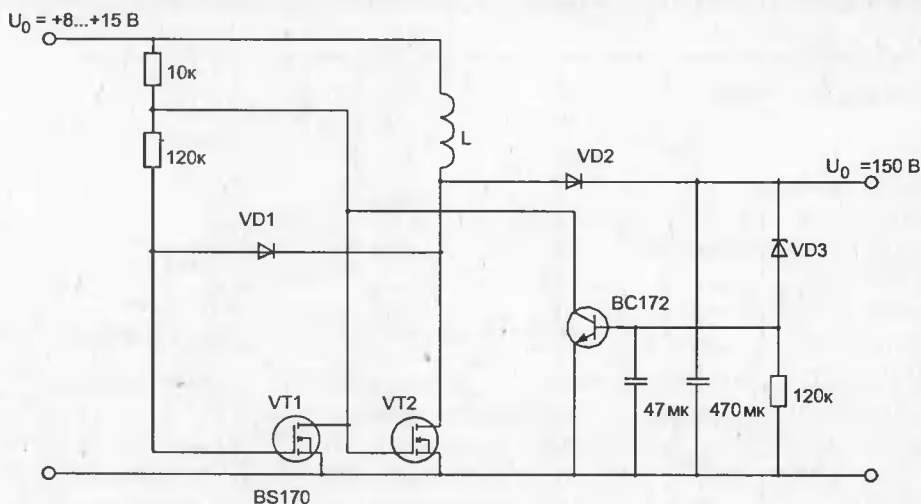


Рис. 5.11. Источник питания на базе регулятора II типа

таких устройств (рис. 5.12) содержит релейный элемент на базе интегрально-го компаратора (ИК) с верхним $U_{\text{ВН}}$ и нижним $U_{\text{НН}}$ порогами срабатывания, задающий генератор (ЗГ), ждущий мультивибратор (ЖМ) и усилитель напряжения (УН), управляющий МДП-транзистором VT1.

Генератор ЗГ запускает ЖМ и силовой ключ VT1, при этом через индуктивность начинает протекать ток. При токе, протекающем через датчик то-

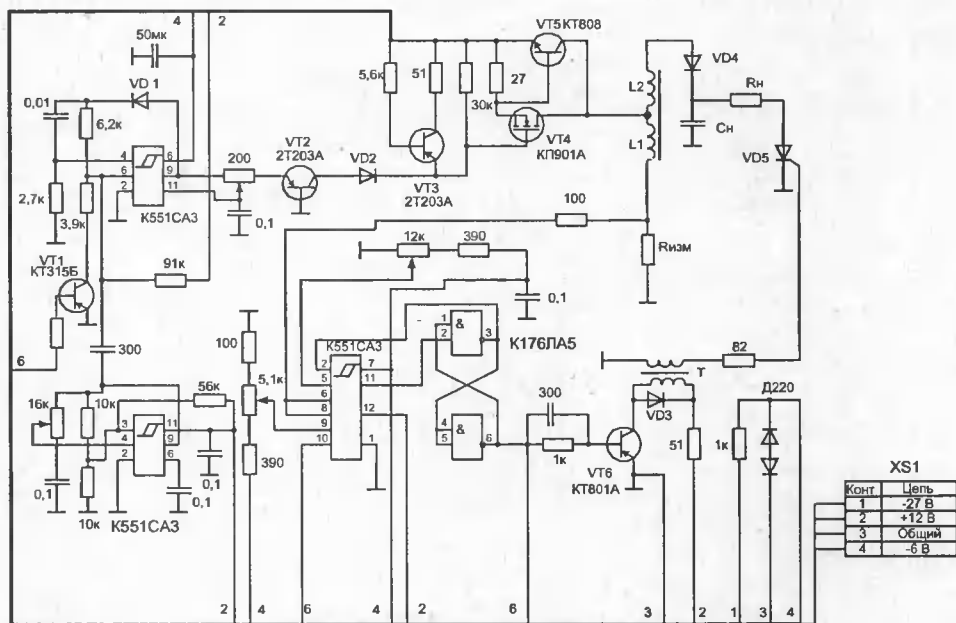
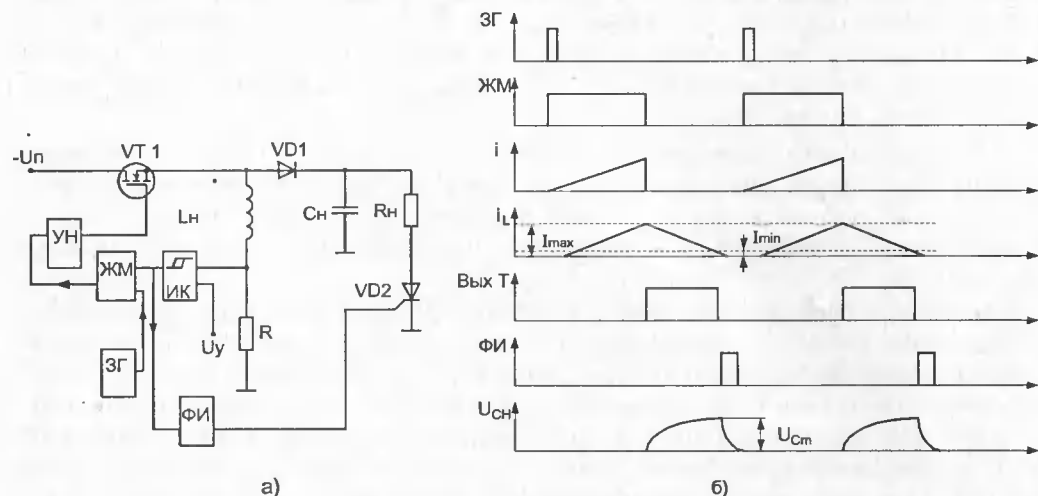


Рис. 5.12. Функциональная схема источника питания на базе регулятора III типа (а), временные диаграммы его работы (б) и электрическая схема (в)

5. Практические схемы источников питания

ка — резистор R , равном $i_R = I_{\text{MAX}} = U_{\text{ВП}}/R$, релейный элемент срабатывает, выключая силовой ключ. Энергия, накопленная в индуктивности, передается конденсатору C_H . В момент, когда уменьшается ток $i_R = I_{\text{MIN}} = U_{\text{НП}}/R$, с формирователя импульсов ФИ на вход тиристора VD1 поступает управляющий сигнал. Энергия, выделяемая на нагрузке, пропорциональна разности токов $I_{\text{MAX}} - I_{\text{MIN}}$, которая стабильна. Изменяя величины $U_{\text{ВП}}$ и $U_{\text{НП}}$ с помощью напряжения управления U_y , регулируем напряжение на конденсаторе C_H . В принципиальной схеме устройства (рис. 5.12, в) в качестве силового ключа применен составной транзистор КП901А и КТ908. При $C_H = 1$ мкФ, частоте 3Г, равной 1 кГц, напряжение на C_H изменялось от 30 до 180 В. КПД источника составил около 70%.

Малые мощности управления полевыми транзисторами привели к созданию специализированных интегральных микросхем, управляющих непосредственно полевым транзистором. Схема импульсного источника питания с управляющей ИС SG1524, построенная на базе регулятора I типа, приведена на рис. 5.13.

Ключевой элемент — полевой транзистор VP1204N5 имеет в своем корпусе защитный диод, ограничивающий индуктивные выбросы. Высокие динамические свойства полевого транзистора позволяют увеличить частоту преобразования с десятков кГц, характерных для биполярных транзисторов, до сотен (250 кГц для схемы на рис. 5.13) при сохранении типовых значений КПД. Существенное уменьшение массогабаритных показателей реактивных элементов на такой частоте преобразования не только улучшает удельные показатели источника, но и повышает его частотные свойства при работе на импульсную нагрузку.

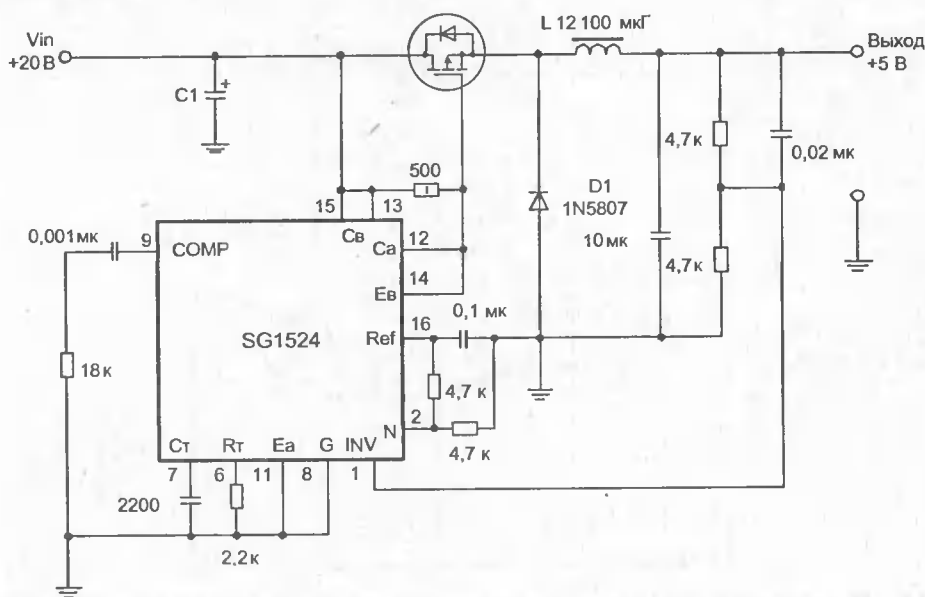


Рис. 5.13. Источник питания с управляющей ИС

Схема импульсного блока питания, с помощью которой можно решить проблему разработки распределенных источников питания, представлена на рис. 5.14, а [248].

Интегральная микросхема LT1105, использующая широтно-импульсную модуляцию (ШИМ) с управлением по току, позволяет создать простой недо-

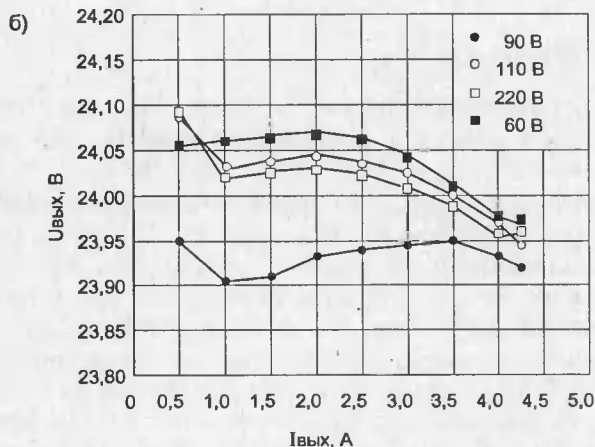
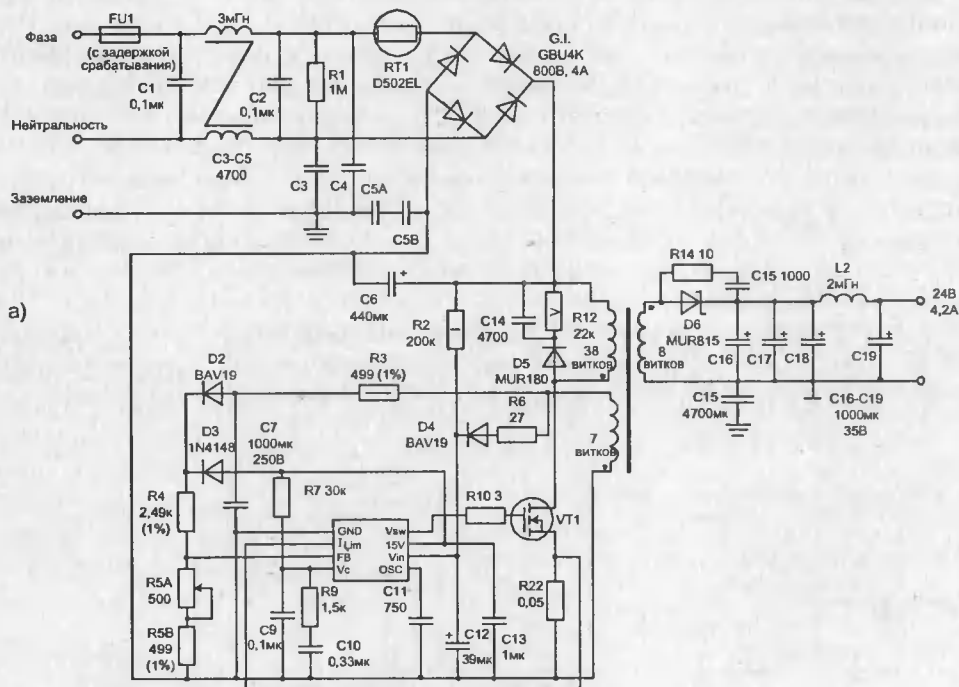


Рис. 5.14. Принципиальная схема импульсного блока питания (а) и внешние характеристики при разных уровнях входного напряжения (б)

рогой высоконадежный источник питания. Нестабильность выходного напряжения (24 В) составляет менее одного процента при сетевом напряжении 90—260 В и динамическом изменении нагрузки в восемь раз (рис. 5.14, б).

Максимальное значение выходного тока 4,2 А обеспечивает мощность источника питания 100 Вт. Трансформатор Т1 имеет три обмотки: первичную — 38 витков, вторичную — 8 витков и обратной связи — 7 витков. Индуктивность первичной обмотки составляет 230 мкГн. В ИС LT1105 допустимо использовать оптронную обратную связь, которая позволяет обеспечить стабилизацию в нагрузке. Пушпульный выход управляет затвором внешнего высоковольтного полевого транзистора (VT1), а обратная связь по току снимается с резистора R22. При коротком замыкании или перегрузках LT1105 будет постоянно отключаться и вновь запускаться до устранения перегрузки.

Достаточно простая схема слабого источника питания с выходным напряжением 700 В, которая используется для счетчика Гейгера, представлена на рис. 5.15 [248]. В этом устройстве из постоянного напряжения 9 В получается +700 В, а выходной ток достигает значения до 0,25 мА. Первичное входное напряжение преобразуется в переменное с частотой 10 кГц. Переменное напряжение поступает на повышающий трансформатор и далее на схему удвоения для получения необходимой величины выходного напряжения.

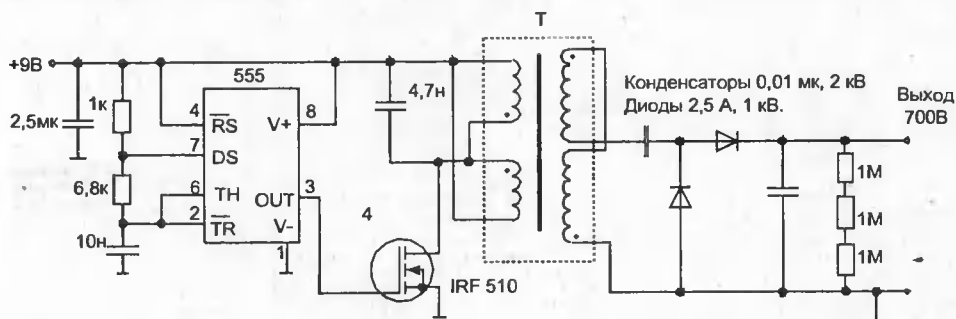


Рис. 5.15. Источник питания для счетчика Гейгера

Мощные полевые транзисторы позволяют строить достаточно простые широтно-импульсные регуляторы для двигателей постоянного тока (рис. 5.16) [89].

Функцию регулирования выполняют два компаратора. Скорость вращения двигателя задается с помощью переменного резистора R1. Делитель напряжения R7, R8, диод VD1 и конденсатор C_T образуют цепь обратной связи по напряжению питания двигателем. Когда напряжение обратной связи превысит снимаемое с потенциометра R1, на выходе компаратора DA1 появляется сигнал низкого уровня, который открывает полевой транзистор. Одновременно переключается компаратор DA2, в результате чего потенциал на катоде VD1 увеличивается на величину напряжения на конденсаторе C_T . По мере разряда конденсатора C_T напряжение обратной связи становится меньше заданного напряжения и проходит переключение компаратора DA1, вызывающее выключение полевого транзистора.

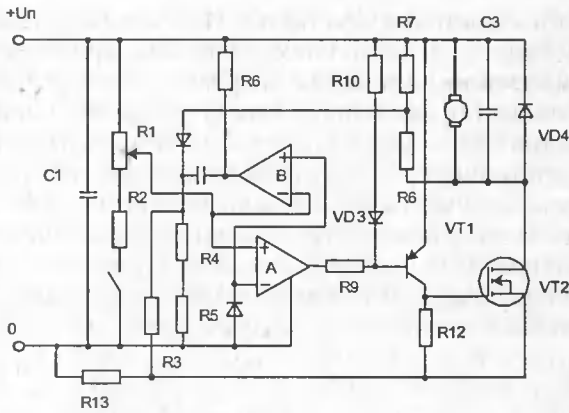


Рис. 5.16. Регулятор для двигателя постоянного тока

В этой схеме питающее напряжение может меняться от 9 до 48 В, а ток двигателя — до 5 А. При использовании двигателя с параметрами $R_H = 8,6$ Ома и $L_H = 3,6$ мГн при изменении U_H от 10 до 30 В скорость двигателя изменялась с 3000 до 3200 об/мин. Следует отметить, что МДП-транзистор, двигатель и диод VD4 образуют регулятор понижающего типа.

Схема привода шагового двигателя, управляемая микропроцессором, представленная на рис. 5.17 [196], достаточно проста за счет использования ключей на мощных МДП-транзисторах.

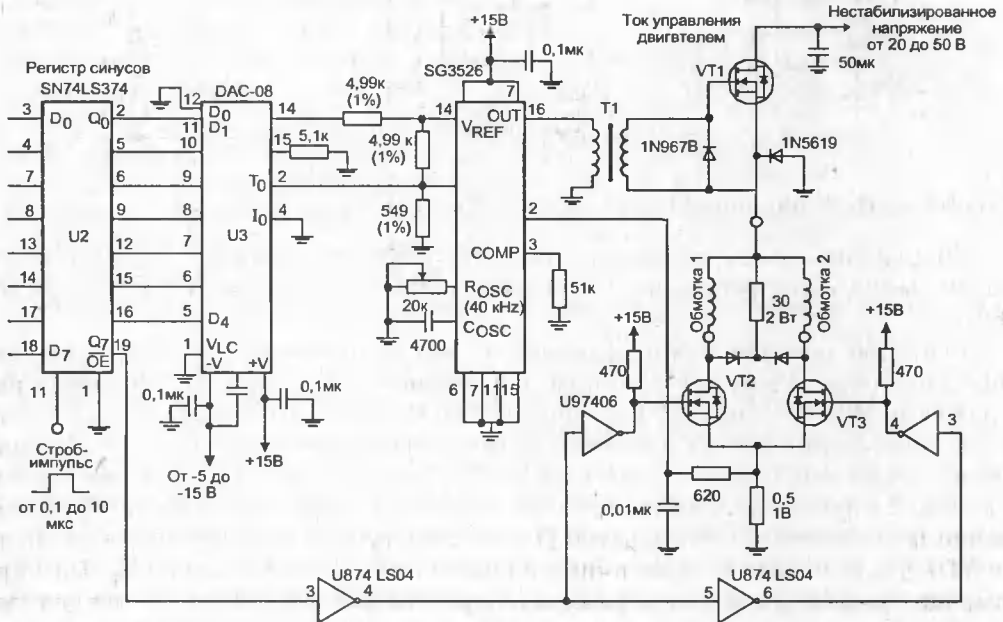


Рис. 5.17. Схема привода шагового двигателя

Схема работает с быстродействующим двигателем постоянного тока, как с нормальным шагом $1,8^\circ$, так и с микрошагом $0,028^\circ$. Коды синусов и косинусов из таблицы, реализованной в ПЗУ, попеременно загружаются в регистр (показана только секция для синусов) и затем поступают в ЦАП DAC-08, вырабатывающий опорное напряжение для управления током двигателя посредством импульсного стабилизатора. Этот стабилизатор состоит из ИС 3526 и мощного полевого транзистора VN1210. Длительность строб-импульса и напряжение питания определяют скорость двигателя. Знаковый разряд 7 управляет возбуждением обмоток питания 1 и 3 посредством транзисторов VT2 и VT3. Секция косинусного сигнала, являющаяся точным зеркальным отражением секции синусного, питает обмотки 2 и 4 двигателя.

5.3. Источники питания на базе однотактных преобразователей напряжения

Простейшая схема однотактного преобразователя напряжения, работающая на частоте 250 кГц, приведена на рис. 5.18 [91].

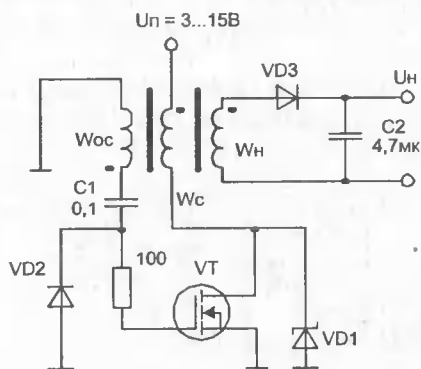


Рис. 5.18. Преобразователь напряжения с самовозбуждением

При первичном включении питания положительное напряжение через емкость $C1$ поступает на затвор, открывая $VMДП$ -транзистор. За счет обмотки положительной обратной связи W_{oc} транзистор открыт до момента насыщения сердечника. Энергия передается в нагрузку через вторичную обмотку W_n . Меняя коэффициент трансформации, можно получать любой уровень выходного напряжения. Когда трансформатор насыщается, транзистор выключается и накопленная в трансформаторе энергия передается в цепь положительной обратной связи,

поддерживая транзистор закрытым. Стабилитрон $VD1$ ограничивает напряжение ПТ на допустимом уровне.

Схема регулируемого преобразователя напряжения для питания полупроводниковых твердотельных микроохлаждителей, работающих на основе эффекта Пельтье, показана на рис. 5.19 [205].

Силовая часть этого источника выполнена на базе однотактного преобразователя с силовым ключом на мощном полевым транзисторе. Схема управления силовым транзистором построена на интегральном компараторе $DA1$, работающем в автоколебательном режиме в диапазоне частот 20...50 кГц.

С помощью многопозиционного переключателя S можно дискретно изменять скорость заряда времязадающего конденсатора на входе компаратора. Это приводит к изменению частоты преобразования и, следовательно, регули-

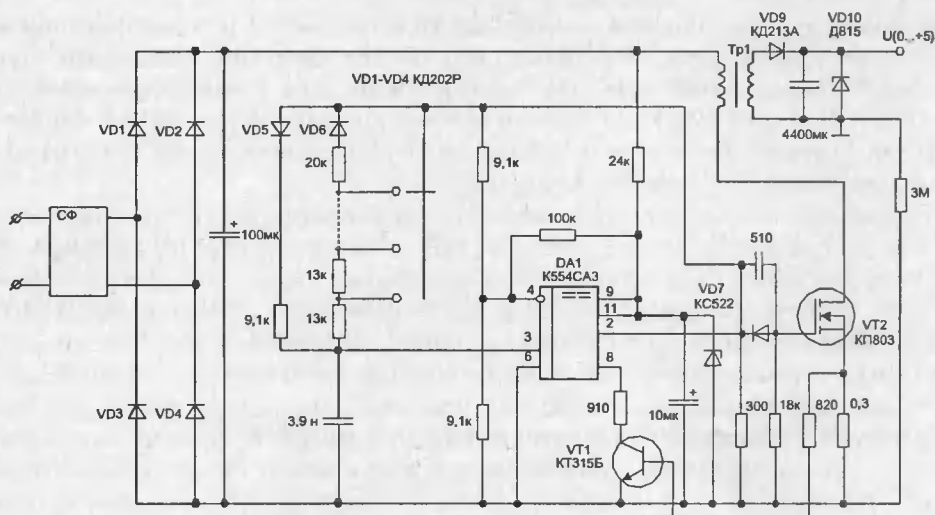


Рис. 5.19. Преобразователь напряжения для питания микроохладителя

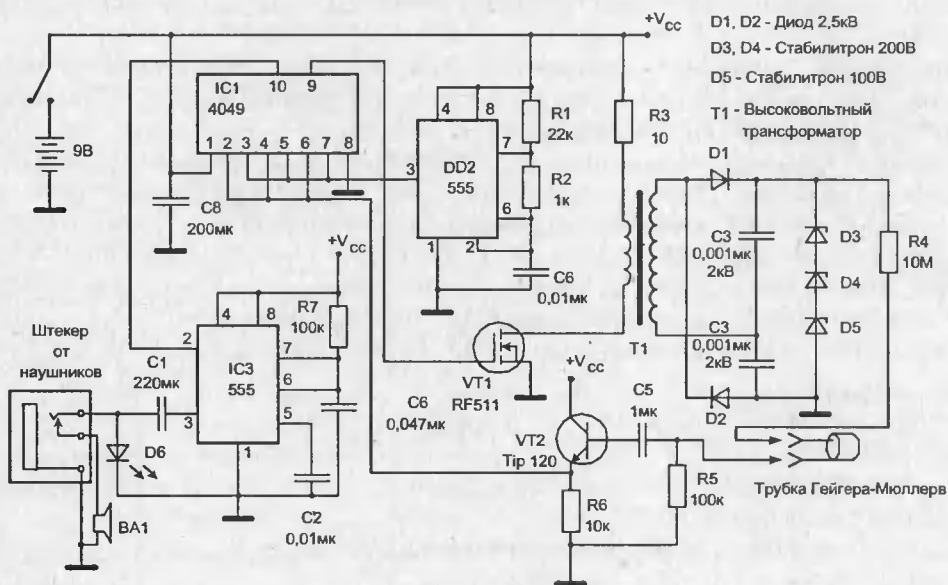


Рис. 5.20. Схема индикатора ионизирующего излучения

ровке выходного тока источника. Для управления микроохладителем ТЭМО-6 выходное напряжение источника регулируется от 0 до 5 В при токе нагрузки до 9 А.

Схема счетчика Гейгера с использованием полевого транзистора представлена на рис. 5.20 [247]. Эта схема состоит из генератора на микросхеме DD2, одноканального преобразователя высокого напряжения для питания трубки

Гейгера-Мюллера, логической схемы DD1 (6 инверторов) и генератора звукового сигнала DD3. Микросхема DD2 — это таймер типа 555, включенный как генератор. Сигнал от DD2 поступает на три логических элемента микросхемы DD1 (4049). Они инвертируют сигнал (чтобы достичь оптимальной ширины импульса), который включает и выключает МДП-транзистор VT1, нагруженный на повышающий трансформатор T1.

Напряжение с повышающей обмотки трансформатора удваивается до 600—700 В. Три стабилитрона (D3, D4, D5), расположенные на выходе удвоителя напряжения, стабилизируют напряжение на уровне 500 В. Оно подается на анод трубки счетчика Гейгера через резистор сопротивлением 10 МОм. Схема питается от щелочной батарейки напряжением 9 В и в состоянии ожидания (когда радиоактивные частицы не обнаружены) потребляет ток 28 мА.

Мощный 200-ваттный источник напряжения приведен на рис. 5.21 [196]. Силовой ключ управляется генератором, выполненным на интегральной микросхеме. Частота генератора определяется цепью обратной связи, построенной на операционном усилителе и оптроне, который дополнительно обеспечивает гальваническую развязку входа-выхода источника. При токе 5 А на резисторе 0,22 Ома возникающее напряжение насыщает транзистор VT2, что приводит к выключению управляющего генератора, и осуществляется защита по току.

Источник с типовым напряжением для питания 5-вольтовой логики, предложенный в каталоге фирмы Siemens, представлена на рис. 5.22 [206]. Частоту преобразования 20 кГц создает генератор, выполненный на ИМС TDB 0555B (вариант хорошо известного интегрального таймера серии 555). Импульсы генератора через дифференцирующую цепь R4, C5 поступают на базу транзистора VT1, формируя прямоугольное напряжение, которым через инвертор (транзистор VT3) и двухтактный повторитель (транзисторы VT4 и VT5) управляется мощный ПТ. Стабилизация выходного напряжения осуществляется изменением постоянной времени дифференцирующей цепи с помощью транзистора VT2 и стабилитрона VD5. При выходном токе 10 А КПД ис-

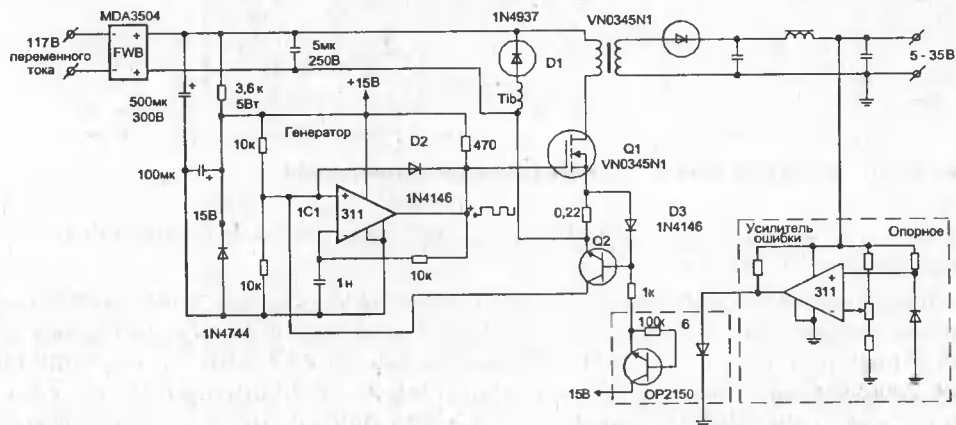


Рис. 5.21. 200-ваттный источник питания

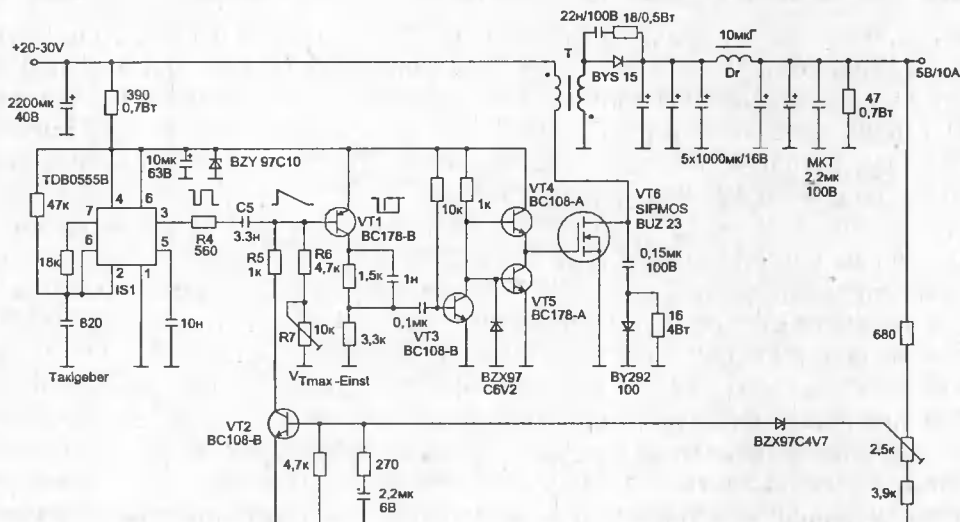


Рис. 5.22. 5-вольтовый источник питания

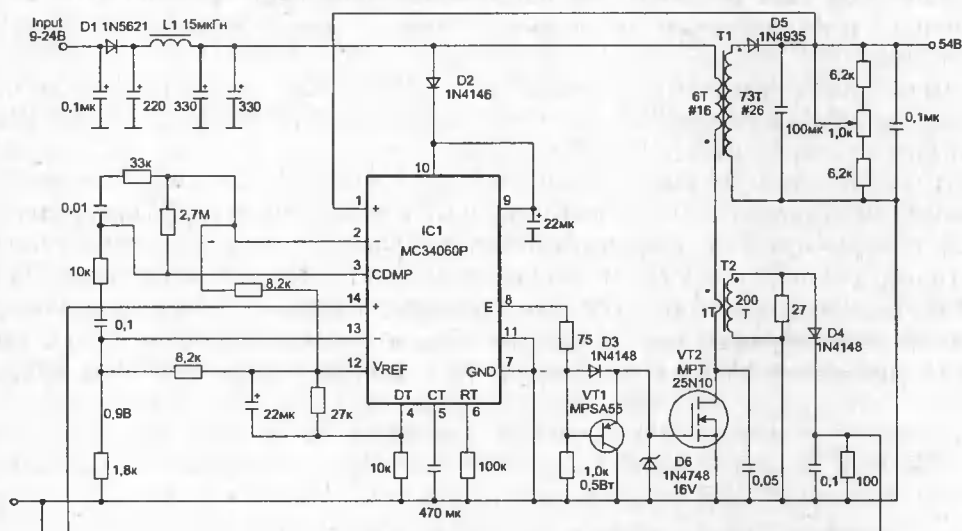


Рис. 5.23. Автомобильный преобразователь напряжения

точника составляет 78% для входного напряжения 24 В (диапазон входного напряжения 20...30 В).

Для питания автомобильной аудиоаппаратуры для получения больших выходных мощностей приходится повышать напряжение аккумуляторных батарей. Пример такого источника показан на рис. 5.23 [195]. Управление силовым ключом на мощном ПТ осуществляется специализированной силовой микросхемой МР34060Р, разработанной для однотактных преобразователей. Для уменьшения динамических потерь при выключении полевого транзисто-

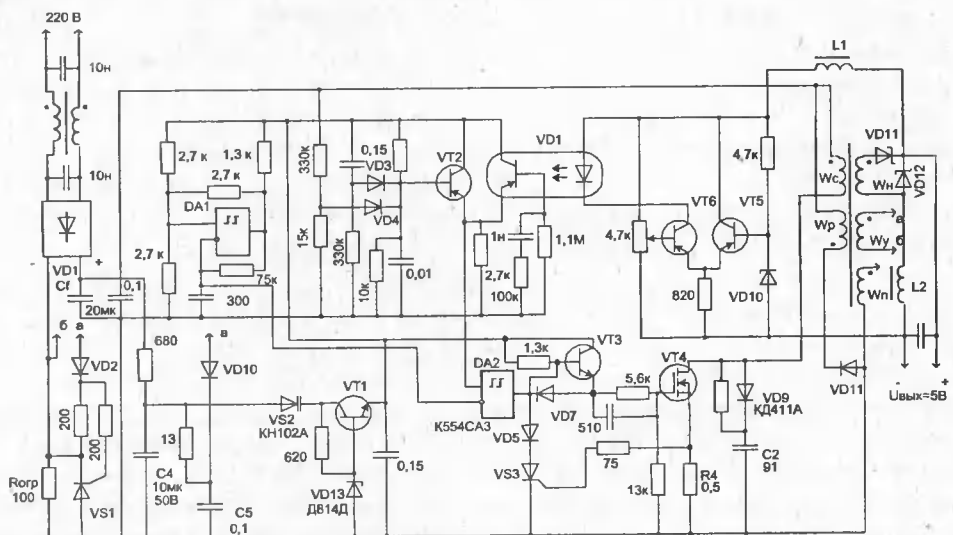


Рис. 5.24. Бестрансформаторный источник питания

ра используется форсированный разряд входной емкости ПТ транзистором VT1. В схеме предусмотрена защита ПТ с помощью токового трансформатора T2, которая при превышении заданного уровня тока уменьшает длительность импульса управления силовым ключом.

Однотактные преобразователи находят широкое применение в бестрансформаторных источниках питания радиоэлектронной аппаратуры. При этом имеется в виду не отсутствие трансформатора вообще, а отсутствие низкочастотного сетевого трансформатора, имеющего (в силу низкой частоты промышленной сети — 50 или 60 Гц) большие габариты и массу. Пример такой схемы показан на рис. 5.24.

В принципиальной схеме источника выделим четыре основных узла: питание системы управления, силовой, управления ключом и обратной связи. Силовой узел состоит из ключа VT4 (КП803), цепи защиты ключа от перенапряжений (элементы VD9, C2), выходного ВЧ-трансформатора и защиты от тока, выключающей силовой транзистор, если ток ключа достигает заданного уровня (элементы — датчик тока R4 и тиристор VS3).

Узел управления выполнен с традиционным управлением широтно-импульсной модуляции. На элементе DA1 (интегральный компаратор К554СА3) собран генератор линейно-изменяющегося напряжения ГЛИН, пилообразное напряжение которого сравнивается с напряжением обратной связи на компараторе DA2 (интегральный компаратор К554СА3). Выходным напряжением DA2 через эмиттерный повторитель (VT3) управляется мощный МДП-транзистор.

Узел обратной связи включает в себя усилитель рассогласования (транзисторы VT5, VT6), оптронную гальваническую развязку (оптопара U1) и усилитель мощности (VT2).

Напряжение сети переменного тока через плавкий предохранитель F1001 и фильтр нижних частот LPF поступает на диодный мост CR1001. LPF выполняет функции сетевого фильтра помех и обеспечивает защиту видеомagniофона от их влияния, а также предотвращает утечку в сеть помех, возникающих при работе видеомagniофона. Диодный мост CR1001 с конденсатором C1002 образуют первичный выпрямитель, питающий элементы схемы блока питания.

При включении видеомagniофона в сеть на конденсаторе C1002 появляется постоянное напряжение. Положительный потенциал через резистор смещения R1005 прикладывается к затвору мощного полевого транзистора Q1001, выполняющего функции силового ключа. Транзистор Q1001 начинает открываться. Ток стока и, одновременно, ток через обмотку 5 — 2 импульсного трансформатора T1001 начинают быстро возрастать. Для более надежного и быстрого открывания полевого транзистора к его затвору через резистор R1010 и выпрямительные диоды CR1003, CR1007 прикладывается дополнительное напряжение, возникающее на обмотке обратной связи 6 — 7 трансформатора T1001.

При определенном значении тока 5 — 2 транзистор Q1001 достигает состояния насыщения. Когда ток стока транзистора достигает заданного значения, нарастание магнитного потока в трансформаторе прекращается, полярность напряжения на его обмотках изменяется на противоположную и происходит лавинообразный процесс запираия транзистора. Таким образом, трансформатор накапливает в себе энергию, пока включен транзистор Q1001, и отдает ее в нагрузку, когда транзистор выключен.

Работа цепи обратной связи происходит следующим образом. Выходное напряжение +5 В, требующее наивысшей стабильности, подается на вывод 1 оптрона IC1001. Изменение этого напряжения приводит к изменению тока фотодатчика и, соответственно, сопротивления перехода коллектор-эмиттер оптрона. Это ведет к изменению напряжения смещения на затворе ключа Q1001 и, следовательно, к изменению уровня напряжений, при которых включается и выключается транзистор, т. е. изменению скважности тока в первичной обмотке импульсного трансформатора. Таким образом в схеме источника организовано ШИМ-управление.

Оптрон IC1002, диод CR1004 и транзистор Q1003 образуют цепь защиты. При возникновении в выходной цепи +5 В короткого замыкания ток фотодатчика оптрона резко уменьшается, а его выходное сопротивление увеличивается. Это приводит к повышению напряжения на конденсаторе C1008, включению транзистора Q1003 и замыканию затвора транзистора Q1001 на землю. Ключ Q1001 переходит в запертое состояние, и генерация срывается.

Узел сброса (RESET) на элементах CR1002, C1003 и L1004 представляет собой демфирующую цепочку, предназначенную для устранения перенапряжений на ключевом транзисторе, возникающих в моменты его запираия. На транзисторе Q1051 реализован узел контроля пропадания напряжения +5 В (отключение питания). При падении напряжения +5 В ниже заданного уровня на выходе этого узла формируется сигнал, в соответствии с которым включается резервное питание. Выходные цепи источника питания обеспечивают получение пяти различных выходных напряжений и не имеют принципиальных особенностей.

5.4. Источники питания на базе двухтактных преобразователей

Для увеличения выходной мощности и более эффективного использования трансформаторов и ключевых элементов источники питания строят по двухтактным полумостовым и мостовым схемам.

На рис. 5.26 приведена принципиальная схема высокочастотного источника электропитания для разрядной лампы мощностью 230 Вт типа ДРТ-230.

Сетевой выпрямитель выполнен на диодах VD1-VD4. Преобразователь напряжения представляет собой полумостовую схему с МДП-транзисторами (VT3—VT6) в качестве силовых ключей. LC-контур (индуктивность L1.1 и конденсатор C8) через разделительный конденсатор C7 подключается к выходу преобразователя напряжения. Система управления преобразователем включает в себя генератор, выполненный на однопереходном транзисторе VT1, триггере DD1 и усилителе мощности (транзисторы VT7—VT10) с управляющим трансформатором TV1. Со вторичных обмоток трансформатора TV1.1 и TV1.2 снимается напряжение управления МДП-транзисторами.

Для формирования оптимального закона управления МДП-транзисторами в цепь затворов введены дополнительные элементы (диоды VD14—VD17, ре-

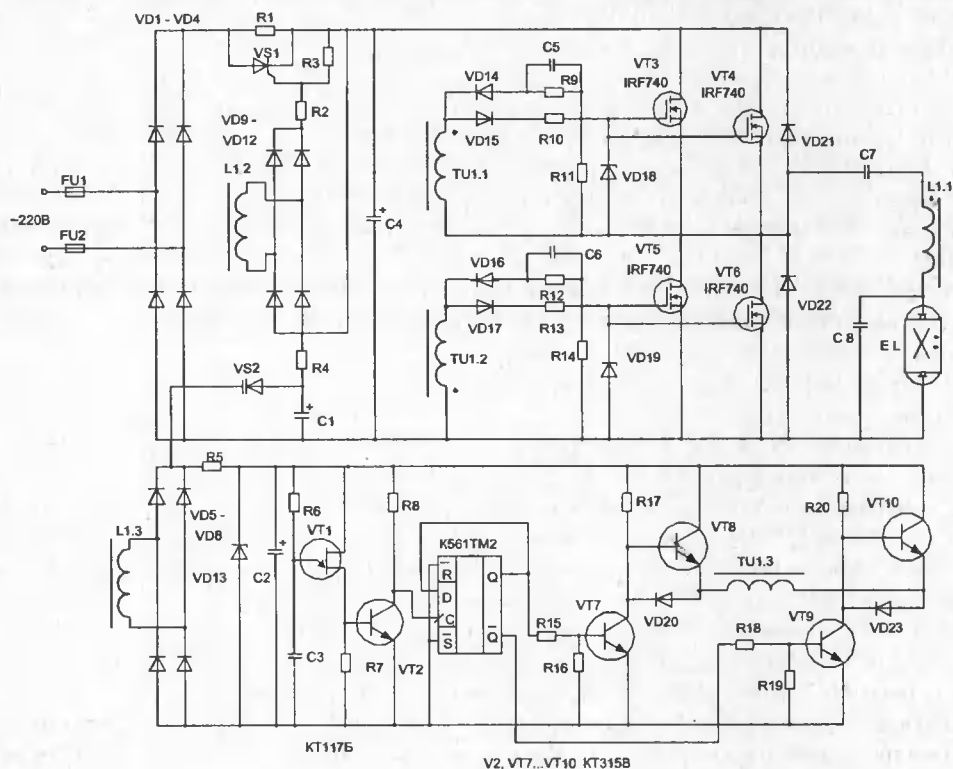


Рис. 5.26. Высокочастотный источник питания для разрядной лампы

зисторы R9—R14, стабилитроны VD18, VD19 и конденсаторы C5 и C6). В момент включения устройства в сеть узел плавного запуска (резистор R1, тиристор VS1) ограничивает ток заряда конденсатора фильтра C4 на безопасном для диодов уровне. Когда начинает работать преобразователь напряжения, сигналом с обмотки L1.2 индуктивности L1 включается тиристор VS1, шунтирующий резистор R1. Начальный запуск преобразователя обеспечивается генератором, выполненным на динисторе VS2. Энергии, накопленной в конденсаторе C3, достаточно для поддержания работы системы управления в течение 3—4 периодов.

Дальнейшая работа системы управления обеспечивается напряжением, снимаемым с обмотки L1.3 индуктивности L1. В этой схеме источника электропитания номинальной мощности лампы соответствует ток лампы, значение которого на 23,3% меньше типового при традиционном питании. Кроме того, при сохранении приемлемого времени разгорания (4—4,5 мин) кратность пускового тока (отношение тока в пусковом режиме к току в рабочем) оказывается не большой порядка 1,2—1,25. Типовые кратности пускового тока могут доходить до 2, что оказывает существенное влияние на износ электродов РЛ и срок их службы.

Такой принцип построения источников электропитания используется для ламп низкого давления ДРЛ, люминесцентных ламп и газовых лазеров. Для последних, требующих высоковольтного напряжения, в схему источника электропитания вводят умножители напряжения.

На рис. 5.27 [195] представлена силовая часть сетевого бестрансформаторного источника питания. Напряжение сети 220 В, 50 Гц через входной помехоподавляющий фильтр C1; L1, C2 подается на мостовой выпрямитель V1. Схема ограничения тока заряда емкостного фильтра C4 выполнена в виде комбинации резистор-тиристор (R1, VD1) и обеспечивает безопасный режим диодов выпрямителя при первоначальном заряде емкости C4.

Силовой инвертор выполнен на мощных высоковольтных транзисторах (VT1, VT2) по полумостовой схеме с внешним возбуждением, что предпочти-

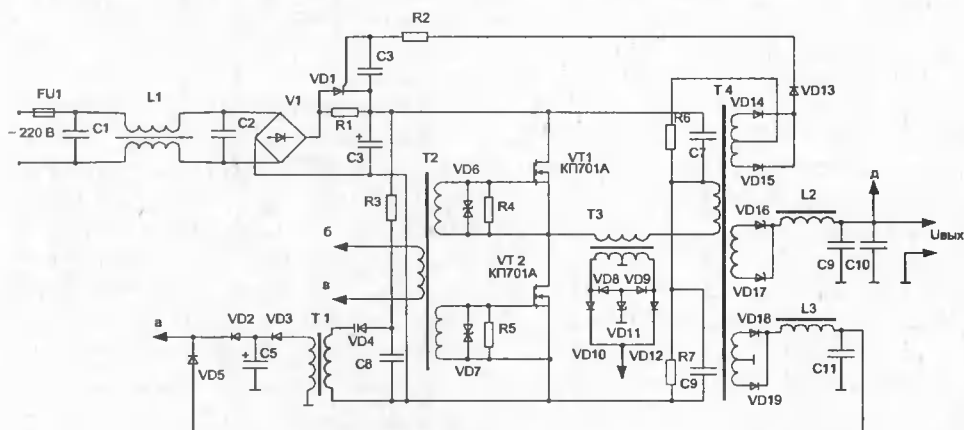


Рис. 5.27. Силовая часть бестрансформаторного источника питания

тельной при повышенных питающих напряжениях. Средняя точка полумоста искусственно создается емкостным делителем C7, C8. Резисторы R6, R7 служат для исключения асимметрии емкостного делителя за счет различных токов утечки конденсаторов.

Стабилитроны VD6, VD7, резисторы R4, R5 во входных цепях полевых транзисторов обеспечивают их защиту от статического электричества и бросков напряжения на затворе. Узел токовой защиты инвертора состоит из трансформатора тока T3 и схемы контроля тока, выполненной на диодах VD8—VD12, сигнал с выхода которой (точка «г») поступает на пороговое устройство системы управления.

Выходной выпрямитель источника выполнен по схеме с выводом нуля трансформатора на диодах Шотки типа КД211Б (VD16, VD17). Индуктивность L2 и конденсаторы C9, C10 образуют выходной фильтр. Выпрямитель VD14, VD15 вместе с элементами VD13, R2, C3 обеспечивает включение тиристора VD1 и шунтирование им резистора R1 после запуска преобразователя. Светодиод VD13 является одновременно индикатором выхода источника в рабочий режим.

Питание источника в момент первоначального запуска осуществляется релаксационным генератором (R3, C6, VD4), который при появлении на входе силовой части выпрямленного напряжения сети начинает генерировать короткие импульсы. При этом через развязывающий трансформатор T1 происходит заряд большой накопительной емкости C5 до напряжения, равного порогу отпирания динистора VD2. После этого система управления получает импульс питающего напряжения, силовой инвертор начинает работать и дальнейшее питание системы управления обеспечивает уже через выпрямитель (VD18, VD19 и фильтр L3, C11). Рекуперация энергии, накопленной в высокочастотном трансформаторе силового инвертора, осуществляется через внутренние диоды полевых транзисторов. КПД источника составляет 87%, удельная мощность 78 Вт/дм³.

В схеме высоковольтного стабилизирующего источника питания (рис. 5.28) управление силовыми ключами на составных транзисторах осуще-

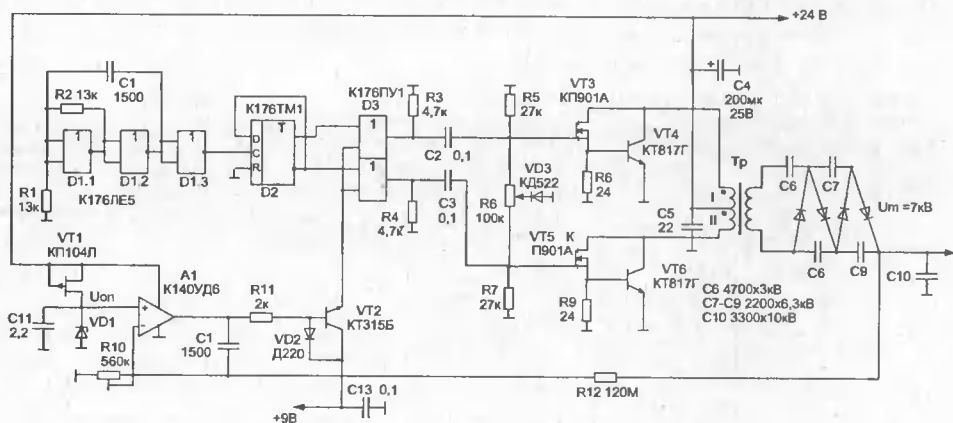


Рис. 5.28. Высоковольтный стабилизирующий источник питания

ствляется типовыми цифровыми микросхемами. Особенностью этого источника является использование двух компенсационных каналов, работающих по полпериода. В течение полупериода каждый канал стабилизирует выходное напряжение.

Рассмотрим работу схемы для одного полупериода. Сигнал с выхода преобразователя поступает на усилитель постоянного тока DA1, где сравнивается с опорным напряжением $U_{оп}$. Усиленный разностный сигнал через эмиттерный повторитель поступает на шину питания высоковольтного ключа микросхемы D3 и тем определяет напряжение управления силовым ключом, так как вход силового ключа соединен с выходом микросхемы D3. Основное достоинство такого способа получения стабильного выходного напряжения заключается в совмещении силовым ключом функций аналогового и ключевого регулирования.

Переключение силовых транзисторов осуществляется с частотой, вырабатываемой генератором импульсов (микросхема D1 и триггером — D2). Учитывая, что транзисторы не идентичны, для устранения асимметрии в трансформаторе на элементах R5—R7 и VD3 выполнена цепь смещения регулирующих транзисторов. Изменяя положение движка R6, можно менять отрицательное напряжение на входе полевых транзисторов, регулируя тем самым их токи и устраняя асимметрию. Максимальная частота преобразования ограничена частотными свойствами диодов КЦ106А и составляет 15 кГц.

Трансформатор выполнен на бронеовом сердечнике, изготовленном из феррита марки М2000НМ1. Первичные обмотки имеют по 18 витков, а вторичные — 1600. Выходное напряжение 7 кВ при номинальном токе нагрузки до 2 мА. Нестабильность выходного напряжения при изменении входного напряжения от 18 до 24 В не хуже 0,1% при КПД $\approx 70\%$.

Сетевой высоковольтный источник напряжения для воздухоочистителя (рис. 5.29) выполнен на базе полумостовой схемы с управлением от интегральной микросхемы LM555 [196].

В выходном каскаде использованы мощные полевые транзисторы с разной проводимостью каналов. Для устранения сквозных токов в силовых транзисторах при их переключении выполняется задержка, обеспечиваемая работой микросхемы и транзисторов Q1, Q2.

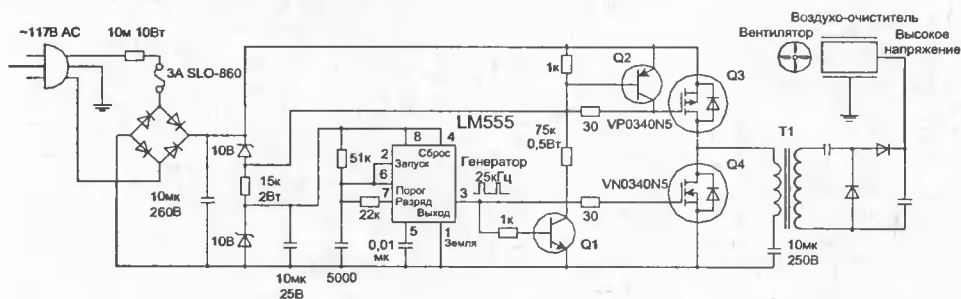


Рис. 5.29. Источник напряжения для воздухоочистителя

5.5. Силовые интегральные схемы в источниках напряжения

Для управления мощными полевыми транзисторами в источниках вторичного электропитания разрабатывают специализированные интегральные многофункциональные схемы, например, такие как ЭКР1087ЕУ1, КР1033ЕУ5, КР1033ЕУ1, К1114ЕУ4, TDA4600, AN5900, UC3842, TDA4605, TEA2262, а также микросхемы PWR-9MP3, STK730-080, включающие в себя и мощный ключевой полевой транзистор.

Разработанная в НПО «Интеграл» ИМС ЭКР1087ЕУ1 [207] предназначена для управления импульсным источником питания. Изменяя время включения мощного полевого транзистора, схема регулирует количество энергии, передаваемое во вторичную цепь, так, что выходное напряжение источника питания остается независимым от изменения нагрузки.

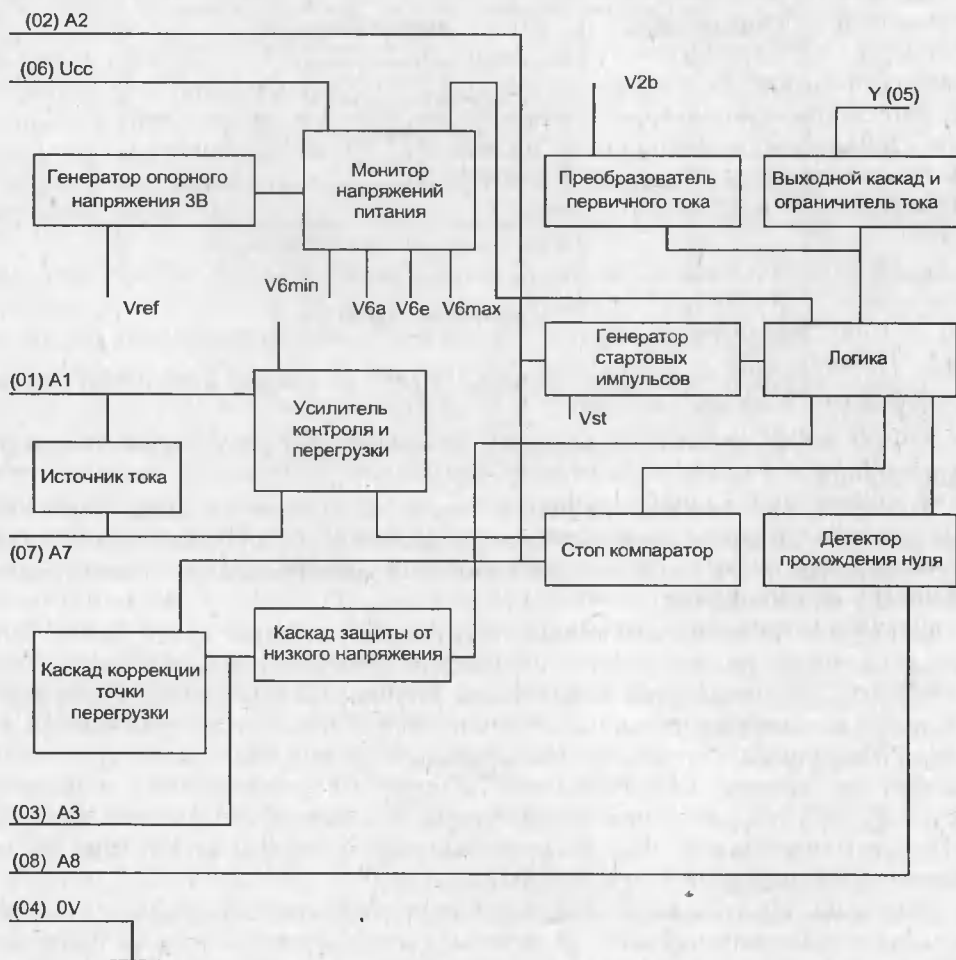


Рис. 5.30. Структурная схема ИМС ЭКР1087ЕУ1

Конструктивно микросхема выполнена в пластмассовом корпусе типа 2101.8-а с восемью выводами. Она выполняет следующие функции:

- управление количеством энергии, передаваемой в нагрузку;
- мягкий запуск;
- защиту от перегрузок;
- защиту от коротких замыканий в нагрузке;
- защиту от высокого сетевого напряжения;
- защиту от перегрева;
- выключение при низком напряжении сети.

Структурная схема ИМС приведена на рис. 5.30.

Назначение выводов микросхемы дано в табл. 5.2.

Таблица 5.2. Назначение выводов микросхемы

Номер вывода	Выполнение функций
01	Вход напряжения регулирования, A1
02	Вход модулятора первичного тока, A2
03	Вход детектора первичного напряжения, A3
04	Общий вывод, 0 В
05	Выход Y
06	Вывод питания от источника напряжения, UCC
07	Вход мягкого старта, A7
08	Вход детектора прохождения нуля, A8

Дадим краткое описание работы ИМС в схеме источника питания (рис. 5.31).

В рабочем состоянии на выводах микросхемы присутствуют следующие напряжения:

Вывод 01. На этом выводе присутствует постоянное выпрямленное напряжение 400 ± 30 мВ, в зависимости от колебаний которого изменяется амплитуда пилообразного импульса на выводе 02 и длительность прямоугольного импульса на выводе 05.

Вывод 02. На этом выводе присутствует пилообразное напряжение. Постоянное напряжение, с которого начинается рост пилообразного напряжения ($U = 1$ В), обеспечивается источником опорного напряжения внутри ИМС. Скорость нарастания пилы задается внешней RC-цепью, подключаемой к выводу 2. Величина амплитуды пилообразного напряжения зависит от напряжения на выводе 01. Когда на выводе 01 присутствует напряжение 400 ± 30 мВ, пилообразное напряжение на выводе 02 может меняться с 3 В (при меньшем значении напряжения на выводе 01) до 1 В (при большем значении напряжения на выводе 01).

Вывод 03. На этом выводе задается порог защиты микросхемы от перегрузок при понижении питания. В рабочем состоянии на выводе 03 напряжение (больше или равное 1 В) задается внешним резистивным делителем. При напряжении менее 1 В работа ИМС прерывается, т. е. генерация пилообразного

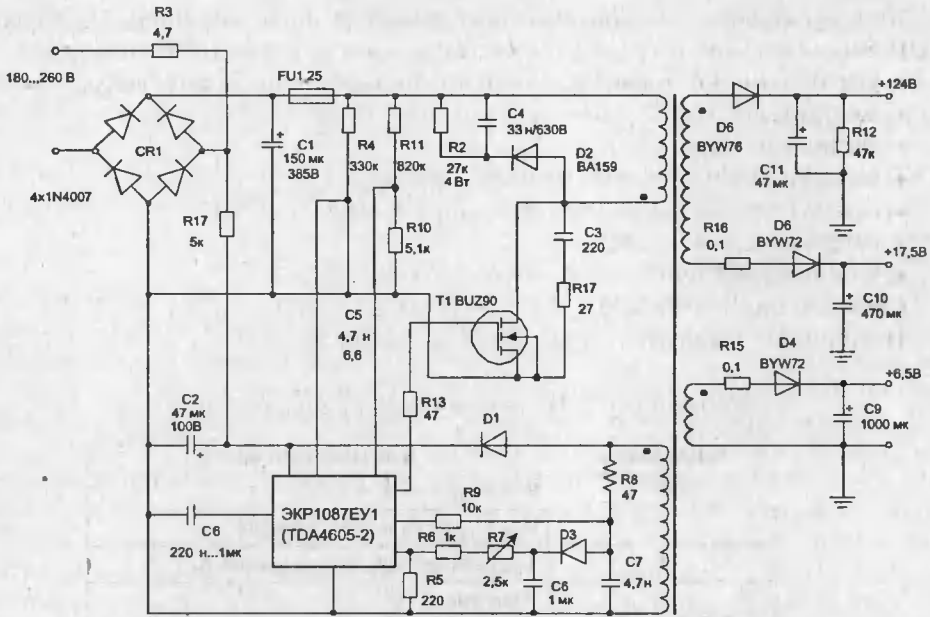


Рис. 5.31. Источник питания на базе специализированной ИМС

напряжения на выводе 02 и прямоугольных импульсов на выводе 05 прекращается.

Вывод 04. Общий вывод.

Вывод 05. Выход для управления мощным полевым транзистором. На нем присутствуют прямоугольные импульсы с амплитудой на 1...2 В меньшей, чем напряжение питания. В режиме стабилизации, когда напряжение на выводе 01 равно 400 ± 30 мВ, происходит следующее. Когда напряжение на выводе 01 уменьшается, происходит увеличение амплитуды пилообразного импульса на выводе 02 и, соответственно, длительности импульса на выводе 05. Это в свою очередь увеличивает количество энергии, поступающей через трансформатор в нагрузку. Если напряжение в обмотках трансформатора (а также и в контрольной обмотке, подключенной к выводам ИМС 01 и 08) увеличивается, то происходит уменьшение амплитуды на выводе 02, уменьшение длительности импульса на выводе 05 и уменьшение напряжения на всех вторичных обмотках трансформатора.

Вывод 06. Подается питание ИМС. Характерной особенностью является наличие гистерезиса по питанию. В момент включения в сеть через резистор R1 происходит заряд емкости C2 до напряжения 11...13 В. Происходит включение внутреннего генератора опорных напряжений ИМС. Это приводит к скачку тока потребления. Поскольку резистор R1 обеспечивает ток более 1,6 мА (микросхема во включенном состоянии требует ток порядка 10 мА), напряжение на выводе 06 уменьшается. Генератор стартовых импульсов производит первоначальный запуск ИМС. Рабочее напряжение на выводе 06 составляет 8...14 В (лучшее выбирать 10...11 В). Все последующие запуски

происходят каждым отрицательным фронтом по выводу 08. Напряжение, при котором пропадает генерация пины, — $U_{6_{\min}} = 6...8$ В и $U_{6_{\max}} > 16,7$ В.

Вывод 07. Вывод управления мягким стартом, для чего устанавливается внешняя емкость. Пока напряжение на ней не достигнет значения 2 В, схема не запускается.

Вывод 08. Это вывод для запуска схемы. На него подается и выпрямленное напряжение с контрольной обмотки трансформатора. Запуск осуществляется отрицательным фронтом импульса.

Отметим основные режимы работы микросхемы:

1. Режим стабилизации. В режиме стабилизации напряжение на выводе 01 лежит в диапазоне 400 ± 30 мВ и перепад напряжения на выводе 01, при котором амплитуда пилообразного напряжения изменяется с максимального значения до минимального, не превышает 10 мВ.

2. Режим перегрузки и короткого замыкания. При перегрузках и коротком замыкании напряжение на выводе 01 уменьшается. При этом уменьшаются амплитуда пилообразного напряжения на выводе 02 и длительность импульса на выводе 05. Это приводит к дальнейшему уменьшению напряжений на вторичных обмотках трансформатора и, следовательно, на выводах 06 и 01 ИМС. При достижении $U_{6_{\min}}$ микросхема прекращает генерацию импульсов. При дальнейшем уменьшении до уровня $U_6 = 4,5...7$ В внутренний генератор опорных напряжений отключается и ток потребления скачком изменяется приблизительно с 9 до 0,5 мА. Емкость C2 вновь заряжается через резистор R1. При достижении значения напряжения $U_6 = 11...13$ В ИМС опять пытается запуститься. Однако запускается ИМС только в том случае, когда устранено короткое замыкание или уменьшена до допустимой величины нагрузка.

3. Режим холостого хода. Данный режим соответствует режиму стабилизации. Однако напряжение на выходе несколько превышает расчетное значение.

В источниках питания отечественных телевизоров широко применяются ИМС типа КР1033ЕУ2. На рис. 5.32 представлена принципиальная схема серийного модуля питания МП-420-2.

Некоторые принципиальные отличия имеет модуль питания МП-407-2 [201], использующий ИМС КР1033ЕУ5 — рис. 5.33.

Эта микросхема является аналогом зарубежной ИМС TDA4605, которая широко используется в источниках питания телевизоров фирмы DAEWOO (модели DTG2596TK, DTG2597TK, DTG2997TK), фирмы GRUNDIG (модель CUC4400), фирмы SONY (модель KV-2941D) и др.

В источниках питания зарубежных мониторов компьютеров широкое распространение получила микросхема UC3842 из-за простоты и удобства применения. Она предназначена для управления полевым транзистором, работающим в качестве силового ключа и имеет внутренний встроенный источник опорного напряжения, встроенный генератор ШИМ, а также обеспечивает защиту по току ключевого транзистора. Назначение выводов микросхемы представлено в табл. 5.2.

Базовая схема включения данной ИМС показана на рис. 5.34 [200]. При появлении на входе ИМС 300 В на 7 выводе интегральной схемы через рези-

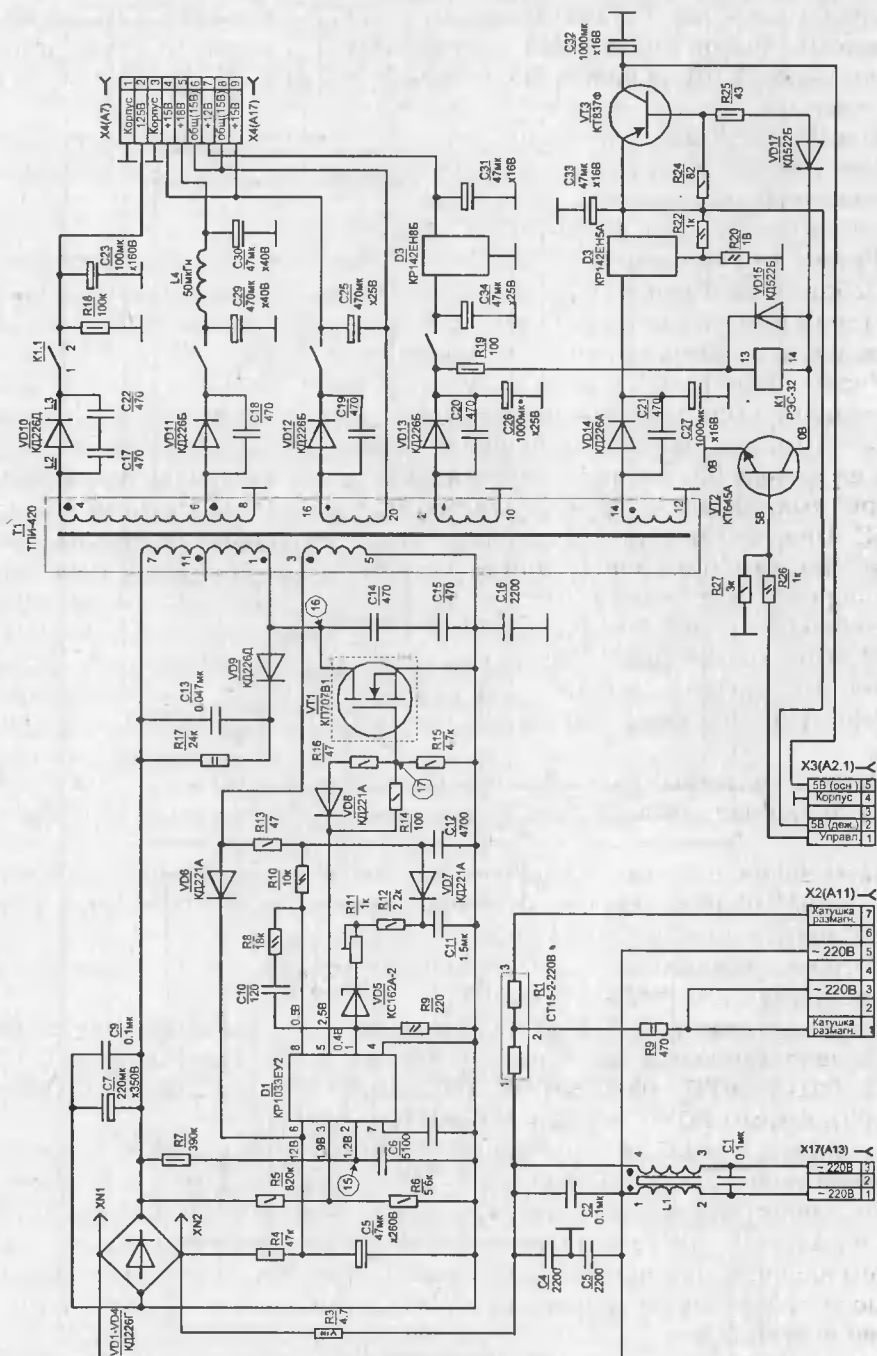


Рис. 5.32. Серийный модуль питания МП-420-2

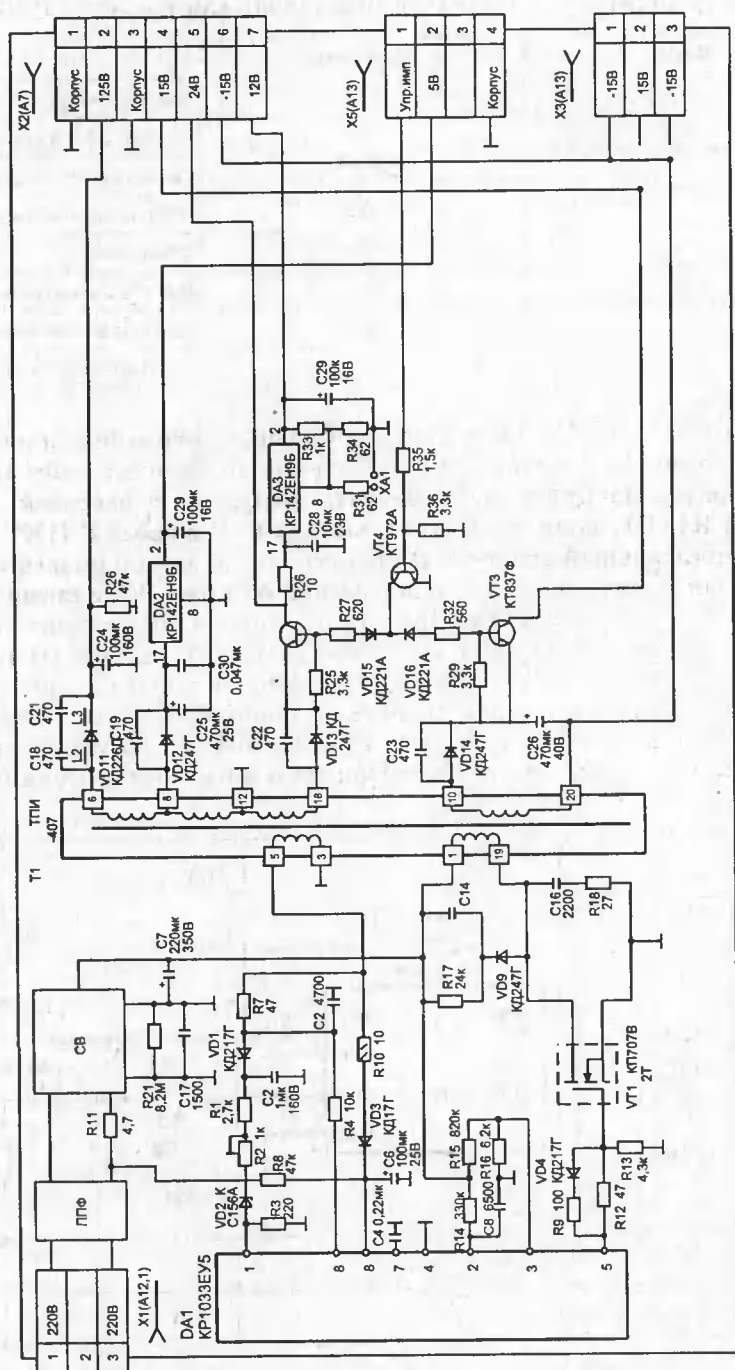


Рис. 5.33. Серийный модуль МП-407-2

Таблица 5.2. Назначения выводов микросхемы UC3842

Вывод	Обозначения	Назначение вывода
1	COMP	Компенсация частотной характеристики
2	FB	Обратная связь (управление ШИМ)
3	CURR SENS	Сигнал от резистора ограничения тока
4	RC	Подключение RC-цепи для установки частоты
5	GND	Общий вывод
6	OUT	Выход на управление ключевым транзистором
7	Vcc	Вход питания микросхемы
8	VFEF	Выход источника опорного напряжения

сторы R10, R11 и R12 поступает напряжение, ограниченное стабилитроном ZD1 (около 30 В), и происходит включение внутренних схем ИМС. Внутренний генератор начинает вырабатывать импульсы с частотой, определяемой цепочкой R1, C1, подключенной к выводу 4. С вывода 6 ИМС импульсы через ограничительный резистор R8 поступают на затвор полевого транзистора, обеспечивая импульсный ток в первичной обмотке W1 силового трансформатора T1. Это, в свою очередь, приводит к появлению напряжения в обмотке W2 трансформатора, которое после выпрямления диодом D1 и сглаживания емкостью C2 поступает на вывод 7, обеспечивая работу в рабочем режиме.

Следует отметить важное свойство данной ИМС: она может включиться только при напряжении на выводе 7 не менее 17 В, но может продолжать работать при его снижении до 12 В. При этом в рабочем состоянии потребление

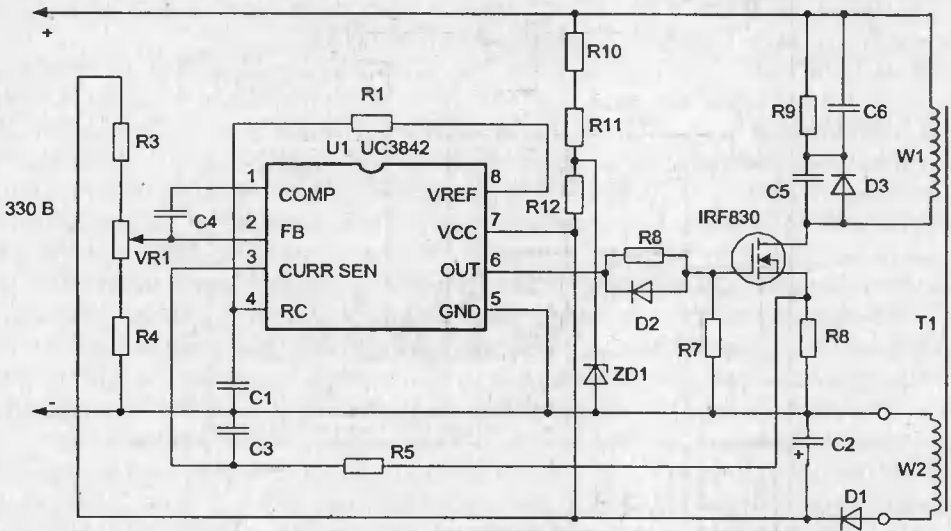


Рис. 5.34. Источник питания с полевым транзистором, управляемым от микросхемы UC3842

рабочего тока возрастает в несколько раз. Это обстоятельство позволяет дополнительно защитить источник питания от коротких замыканий во вторичных цепях трансформатора T1. Происходит это таким образом. Для включения ИМС из-за ее малого потребления тока достаточно напряжения, получаемого от выпрямителя 300 В через резисторы R10, R11 и R12. В рабочем режиме ток потребления ИМС возрастает, но напряжение питания (обычно 13...15 В) теперь поступает уже от выпрямителя напряжения с обмотки W2, которая и обеспечивает необходимый ток.

В случае коротких замыканий на выходе источника питания напряжения от обмотки W2 не хватает для работы ИМС (менее 12 В) и она выключается до момента, когда электролитический конденсатор C2 зарядится через резисторы R10, R11, R12 до напряжения ее включения (более 17 В). Далее ИМС опять включается и немедленно выключается. Интервал включения зависит от емкости конденсатора C2 и величины резисторов R10—R12 и обычно составляет величину от долей секунды до нескольких секунд. Такой режим источника питания в случае различных неисправностей обеспечивает, совместно с быстросрабатывающей защитой по току IT с помощью сигнала CURR SEN от резистора R6, практически стопроцентную его защиту.

Регулировка и стабилизация выходных напряжений источника питания производится с помощью напряжения от выпрямителя с обмотки W2, которая поступает на делитель R3, VR1, R4 и с него на вывод 2 ИМС. Напряжение на этом выводе сравнивается внутри микросхемы с опорным напряжением, в результате чего происходит управление (ШИМ) длительностью открытого состояния ключа.

Развитие интегральной технологии привело к созданию интегральных микросхем для источников питания со встроенным силовым высоковольтным полевым транзистором. Примером таких ИМС являются STK730-080 и PWR-9MP3. Источник питания с контроллером на ИМС PWR-9MP3 (фирмы Power Integration) представлен на рис. 5.35 [201].

В данной ИМС содержатся все узлы, необходимые для работы ШИМ-модулятора, и все схемы защиты, необходимые для нормальной работы современных источников питания. Выпрямленное сетевое напряжение через обмотку I импульсного трансформатора подается на мощный полевой транзистор, а также на линейный предрегулятор, понижающий входное напряжение до уровня 6 В, требуемого для работы схемы управления при включении источника в сеть. После вхождения источника в рабочий режим предрегулятор выключается, а питание для малосигнальных цепей ИМС начинает поступать от выпрямителя, образованного диодом VD5 и конденсатором C5, подключенных к обмотке обратной связи трансформатора (обмотка II).

Развязывающий конденсатор C3 служит для фильтрации импульсных помех, наводимых в управляющих цепях. Диоды VD3, VD4 обеспечивают подавление выбросов напряжения, возникающих при запираании ключа. Схема ШИМ-контроллера построена по традиционной схеме. Вырабатываемая генераторной частью последовательность импульсов, проходя через вентиль И-НЕ и схему управления, включает силовой транзистор. При этом пилообразное напряжение поступает на один из входов ШИМ-компаратора, другой вход которого соединен с выходом усилителя сигнала ошибки (выходной сигнал ко-

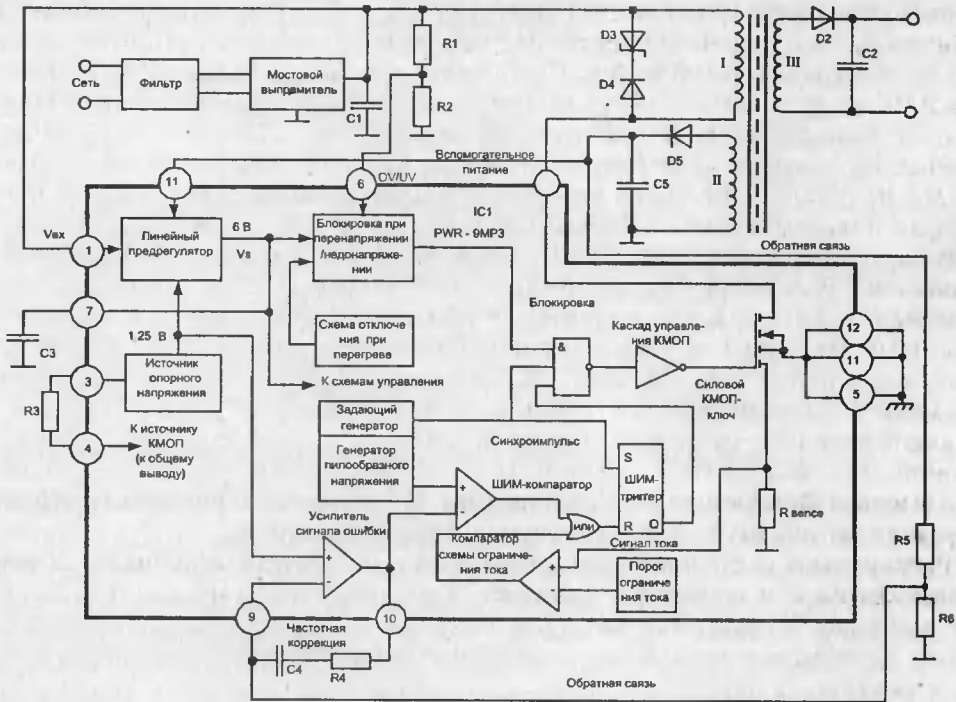


Рис. 5.35. Импульсный блок питания с ИМС PWR-9MP3

торого пропорционален разности между напряжением, вырабатываемым цепью обратной связи, и напряжением 1,25 В источника опорного напряжения). Когда уровень пилы достигнет уровня выходного сигнала усилителя ошибки, компаратор срабатывает и выдает сигнал включения полевого транзистора.

Рассмотрим работу схем самозащиты. КМОП-ключ имеет отвод, благодаря которому часть общего тока стока протекает через встроенный в кристалл токоизмерительный резистор. Напряжение, падающее на этом резисторе (R_{sense}), поступает на компаратор схемы ограничения тока, и если ток стока превысит 300 мА, произойдет быстрое запирающее транзистора.

Во второй секции ИМС имеются схемы блокировки, срабатывающие при чрезмерном повышении или понижении сетевого напряжения (схемы OV и UV). Схема блокировки — OV особенно полезна при работе от сети, на напряжение которой могут накладываться мощные выбросы. На время действия таких переходных процессов источник питания отключается и вновь включается, когда входное напряжение оказывается в заданных пределах. Пороговые уровни схем OV и UV задаются резисторами R1 и R2.

Схема плавного включения содержит генератор и встроенный конденсатор, подключенные к промежуточному каскаду усилителя сигнала ошибки. До полной зарядки конденсатора напряжение усилителя сигнала ошибки будет удерживаться на низком уровне, увеличивая тем самым скважность

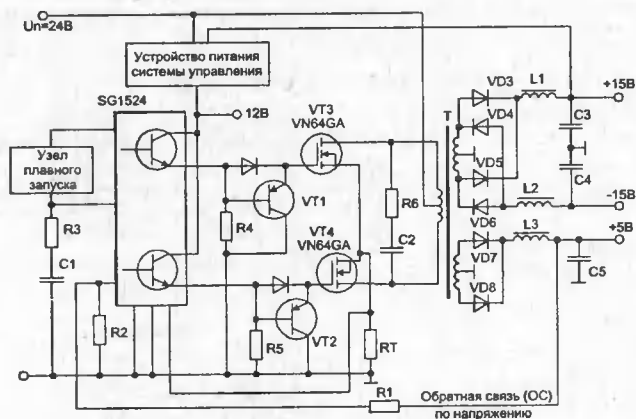


Рис. 5.36. Двухтактный преобразователь с нулевым выводом в источнике питания

управляющих импульсов и ограничивая амплитуду тока ключа в процессе включения. После полной зарядки конденсатора усилитель входит в линейный режим, обеспечивая стабилизацию выходного напряжения. Во всех случаях отключения блокировки данный конденсатор разряжается, благодаря чему источник питания будет всегда включаться из определенного состояния. Схема защиты от перегрева запирает ключ при нагреве кристалла до 125...157 °С. Наличие гистерезиса схемы гарантирует, что ключ включается снова только после того, как температура снизится по крайней мере на 45 °С.

Использование специализированных ИМС существенно упрощает построение двухтактных преобразователей напряжения. В качестве примера в [72] приведена схема двухтактного преобразователя с нулевым выводом (рис. 5.36).

Источник электропитания обеспечивает от входного напряжения 24 В на выходах стабильное +15 и +5 В при выходных токах соответственно до 1 и 15 А. Применение внешних эмиттерных повторителей позволяет получать времена переключения около 100 нс, что обеспечивает малые динамические потери на частоте преобразования 100 кГц. Наиболее стабильным является выходное напряжение +5 В, так как с выхода этого канала снимается сигнал обратной связи.

Высокочастотный источник питания с частотой преобразования 1 МГц приведен на рис. 5.37 [208]. Для управления полевыми транзисторами использована ИМС UC3825. Выходная мощность этого источника 100 Вт, напряжение питания 48 В. Контур токового управления (трансформатор Т2) обеспечивает защиту от перегрузок по току свыше 23 А посредством уменьшения потребляемой мощности до 60% ее номинального значения.

50-ваттный источник питания с частотой преобразования 20 кГц показан на рис. 5.38 [206]. ИМС TDA4700 предназначена для управления силовыми ключами двухтактных преобразователей. Для уменьшения динамических потерь в схему цепи управления введены двухтактные эмиттерные повторители. Источник имеет следующие параметры: выходное напряжение 5 В, ток нагрузки 10 А, КПД — 72%.

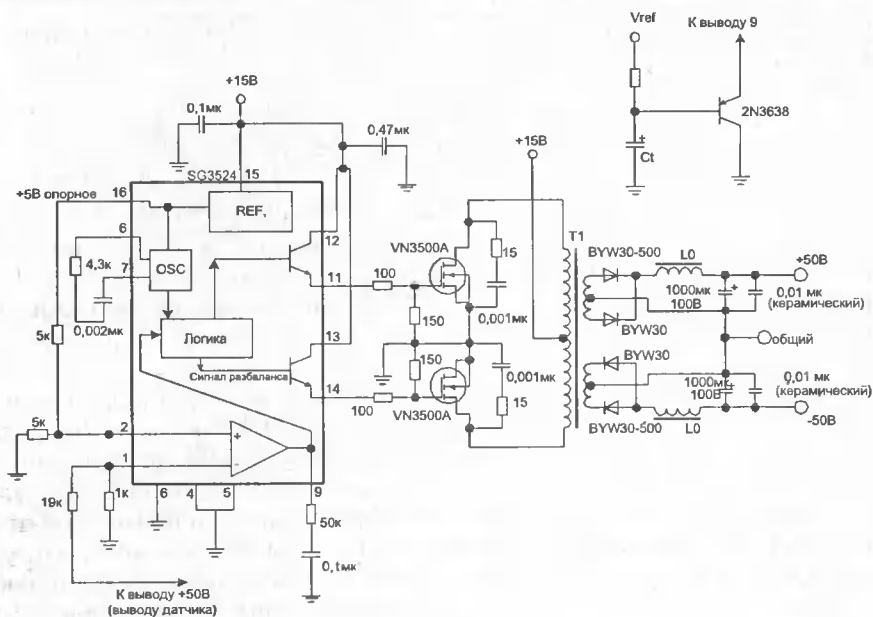


Рис. 5.39. Источник питания с выходным напряжением разной полярности (вверху справа показана схема плавного запуска)

Пример источника с выходным напряжением разной полярности представлен на рис. 5.39 [198]. Применение специализированной ИМС SG3524 обеспечило минимальное количество элементов схемы. В этой схеме предусмотрен «плавный» запуск.

5.6. Резонансные преобразователи напряжения

Из основных задач улучшения энергетических показателей преобразовательных устройств можно выделить следующие: уменьшение габаритных размеров и массы радиаторов силовых ключей за счет повышения коэффициента полезного действия, уменьшение габаритных размеров и массы реактивных элементов путем увеличения частоты преобразования и исключения из схем низкочастотных трансформаторов.

Однако увеличение частоты переключения в преобразователях с близкой к прямоугольной формой токов и напряжений приводит к росту динамических потерь, обусловленных рассеиванием энергии, запасенной в паразитных емкостях и индуктивностях на ключах. Существенным недостатком преобразователей с импульсным регулированием является высокий уровень импульсных помех. Допустим, что помеха обусловлена наводкой через емкость связи $C_{св}$ на цепь с сопротивлением R_d . Тогда фронты импульсов с выхода ключа амплитудой U_m будут дифференцироваться цепью $R_d C_{св}$ и создавать характерные короткие выбросы с амплитудой помехи $U_{пм}$.

Если принять, что фронт импульса на выходе ключа линейный и имеет длительность t_ϕ , то

$$U_{\text{пм}} = U_M \frac{C_{\text{св}} R_d}{t_\phi [1 - \exp(-t_\phi / C_{\text{св}} R_d)]} \approx U_M \frac{t_{\text{св}}}{t_\phi},$$

где $\tau = C_{\text{св}} R_d$; U_M — амплитуда коммутируемого напряжения.

Из этого соотношения вытекает, что даже при малых $C_{\text{св}}$ (когда $\tau_{\text{св}} \ll \tau_\phi$) амплитуда выбросов помехи может быть весьма значительной. Даже тщательный монтаж, экранировка и применение ВЧ-фильтров, приводящих к значительному увеличению объема и массы преобразователя, не избавляют выходной сигнал от помех.

В связи с этим с начала 80-х годов интерес разработчиков транзисторных источников электропитания привлекли резонансные преобразователи, применяемые в тиристорных преобразователях. В преобразователях с резонансным LC-контуром паразитные элементы являются частью резонансного контура, что уменьшает коммутационные потери. Кроме того, силовые ключи переключают либо при нулевом токе, либо при нулевом напряжении, что уменьшает электрические перегрузки элементов преобразователя. Регулировка выходного напряжения в резонансных преобразователях осуществляется изменением частоты. Наибольшее распространение получили преобразователи с последовательным LC-контуром. Этим преобразователям свойственны естественное ограничение тока и возможность их параллельной работы на общую нагрузку.

Принцип работы резонансного преобразователя рассмотрим на примере понижающего преобразователя с последовательным резонансным контуром (рис. 5.40) [101, 102]. Считаем ключи идеальными, ток нагрузки $I_H = \text{const}$ и $L \gg L_p$.

К моменту включения транзистора напряжение на конденсаторе C_p и ток i равны нулю. При включении транзистора VT ток начинает нарастать и до момента t_1 его изменение описывается следующим выражением: $i = Ut / L_p$. Длительность этого интервала $\Delta t_1 = t_0 - t_1$ определяется равенством токов i

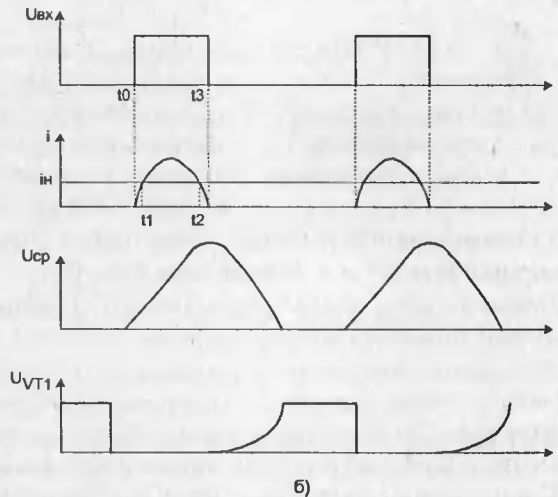
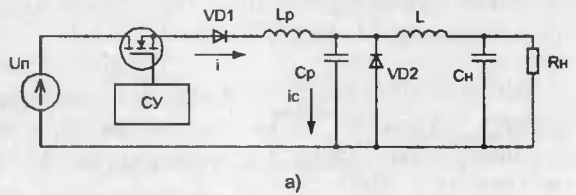


Рис. 5.40. Однополупериодный резонансный преобразователь (а) и временные

$= I_H, \Delta t_1 = I_H L_P / U$. В следующем интервале начинается резонансный заряд конденсатора C_P током $i_C = i - I_H$. Мгновенные значения тока i и напряжения на конденсаторе C_P определяются выражениями

$$i = I_H + (U / Z_0) \sin \omega_0 t; \quad u_C = U(1 - \cos \omega_0 t),$$

где ω_0, Z_0 — резонансная частота и волновое сопротивление контура.

В момент времени $t = \pi / 2\omega_0$ ток транзистора достигает максимального значения $I_M = I_H - U / Z_0$. Длительность открытого состояния транзистора $\Delta t_2 = t_2 - t_0$ определяется следующим выражением:

$$\Delta t_3 = \frac{U}{\omega_0 I_H Z_0} \left(1 + \sqrt{1 - \omega_0^2 \Delta t_1^2} \right)$$

Выключение транзистора происходит при нулевом токе, т. е. без потерь в момент $t = t_3$. В интервале $t_3 - t_4$ конденсатор C_P разряжается на нагрузку и $U_{CP} = 0$ в момент $t = t_4$. Длительность этого интервала $\Delta t_3 = t_4 - t_3$ определяется как

$$\Delta t_3 = \frac{U}{\omega_0 I_H Z_0} \left(1 + \sqrt{1 - \omega_0^2 \Delta t_1^2} \right)$$

К этой схеме приводится большинство схем замещения преобразователей с резонансным LC-контуром.

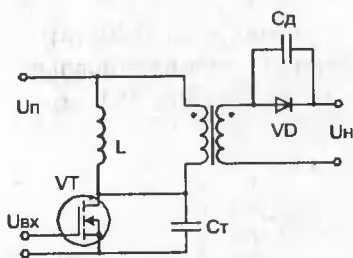


Рис. 5.41. Прямоходовой резонансный преобразователь

В схеме простейшего прямоходового резонансного преобразователя (рис. 5.41) [97] резонансный контур образован индуктивностью намагничивания L_μ и паразитными емкостями транзистора C_T и диода C_d . В этой схеме транзистор и диод включаются одновременно. Транзистор — за счет управляющего напряжения $U_{вх}$, а диод — за счет появления положительного напряжения на вторичной обмотке. Конденсатор выходного фильтра (на схеме не показан) заряжается током, который ограничивается последовательным внутренним сопротивлением схемы. Когда МДП-транзистор выключается,

происходит колебательный переходный процесс в контуре, образованном индуктивностью L_μ и емкостями C_T и C_d .

Пример построения резонансного преобразователя с параллельным LC-контуром приведен на рис. 5.42, а.

Резонансный контур образован индуктивностью L_K и конденсатором C_K . Нагрузкой контура является умножитель напряжения. На рис. 5.42, б приведены нагрузочная и внешняя характеристики инвертора на транзисторе КП901 с контурной катушкой индуктивности на керамическом каркасе $L_K = 13,7$ мкГн и выпрямителем на диодах Д312А и конденсаторах К10 емкостью 0,1 мкФ. Результаты приведены для параметров схемы $U_{п} = 12$ В, $U_{зм} = 10$ В, $C_K = 9800$ пФ, $m = 0,5$ при частоте преобразования $f = 435$ кГц и добротности

ненагруженного контура $Q = 40$. На вход инвертора поступает сигнал $U_3(\omega t) = U_3 + U_{3M}\cos\omega t$.

Для стабилизации выходного напряжения в резонансных инверторах применяется предварительное регулирование питающего напряжения при неизменной частоте преобразования. Это облегчает оптимизацию преобразователя на заданной частоте. В схеме такого преобразователя (рис. 5.43) [99] стабилизация выходного напряжения осуществляется изменением выходного напряжения эмиттерного повторителя VT5. Силовые транзисторы VT1 и VT2 — мощные ПТ КП901А, управляются генератором на транзисторах VT3 и VT4 (КП103Л и КП302БМ). Резонансный контур образуют вторичная обмотка трансформатора и конденсатор C_K емкостью 330 пФ. Дроссель L_{BX} выполнен на ферритовом кольцевом магнитопроводе $K12 \times 6 \times 4,5$, а обмотка содержит 120 витков провода диаметром 0,1 мм.

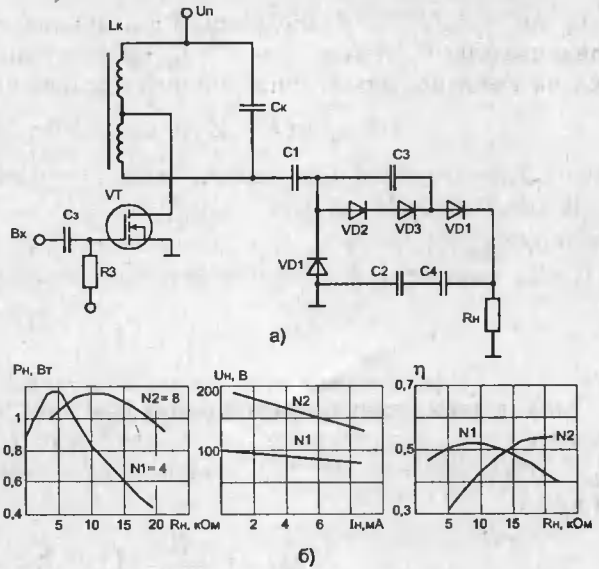


Рис. 5.42. Резонансный преобразователь с параллельным LC-контуром (а) и его характеристики (б)

Резонансный контур образуют вторичная обмотка трансформатора и конденсатор C_K емкостью 330 пФ. Дроссель L_{BX} выполнен на ферритовом кольцевом магнитопроводе $K12 \times 6 \times 4,5$, а обмотка содержит 120 витков провода диаметром 0,1 мм.

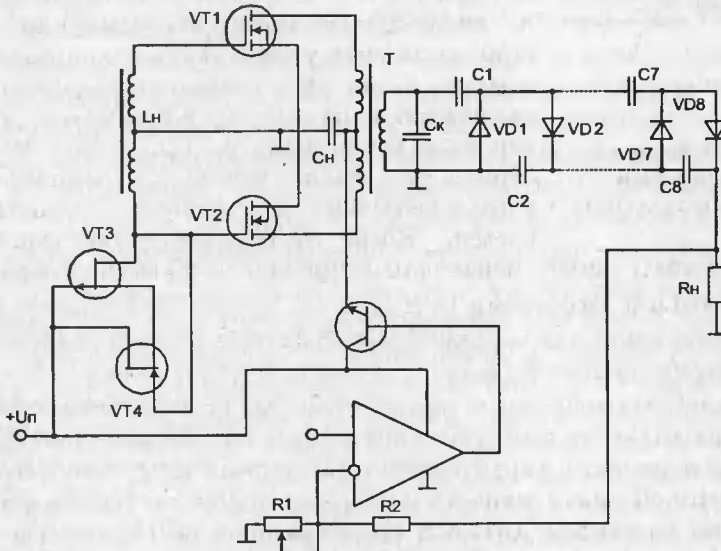


Рис. 5.43. Резонансный преобразователь с умножением напряжения

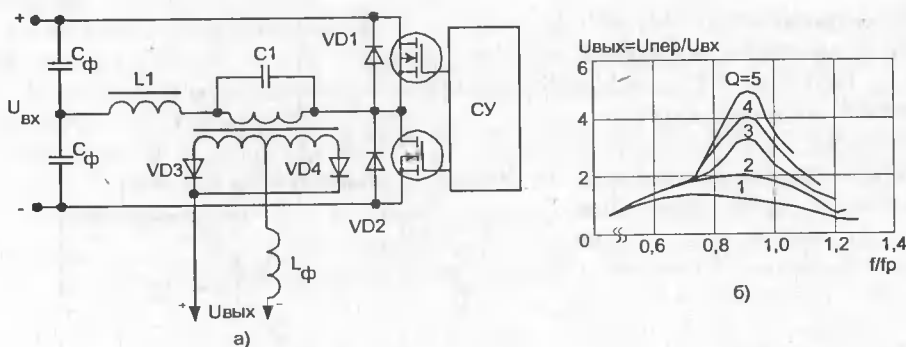


Рис. 5.44. Полумостовой преобразователь напряжения (а) и частотная зависимость его выходного напряжения (б).

Трансформатор Т намотан на ферритовом кольцевом магнитопроводе $K12 \times 6 \times 5,5$ с числом витков 40 в каждой обмотке из провода ПЭЛШО-0,1.

Для мощностей нагрузки в сотни ватт получили распространение полумостовые схемы (рис. 5.44, а) [96]. Когда транзистор VT1 включается, ток в дросселе $L1$ нарастает. Этот ток равен сумме тока в первичной обмотке трансформатора и зарядного тока конденсатора $C1$. Через интервал времени, который определяется резонансной частотой контура $C1L1$, ток в $L1$ и, следовательно, в VT1 станет равным нулю. Затем ток через $L1$ изменит направление и конденсатор $C1$ начнет разряжаться.

На рис. 5.44, б представлены регулировочные характеристики полумостового преобразователя, которые являются АЧХ резонансного контура. Значение выходного напряжения зависит от частоты коммутации и добротности контура $Q = R_L \sqrt{C_1 / L}$. Такие характеристики определяют две рабочие области: одну ниже, а другую выше точки резонанса. В общем, работа на частотах ниже резонансной дает возможность коммутировать транзисторы при нулевом токе, а на частотах выше резонансной — при нулевом напряжении.

Переключение при нулевом токе или нулевом напряжении — основное достоинство резонансных преобразователей. Однако амплитудное и действующее значения протекающего тока или приложенного к ключу напряжения у них больше, чем в преобразователе с прямоугольной формой тока и напряжения.

В стабилизирующем источнике электропитания (рис. 5.45), выполненном по полумостовой схеме на отечественных мощных высоковольтных МДП-транзисторах КП702Б, стабилизация выходного напряжения осуществляется изменением частоты задающего генератора, выполненного на интегральном таймере КР1006ВИ1. Триггер К561ТМ2 симметрирует управляющие импульсы, которыми через трансформатор Т1 управляются МДП-транзисторы. Цепь обратной связи содержит дифференциальный усилитель (транзисторы VT3 и VT4 и оптопара АОУ103Б), который изменяет сопротивление времязадающей цепи задающего генератора, а также создает развязку между входом и выходом источника.

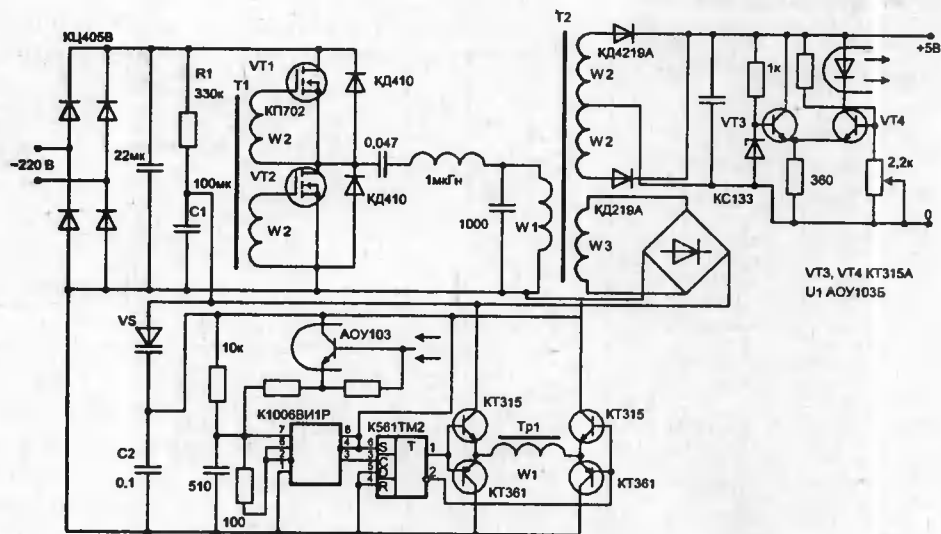


Рис. 5.45. Стабилизирующий сетевой резонансный источник электропитания

При включении источника в сеть заряжается конденсатор C1 и на аноде диода VS растет напряжение. Когда VS включается, энергия конденсатора C1 поступает на конденсатор питания системы управления C2, что приводит к появлению импульсов, управляющих МДП-транзисторами. На обмотке W₃ трансформатора T2 появляется переменное напряжение, которым осуществляется дальнейшее питание системы управления. Источник имеет следующие параметры: U_н = 5 В, I_н = 2 А, нестабильность выходного напряжения <0,5% при η ≈ 75%.

С дополнительной обмотки Т2 (не показанной на рис. 5.45) получали $U_H = 12$ В при $I_H = 1$ А с нестабильностью $\Delta U_H < 5\%$. Относительно высокая нестабильность по дополнительному каналу объясняется тем, что обратная связь осуществлялась по выходу $U_H = +5$ В.

Наибольшие выходные мощности получают в мостовых схемах. Пример построения резонансного инвертора тока мощностью 7,5 кВт, $\eta \approx 97\%$ и выходной частотой 130 кГц дан в [74] (рис. 5.46). В качестве силовых ключей в схеме используются СИТ-транзисторы с параметрами: напряжение затвор-исток 80 В, напряжение затвор-сток 600 В, максимальный ток стока 18 А, граничная частота 10 МГц и мощность рассеяния 500 Вт.

В состав силовой схемы (рис. 5.46) входят управляемый трехфазный выпрямитель, индуктивность фильтра $L_d = 100$ мкГн, конденсатор фильтра $C_\Phi = 1$ нФ, предназначенный для фильтрации высокочастотных пульсаций, и силовые ключи. Силовая схема инвертора выполнена по мостовой схеме, в каждом плече которой по три параллельно включенных СИТ-транзистора VT1—VT3. Схема формирователей импульсов управляющего тока СИТ-транзистора (рис. 5.47) содержит комплементарные МДП-транзисторы, разделительные конденсаторы C_p , которые предотвращают насыщение сердеч-

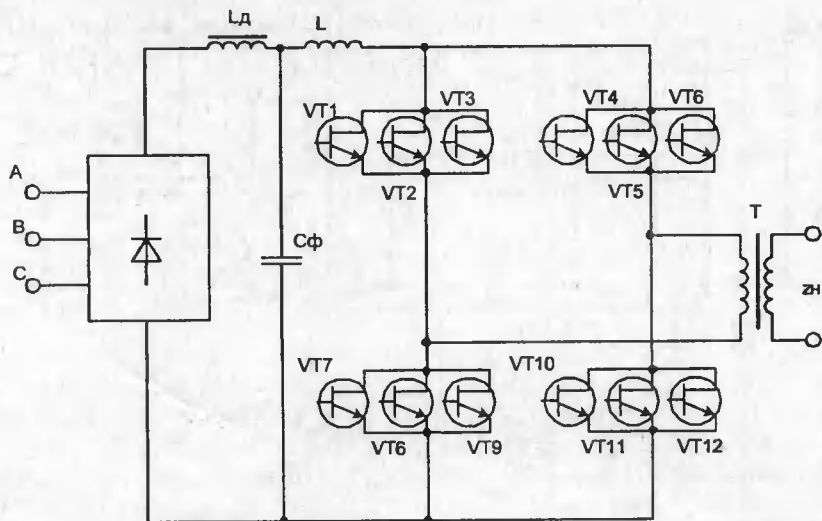


Рис. 5.46. Резонансный инвертор тока

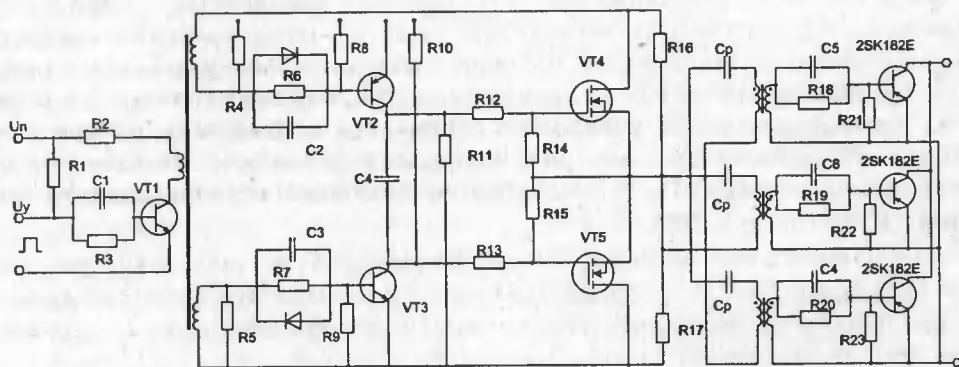


Рис. 5.47. Система управления ключами инвертора тока

ников трансформаторов. Ток управления СИТ-транзистором составляет порядка 20 мА во включенном состоянии.

Современные исследования в области резонансных источников электропитания сосредоточены на разработке преобразователей, работающих в области частот преобразования единицы — десятки мегагерц. Разработанные в настоящее время источники электропитания работают на частотах 1...4 МГц и обладают удельной мощностью до 3000 Вт/дм³, что на порядок выше, чем в импульсных преобразователях с прямоугольной формой тока и напряжения.

Серийно выпускаются резонансные модули питания типа МПК300 со следующими основными техническими характеристиками, приведенными в табл. 5.3 [209].

Таблица 5.3. Характеристики модификаций модулей питания МПК300

Характеристика	МПК300А	МПК300В	МПК300С	МПК300Н
Выходное напряжение, В	5	12	15	27
Максимальный ток нагрузки, А	40	25	20	11
Пульсации выходного напряжения (размах), мВ	100	100	100	100
Нестабильность выходного напряжения, %	$\pm 2,5$	± 2	± 2	± 2
Ослабление выходной пульсации на частоте 100 Гц, раз	400	300	300	200
Частота преобразования, кГц	180	135	135	135

Типовая принципиальная электрическая схема преобразователя приведена на рис. 5.48. Входное напряжение через фильтр (Ф) поступает на силовую часть преобразователя (VT1, VT2, TV, TA), и через резистор R1 начинается заряд конденсатора запуска C1. При достижении напряжения на C1 уровня 14 В срабатывает пороговое устройство УЗ, которое соединяет все устройства схемы управления со вспомогательным источником питания (W4, VD4, C1). От ЗГ на вход ШИМ подается напряжение прямоугольной формы. ШИМ изменяет коэффициент заполнения импульсов (К) от 0 до максимального значения $K_{\text{МАКС}}$ по сигналу схемы обратной связи (ОЗУ, U1.1) или при срабатывании первой ступени схемы защиты от перегрузок по току (ТА, ОУ1).

Значение $K_{\text{МАКС}}$ устанавливается параметрически с достаточно высокой точностью ($\pm 5\%$), что позволяет наиболее эффективно использовать силовые транзисторы VT1, VT2 по допустимому напряжению стока. Устройство формирования задержки ФЗ обеспечивает задержку между включением и выключением ключевых транзисторов. Фазоинвертор ФИ обеспечивает управление силовыми транзисторами и гальваническую развязку цепи затвора транзистора VT1 и схемы управления.

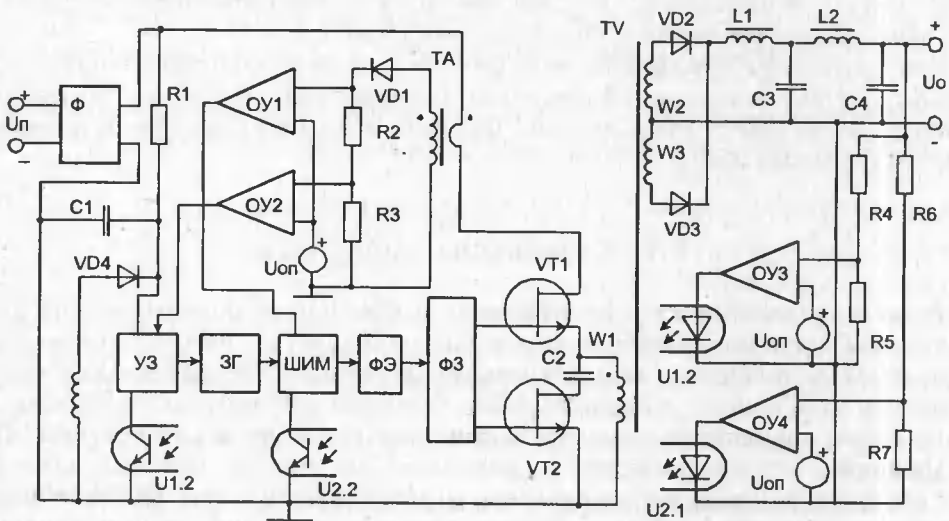


Рис. 5.48. Электрическая схема преобразователя типа МПК300

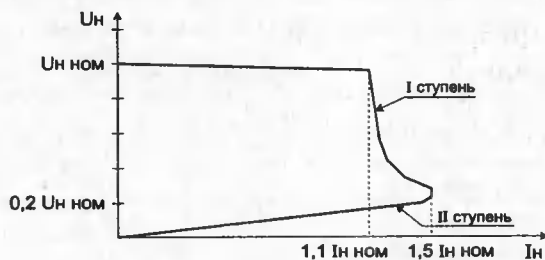


Рис. 5.49. Типовая нагрузочная характеристика преобразователя

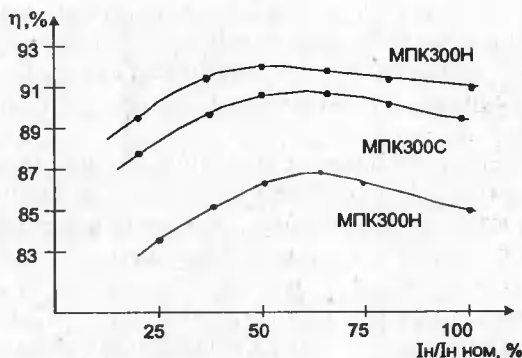


Рис. 5.50. Типовые зависимости КПД от тока нагрузки

На элементе ОУ2 выполнена вторая ступень схемы защиты по току нагрузки. Вторая ступень защиты переводит преобразователь в режим перезапуска при значениях тока нагрузки более $1,5 I_{n \text{ ном}}$ (рис. 5.49).

На рис. 5.50 приведены типовые зависимости КПД преобразователя от тока нагрузки для различных модификаций устройства.

Конструктивно преобразователь выполнен в виде функционально законченного модуля, имеющего габаритные размеры $151 \times 9 \times 24$ мм. Устройство питается от входного напряжения 260...340 В и работоспособно в интервале температур $-40 \dots 70^\circ \text{C}$.

5.7. Корректоры мощности

В последнее время на рынке бытовой и офисной радиоэлектронной аппаратуры все чаще появляется аудио- и видеоаппаратура, вычислительная техника и техника связи, в состав источников питания которой входят так называемые корректоры мощности (КМ). Коротко рассмотрим необходимость применения корректоров мощности, принцип их работы и диагностики [227].

Известно, что большинство современных источников питания электронной аппаратуры является импульсными источниками с мостовым выпрямителем и емкостным фильтром. Наряду с рядом очевидных достоинств (большой КПД, хорошие массогабаритные показатели) они имеют низкий коэффи-

коэффициент мощности (0,5...0,7) и высокий уровень гармоник потребляемого из сети тока (>30%). Форма тока, потребляемого такими источниками из питающей сети, показана на рис. 5.51 (сплошные линии).

Такая форма тока приводит к возникновению электромагнитных помех, засоряющих сеть

переменного тока, и сбоев в работе другой электронной аппаратуры. В связи с этим все более ужесточаются требования по электромагнитной совместимости вторичных импульсных источников с питающей сетью и резко ограничивается уровень высших гармоник, потребляемого из сети тока для всех однофазных потребителей.

В настоящее время используется пассивная и активная коррекция формы потребляемого из сети тока. Пассивные цепи коррекции состоят из индуктивности и емкости. Они способны обеспечить коэффициент мощности, который показывает отличие формы потребляемого тока от синусоиды, не хуже 0,9...0,95. Однако при конструктивной простоте и надежности пассивные цепи коррекции имеют относительно большие габариты и очень чувствительны к изменениям частоты питающего напряжения и величины тока нагрузки.

Более перспективным является использование активных корректоров мощности, которые формируют на входе импульсного источника питания синусоидальный потребляемый ток, совпадающий по фазе и частоте с питающим напряжением. Такие корректоры мощности имеют небольшие габариты за счет работы с частотами преобразования в несколько десятков килогерц и обеспечивают коэффициент мощности 0,95...0,99. Рассмотрим принцип работы активного корректора мощности, реализованного на повышающем преобразователе со следящей ШИМ (рис. 5.52).

Наличие индуктивности, включенной последовательно с нагрузкой, позволяет в этом преобразователе сформировать синусоидальную форму потребляемого из сети тока. Вначале рассмотрим работу схемы КМ без узлов УМ и ДНН, роль которых будет описана ниже. Опорное напряжение синусоидальной формы, получаемое с датчика выпрямленного напряжения (ДВН), поступает на один из входов схемы управления (СУ) силовым ключом, реализованном на МДП-транзисторе VT. На второй вход СУ поступает сигнал, пропорциональный току ключа. Пока напряжение с ДВН больше напряжения, формируемого датчиком тока (ДТ), транзистор открыт и в индуктивно-

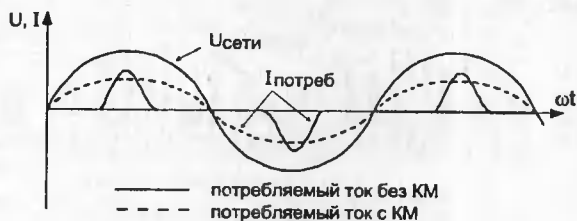


Рис. 5.51. Форма тока, потребляемого из сети

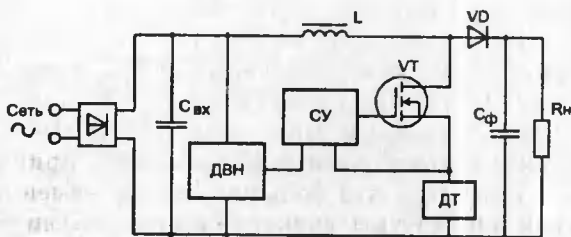


Рис. 5.52. Упрощенная функциональная схема корректора мощности

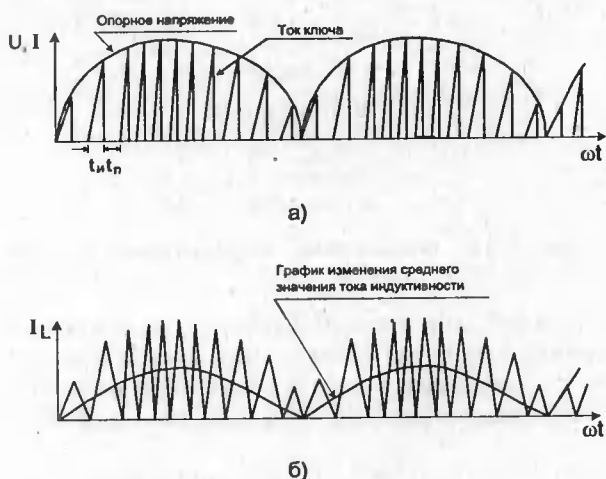


Рис. 5.53. Временные диаграммы, иллюстрирующие работу активного корректора мощности

му закону. Аналогично изменяется и среднее значение тока. В результате этого ток, потребляемый из сети, имеет синусоидальную форму и совпадает по фазе с питающим напряжением.

Однако величина напряжения на нагрузке существенно зависит от изменений входного напряжения и тока нагрузки. Для стабилизации напряжения нагрузки в СУ дополнительно вводят цепь обратной связи по этому напряжению. Возможность получения синусоидальной формы потребляемого тока, с одновременной стабилизацией напряжения нагрузки, реализуется при помощи аналогового умножения (узел УМ) сигнала с ДВН и сигнала с датчика напряжения нагрузки (ДНН). Полученный таким образом дополнительный сигнал в этом случае становится опорным напряжением для СУ. Рассмотрим работу корректора мощности на примере практической схемы, представленной на рис. 5.54 [227].

Схема управления реализована в виде интегральной специализированной микросхемы L6560, структурная схема которой приведена на рис. 5.55, а назначения выводов — в табл. 5.4.

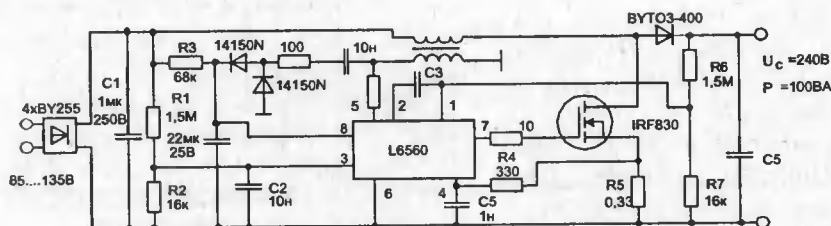


Рис. 5.54. Практическая схема корректора мощности

Таблица 5.4. Назначение выводов интегральной микросхемы L6560

№ вывода	Символ	Назначение вывода
1	INV	Инвертирующий вход усилителя обратной связи
2	COMP	Выход усилителя обратной связи. Подключение корректирующей цепи обратной связи
3	MULT	Вход умножителя. Подключается к средней точке делителя, запитанного от выпрямленного напряжения
4	CS	Вход компаратора контроля тока
5	ZCD	Вход схемы контроля нулевого тока
6	GND	Общий
7	GD	Выход драйвера
8	V _{CC}	Вход питания

Напряжение ДВН формируется резистивным делителем R1, R2. Это напряжение поступает на вывод 3 микросхемы L6560. Следует отметить, что конденсатор C1 на выходе выпрямителя выполняет функции высокочастот-

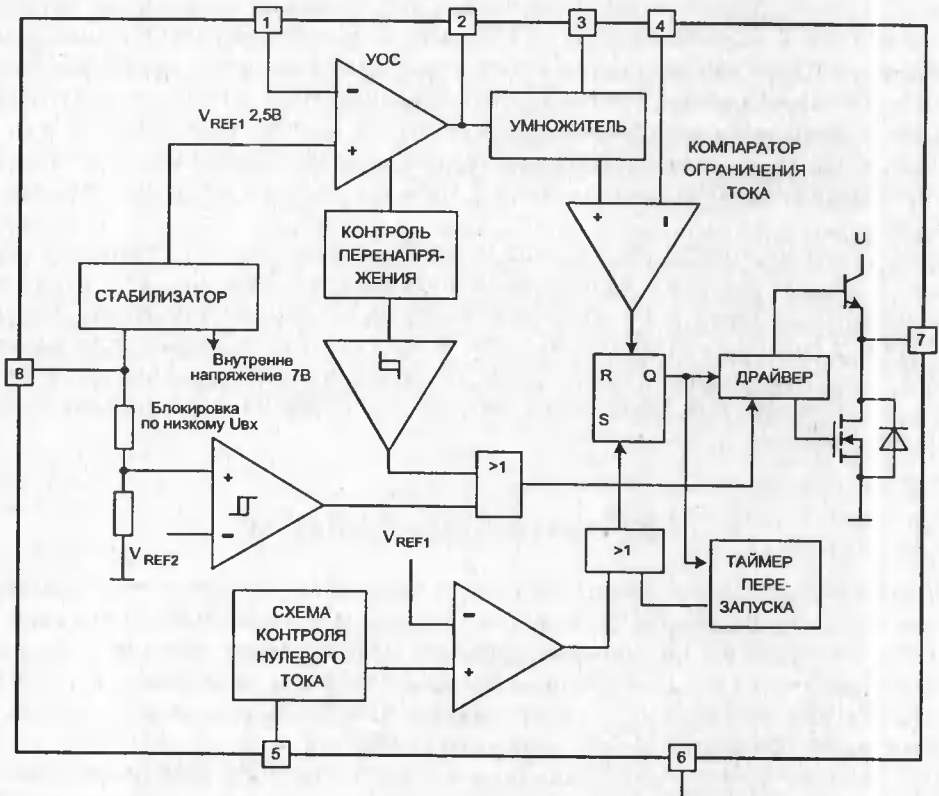


Рис. 5.55. Структурная схема L6560

ного фильтра, а не сглаживающего конденсатора, как в традиционных схемах. Поэтому величина его не превышает единиц мкФ при мощностях в нагрузке 100...200 Вт. Дополнительная фильтрация высокочастотных помех на выводе 3 осуществляется конденсатором С2.

Резистор R5 выступает в роли датчика тока ключа, напряжение которого через высокочастотный фильтр R4, С4 поступает на вывод 4 микросхемы. Силовой ключ управляется сигналом, получаемым с вывода 7. Учитывая особенности работы ключа в КМ (большой динамический диапазон амплитудных значений тока), чаще всего в качестве ключей используются МДП-транзисторы. При больших частотах преобразования, характерных для КМ, МДП-транзисторы обладают малыми динамическими потерями и легко управляются непосредственно интегральными микросхемами. Для уменьшения вероятности возбуждения схемы в цепь затвора МДП-транзистора вводят низкоомный резистор. С резистивного делителя R6, R7 снимается сигнал обратной связи по выходному напряжению и подается на вывод 1. Для уменьшения влияния импульсных помех, возникающих в выходной цепи, между выводами 1 и 2 включен интегрирующий конденсатор С3, величина которого составляет сотни нФ.

При включении КМ в сеть в первый момент питание микросхемы осуществляется через резистор R3. Как только КМ выходит на рабочий режим, с дополнительной обмотки катушки индуктивности L снимается напряжение, которое, с одной стороны, используется как напряжение питания L6560, а с другой стороны, является сигналом определения нулевого тока индуктивности. На выходе КМ обязательно присутствует фильтрующий конденсатор С5, так как энергия в нагрузку передается импульсами. Величина этого конденсатора определяется из расчета 1,5...2 мкФ на каждый ватт мощности в нагрузке.

Корректор мощности, как правило, не является самостоятельным устройством, а входит в состав импульсных источников питания. Для получения необходимых уровней и полярностей выходных напряжений такие источники питания содержат преобразователи. В связи с этим разработчики интегральных схем очень часто объединяют в одном корпусе два каскада схем управления: собственно для корректора мощности, а также для преобразователя напряжения.

5.8. Электронные балласты

Особенностью всех люминесцентных ламп (ЛЛ) является необходимость применения специального устройства, называемого пускорегулирующим аппаратом (балластом), которое обеспечивает необходимые рабочие и пусковые режимы работы ламп. В настоящее время в России и за рубежом наметилась тенденция замены обычных электромагнитных балластов (ЭМБ) высокочастотными электронными балластами (ЭБ) [228].

Это связано с тем, что применение высокочастотного электропитания ЛЛ увеличивает светоточдачу на 5...15% относительно питания с помощью ЭМБ. Следовательно, для получения одинаковой освещенности возможно уменьше-

ние потребляемой мощности также на 5...15%. Кроме того, электронный балласт обладает большим значением коэффициента полезного действия, чем электромагнитный. В итоге возможна экономия до 20% потребляемой электроэнергии. В ЛЛ с электронными балластами отсутствуют пики перезажигания и становится возможным осуществлять автоматическую регулировку и стабилизацию высокочастотного питающего напряжения и мощности, что значительно увеличивает срок службы люминесцентных ламп (в 1,5...2 раза по сравнению с использованием ЭМБ). Кроме этого исчезает акустический шум, характерный для ЭМБ, и примерно в 10 раз уменьшаются колебания светового потока, которые создают зрительное утомление.

Функции, реализуемые современными электронными ПРА, включают в себя фильтрацию электромагнитных помех для блокирования генерируемых балластом шумов, выпрямление сети, коррекцию коэффициента мощности для входного синусоидального тока (для ЛЛ мощностью больше 40 Вт), блокировку работы по пониженному напряжению сети и защиту от аварийных ситуаций, полумостовую ключевую схему с драйвером и времязадающими элементами для работы на высокой частоте и, наконец, выходной каскад для управления лампой (рис. 5.56).

Для нормального функционирования ЛЛ электронный балласт должен обеспечивать следующие основные режимы ее работы:

- *режим разогрева электродов*, который способствует уменьшению напряжения зажигания ЛЛ;
- *режим зажигания*, при котором балласт формирует напряжение, превышающее напряжение зажигания лампы;
- *рабочий режим*, наступающий с момента ионизации разрядного промежутка, при котором балласт ограничивает ток, протекающий через лампу, на заданном уровне.

Одной из особенностей ЛЛ является существенное различие в пусковых и рабочих характеристиках, которые сильно отличаются не только у ламп разного типа, но и даже у однотипных ламп разной мощности. В связи с этим фирмы-изготовители создают универсальные ИС управления, позволяющие разработчикам ЭБ реализовать устройства с любым законом управления. Отмечая большой уровень функциональных возможностей таких ИС, их даже

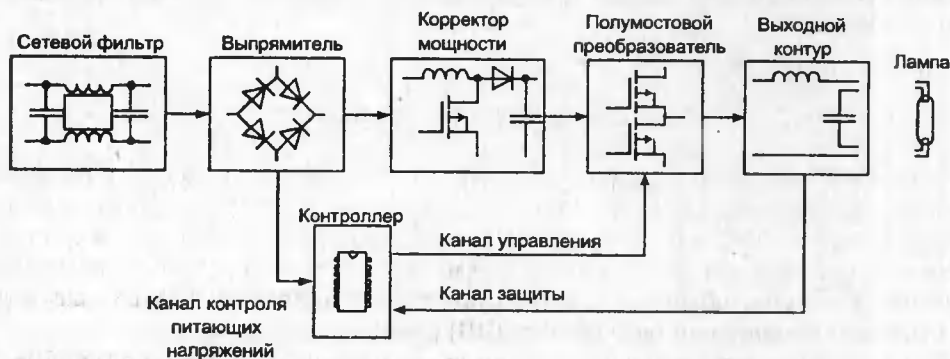


Рис. 5.56. Структурная схема электронного балласта

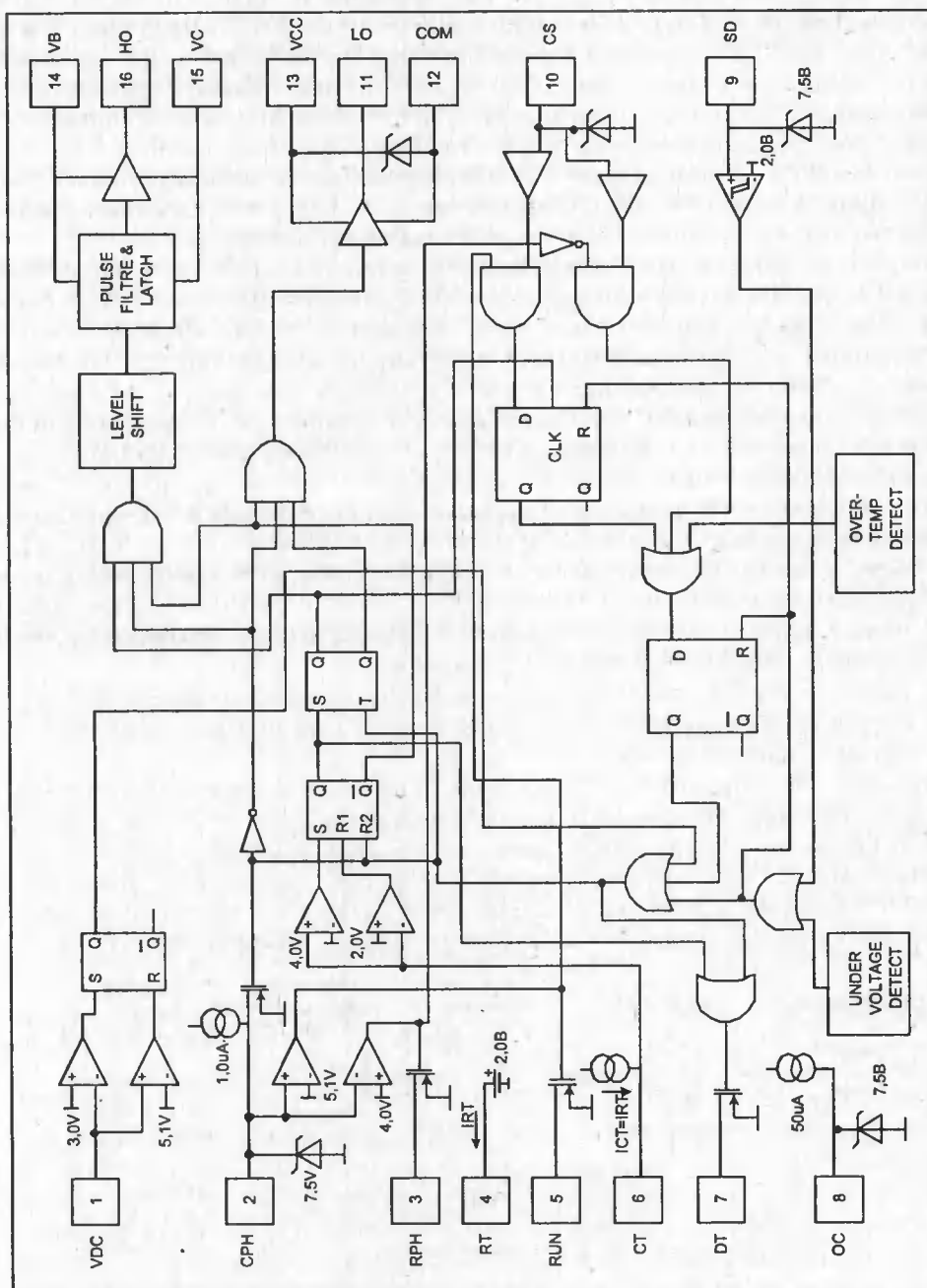


Рис. 5.57. Функциональная схема IR21571

называют контроллерами электронных балластов. Примерами таких контроллеров могут служить ИС фирмы International Rectifier — IR2151, IR2152, IR2153, IR2155, IR2157, IR2157(S), применяемые в электронных балластах для люминесцентных ламп с мощностью 40—80 Вт и более. Эти ИС позволяют обеспечить широкие возможности по реализации оптимальных параметров и режимов работы ЭБ. Кроме указанных микросхем можно еще назвать ML4830, ML4831, ML4832, ML4833, ML4835.

Микросхема IR21571 является управляющим узлом, который обеспечивает гибкое управление последовательностью смены режимов для обеспечения времени подогрева и плавный переход к каждой из рабочих точек, равно как и защиту по максимальному току от выхода из строя при поджиге и определении наличия лампы для открытой нити накала и защиты балласта при ее удалении. Функциональная схема данного устройства приведена на рис. 5.57, а в табл. 5.5 указаны номера выводов и их назначение.

Типовая схема включения IR21571 для электронного балласта с одной люминесцентной лампой мощностью 40 Вт приведена на рис. 5.58 [228].

Схема электронного балласта с корректором мощности, предназначенная для питания двух люминесцентных ламп с мощностью 40 Вт каждая или для питания одной ЛЛ с мощностью 80 Вт, представлена на рис. 5.59. В этой схеме корректор мощности построен на специализированной твердотельной ИМС MC33262, а схема управления ЭБ выполнена на специализированной ИМС IR21571. В качестве силовых ключей использованы мощные МДП-транзисторы типа IRF830.

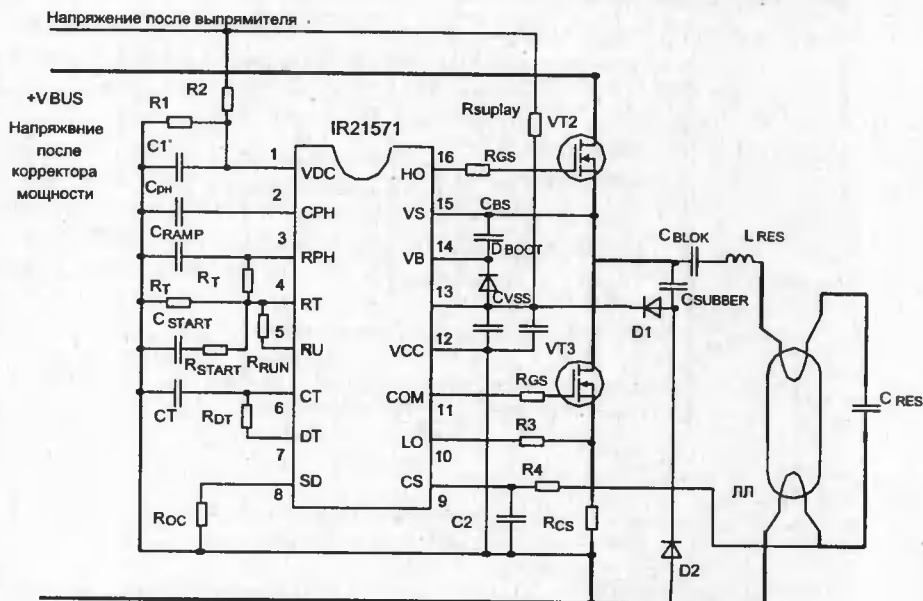


Рис. 5.58. Электронный балласт с использованием IR21571

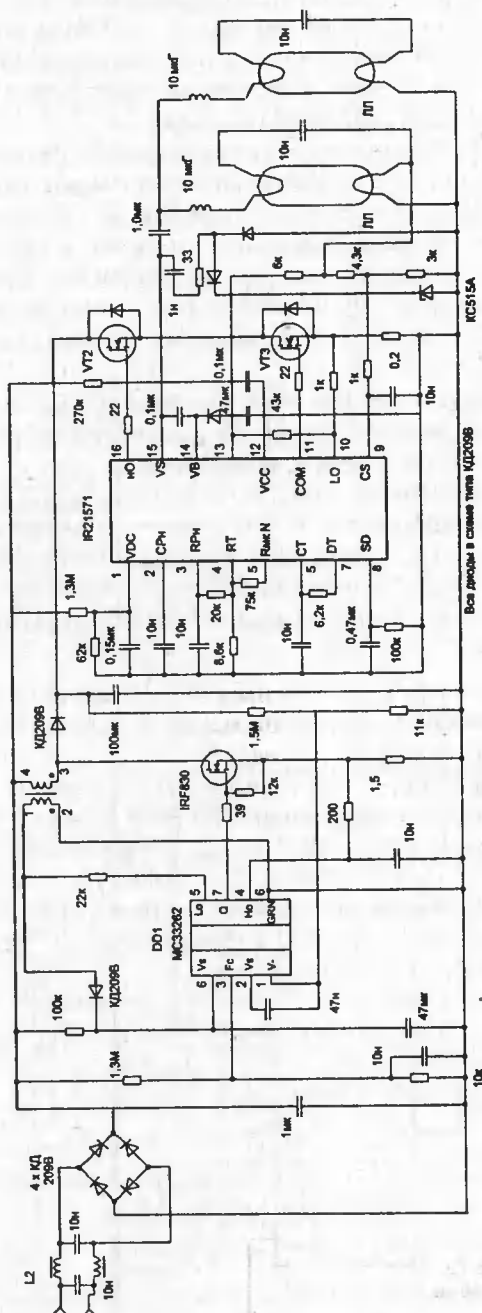


Рис. 5.59. Электронный балласт с корректором мощности

Таблица 5.5. Назначение выводов микросхемы IR21571

№ вывода	Обозначение	Назначение
1	VDC	Вход контроля напряжения питания
2	CPH	Конденсатор переходного процесса
3	RPH	Резистор интервала разогрева
4	RT	Резистор внутреннего генератора
5	RUN	Резистор рабочего режима
6	CT	Конденсатор внутреннего генератора
7	DT	Длительность паузы
8	OC	Установка тока срабатывания
9	SD	Вход контроля нити
10	CS	Вход датчика тока
11	LO	Выход для верхнего ключа
12	COM	Общий
13	VCC	Питание
14	VB	Подключение бутстрепного диода
15	VS	Подключение к средней точке полумоста
16	HO	Выход для нижнего ключа

На рис. 5.60 представлена очень простая схема преобразователя электронного балласта с питанием от автомобильного аккумулятора, представляющая несомненный интерес для автолюбителей.

Схема питания люминесцентной лампы 6 Вт состоит из генератора частотой 20 кГц, ключевого силового транзистора и повышающего трансформатора. Генератор прямоугольных импульсов выполнен на микросхеме таймера типа TLC555, включенной по схеме мультивибратора. Для питания лампы переменным током во вторичную обмотку трансформатора введен конденсатор C4. С помощью конденсатора C3 добиваются получения выходного напряжения, близкого по форме к синусоиде.

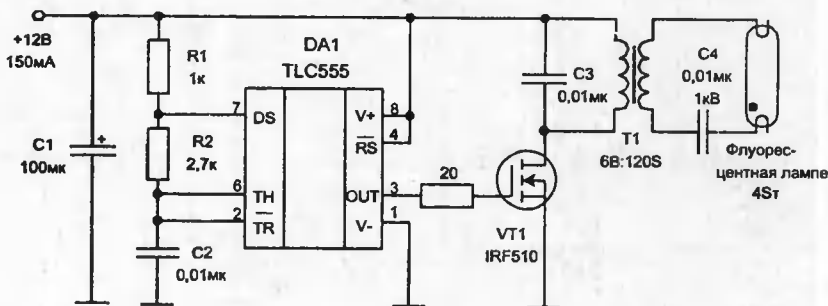


Рис. 5.60. Электронный балласт с аккумуляторным питанием

5.9. Высоковольтные источники питания

Большой интерес вызывают высоковольтные источники постоянного напряжения с выходным напряжением от одного до нескольких десятков киловольт. Следует помнить, что при работе с ними необходимо соблюдать традиционные меры безопасности, связанные с эксплуатацией высоковольтных источников питания.

Высоковольтный регулируемый источник питания для получения высокого напряжения на малогабаритной электронно-лучевой трубке векторно-графического дисплея показан на рис. 5.61 [196].

В этом источнике полевой транзистор вместе с обмоткой строчного трансформатора Murata образует блокинг-генератор. Можно использовать и другие типы строчных трансформаторов, если они имеют подходящую отдельную обмотку, обеспечивающую получение импульсов амплитудой около 10 вольт для управления затвором ПТ.

Коэффициент насыщения сердечника и результирующее высокое напряжение легко регулируются в широком диапазоне с помощью изменения напряжения смещения, приложенного к затвору полевого транзистора. Этого можно добиться, подключив один вход усилителя к выходу фокусирующего

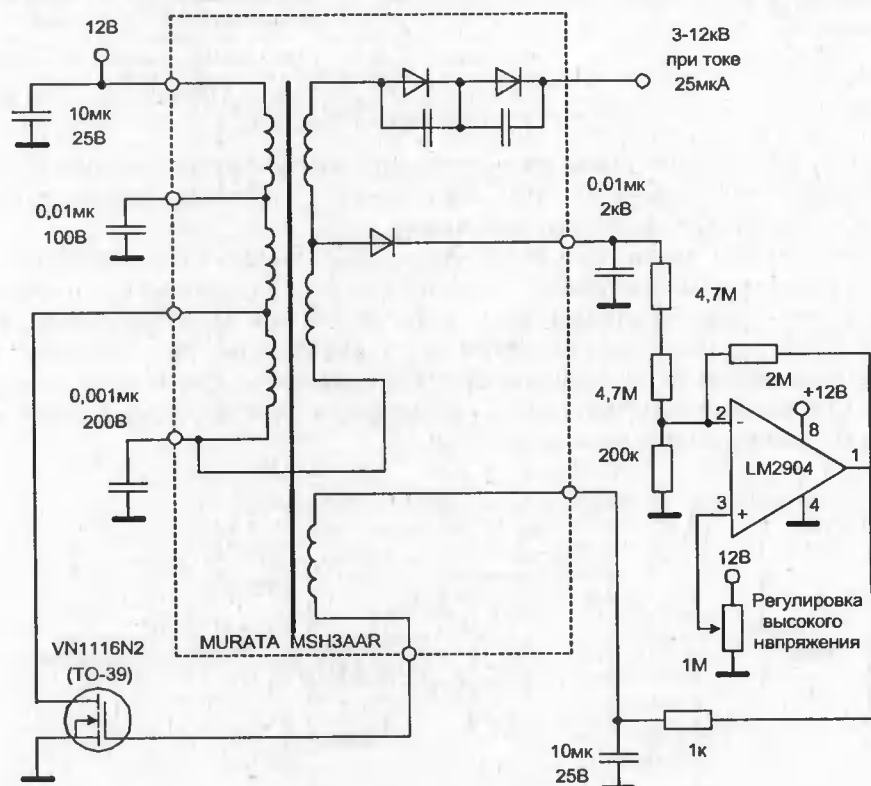


Рис. 5.61. Высоковольтный источник питания

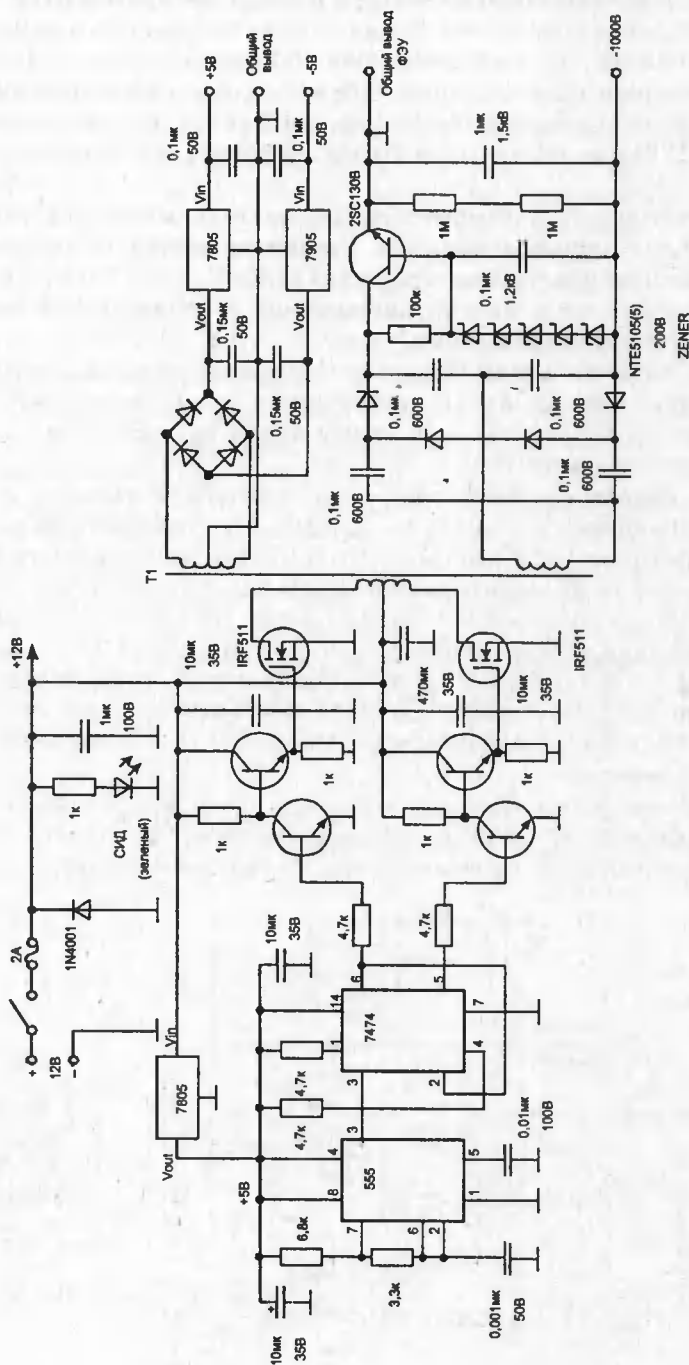


Рис. 5.62. Блок питания ФЭУ

напряжения строчного трансформатора и подав на другой вход напряжение, регулируемое потенциометром. Схема позволяет получать выходное напряжение от 3 до 12 кВ при выходном токе до 20 мкА.

Высоковольтный блок питания фотоэлектронного умножителя (ФЭУ) лазерного приемника представлен на рис. 5.62 [233]. В этой схеме постоянное напряжение 12 В преобразуется в стабилизированное постоянное напряжение 1000 В.

Трансформатор двухтактного преобразователя имеет высоковольтную и низковольтную вторичные обмотки. Стабилизированный низковольтный источник питает предусилитель видеосигнала ФЭУ. Высоковольтный источник выполнен по схеме умножителя напряжения с последующей стабилизацией параметрическим стабилизатором.

Источник питания гелий-неонового лазера с высоковольтным поджигом показан на рис. 5.63 [233]. Представленная схема позволяет генерировать импульсы амплитудой 10 кВ для возбуждения плазменного разряда между электродами лазерной трубки.

Источник питания построен по схеме с нулевым выводом и с силовыми ключами на полевых транзисторах. Диодный умножитель включен последовательно с основным источником питания, напряжение на него поступает через один из диодов умножителя основного источника. Амплитуда напряжения на этом диоде, как правило, равна 1,8 кВ. При десятикаскадном умножении выходное напряжение диода, величиной примерно 9 кВ, складывается с напряжением 1,8 кВ основного источника. Емкость конденсатора в цепи умножителя значительно меньше емкости конденсаторов источника питания. При первом включении конденсаторы умножителя заряжаются до напряжения разряда лазера.

При возникновении плазменного разряда ток в лазере увеличивается; конденсаторы умножителя начинают разряжаться, так как не могут поддерживать первоначальный уровень заряда. В результате напряжение резко па-

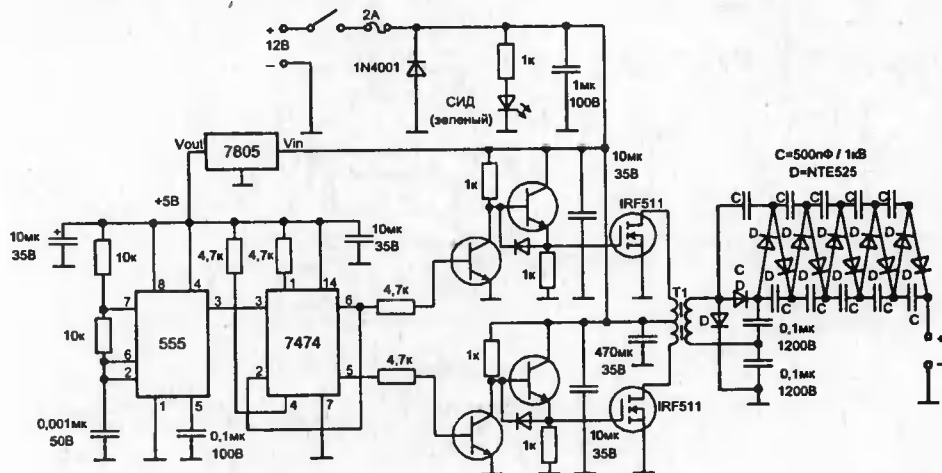


Рис. 5.63. Источник питания с высоковольтным поджигом Ge-Ne лазера

дает до уровня основного источника, при этом все диоды цепи умножителя смещаются в прямом направлении и происходит генерация высоковольтного импульса, ионизирующего газы.

В ряде случаев используется импульсный поджиг лазера. Схема источника питания гелий-неонового лазера с таким поджигом представлена на рис. 5.64. При первом включении напряжения происходит заряд двух параллельно включенных конденсаторов (0,33 мкФ 630 В). Цепь задержки, выполненная на транзисторе 2N2222, производит кратковременный разряд этих конденсаторов на обмотку возбуждения. Высоковольтный диод и конденсатор, включенные в выходной цепи, выпрямляют затухающий переменный сигнал катушки возбуждения, в результате чего на лазере образуется высоковольтный поджигающий импульс. После возбуждения лазера разряд в нем поддерживается основным источником питания.

Схема высоковольтного полумостового источника напряжения представлена на рис. 5.65. В этой схеме сетевое переменное напряжение 120 В преобразуется в высоковольтное напряжение 12000 В. Входное напряжение поступает на двухполупериодный выпрямитель, резистор R1 ограничивает величину заряда конденсатора C3 до безопасного уровня. Цепь управления питается от сети 120 В через конденсатор C4 и токоограничивающий резистор R2. Так как C4 и R2 представляют собой комплексную нагрузку, то большая часть переменного напряжения падает на реактивном сопротивлении. ИС таймера типа 555 включена по схеме генератора прямоугольных импульсов, частота которых определяется потенциометром R5 и конденсатором C6 и для приведенных на схеме значений равна 25 кГц.

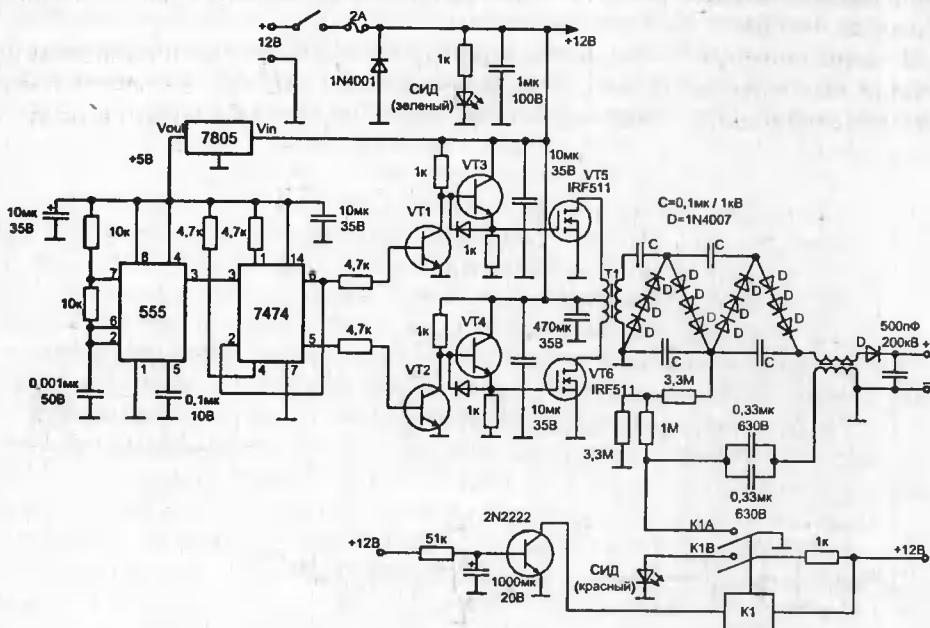


Рис. 5.64. Схема источника питания с импульсным поджигом лазера

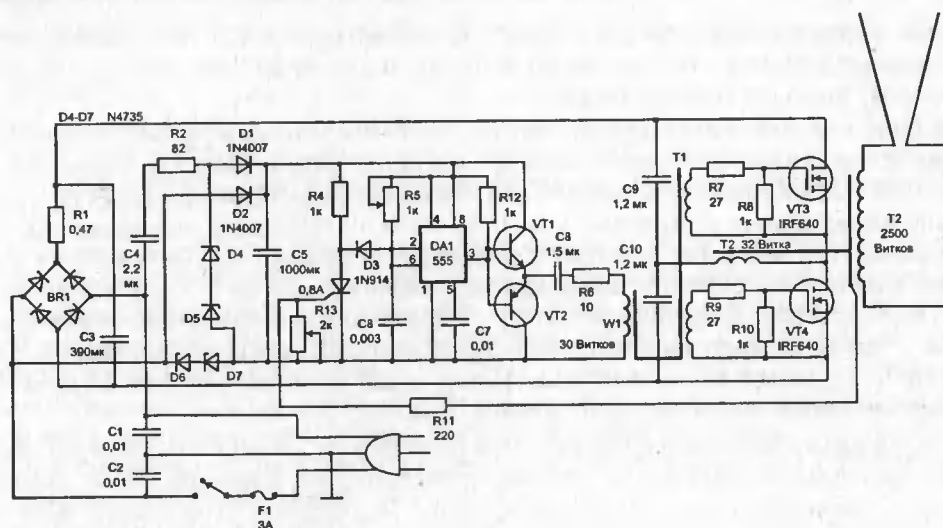


Рис. 5.65. Высоковольтный источник напряжения

Потенциометр R5 может также использоваться для подстройки выходной мощности. Увеличение частоты уменьшает выходную мощность за счет повышения индуктивного сопротивления, определяемого индуктивностью рассеяния трансформатора. Выходной сигнал DA1 с вывода 3 подается на комплементарную пару транзисторов VT1 и VT2, эмиттеры которых связаны через конденсатор C8 и резистор R6 с первичной обмоткой трансформатора T1.

В цепи затворов МДП-транзисторов VT3, VT4 включены резисторы по 27 Ом, увеличивающие их время переключения. Таким образом предотвращается появление паразитных колебаний, которые могли бы возникнуть при переключении транзисторов с максимальным быстродействием.

6. Импульсные и широкополосные усилители

В отличие от биполярных транзисторов полевые не имеют инерционного механизма переноса, накопления и рассасывания неосновных носителей. Их работа основана на управлении потоком основных носителей и инерционность ПТ обусловлена только емкостями структур и монтажа. Уникально высоким быстродействием обладают арсенид-галлиевые полевые транзисторы. Все это открывает перед полевыми транзисторами перспективы применения в импульсных и широкополосных усилителях самого различного назначения — осциллографических, антенных, для возбуждения модуляторов лазерного излучения и других. Все большее число таких применений переходит из разряда «экзотических» в повседневные. Достаточно отметить антенные телевизионные усилители, конверторы СВЧ-сигналов, измерительные усилители и генераторы.

6.1. Общие сведения об импульсных и широкополосных усилителях

Импульсные усилители предназначены для усиления импульсных сигналов, которые могут иметь прямоугольную, трапецеидальную, экспоненциальную или другую форму. Импульсные усилители по принципу действия делятся на линейные и нелинейные. В линейных импульсных усилителях форма импульса воспроизводится с минимальными искажениями, а в нелинейных форма импульсов искажается преднамеренно для их преобразования либо по амплитуде, либо по длительности, либо одновременно по этим двум параметрам.

Частотный спектр реальных импульсных сигналов очень широк и простирается от единиц герц до десятков гигагерц. Поэтому усилители импульсных сигналов должны быть одновременно и широкополосными — область усилимых частот у них простирается нередко до сотен МГц и выше. Наличие реактивных элементов (емкостей и индуктивностей) в схеме усилителя приводит к тому, что его усиление зависит от частоты входного сигнала. Поэтому коэффициент усиления по напряжению является комплексной величиной.

Линейные искажения усилителей можно оценить, зная искажения синусоидального сигнала, так как всякий сигнал другой формы можно разложить на гармонические составляющие, пользуясь рядом Фурье (для периодических сигналов) или интегралом Фурье (для непериодических сигналов).

Коэффициент усиления усилителя по напряжению при синусоидальном сигнале с круговой частотой ω в комплексной форме определяется выражением ($K = K_U$):

$$K_U = K_U(\omega) \exp[i\varphi(\omega)].$$

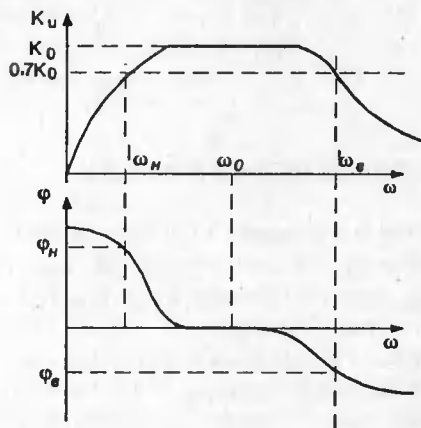


Рис. 6.1. Амплитудно- и фазочастотные характеристики усилителя

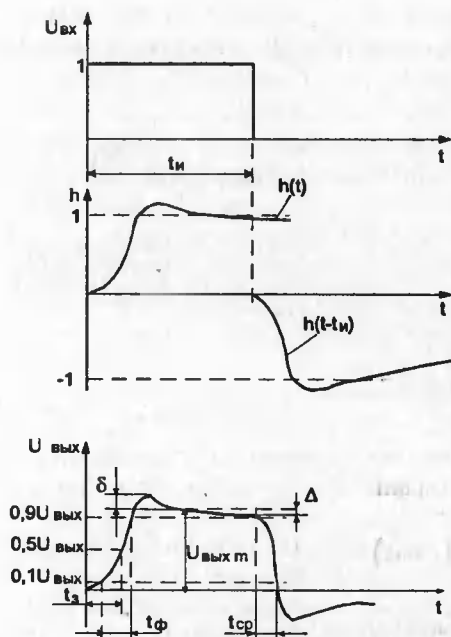


Рис. 6.2. Переходные характеристики усилителя

Годограф вектора комплексного коэффициента усиления, т. е. кривая, описываемая концом радиуса-вектора K_u при изменении частоты от 0 до ∞ , называется амплитудно-фазовой характеристикой. Таким образом, при помощи годографа можно одновременно установить зависимость усиления и фазового сдвига от частоты. Более четкое представление о характере и величине линейных искажений дает раздельное рассмотрение амплитудно-частотной $K_u = f(\omega)$ (АЧХ) и фазочастотной $\varphi = f(\omega)$ (ФЧХ) характеристик. Примерный вид характеристик представлен на рис. 6.1.

Для количественной оценки частотных искажений вводится понятие граничной частоты. Это частота, при которой модуль $K(\omega)$ уменьшается до значения $K_0/\sqrt{2}$. При этом различают нижнюю граничную частоту ω_H и верхнюю ω_B . Разность частот $\Delta\omega = \omega_B - \omega_H$ называется полосой пропускания усилителя. Круговая частота связана с линейной: $\omega = 2\pi f$.

Для оценки линейных искажений, возникающих при передаче импульсных сигналов, удобно использовать переходную характеристику усилителя. Переходная характеристика $h(t)$ — это реакция усилителя на идеальный перепад (ступеньку) входного напряжения единичной амплитуды. Разность двух переходных характеристик, сдвинутых во времени на длительность импульса t_H , дает форму выходного импульса усилителя (рис. 6.2).

Обычно вводят понятия искажений импульсов в области малых времен (искажения фронтов) и в области больших времен (искажения вершины импульсов). В соответствии с этим используются следующие импульсные параметры усилителей:

t_f — длительность фронта, определяемая временем нарастания сигнала от уровня 0,1 до уровня 0,9 своего установившегося значения (иногда этот параметр также называют временем установления усилителя);

t_3 — время задержки, определяемое от момента появления сигнала на входе усилителя до момента достижения 0,1 уровня стационарного значения (иногда до достижения половины стационарного значения выходного напряжения);

$t_{\text{ср}}$ — длительность среза, определяемая временем спада выходного сигнала от уровня 0,9 до уровня 0,1 своего стационарного значения;

δ — выброс или относительная разность между максимальным значением выходного сигнала в области малых времен и его установившимся значением;

Δ — спад (подъем) вершины импульса — относительная разность между установившимся значением выходного сигнала в области больших времен и его текущим значением.

В линейных усилителях амплитудно-частотная, фазо-частотная и переходная характеристики жестко связаны между собой. Воспользуемся известным из теории линейных электрических цепей интегралом Дюамеля, записанным в виде

$$u_2(t) = h(0)u_1(t) + \int_0^t h'(t)u_1(t-t)dt,$$

где $u_2(t)$ — напряжение на выходе усилителя; $u_1(t)$ — напряжение на его входе; $h(t)$ — переходная характеристика усилителя; $h(0)$ — значение переходной характеристики при $t = 0$; $h'(t)$ — производная функции $h(t)$.

Пусть $u_1 = 1 \cdot \exp(i\omega t)$, тогда

$$u_2(t) = \left[h(0) + \int_0^t h'(\tau) \exp(-i\omega\tau) d\tau \right] \exp(i\omega t) = A(t) \exp(i\omega t)$$

Если на вход усилителя подать гармоническое колебание определенной частоты с амплитудой, равной единице, то на выходе получим напряжение той же частоты с амплитудой, изменяющейся во времени по закону

$$A(t) = h(0) + \int_0^t h'(\tau) \exp(-i\omega\tau) d\tau.$$

Положив в этом выражении $t = \infty$, получим установившееся значение амплитуды на выходе, которое численно равно коэффициенту передачи (усиления)

$$K(i\omega) = h(0) + \int_0^{\infty} h'(\tau) \exp(-i\omega\tau) d\tau. \quad (6.1)$$

Эта формула устанавливает связь между коэффициентом передачи и переходной характеристикой. Отсюда можно определить значение коэффициента передачи при $\omega = 0$ и $\omega = \infty$:

$$K(0) = h(0) + \int_0^{\infty} h'(\tau) d\tau = h(\infty); \quad (6.2)$$

$$K(\infty) = h(0). \quad (6.3)$$

Выражения (6.1) — (6.3) показывают, что переходная характеристика импульсного усилителя однозначно определяется его частотными свойствами. Характеристики усилителя в области низких частот отражают поведение усилителя в области больших времен, т. е. определяют форму плоской вершины импульса, а характеристики усилителя в области высоких частот — поведение усилителя в области малых времен, т. е. определяют длительность фронта и среза импульсов. Чем шире полоса пропускания в сторону высоких частот, тем точнее воспроизводится фронт сигнала и уменьшаются искажения в области малых времен. При расширении полосы пропускания в сторону низких частот усилитель лучше воспроизводит плоскую вершину импульса, т. е. уменьшаются искажения в области больших времен.

Для широкополосного усиления обычно используют резисторные каскады, так как они имеют наилучшие частотные, фазовые и переходные характеристики. Для расширения усиливаемой каскадом полосы частот, изменения формы частотной и переходной характеристик в широкополосных импульсных усилителях используют дополнительные корректирующие цепи.

6.2. Элементарные каскады усилителей

Основными видами каскадов на мощных ПТ являются каскады с общим истоком и общим стоком (источковый повторитель). Каскад с общим затвором на мощных ПТ обладает очень низким входным сопротивлением ($R_{вх} \approx 1/S$). Самостоятельного применения такой каскад почти не находит и используется в сложных схемах усилителей. Его основное достоинство — устранение обратной связи через проходную емкость. Каскад с общим истоком приведен на рис. 6.3.

Расчет каскада по постоянному току можно выполнить графоаналитическим методом следующим образом. На семейство выходных ВАХ ПТ строится линия нагрузки по постоянному току (А) (рис. 6.4, а), которая проводится через точки с координатами ($U_{п}/R_c$, 0) и (0, $U_{п}$) и соответствует уравнению $U_c = U_{п} - I_c R_c$.

При $R_H = \infty$ эта прямая одновременно является и линией нагрузки по переменному току. Перенеся значения U_c и U_3 в точках пересечения линии нагрузки с ВАХ на график рис. 6.4, б, получим передаточную характеристику каскада А, с помощью которой выбирается начальное смещение на затворе (точка 0).

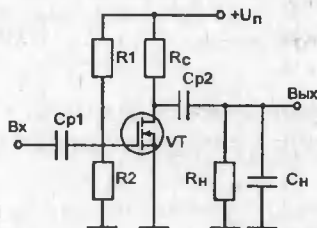


Рис. 6.3. Схема каскада с общим истоком на мощном полевом транзисторе

Если усилитель должен усиливать синусоидальные сигналы или разнополярные импульсы, то точку 0 следует выбирать на середине передаточной характеристики. При усилении однополярных импульсов эту точку можно сдвигать к пологим участкам передаточной характеристики, что увеличивает максимальную амплитуду выходных импульсов определенной полярности.

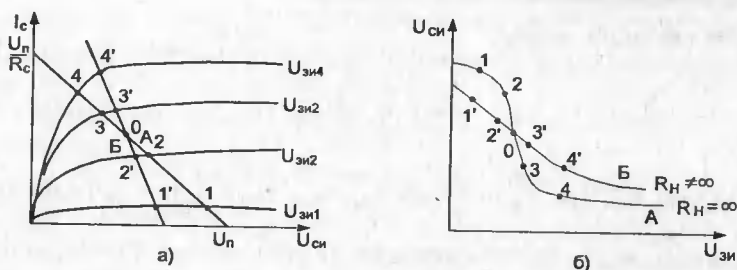


Рис. 6.4. Семейство выходных ВАХ (а) и передаточные характеристики ПТ (б)

При усилении положительных импульсов точка 0 смещается вверх, а отрицательных — вниз.

При $R_H \neq \infty$ через точку 0 (рис. 6.4, а) проводят линию нагрузки по переменному току Б, наклон которой определяется эквивалентным сопротивлением по переменному току $R_{C\sim} = R_C \cdot R_H / (R_C + R_H)$. Точки 1' — 4' (рис. 6.4, а) пересечения ее с ВАХ переносят на рис. 6.4, б. В результате получается передаточная характеристика Б. Отрицательный наклон кривой Б говорит об инвертировании на 180° фазы входного сигнала или инвертировании полярности входных импульсов.

Делитель $R_1 - R_2$ выбирается исходя из условий:

$$U_{30} = U_{П2} / (R_1 + R_2); R_{Вх} = R_1 R_2 / (R_1 + R_2); R_{Вх} I_{3у} \leq U_{30},$$

где U_{30} — начальное смещение на затворе; $I_{3у}$ — ток утечки затвора.

Для ориентировочной оценки возможностей каскада в области средних частот можно использовать следующие параметры:

- коэффициент усиления по напряжению $K_0 \approx S_0 R_C R_H / (R_C + R_H)$;
- выходное сопротивление $R_{Вых} \approx R_C$;
- входная емкость $C_{Вх} = C_{зи} + C_{зс}(1 + K_0)$.

Как известно, коэффициенты усиления такого каскада раздельно в области высоких и низких частот определяются следующими выражениями

$$K_B(i\omega) = \frac{K_0}{1 + i\omega\tau_B}; \quad K_H(i\omega) = \frac{K_0}{1 + 1 / i\omega\tau_H}, \quad (6.4)$$

где $\tau_B = C_0 R_{C\sim} (C_{зс} + C_{си} + C_H) R_{C\sim}$; $\tau_{H2} = C_{P2} (R_C + R_H)$; $\tau_{H1} = C_{P1} R_{Вх}$ называются постоянными времени высоких и низких частот. Эти выражения получены в предположении, что сопротивление входного источника сигнала $R_T = 0$.

При этом граничные частоты каскада

$$f_{H1} = \frac{1}{2\pi\tau_{H1}}; \quad f_{H2} = \frac{1}{2\pi\tau_{H2}}; \quad f_B = \frac{1}{2\pi\tau_B}$$

На практике целесообразно задаваться коэффициентом частотных искажений на заданной частоте f_1 или f_2 : $M(f) = K_0 / K(f)$. Тогда граничная частота для области низких частот

$$f_H = f_1 \sqrt{M^2 - 1},$$

а для области высоких частот

$$f_B = \frac{f_2}{\sqrt{M_B^2 - 1}}.$$

По значениям f_{H1} , f_{H2} , f_B находят τ_{H1} , τ_{H2} , τ_B , а затем определяют $C_{П1}$, $C_{П2}$, C_0 либо R_{C-} и R_{BX} .

При усилении импульсных сигналов их искажения в резисторном каскаде оценивают с помощью переходных характеристик в области малых и больших времен, описывающих реакцию усилителя на единичный перепад входного сигнала.

Представим из (6.4) коэффициент передачи каскада в области высоких частот в операторном виде, полагая $p \rightarrow i\omega$: $K_B(p) = K_0 / (1 + p\tau_B)$. Учитывая, что переходная характеристика $h_B(t)$ представляет собой выходное напряжение при подаче на вход одиночной функции $1(t)$, запишем связь между $h_B(t)$ и коэффициентом передачи в операторной форме: $H(p) = K_B(p)L[1(t)]$, где $H(p)$ — операторная запись переходной характеристики; $L[1(t)] = 1/p$ — прямое преобразование Лапласа для единичной функции. Переходя к оригиналу, получаем выражение для переходной характеристики $h_B(t) = L^{-1}[K(p)/p]$.

Используя таблицу перехода от изображения к оригиналу, получим $h_B(t) = K_0[1 - \exp(-t/\tau_B)]$. Нормированная переходная характеристика имеет вид: $h_B^*(t) = 1 - \exp(-t/\tau_B)$. Отсюда $t = -\tau_B \ln[1 - h_B^*(t)]$. Тогда $t_3 = -\tau_B \ln(1 - 0,5) \approx 0,69\tau_B$; $t_\Phi = -\tau_B \cdot [\ln(1 - 0,9) - \ln(1 - 0,1)] \approx 2,2\tau_B$.

Так как на границе полосы пропускания $\tau_B = 1/\omega_B$, то $t_3 = 0,69\tau_B = 0,69/\omega_B = 0,11/f_B$; $t_\Phi = 2,2\tau_B = 2,2/\omega_B = 0,35f_B$.

Анализ t_3 и t_Φ показывает, что уменьшение постоянной времени τ_B (или увеличение f_B) уменьшает длительность фронта и время задержки. Операторное выражение для коэффициента передачи каскада в области низких частот имеет вид $K_H(p) = K_0 p \tau_H / (1 + p\tau_H)$.

Определив оригинал для $K_H(p)$, получим переходную характеристику каскада в области больших времен $h_H(t) = K_0 \exp(-t/\tau_H)$. Нормированная переходная характеристика получается делением $h(t)$ на K_0 : $h_H^*(t) = \exp(-t/\tau_H)$.

Отсюда искажения при передаче вершины импульса $\Delta = 1 - h_H^*(t) = 1 - \exp(-t/\tau_H)$ или

$$t = \tau_H \ln[1/(1 - \Delta)]. \quad (6.5)$$

Подставив в (6.5) $t = t_H$, можно определить или искажения в конце действия импульса длительностью t_H , или максимальную длительность импульса при заданном искажении. С учетом искажений импульсного сигнала во входной цепи ($R_r \neq 0$) в [112] приведена переходная характеристика каскада на ПТ в области малых времен в операторном виде $h_B(p) = (1 + p\tau_{ЭВ} + p^2\tau_{ЭВ}^2 m)^{-1}$, где $\tau_{ЭВ} = \tau_{ВХ} + \tau_{ВЫХ}$ — постоянная времени каскада; $m = \tau_{ВХ}^0 \tau_{ВЫХ} / \tau_{ЭВ}^2$ — коэффициент режима; $\tau_{ВХ}$, $\tau_{ВЫХ}$ — постоянные времени входной и выходной цепей каскада.

Для рассматриваемого каскада имеют место следующие соотношения:

$$\tau_{\text{ВХ}} = (R_{\Gamma} \| R_{\text{ВХ}}) [C_{\text{ЗИ}} + C_{\text{ЗС}} (1 + K_0)]; \quad \tau_{\text{ВЫХ}} = (R_{\text{С}} \| R_{\text{Н}}) (C_{\text{ЗС}} + C_{\text{СИ}} + C_{\text{Н}});$$

$$\tau_{\text{ВХ}}^0 = (R_{\Gamma} \| R_{\text{ВХ}}) [C_{\text{ЗИ}} + C_{\text{ЗС}} C_{\text{СИ}} / (C_{\text{ЗС}} + C_{\text{СИ}})].$$

Поскольку в данном каскаде всегда $m < 0,25$, т. е. возможен только аperiодический режим без выбросов, то длительность фронта входного импульса можно определить по известной формуле Элмора

$$\tau_{\Phi} = 2,2 \tau_{\text{ЭКВ}} \sqrt{1 - 2m} \approx 2,2 \tau_{\text{ЭКВ}}.$$

В общем случае на вход каскада обычно подается импульсный сигнал с экспоненциальным фронтом, постоянная времени которого τ_{Γ} . Тогда переходная характеристика каскада определяется тремя постоянными времени: τ_{Γ} , постоянной времени входной цепи каскада — $\tau_{\text{ВХ}}$ и постоянной времени выходной цепи — $\tau_{\text{ВЫХ}}$.

Нормированная переходная характеристика в этом случае имеет вид:

$$h_{\text{В}}^*(t) = 1 - \frac{bc}{(a-b)(a-c)} e^{-at} - \frac{ac}{(b-a)(b-c)} e^{-bt} - \frac{ab}{(c-a)(c-b)} e^{-ct},$$

где $a = 1/\tau_{\Gamma}$; $b = 1/\tau_{\text{ВХ}}$; $c = 1/\tau_{\text{ВЫХ}}$.

Рассчитанные на ЭВМ при типовых для усилителей на мощных ПТ (типа 2П905, 2П908) τ_{Γ} , $\tau_{\text{ВХ}}$, $\tau_{\text{ВЫХ}}$ переходные характеристики приведены на рис. 6.5. В табл. 6.1 даны τ_{Γ} , $\tau_{\text{ВХ}}$, $\tau_{\text{ВЫХ}}$, а также времена задержки и фронта, рассчитанные по переходным характеристикам.

Важными показателями широкополосных и импульсных каскадов усилителей являются площадь усиления Π и импульсная добротность $Q_{\text{И}}$:

$$\Pi = K_0 \omega_{\text{В}} = SR_{\text{С}} / R_{\text{С}} C_0 = S/C_0; \quad Q_{\text{И}} = K/t_{\Phi} = SR_{\text{С}} / 2,2 R_{\text{С}} C_0 = S/2,2 C_0.$$

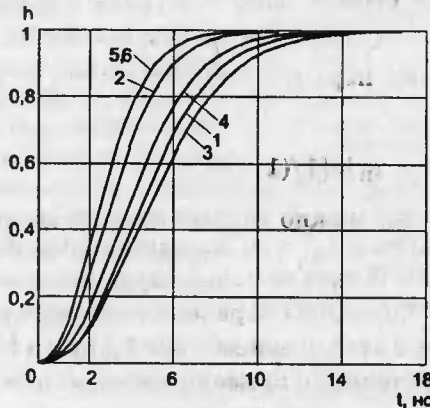


Рис. 6.5. Переходные характеристики усилителя, рассчитанные на ЭВМ, с параметрами, указанными в табл. 6.1

6. Импульсные и широкополосные усилители

Таким образом, Π и $Q_{\text{и}}$ каскада не зависят от сопротивления его нагрузки, а определяются только крутизной ПТ и результирующей емкостью каскада. При этом $\Pi = 2,2 \cdot Q_{\text{и}}$. Другими словами, возможность получения большого усиления при малой длительности фронта ограничена конечной площадью усиления, свойственной ПТ. Большие значения Π и $Q_{\text{и}}$ имеют ВЧ и СВЧ мощные ПТ, сочетающие большую крутизну с малыми междуэлектродными емкостями.

Таблица 6.1. Основные параметры нормированных переходных характеристик

Параметр	Номер переходной характеристики					
	1	2	3	4	5	6
$t_{\text{вх}}, \text{нс}$	2	2	2	2	1	1
$t_{\text{г}}, \text{нс}$	0,5	0,5	1	1	0,5	0,5
$t_{\text{вых}}, \text{нс}$	2,5	1	2,5	1,5	2	1,5
$t_3, \text{нс}$	1,65	1,2	1,9	1,6	1,2	1
$t_{\text{ф}}, \text{нс}$	9,4	6,5	10	8,2	5	5

Определенные трудности в построении высокоскоростных импульсных усилителей создает относительно большая входная емкость ПТ. Для ее уменьшения целесообразно использовать последовательную обратную связь по току, осуществляемую включением резистора $R_{\text{и}}$ в истоковую цепь транзистора. При этом $[112] C_{\text{вх}}^* = C_{\text{вх}} / \gamma$, где $\gamma = 1 + K_0(R_{\text{и}}/R_{\text{с}}) = 1 + S R_{\text{и}}$ — фактор обратной связи (без учета нагрузки). Введение $R_{\text{и}}$ уменьшает также длительность фронта переходной характеристики в области малых времен до величины $t_{\text{ф}}^* = 2,2 \cdot \tau_{\text{в}}^* = 2,2 \cdot C_0 R_{\text{с}} / \gamma \approx 2,2 C_0 R_{\text{с}} / (1 + S R_{\text{и}})$. Однако одновременно уменьшается и усиление каскада на средних частотах $K_0^* = K_0 / \gamma \approx S R_{\text{и}} / (1 + S R_{\text{и}})$.

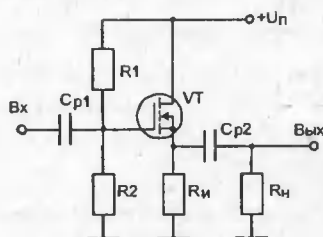


Рис. 6.6. Схема каскада с общим стоком на мощном полевом транзисторе

Каскад с общим стоком или истоковый повторитель (рис. 6.6) находит основное применение при работе импульсного усилителя на кабель или большую емкостную нагрузку.

Его широкополосность, малое выходное и большое входное сопротивление обеспечивают передачу импульсов с малыми искажениями. Для такого каскада основные параметры в области средних частот определяются выражениями:

$$K_0 = S(R_{\text{и}} \parallel R_{\text{н}}) / [1 + S(R_{\text{и}} \parallel R_{\text{н}})] = S R_{\text{и}} / (1 + S R_{\text{и}});$$

$$R_{\text{вых}} = R_{\text{и}} / (1 + S R_{\text{и}}) \approx 1 / S;$$

$$C_{\text{вх}} = C_{\text{зс}} + C_{\text{зи}}(1 - K_0).$$

По аналогии с каскадом с общим истоком для истокового повторителя можно определить нормированную переходную характеристику в области малых времен $h_B^*(t) = 1 - \exp(-t/\tau_B')$, где $\tau_B' = \tau_B / F = C_0 R_{H-} / (1 + SR_{H-})$. Следовательно, $t_3 = 0,69 \cdot \tau_B'$; $t_\Phi = 2,2 \cdot \tau_B'$.

Таким образом, все основные характеристики каскада с общим стоком определяются глубиной обратной связи $F = 1 + SR_{H-}$. Чем больше крутизна S транзистора, тем большее значение F можно получить. Поэтому в таких каскадах необходимо использовать ПТ с возможно большей крутизной.

6.3. Усилители с высокочастотной коррекцией

Площадь усиления и импульсную добротность каскада с общим истоком на ПТ можно увеличить, используя высокочастотную коррекцию. Одной из наиболее простых схем высокочастотной коррекции для широкополосных и импульсных резисторных каскадов, позволяющих увеличить либо f_B (или уменьшить τ_B), либо усиление каскада, является схема параллельной высокочастотной коррекции индуктивностью.

На рис. 6.7, а приведена схема резисторного каскада с такой коррекцией. Она осуществляется введением индуктивности L последовательно с резистором R_C . Как видно из эквивалентной схемы выходной цепи каскада (рис. 6.7, б), для верхних частот корректирующая индуктивность L образует параллельный резонансный контур с емкостью, нагружающей каскад $C_0 = C_{\text{вых}} + C_H$.

В результате полное сопротивление нагрузки выходной цепи усилителя в области высоких частот возрастает, а следовательно, расширяется полоса пропускания каскада и улучшается его частотная характеристика, кроме того, уменьшается время установления импульсных сигналов.

Свойства такого каскада в области средних и низких частот ничем не отличаются от свойств каскада с общим истоком. Следовательно, искажения вершины импульса можно оценивать по формулам предыдущего параграфа. Параллельная коррекция индуктивностью не эффективна в каскадах с общим стоком из-за их малого выходного сопротивления, шунтирующего резонансный контур, а также в каскадах с низкоомной внешней нагрузкой.

Для количественной оценки выигрыша, достигаемого при применении простой высокочастотной коррекции, найдем переходную характеристику

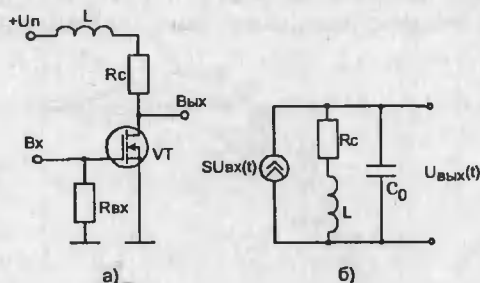


Рис. 6.7. Схема резисторного каскада с высокочастотной коррекцией (а) и эквивалентная схема выходной цепи каскада (б)

каскада. На высоких частотах нагрузкой каскада является резонансный контур, имеющий проводимость

$$\dot{Y}_H = i\omega C_1 + \frac{1}{R_C + i\omega L} = \frac{1 + i\omega C_0 R_H + (i\omega)^2 LC_0}{R_C + i\omega L}.$$

Усиление каскада на высоких частотах

$$K_B(i\omega) = \frac{S}{\dot{Y}_H} = K_0 \frac{1 + i\omega L / R_C}{1 + i\omega C_0 R_C + (i\omega)^2 LC_0}.$$

Для упрощения записи обозначим: $\tau_B = C_0 R_C$ — постоянная времени некорректированного каскада; $k = L / C_0 R_C^2$ — коэффициент коррекции, равный квадрату добротности резонансного контура. Тогда

$$K_B(i\omega) = K_0 \frac{1 + i\omega k \tau_B}{1 + i\omega \tau_B + (i\omega)^2 k \tau_B^2}.$$

Переходная характеристика в операторном виде:

$$h(p) = \frac{1 + k\tau_B}{p(1 + \tau_B + k\tau_B^2 p^2)} = \frac{1 + k\tau_B p}{p(p - p_1)(p - p_2)}.$$

Здесь

$$p_{1,2} = \frac{-1 + \sqrt{1 - 4k}}{2k\tau_B} = -\alpha \pm \beta$$

— корни уравнения $1 + p \tau_B + p^2 k \tau_B^2 = 0$. Если $0 \leq k \leq 0,25$, переходная характеристика имеет монотонный характер, если $k > 0,25$ — колебательный характер.

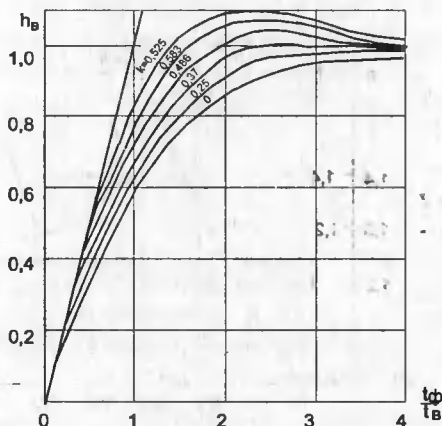


Рис. 6.8. Переходные характеристики каскада с коррекцией индуктивностью при различных значениях коэффициента коррекции k

Переход от монотонного процесса к колебательному определяется значением добротности Q резонансного контура, образованного элементами L , C_0 , R_C :

$$Q = \sqrt{\frac{L}{C_0 R_C^2}} = \sqrt{k}.$$

Если $Q \geq 0,5$, процесс в контуре коррекции имеет колебательный характер.

Вид переходных характеристик при различных значениях k показан на рис. 6.8. Уравнения для $h_B(t)$ трансцендентны, поэтому решить их в общем виде относительно t , а затем найти длительность

фронта невозможно. В табл. 6.2 приведены значения выбросов δ и нормированных длительностей фронтов переходных характеристик для некоторых значений k .

Таблица 6.2. Параметры переходных характеристик для разных коэффициентов коррекции

k	$t_{\phi} / \tau_{\text{н}}$	$\delta, \%$
0	2,2	0
0,25	1,535	0
0,35	1,308	1,0
0,414	1,21	3,1
0,5	1,12	6,7
0,6	1,04	11,34
0,8	0,96	20,78
1,0	0,9	29,85

На рис. 6.9 показана зависимость нормированной длительности фронта $t_{\phi} / \tau_{\text{н}}$, величины выброса δ и $\varphi = t_{\phi} / t_{\phi \text{КОРР}}$ от коэффициента коррекции. Таким образом, допустимое значение выброса в каскаде определяет величину $k_{\text{МАКС}}$, а тем самым и максимальный выигрыш в длительности фронта. Для определения выброса переходной характеристики можно использовать выражение $\delta = (k - 0,25)^2 100\%$.

Площадь усиления каскада с коррекцией увеличивается в $\varphi(k)$ раз по сравнению с каскадом без коррекции

$$\Pi_{\text{КОР}} = \frac{2,2K_0}{t_{\phi \text{КОР}}} = \frac{2,2K_0 \varphi(k)}{t_{\phi}} = \Pi \varphi(k).$$

Это увеличение площади усиления можно использовать для увеличения K_0 (увеличивая R_c в $\varphi(k)$ раз) или для уменьшения t_{ϕ} (оставляя неизменной величину R_c при включении корректирующей индуктивности).

В [113] даны выражения для частотной и фазовой характеристик как функции нормированной частоты $\Omega = \omega R_c C_0$, полученные в предположении, что $R_n \gg R_c$ и $R_1 \gg R_c$:

$$y^2 = \frac{1 + \Omega k^2}{1 + \Omega^2 (1 - 2k) + \Omega^4 k^2}.$$

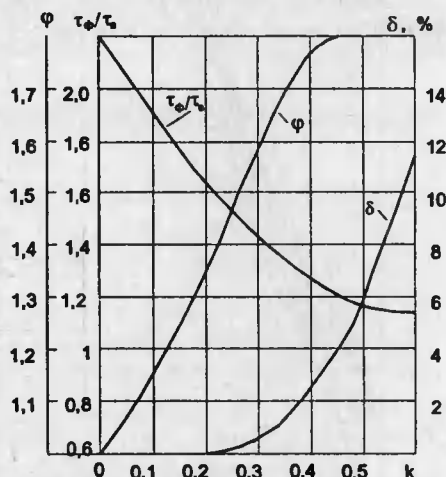


Рис. 6.9. Зависимость параметров каскада с индуктивной коррекцией от коэффициента коррекции

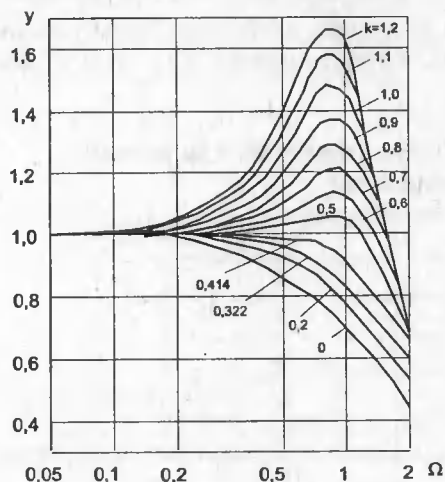


Рис. 6.10. Частотные характеристики каскада с индуктивной коррекцией при различных значениях коэффициента коррекции

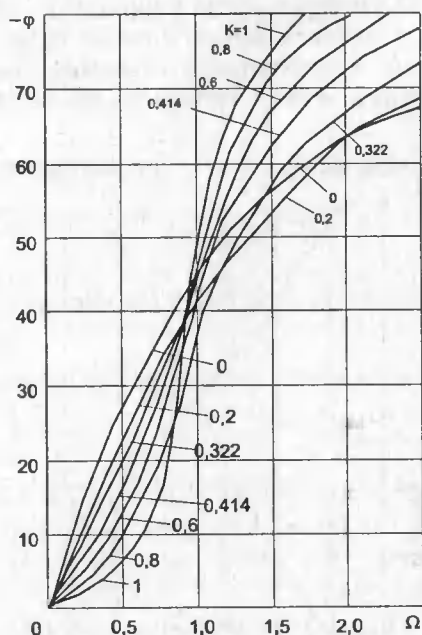


Рис. 6.11. Фазовые характеристики каскада с индуктивной коррекцией при различных значениях коэффициента коррекции

На рис. 6.10, 6.11 представлены частотные и фазовые характеристики, полученные при различных значениях коэффициента коррекции. Из рассмотрения переходных, частотных и фазовых характеристик видно, что имеются оптимальные характеристики без значительных выбросов и подъемов. При $k = 0,322$ получается оптимальная фазовая, при $k = 0,35$ — оптимальная переходная, а при $k = 0,414$ — оптимальная частотная характеристики каскада.

Расширение полосы пропускания и уменьшение длительности фронта подчиняются одному и тому же закону, если $k \leq 0,25 \dots 0,3$. В этой области при расширении полосы в n раз во столько же раз уменьшается длительность фронта. При $k \geq 0,41$, t_f уменьшается быстрее, чем расширяется полоса.

Наряду с простой коррекцией можно использовать сложную — с двумя и более корректирующими элементами, включенными различными способами в стоковую цепь ПТ (рис. 6.12). Рекомендации по расчету таких цепей коррекции даны в [113]. Назначение элементов коррекции заключается в разделении емкостей схем на их составляющие, что позволяет уменьшить постоянные времени цепей эквивалентных схем каскадов и тем самым уменьшить время нарастания переходных характеристик (или расширить полосы усиливаемых частот).

Из схем сложной коррекции наибольший выигрыш дает автотрансформаторная схема (рис. 6.13; а), обеспечивающая получение наименьшей длительности фронта при малых колебаниях переходной характеристики.

Переходная характеристика каскада с автотрансформаторной коррекцией характеризуется пятью параметрами:

$$k_1 = \frac{L_1}{R_c^2 C_0}; \quad k_2 = \frac{L_2}{R_c^2 C_0};$$

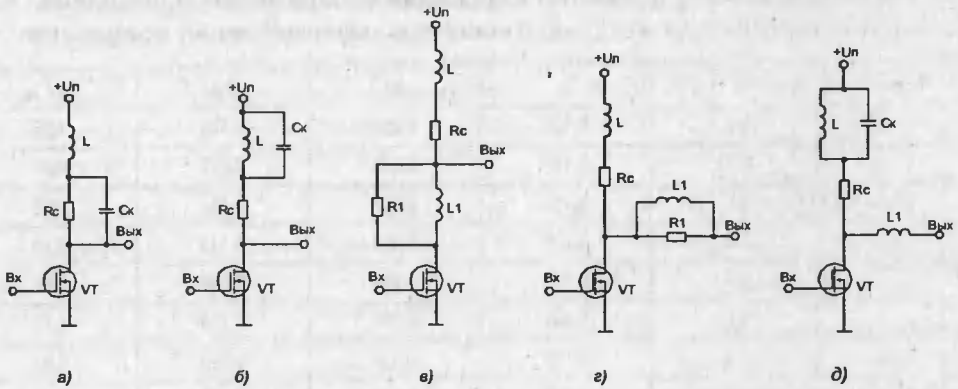


Рис. 6.12. Усилительные каскады на мощных полевых транзисторах со сложной коррекцией

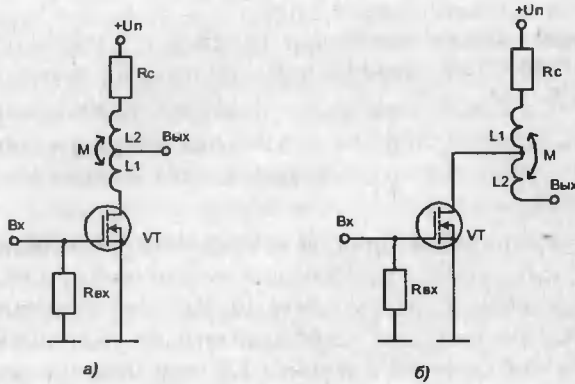


Рис. 6.13. Усилительные каскады с «основной» (а) и «зеркальной» (б) автотрансформаторной коррекцией

$$k_3 = \frac{M}{R_c^2 C_0}; \quad x = \frac{C_{\text{ВЫХ}}}{C_0}; \quad C_0 = C_{\text{ВЫХ}} + C_H,$$

где M — коэффициент взаимной индукции между индуктивностями L_1 и L_2 ; $C_{\text{ВЫХ}}$ — выходная емкость каскада. Причем L_1 и L_2 выполняются в виде одной катушки с отводом, между секциями которой осуществляется взаимная индукция с коэффициентом M .

На рис. 6.13, б показан «зеркальный» вариант схемы автотрансформаторной коррекции. При $x \leq 0,5$ следует применять «основной», а при $x > 0,5$ «зеркальный» вариант автотрансформаторной коррекции.

В табл. 6.3 приведены значения параметров коррекции и нормированные длительности фронтов переходных характеристик при критических режимах ($\delta = 0$) и при допустимом выбросе переходной характеристики $\delta = \pm 1\%$.

Таблица 6.3. Коэффициенты коррекции и параметры переходной характеристики для «основной» автотрансформаторной коррекции

d, %	x	k ₁	k ₂	k ₃	t _d / τ _в
0	0,5	0,125	0,250	0,125	1,05
1	0,5	0,170	0,373	0,079	0,80
0	0,4	0,150	0,257	0,151	0,98
1	0,4	0,185	0,364	0,119	0,75
0	0,3	0,175	0,282	0,180	0,91
1	0,3	0,203	0,386	0,158	0,70
0	0,2	0,199	0,339	0,220	0,81
1	0,2	0,222	0,449	0,206	0,64
0	0,1	0,221	0,498	0,293	0,68
1	0,1	0,237	0,635	0,284	0,54

Все приведенные данные относятся к схеме с «основной» автотрансформаторной коррекцией. Для «зеркальной» коррекции необходимо x заменить на $1 - x$. При $x = 0,3$ и при допустимом выбросе переходной характеристики $\delta = \pm 1\%$ эта схема дает в $1,308/0,7 = 1,87$ раз меньшую длительность фронта по сравнению с простой схемой коррекции с параллельной индуктивностью.

При $K_0 \leq 10$ обеспечивается хорошее совпадение расчетных и экспериментальных данных. При больших коэффициентах усиления, а следовательно, при больших индуктивностях начинают сказываться собственные и взаимные емкости корректирующих катушек. Особенно сильно уменьшает эффективность коррекции паразитная емкость катушки L1, так как она оказывается включенной параллельно C_{CH} . Более близкий к расчетному выигрыш дает трансформаторная схема коррекции (рис. 6.14), в которой индуктивность L1 перенесена к зажиму U_{II} и ее паразитная емкость отделена от C_{CH} резистором R_C .

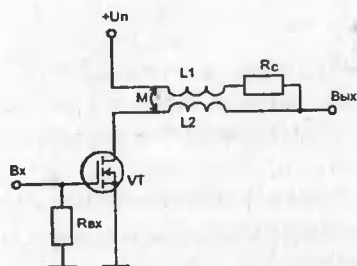


Рис. 6.14. Усилительный каскад с трансформаторной коррекцией

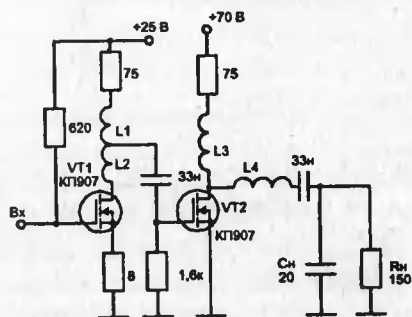


Рис. 6.15. Принципиальная схема двухкаскадного усилителя со сложной коррекцией

Таким образом, сочетание известных из «ламповой» техники методов коррекции широкополосных и импульсных усилителей с применением высокооборотных мощных ПТ позволяет строить высокоскоростные усилители. Причем наибольший выигрыш при применении коррекции получается при емкостной и активно-емкостной нагрузках усилителя.

В [114] рассмотрена схема двухкаскадного усилителя, предназначенного для усиления импульсов отрицательной полярности (рис. 6.15).

Оба каскада выполнены по схеме со сложной автотрансформаторной коррекцией. При работе на активную нагрузку $R_H = 150 \text{ Ом}$ усилитель имеет $t_{\Phi} = 1 \text{ нс}$, а при работе на емкостную $C_H = 10\text{—}20 \text{ пФ}$ величина t_{Φ} возрастает до $4\text{—}7 \text{ нс}$. Амплитуда выходных импульсов достигает $40\text{—}50 \text{ В}$, коэффициент усиления $K_0 \approx 33$. В этой схеме $L1$ и $L2$ выполнялись в виде одной катушки с отводом и содержали 12 и 7 витков монтажного провода диаметром $d_{\text{п}} = 0,4 \text{ мм}$, намотанного на каркасе диаметром $d_c = 4 \text{ мм}$. Настройка коррекции осуществляется сближением или раздвижением витков $L1$ и $L2$, а также самих катушек. Осциллограммы входного и выходных импульсов, полученные при разных емкостях нагрузки, представлены на рис. 6.16.

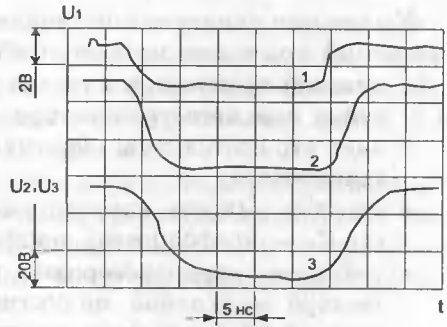


Рис. 6.16. Осциллограммы входных (луч 1) и выходных импульсов при $C_H = 0$ (луч 2), $C_H = 20 \text{ пФ}$ (луч 3)

6.4. Каскодные усилители на полевых транзисторах

Для получения в нагрузке импульсов с амплитудой, превышающей максимально допустимое напряжение применяемых ПТ, можно использовать каскадные схемы усилителей (рис. 6.17), состоящие либо из последовательно включенных ПТ (усилитель общий исток — общий затвор), либо последовательно включенных полевого и биполярного транзисторов (усилитель общий исток — общая база) [116, 117].

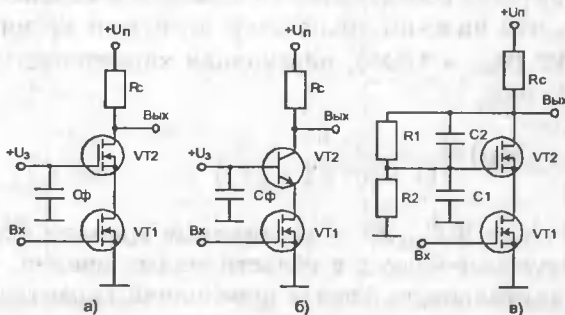


Рис. 6.17. Каскодные схемы усилителей на мощных ПТ

Каскодные усилители позволяют получать большие уровни выходных напряжений при высоком быстродействии за счет следующих свойств:

- нижний транзистор каскода работает на низкоомное входное сопротивление верхнего транзистора с общим затвором, что значительно ослабляет отрицательную обратную связь через проходную емкость нижнего транзистора;
- входная емкость каскода уменьшается примерно на величину $K_U \cdot C_{зс}$, где K_U — коэффициент усиления каскада; $C_{зс}$ — проходная емкость ПТ;
- возникает «транзисторный» резонанс выходной емкости нижнего транзистора и входной индуктивности верхнего транзистора, эффективно корректирующий высокочастотные характеристики каскода;
- возрастает предельно допустимое напряжение на стоке верхнего транзистора и, как следствие, амплитуда выходного напряжения.

Рассмотрим схему каскодного усилителя с фиксированным напряжением на затворе верхнего транзистора VT2 (рис. 6.17, а). Напряжение U_3 следует выбирать из условий (в скобках даны номера транзисторов):

$$U_3 \leq U_{3\text{и макс}}^{(2)} + U_{\text{ост}}^{(1)}; U_{\text{п}} - U_3 \leq U_{3\text{с макс}}^{(2)}$$

где $U_{3\text{и макс}}^{(2)}$ — предельно допустимое напряжение между затвором и истоком транзистора VT2; $U_{\text{ост}}^{(1)}$ — остаточное напряжение открытого транзистора VT1; $U_{3\text{с макс}}^{(2)}$ — предельно допустимое напряжение между затвором и стоком транзистора VT2.

Для ориентировочной оценки возможностей каскода в области средних частот можно определить следующие параметры:

коэффициент усиления по напряжению

$$K_0 \approx S_0^{(1)} R_c; \quad (6.6)$$

выходное сопротивление

$$R_{\text{вых}} \approx R_c; \quad (6.7)$$

входную емкость

$$C_{\text{вх}} \approx C_{3\text{и}}^{(1)} + C_{3\text{с}}^{(1)} (1 + S_0^{(1)} / S_0^{(2)}), \quad (6.8)$$

где $S_0^{(1)}$, $S_0^{(2)}$ — крутизна соответственно нижнего и верхнего транзисторов.

С учетом того, что нижний транзистор нагружен на низкоомное входное сопротивление VT2 ($R_{\text{вх}} \approx 1/S^{(2)}$), переходная характеристика в операторной форме приобретает вид

$$h(p) = \frac{1}{(1 + p\tau_1)(1 + p\tau_2)}, \quad (6.9)$$

где $\tau_1 = R_{\text{г}} \cdot C_{\text{вх}}^{(1)}$; $\tau_2 = R_{\text{с}} C_{\text{вых}}^{(2)}$ — постоянные времени входной и выходной цепей, характеризующие каскод в области малых времен. В монотонном режиме ($m < 0,25$) длительность фронта переходной характеристики

$$t_{\Phi} = 2,2\tau_{\text{зкв}} \sqrt{1 - 2m} = 2,2(\tau_1 + \tau_2) \sqrt{1 - 2m} \approx 2(\tau_1 + \tau_2). \quad (6.10)$$

Если в схеме усилителя нежелательно использовать два источника напряжения, то можно применять схему рис. 6.17, в. Особенностью такого усилителя является наличие параллельной отрицательной обратной связи по напряжению, осуществляемой через частотно-компенсированный делитель $R_1 \cdot C_1, R_2 \cdot C_2$ со стока транзистора VT2 на его затвор.

Это обеспечивает автоматическое равенство падений напряжения на обоих транзисторах и почти удваивает (при заданном предельно допустимом напряжении $U_{си \text{ макс}}$) предельную амплитуду выходных импульсов по сравнению с элементарным каскадом с общим истоком. Частотная компенсация делителя достигается при выполнении условия

$$R_1 C_1 = R_2 (C_2 + C_{вх}^{(2)}),$$

где $C_{вх}^{(2)}$ — входная емкость транзистора VT2. Однако делитель увеличивает общую выходную емкость каскада на величину

$$C_d = [C_1 (C_2 + C_{вх}^{(2)})] / [C_1 + C_2 + C_{вх}^{(2)}],$$

что, в свою очередь, увеличивает постоянную времени выходной цепи и снижает быстродействие усилителя. При этом $\tau_2 = R_c (C_{вых} + C_d)$.

Для каскодного усилителя с биполярным транзистором (рис. 6.17, б) выражения (6.6) — (6.10) также оказываются справедливыми. Постоянные времени входной и выходной цепей в области малых времен могут быть найдены из следующих выражений:

$$\tau_1 = R_r \cdot C_{вх}^{(1)}; \tau_2 = \tau_a + C_k R_c,$$

где τ_a — постоянная времени коэффициента передачи биполярного транзистора в схеме с общей базой, C_k — емкость коллекторного перехода биполярного транзистора.

На рис. 6.18 показана схема каскодного усилителя, предназначенного для усиления входных импульсов положительной полярности. Для уменьшения постоянной времени входной цепи каскода он подключен к источнику входных сигналов через развязывающий истоковый повторитель с весьма малым

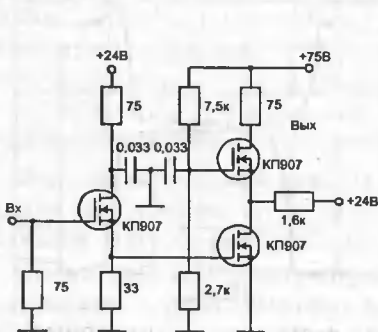


Рис. 6.18. Принципиальная схема каскодного усилителя

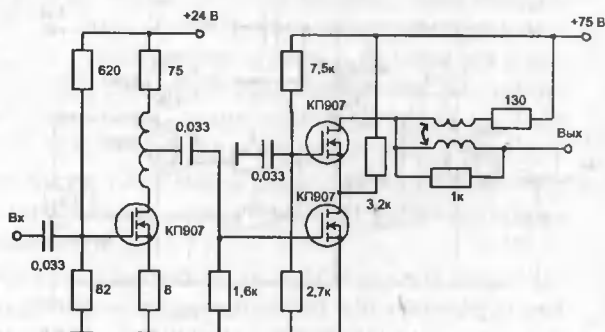


Рис. 6.19. Принципиальная схема двухкаскадного усилителя с автотрансформаторной коррекцией

выходным сопротивлением ($R_{\text{вых}} = 1/S = 5 \text{ Ом}$). При $C_H = 0$ время фронта переходной характеристики $t_{\phi} \approx 1 \text{ нс}$, а коэффициент усиления $K_U = 10$ [124].

На рис. 6.19 представлена схема двухкаскадного усилителя с коэффициентом усиления $K_U \approx 40$ и максимальной амплитудой выходных импульсов 60 В. Для улучшения динамических характеристик этого усилителя окончательный каскод и предварительный каскод с общим истоком имеют автотрансформаторную коррекцию, позволяющую уменьшить t_{ϕ} в 3...4 раза. Описанные усилители могут использоваться и для усиления гармонических сигналов в широкой полосе частот.

При уменьшении сопротивлений нагрузочных резисторов до 15...20 Ом описанные усилители на ПТ с горизонтальным каналом способны развивать на выходе импульсы тока амплитудой до 2 А. При необходимости одновременного получения в нагрузке импульсов с большим током и высоким напряжением можно использовать каскодные схемы с применением мощных биполярных и параллельно включенных ПТ с вертикальной структурой.

6.5. Каскоды на полевом и биполярном транзисторах

Достоинства полевых и биполярных транзисторов сочетаются в комбинированных каскодных схемах. Так, в схеме каскодного усилителя (рис. 6.17, б) биполярный транзистор включен по схеме с общей базой. Поэтому динамические свойства биполярного транзистора характеризуются постоянной времени τ_a , которая значительно меньше τ_p ; предельное напряжение на коллекторе может выбираться как в схеме с общей базой, т. е. в 1,5—2 раза больше, чем в схеме с общим эмиттером; управление биполярным транзистором по эмиттеру устраняет локализацию тока эмиттера, присущую схеме с общим эмиттером, и резко уменьшает вероятность вторичного пробоя; биполярный транзистор

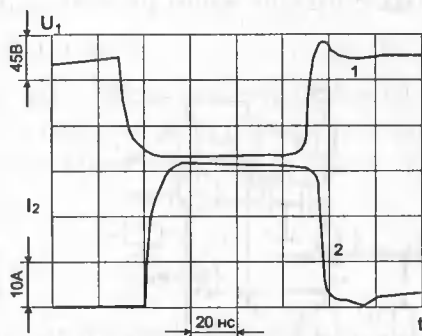
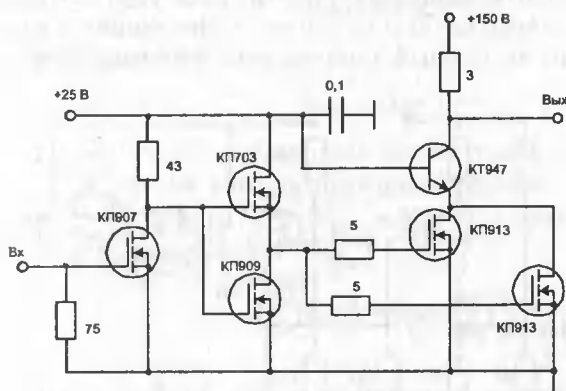


Рис. 6.20. Принципиальная схема усилителя

Рис. 6.21. Осциллограммы импульсов напряжения (луч 1) и тока (луч 2) в нагрузке для схемы 6.20

работает в режиме генерации тока, и кратковременное короткое замыкание нагрузки не выводит каскод из строя.

Применение подобных схем порой позволяет получить уникальные параметры усилителей. Так, на рис. 6.20 [125] представлена схема усилителя с токовым выходом, позволяющая получать на низкоомной нагрузке $R_n = 3 \text{ Ом}$ импульсы тока амплитудой порядка 30 А при длительности фронта выходного сигнала меньше 10 нс.

Осциллограмма, иллюстрирующая работу данного устройства, приведена на рис. 6.21. Эта схема может быть успешно применена для импульсной накачки высокоскоростных мощных лазерных излучателей или светоизлучающих решеток.

6.6. Каскоды на мощных полевых транзисторах и электронных лампах

Довольно «экзотическими» с первого взгляда выглядят каскоды, в которых полевой транзистор используется для управления электронными лампами. Впрочем, для знатоков электроники эта «экзотика» становится еще одним полезным примером эффективного применения разнотипных приборов. Например, подобные схемы можно с успехом применять для построения каскадов радиопередающих устройств.

В настоящее время радиолюбительские трансиверы, как правило, делают с маломощными (от 3 до 5 Вт) передатчиками. В связи с этим при проектировании усилителей мощности возникает вопрос: какую из известных схем применить, чтобы при вышеуказанных параметрах получить на выходе усилителя однопольный и телеграфный сигналы, отвечающие всем техническим требованиям, предъявляемым к радиолюбительским станциям 1 категории.

Классические схемы усилителей с заземленной сеткой и заземленным катодом не подходят, так как напряжение возбуждения маломощного трансивера явно недостаточно (например, при мощности 3,5 Вт на сопротивлении 50 Ом имеется напряжение 15 В). За счет плохого согласования между радиолампой и транзистором возникают отраженные волны, что угрожает пробоем транзистора и ухудшает формы сигнала на выходе усилителя. Не полностью используются крутизна характеристики радиолампы. В [210] рассмотрена схема, лишенная этих недостатков, она представлена на рис. 6.22.

В усилителе использованы транзистор КП904Б и радиолампа ГУ-74Б (возможно использование и других современных транзисторов, металлокерамических и металlostеклянных радиоламп).

Схема работает следующим образом. Напряжение возбуждения через согласующий трансформатор с соотношением сопротивлений 4/1 (50—12,5 витков) подается на затвор транзистора VT1. Выделяясь в стоковой нагрузке на трансформаторе Т2 (1/4, 40—160 витков), напряжение возбуждения подводится к управляющей сетке лампы. В аноде лампы включена колебательная система. Питание каскада осуществляется через дроссель Др. Для питания

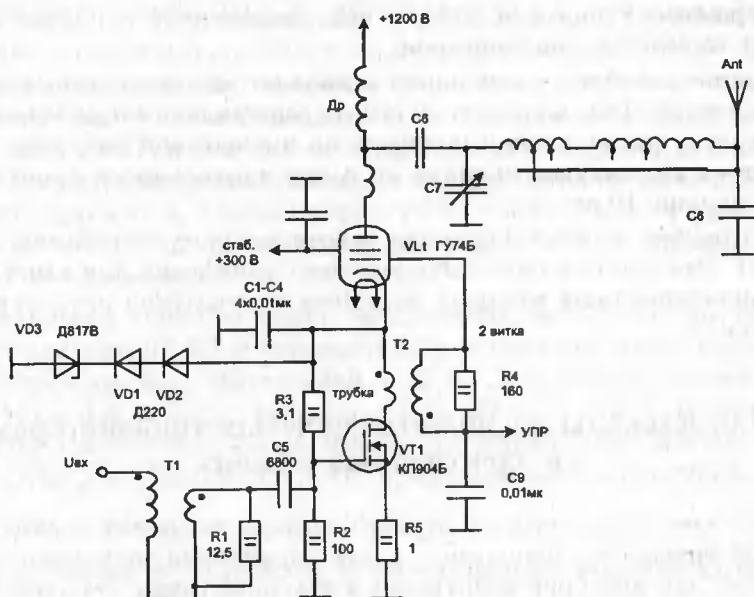


Рис. 6.22. Каскодный усилитель на ПТ и электронной лампе

транзистора по постоянному току используется его включение в катод радиолампы. В то же время катод радиолампы заземлен по высокой частоте через емкости $C1—C4$ (четыре штуки по 10 нФ).

Для создания постоянного тока через систему лампа-транзистор на ПТ подается положительное смещение с делителя $R3—R2$. Ток покоя лампы определяется соотношением этих резисторов и должен находиться в пределах 70—80 мА. Небольшая величина начального тока на первый взгляд недопустима для усиления однополосного сигнала, но так как схема имеет двойную ООС как по катоду, так и по сетке, уровень всех побочных и нелинейных искажений незначителен.

Трансформатор $T1$ изготовлен на основе медной трубки с внешним диаметром 3 мм, изогнутой в виде буквы U. На каждую половинку надето по четыре ферритовых кольца с внутренним диаметром 3 мм, внешним — 9 мм и толщиной 10 мм. $T2$ изготовлен на основе медной трубки с внешним диаметром 5 мм. На каждую половинку надето по 6 ферритовых колец M2000НМ с внутренним диаметром 5 мм, внешним — 12 мм и толщиной 10 мм. Внутри трубок продето по 2 витка провода из параллельно соединенных проводов типа МГТФ-0,15. Чем плотнее внутри медной трубки расположена обмотка, тем широкополосней трансформатор. Для защиты транзистора от случайно возникающих перенапряжений на стоке включена цепочка $VD1$, $VD2$ и $VD3$.

Основные параметры данного усилителя следующие:

- диапазон усиливаемых частот — 3,5...30 мГц;
- анодное напряжение 1200 В;
- максимальный анодный ток 600 мА;
- КПД радиолампы 60%;

сетку лампы позволяет скомпенсировать падение напряжения на активном сопротивлении канала открытого транзистора VT1 и сдвинуть вправо рабочую точку усилителя с целью увеличения амплитуды сигнала на выходе. Лампа в исходном состоянии заперта поданным на катод положительным напряжением с параметрического стабилизатора VD3. Стабилитрон VD3, совместно с диодом VD2, выполняет также функцию защиты ПТ от перенапряжений сток-исток в момент запираания и отпираания лампы. В таком усилителе были получены импульсы с амплитудой до 3 кВ со скоростью нарастания 5 кВ/мкс.

6.7. Усилители с распределенным усилением на линиях задержки с дискретными компонентами

При проектировании усилителей наносекундного диапазона основной проблемой является расширение полосы пропускания и уменьшение времени нарастания их переходной характеристики. Это достигается прежде всего применением высокочастотных усилительных элементов. Напомним, что добротность ПТ

$$Q_{\Pi} = S / 2,2 \cdot (C_{\text{зи}} + C_{\text{зс}} + C_{\text{си}}),$$

где S — крутизна; $C_{\text{зи}}$, $C_{\text{зс}}$, $C_{\text{си}}$ — междуэлектродные емкости.

При усилении импульсов с очень короткими фронтами оказывается, что добротность современных ПТ уже недостаточна для получения в усилителе коэффициента усиления $K > 1$. Попытка же непосредственного включения ПТ в параллель не приводит к увеличению добротности, так как с увеличением S происходит увеличение суммарных паразитных емкостей.

Чтобы исключить непосредственное сложение емкостей приборов, между ними необходимо включать специальные передающие линии (линии задержки), которые отделяли бы эти емкости друг от друга. Усилители, реализующие это условие, получили название усилителей с распределенным усилением (УРУ) [115].

В УРУ происходит сложение коэффициентов усиления отдельных приборов вместо их перемножения. Поэтому принципиально (при любой полосе частот) можно получить результирующий коэффициент усиления больше единицы, даже если коэффициенты усиления отдельных секций усилителя меньше единицы. В УРУ емкости приборов становятся неотъемлемой частью передающих линий и не суммируются, как это имеет место в обычных каскадах. Передающие линии реализуются на фильтрах нижних частот типа К или М, на отрезках высокочастотного кабеля, а также на микрополосковых линиях задержки.

Рассмотрим принцип работы УРУ на примере каскада с фильтрами нижних частот типа К (рис. 6.25).

В этой схеме входные и выходные емкости полевых транзисторов $C_{\text{вх}}$ и $C_{\text{вых}}$ разделены между собой индуктивностями $L_{\text{вх}}$ и $L_{\text{вых}}$ и образуют две пе-

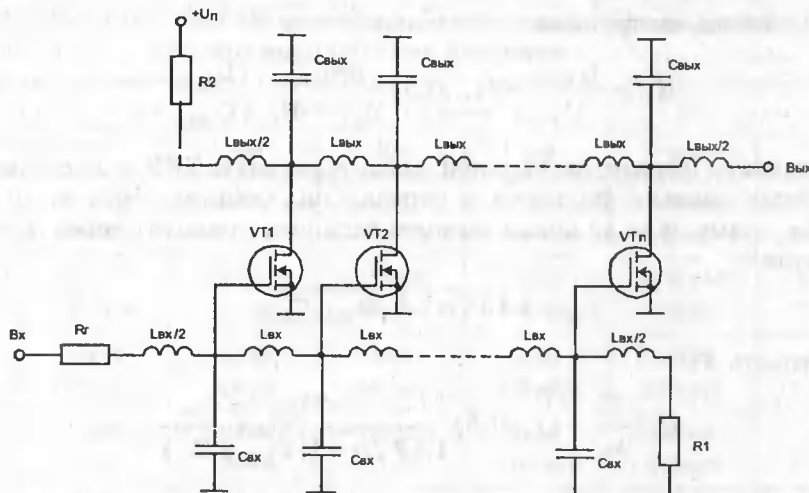


Рис. 6.25. Усилитель с распределенным усилением с фильтрами нижних частот типа К

редающие линии. Волновые сопротивления передающих линий и время задержки на звено определяются по формулам:

$$Z_{ВХ} = \sqrt{\frac{L_{ВХ}}{C_{ВХ}}}; \quad t_{30ВХ} = \sqrt{L_{ВХ} C_{ВХ}};$$

$$Z_{ВЫХ} = \sqrt{\frac{L_{ВЫХ}}{C_{ВЫХ}}}; \quad t_{30ВЫХ} = \sqrt{L_{ВЫХ} C_{ВЫХ}}.$$

При подаче входного сигнала $U_{Г}$ по входной линии распространяется волна напряжения $U_{ВХ} = U_{Г} Z_{ВХ} / (R_{Г} + Z_{ВХ})$, которая с задержкой $t_{30ВХ}$ передается от одного транзистора к другому. Для согласования входной линии на ее конце включается согласующий резистор $R1$ с сопротивлением, равным волновому сопротивлению $Z_{ВХ}$, и согласующее полузвено $L_{ВХ} / 2$. При этом в выходной передающей линии возбуждается по две волны тока амплитудой $I_{С} = S U_{ВХ} / 2$ от каждого транзистора, одна из которых распространяется влево и поглощается согласующим резистором $R2 = Z_{ВЫХ}$, а вторая достигает выхода.

При равенстве $t_{30ВХ} = t_{30ВЫХ}$ происходит суммирование волн тока, распространяющихся в выходной линии в прямом направлении. При параллельном включении n — полевых транзисторов на выходе УРУ появляется волна тока амплитудой $n S U_{ВХ} / 2$. Если выходная линия на выходе разомкнута, то волна тока, отражаясь с изменением фазы, вызывает удвоение волны напряжения. При согласовании выходной линии с обеих сторон удвоения выходного напряжения не происходит. Таким образом, амплитуда выходного напряжения

$$U_{ВЫХ} = (2 \dots 1) n \frac{I_{С}}{2} Z_{ВЫХ} = (1 \dots 0,5) n S U_{Г} \frac{Z_{ВХ}}{Z_{ВХ} + R_{Г}} \sqrt{\frac{L_{ВЫХ}}{C_{ВЫХ}}}.$$

Следовательно, коэффициент усиления такого УРУ

$$K_U = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\Gamma}} = (1 \dots 0,5) \frac{nSZ_{\text{ВХ}}}{Z_{\text{ВХ}} + R_{\Gamma}} \sqrt{\frac{L_{\text{ВЫХ}}}{C_{\text{ВЫХ}}}}.$$

Длительность фронта переходной характеристики УРУ зависит от числа используемых звеньев фильтров в передающих линиях. При этом каждая волна тока, доходящая до конца выходной линии, проходит через $(n + 1)$ звеньев. Поэтому

$$t_{\Phi} = 1,13 \sqrt[3]{n + 1} \sqrt{L_{\text{ВЫХ}} C_{\text{ВЫХ}}}.$$

Добротность УРУ

$$Q = \frac{K}{t_{\Phi}} = (1 \dots 0,5) \frac{nSZ_{\text{ВХ}}}{1,13 \sqrt[3]{n + 1} (Z_{\text{ВХ}} + R_{\Gamma})}.$$

Важными параметрами передающих линий являются критическая частота фильтра (частота среза), выше которой сигнал через линию не проходит:

$$f_{\text{КР ВХ}} = \frac{1}{\pi \sqrt{L_{\text{ВХ}} C_{\text{ВХ}}}}; \quad f_{\text{КР ВЫХ}} = \frac{1}{\pi \sqrt{L_{\text{ВЫХ}} C_{\text{ВЫХ}}}}$$

и фазовая постоянная

$$\beta_{\text{ВХ}} = 2\pi f \sqrt{L_{\text{ВХ}} C_{\text{ВХ}}}; \quad \beta_{\text{ВЫХ}} = 2\pi f \sqrt{L_{\text{ВЫХ}} C_{\text{ВЫХ}}}.$$

Так как для нормальной работы УРУ необходимо, чтобы задержки сигналов в каждом звене входной и выходной линии были одинаковы, то одинаковыми должны быть и их граничные частоты. В случае однородных передающих линий их элементы L , C основных звеньев определяются по известному волновому сопротивлению и критической частоте фильтра $L = Z / \pi f_{\text{КР}}$, $C = 1 / \pi Z f_{\text{КР}}$.

Если линия выполняется только на собственных входных или выходных емкостях ПТ, то соответствующая C должна равняться соответственно входной или выходной емкости прибора (с учетом емкости монтажа). В противном случае необходимо определить емкость дополнительного конденсатора, подключаемого к основным звеньям передающих линий, $\Delta C = C - C_{\text{ВХ (ВЫХ)}}$.

В табл. 6.4 даны значения последовательных индуктивностей и параллельных емкостей, обеспечивающих равенство времен задержек сигналов в таких линиях, рассчитанных на волновое сопротивление $Z = 50 - 1000$ Ом в диапазоне частот $50 - 1000$ МГц.

В качестве транзисторных ячеек могут применяться различные каскады. Хорошие результаты дает использование каскодных схем. На рис. 6.26 приведена принципиальная схема импульсного усилителя с распределенным усилением [118].

Усилитель содержит семь усилительных секций (на рис. 6.26 показаны три секции, остальные три — аналогичные). Входные и выходные передающие линии выполнены на фильтрах нижних частот типа К с частотой среза $f_{\text{КР}} = 300$ МГц и низкочастотным характеристическим сопротивлением

Таблица 6.4. Значения последовательных индуктивностей и параллельных емкостей

$f_{кр}, \text{МГц}$	$Z, \text{Ом}$					
	50	100	200	300	500	1000
50	127,3 пФ 318,3 нГн	63,7 пФ 637 нГн	31,8 пФ 1,27 мкГн	21,2 пФ 1,9 мкГн	12,2 пФ 3,17 мкГн	6,36 пФ 6,36 мкГн
100	63,7 пФ 159,3 нГн	31,8 пФ 318 нГн	15,9 пФ 636 нГн	10,6 пФ 0,95 нГн	6,37 пФ 1,59 нГн	3,18 пФ 3,18 нГн
200	31,8 пФ 79,5 нГн	15,9 пФ 159 нГн	7,95 пФ 318 нГн	5,3 пФ 0,48 мкГн	3,18 пФ 0,79 мкГн	1,59 пФ 1,59 мкГн
300	21,2 пФ 53 нГн	10,6 пФ 106 нГн	5,3 пФ 212 нГн	3,5 пФ 0,315 мкГн	2,12 пФ 0,53 мкГн	1,06 пФ 1,06 мкГн
500	12,7 пФ 31,8 нГн	6,36 пФ 63,6 нГн	3,18 пФ 127 нГн	2,12 пФ 0,19 мкГн	1,27 пФ 0,318 мкГн	0,64 пФ 0,64 мкГн
1000	6,36 пФ 15,9 нГн	3,18 пФ 31,8 нГн	1,59 пФ 63,6 нГн	1,06 пФ 95,4 мкГн	0,64 пФ 0,16 мкГн	0,32 пФ 0,32 мкГн

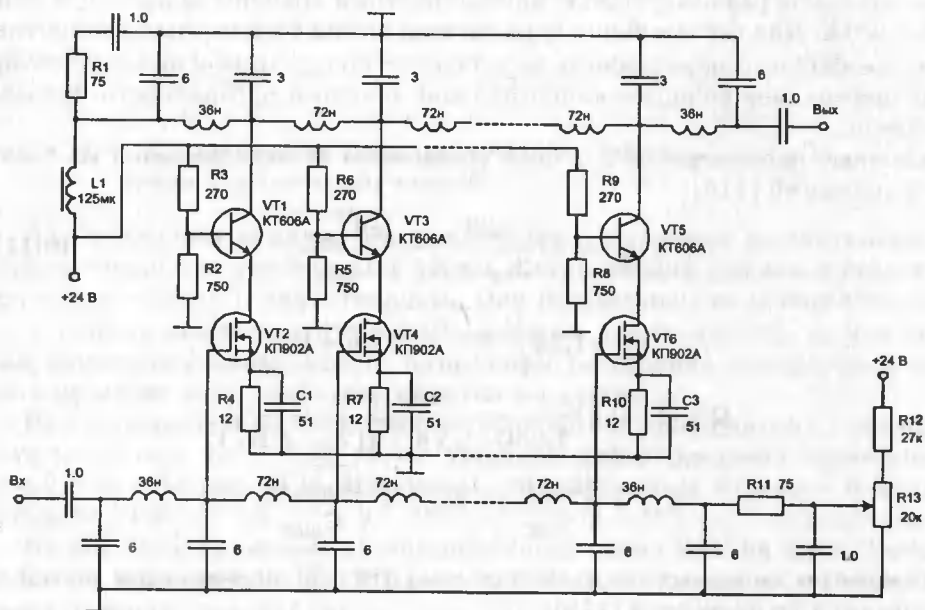


Рис. 6.26. Принципиальная схема усилителя с распределенным усилением с использованием каскодных ячеек на биполярных и МДП-транзисторах и фильтров нижних частот типа К.

$Z = 75$ Ом. Расчет фильтров выполнен в соответствии с методикой, предложенной в [116].

Напряжение питания $U_{\Pi} = 24$ В подается в выходную линию через дроссель L1. Резистор R11 служит для согласования входной передающей линии, а резистор R1 является балластной нагрузкой выходной передающей линии. Резисторы R2, R3, R5, R6, R8, R9, R12, R13 обеспечивают рабочие режимы усилительных секций. Параллельные RC-цепи R4C1, R7C2, R10C3 в истоках МДП-транзисторов служат для компенсации искажений фронта импульса, обусловленных влиянием входных паразитных емкостей. Индуктивности и емкости передающих линий выполнены в виде печатных дорожек и площадок. Конструктивный расчет печатных индуктивностей приведен в [117].

Данный усилитель может использоваться для усиления как гармонических сигналов, так и импульсов положительной и отрицательной полярности. Коэффициент усиления этого УРУ $K_U = 13$ в полосе частот до 200 МГц. Время нарастания фронта выходного импульса $t_{\Phi} = 1,7$ нс. Максимальная амплитуда выходного импульса на нагрузке 75 Ом равна 16 В. Выброс переходной характеристики — 5%. Коэффициент стоячей волны напряжения входа и выхода равен соответственно 1,6 и 1,5.

Для получения больших значений $f_{\text{кр}}$ при заданных схемных элементах фильтра, а также для уменьшения искажений фронтов усиливаемых сигналов и повышения импульсной добротности УРУ необходимо использовать фильтры типа М в качестве передающей линии. При этом предпочтение следует отдать передающим линиям из Т-образных фильтров типа М с $m > 1$ ($m_{\text{опт}} = 1,27$), которые обладают равномерностью характеристики времени задержки и линейностью ФЧХ. Для согласования передающих линий с оконечными сопротивлениями необходимо использовать передающие полусекции с $m \approx 0,6$, которые имеют постоянное волновое сопротивление в полосе прозрачности передающих линий.

Основные параметры УРУ с фильтрами типа М определяются из следующих выражений [115]:

$$K_U = (1 \dots 0,5) \frac{nSZ_{\text{BX}}}{Z_{\text{BX}} + R_{\Gamma}} \sqrt{\frac{mL_{\text{ВЫХ}}}{C_{\text{ВЫХ}}}}; \quad (6.11)$$

$$t_{\Phi} = 1,28 \sqrt{\frac{L_{\text{ВЫХ}} C_{\text{ВЫХ}}}{m}} \sqrt[n+1]{n+1};$$

$$Q = (1 \dots 0,5) \frac{nSZ_{\text{BX}} m}{1,28 C_{\text{ВЫХ}} \sqrt[n+1]{n+1} (Z_{\text{BX}} + R_{\Gamma})};$$

$$Z_{\text{BX}} = \sqrt{\frac{L_{\text{ВХ}} m}{C_{\text{ВХ}}}}; \quad Z_{\text{ВЫХ}} = \sqrt{\frac{L_{\text{ВЫХ}} m}{C_{\text{ВЫХ}}}}.$$

Параметры основных звеньев фильтров типа М передающих линий рассчитываются по формулам [116]:

$$L = \frac{(m^2 + 1)Z}{2\pi f_{\text{кр}}}; \quad C = \frac{m}{\pi Z f_{\text{кр}}}; \quad M = \frac{(m^2 - 1)Z}{2\pi f_{\text{кр}}},$$

а параметры согласующих полувзвеньев — по формулам:

$$L = \frac{mZ}{2\pi f_{\text{кр}}}; \quad L' = \frac{(1 - m^2)Z}{2\pi f_{\text{кр}}}; \quad C = \frac{m}{2\pi Z f_{\text{кр}}}.$$

Фильтры нижних частот типа М с $m > 1$ обладают отрицательной взаимной индуктивностью в последовательной ветви. Конструктивно такие индуктивные элементы выполняются в виде однослойных катушек с отводом посередине.

На рис. 6.27 представлена схема УРУ, выполненная на мощных МДП-транзисторах КП905 и фильтрах типа М с $m = 1,27$ [119]. Для обеспечения согласования передающих линий с нагрузочными сопротивлениями применены согласующие полувзвенья с $m_c = 0,6$. Сопротивления резисторов R1 и R2 выбираются равными волновым сопротивлениям передающих линий. Конструктивный расчет входной и выходной передающих линий выполнен по методике, рассмотренной в [117].

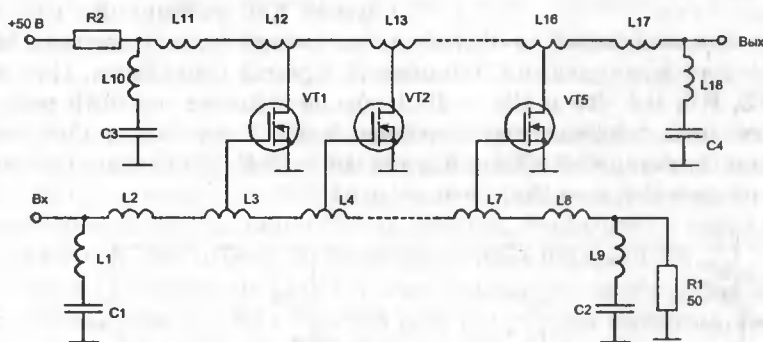


Рис. 6.27. Принципиальная схема усилителя с распределенным усилением с фильтрами нижних частот типа М

Для снижения влияния поверхностных эффектов и межвитковых емкостей, а также для уменьшения потерь в передающих линиях применены однослойные катушки индуктивности. Они изготовлены из посеребренного медного провода диаметром $d = 0,5$ мм, с шагом намотки $\tau = 2 \cdot d$. Для устранения паразитной связи между катушками расстояние между ними должно быть не менее двух диаметров намотки катушки.

При использовании пяти транзисторов КП905 коэффициент усиления данного усилителя $K_U = 7$, а время установления переходной характеристики $t_y = 0,8$ нс. На рис. 6.28 приведены осциллограммы входного и выходного сигналов УРУ.

На рис. 6.29 приведена принципиальная схема УРУ на шести каскодных секциях, выполненных на МДП-транзисторах, соединенных по схеме общий исток — общий затвор [118].

Усилитель предназначен для работы на отклоняющую систему скоростной запоминающей электронно-лучевой трубки 2ТЗС-8, волновое сопротивление которой равно 75 Ом. Входная и выходная передающие линии выполнены в

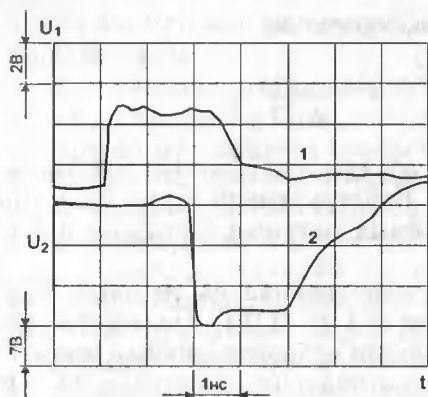


Рис. 6.28. Осциллограммы входного (луч 1) и выходного (луч 2) сигналов УРУ

виде фильтров типа М с $m = 1,27$. Волновое сопротивление входной и выходной передающих линий соответственно равно 75 и 150 Ом. На концах линий установлены согласующие полузвенья с соответствующими волновыми сопротивлениями.

Согласование выходной передающей линии с нагрузкой производится двумя секциями фильтров нижних частот L13, L14, C3 и L16, L17, C4, волновые сопротивления которых равны соответственно 112 и 87 Ом. Такое согласование при небольших потерях обеспечивает небольшое значение коэффициента стоячей волны. Резисторы R5 и R7 служат для устранения самовозбужде-

ния усилительных секций, а RC-цепи, установленные в истоках МДП-транзисторов, — для компенсации искажений фронта импульсов. С помощью резисторов R2, R3, R4, R6 и R9 — R11 обеспечивается рабочий режим усилительных секций. Усилитель предназначен для усиления импульсов положительной полярности амплитудой до 7 В. В усилительных секциях использован режим В с токами покоя 20 мА.

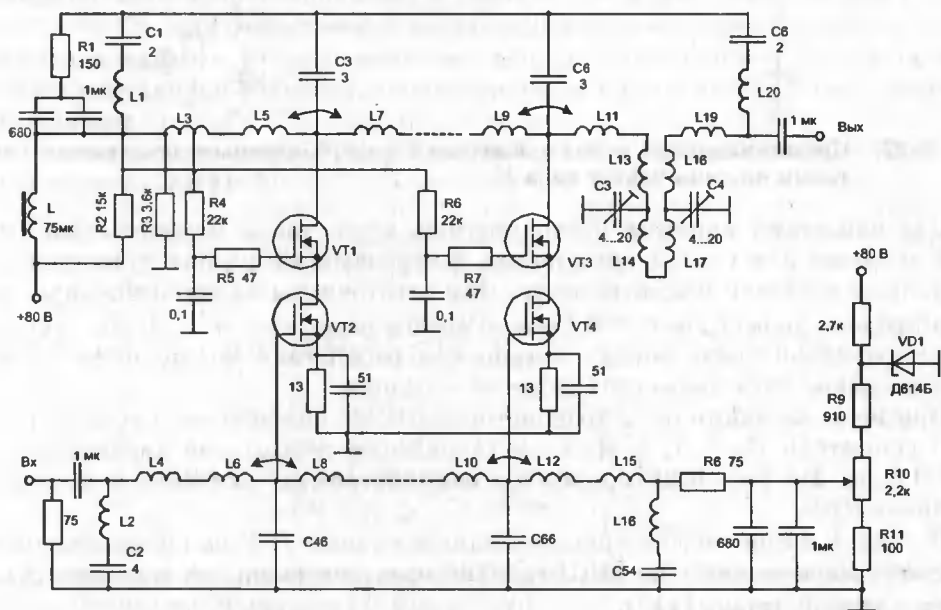


Рис. 6.29. Принципиальная схема усилителя с распределенным усилением с использованием каскодных ячеек на МДП-транзисторах и фильтров нижних частот типа М

Данные индуктивностей входной и выходной передающей линий приведены в табл. 6.5. Все индуктивности изготовлены из посеребренного медного провода диаметром $d = 0,5$ мм на фторопластовых каркасах.

Таблица 6.5. Значение индуктивности и конструктивные параметры звеньев передающих линий

Позиционное обозначение	Значение индуктивности, нГн	Число витков	Диаметр каркаса, мм	Шаг намотки, мм
L1	85	3,5	8,3	1,75
L2, L13, L20	43	4,3	5	2
L3	48	3,5	8,3	1,75
L4, L15, L19	24	2,7	5	2
L5, L7, L9, L11	164	3,5	8,3	1,75
L6, L8, L10, L12	82	2,5	7,2	2
L13, L14	122	3,3	7,52	1,75
L16, L17	96	3	7,07	1,75

Рассмотренный усилитель обладает следующими параметрами: коэффициент усиления $K_U = 15$ в диапазоне частот 0,6...180 МГц, время нарастания фронта выходного импульса $t_{\phi} = 2$ нс, максимальная амплитуда выходного импульса на нагрузке 75 Ом около 42 В, выброс переходной характеристики 5%, нелинейность амплитудной характеристики порядка 7%.

Как видно из выражения (6.11), для увеличения K_U необходимо увеличивать число транзисторов в УРУ. Однако для получения больших K_U приходится использовать значительное число транзисторов, так как их коэффициенты усиления не умножаются, а складываются. Одновременно начинают складываться потери в передающих линиях. Поэтому целесообразно применять каскадирование УРУ. В этом случае общий коэффициент усиления

$$K = \prod_{i=1}^b K_i = [(1...0,5)nSZ]^b$$

где выражение в квадратных скобках является коэффициентом усиления каскада; b — число каскадов усилителя.

6.8. Усилители с распределенным усилением на микрополосковых линиях

Расширение полосы пропускания УРУ связано с уменьшением волновых сопротивлений передающих линий. При высокой граничной частоте УРУ эти сопротивления уменьшаются настолько, что индуктивность звеньев становится соизмеримой с паразитной индуктивностью выводов ПТ, а это затрудняет проектирование УРУ. Поэтому в сверхширокополосных УРУ целесообразно в

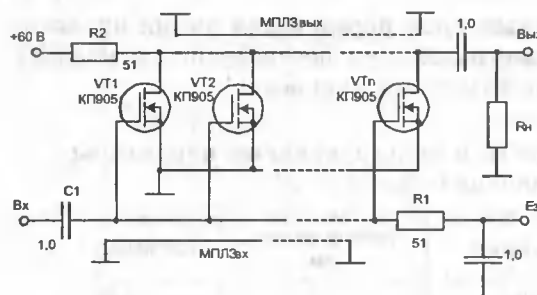


Рис. 6.30. Принципиальная схема усилителя с распределенным усилением с микрополосковыми линиями задержки

качестве передающих линий использовать микрополосковые линии задержки (МПЛЗ). Схема УРУ с МПЛЗ приведена на рис. 6.30 [120].

Принцип действия такого УРУ не отличается от ранее рассмотренного с фильтрами нижних частот. Сопротивление резистора R1 выбирается равным волновому сопротивлению входной МПЛЗ, а сопротивление резистора R2 равно волновому сопротивлению выходной МПЛЗ. Если такой УРУ предназначен для усиления разнополярных

или отрицательных импульсов, то через R1 подается начальное смещение на затворы ПТ. При усилении только положительных импульсов резистор R1 заземляется, а разделительный конденсатор C1 отсутствует.

Коэффициент усиления такого УРУ при $R_n \rightarrow 0$ определяется из выражения

$$K = n S Z_{\text{ВЫХ}} R_n / (Z_{\text{ВЫХ}} + R_n).$$

При $Z_n = \infty$ коэффициент усиления будет максимален и равен

$$K = K_{\text{МАКС}} = n S Z_{\text{ВЫХ}}.$$

Длительность фронта переходной характеристики УРУ при $R_n = Z_{\text{ВЫХ}}$

$$t_\phi = 1,1 Z_{\text{ВЫХ}} (C_{\text{СИ}} + C_{\text{ЗС}}) \sqrt{n} = 1,1 Z_{\text{ВЫХ}} C_0 \sqrt{n},$$

где $C_{\text{СИ}}$ и $C_{\text{ЗС}}$ — выходная и проходная емкости МДП-транзистора.

При работе на емкостную нагрузку и при $R_n = \infty$

$$t_\phi = 2,2 Z_{\text{ВЫХ}} \sqrt{n C_0^2 + C_n^2}.$$

В таких УРУ в качестве МПЛЗ можно использовать симметричные и несимметричные полосковые линии (рис. 6.31). Конструктивно более удобны несимметричные МПЛЗ. В этом случае входная и выходная МПЛЗ изготов-

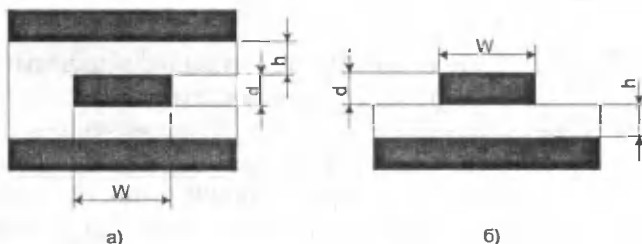


Рис. 6.31. Конструкции симметричных (а) и несимметричных (б) полосковых линий

ляются на диэлектрическом материале с двухсторонним фольгированием в виде печатных проводников на одной стороне платы. Металлическая фольга на другой стороне платы используется как «бесконечно» широкая заземленная полоска несимметричной МПЛЗ. Выводы затворов и стоков ПТ непосредственно присоединяются к печатным проводникам, а выводы истоков к заземленной полоске через отверстия в печатной плате.

Конструктивные параметры МПЛЗ находятся из выражений, определяющих их волновое сопротивление и время задержки распространения сигнала на единицу длины:

$$Z = \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{87}{\sqrt{\epsilon_{\Pi} + 1,41 \ln[5,9h / 0,8W + d]}};$$

$$t_{30} = \sqrt{LC} = 3,39 \sqrt{0,47\epsilon_{\Pi} + 0,67},$$

где L и C — погонные индуктивности и емкости МПЛЗ; d , W — толщина и ширина металлической полоски печатных проводников соответственно; h — толщина диэлектрика подложки, ϵ_{Π} — относительная диэлектрическая проницаемость подложки.

Верхний частотный предел работы МПЛЗ определяется интенсивным возбуждением поверхностных волн, причем критическая частота каждой из них

$$f_{\text{кр}} = 106 / h \sqrt{\epsilon_{\Pi} - 1}.$$

В передающих линиях на МПЛЗ наблюдается влияние на их работу периодических емкостных неоднородностей, возникающих в местах подключения к линиям ПТ, что приводит к изменениям Z и t_3 . Поэтому в каждом конкретном случае необходимо найти оптимальное расстояние между транзисторами, так как большое расстояние ведет к увеличению габаритных размеров УРУ и росту потерь в МПЛЗ. При малом расстоянии транзисторы оказываются непосредственно включенными параллельно. Экспериментально установлено, что для усилителей на транзисторах КП902 и КП905 оптимальные значения $l = 3 \dots 5$ см. При использовании в таком УРУ пяти транзисторов КП905 был получен коэффициент усиления $K_U \approx 6,25$ и $t_{\phi} \approx 0,6$ нс.

Благодаря высокой линейности передаточных характеристик ПТ нелинейность зависимости $U_{\text{вых}}$ и $U_{\text{вх}}$ не превышает 5% при изменении $U_{\text{вх}}$ до 8 В. Усилитель выдерживает значения $U_{\text{вх}}$ до 30 В, причем выход из режима перегрузки не сопровождается заметными временными задержками, так как полевым транзисторам не свойственны явления накопления и рассасывания избыточных носителей. При изменении U_{Π} на $\pm 10\%$ изменение K_U не превышает 3%, а при росте температуры на каждые 10°C K_U падает приблизительно на 2% из-за уменьшения крутизны транзисторов.

В [121] рассмотрен УРУ на мощных GaAs ПТ с барьером Шотки (АП602). Микрополосковые линии задержки выполнены на стеклопластике. Экспериментально полученные результаты при использовании трех транзисторов следующие: $K_U \approx 3$; $t_{\phi} \approx 0,1$ нс.

Усилители с распределенным усилением на ПТ с целью миниатюризации можно выполнять в гибридном, гибридно-монокристаллическом и монокристаллическом исполнении. Вопросы, связанные с построением таких УРУ, подробно рассмотрены в [122, 123]; там же даны результаты экспериментальных исследований УРУ.

6.9. Дифференциальные усилители

Типовая схема дифференциального усилителя на ПТ приведена на рис. 6.32. Достоинствами такого каскада являются малый коэффициент гармоник, малая чувствительность к пульсациям питающего напряжения, большое максимальное выходное напряжение по сравнению с каскадами с разделенной нагрузкой, возможность применения в обоих плечах как высокочастотной, так и низкочастотной коррекции, возможность получения противофазных сигналов, снимаемых с разных плеч усилителя.

Один из входов может использоваться для управления рабочей точкой усилителя и его балансировки. Такие схемы могут применяться в усилителях низкой частоты, а также в широкополосных усилителях как импульсных, так и гармонических сигналов. Часто его используют в качестве оконечного каскада для работы на симметричную емкостную нагрузку (например, электронно-лучевую трубку) и в качестве переходного от однотактной схемы к двухтактной. При подаче сигнала на дифференциальный вход коэффициента усиления усилителя равен коэффициенту усиления обычного каскада с общим истоком $K_{уд} = SR_c$.

Как правило, сигнал подается только на один вход дифференциального усилителя, т. е. $U_{вх} = U_1, U_2 = 0$. Следовательно, общее усиление каскада по напряжению будет составлять лишь половину коэффициента усиления простого каскада с общим истоком $K_{уд} = SR_c/2$.

При подаче одинаковых сигналов на оба входа $U_1 = U_2 = U_0$ коэффициент усиления будет очень мал:

$$K_{uc} = \frac{R_c}{1/S + R_0},$$

где R_0 — внутреннее сопротивление источника тока в цепи истоков ПТ. При $R_0 \rightarrow \infty, K_{uc} \rightarrow 0$.

Способность схемы дифференциального усилителя — заметно усиливать только сигналы, подаваемые на дифференциальный вход, и ослаблять синфазные сигналы. Коэффициент подавления таких сигналов определяется как отношение коэффициента усиления дифференциального сигнала к коэффициенту усиления синфазного сигнала: $K_{п} = K_{уд} / K_{uc} = 1 + SR_0$.

Резисторы в стоковых цепях и другие элементы схемы рассчитываются так же, как и в элементарном каскаде с общим истоком. Высокочастотная коррекция, если она имеется, рассчитывается обычным образом. Частотная и переходная характеристики рассматриваемого каскада не отличаются от ха-

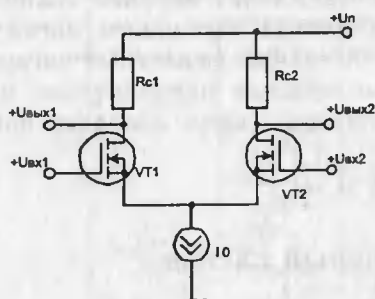


Рис. 6.32. Схема дифференциального усилителя на полевых транзисторах

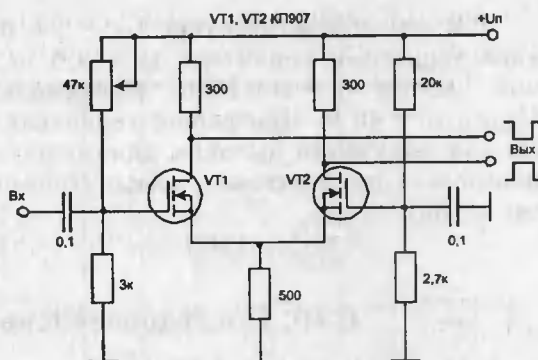


Рис. 6.33. Принципиальная схема дифференциального усилителя, работающего в линейном режиме

рактических характеристик резисторного каскада, поэтому частотные и переходные искажения рассчитываются по формулам резисторного каскада.

На рис. 6.33 представлена схема дифференциального усилителя, работающего в линейном режиме. При использовании транзистора КП907 этот каскад обеспечивает времена нарастания и спада импульсов до 5 нс.

На рис. 6.34 [129] показана схема усилителя, предназначенного для работы в диапазоне частот до 100 МГц. Для обеспечения наилучшей симметрии плеч усилителя при небольших напряжениях источника питания применен стабилизатор тока на биполярном транзисторе. При одинаковых параметрах стоковых цепей транзисторов VT1 и VT2 частотные характеристики по обоим выходам будут практически одинаковы. Для уменьшения длительности фронта переходной характеристики усилителя в схеме использована простая индуктивная коррекция.

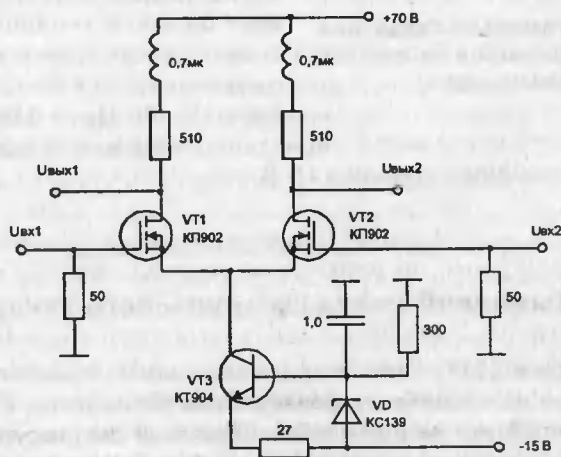


Рис. 6.34. Принципиальная схема высокочастотного дифференциального усилителя

При емкостной нагрузке $C_H = 17$ пФ длительность фронта переходной характеристики усилителя $t_{\phi} \approx 3,5$ нс, что соответствует верхней граничной частоте $f_B = 100$ МГц. Максимальная амплитуда выходного сигнала $U_{\text{ВЫХ МАКС}} = 45$ В. При работе усилителя на значительные емкостные нагрузки для получения высоких динамических характеристик целесообразно использовать двухтактные схемы. Принцип построения таких каскадов описан в [62].

6.10. Последовательно-балансный каскад

На рис. 6.35 представлена последовательно-балансная схема усилителя, которая сочетает в себе простоту обычного однотактного каскада и высокие усилительные и динамические характеристики двухтактного [130]. Постоянная составляющая входного сигнала на затворе VT1 задает режим схемы по постоянному току. Напряжение для управления транзистором VT2 снимается с резистора, включенного в цепь стока транзистора VT1. Необходимое смещение уровня создает стабилитрон VD1, определяющий совместно с R1 максимальный вытекающий выходной ток схемы.

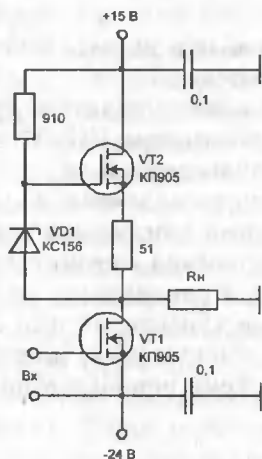


Рис. 6.35. Последовательно-балансная схема усилителя на мощных МДП-транзисторах

на затворе VT1 задает режим схемы по постоянному току. Напряжение для управления транзистором VT2 снимается с резистора, включенного в цепь стока транзистора VT1. Необходимое смещение уровня создает стабилитрон VD1, определяющий совместно с R1 максимальный вытекающий выходной ток схемы.

Коэффициент усиления $K_U = S_1 (1 + R1S_2) R_H$, где S_1, S_2 — крутизна соответственно транзисторов VT1, VT2. Этот каскад управляется как обычный однотактный, имеет те же паразитные входные параметры, однако обеспечивает большее усиление и меньшее выходное сопротивление ($\sim 1 / S_2$). Рассмотренный усилительный каскад при $C_B = 10$ пФ, $R_H = 100$ Ом обеспечивает

длительность фронта переходной характеристики меньше 2,5 нс при перепаде выходного напряжения порядка 15 В.

6.11. Выходной каскад импульсного генератора

На рис. 6.36 приведена схема широкополосного усилителя, который используется в серийно выпускаемых генераторах импульсов Г5-83. Этот усилитель работает в линейном режиме и обеспечивает амплитуду импульса отрицательной и положительной полярности 20 В на нагрузке 50 Ом, частотный диапазон 1 Гц...50 МГц, неравномерность вершины импульса не более 5%,

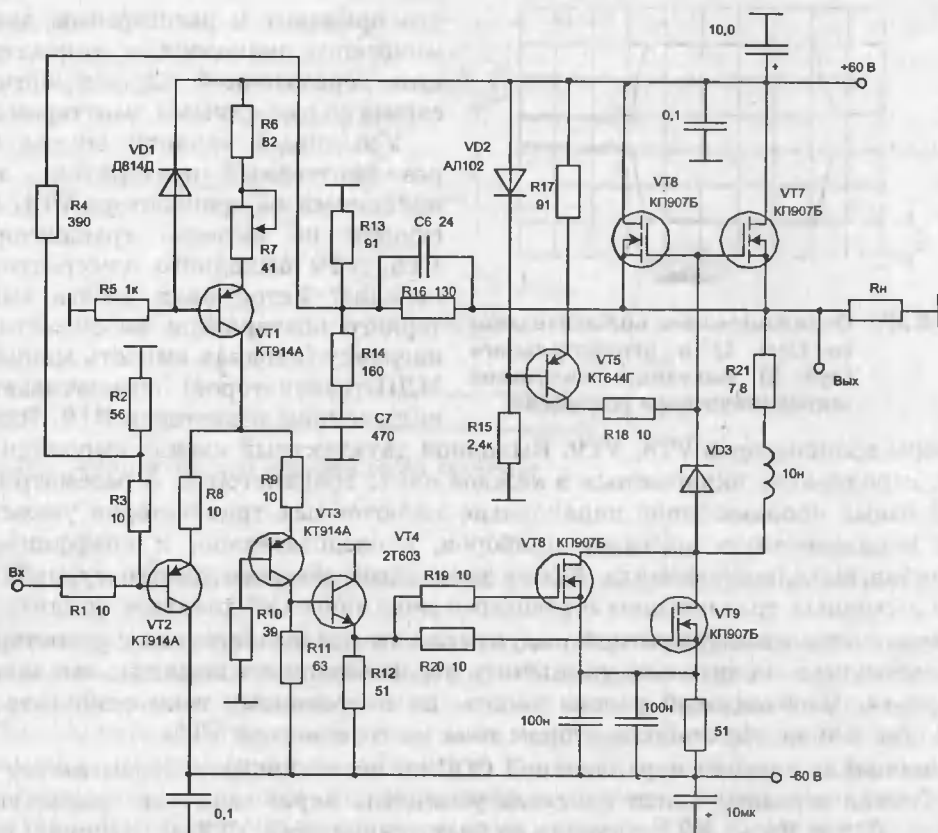


Рис. 6.36. Принципиальная схема широкополосного усилителя

длительность фронта и среза выходной характеристики 3...5 нс, выбросы не более 10%.

Учитывая низкую нижнюю граничную частоту $f_H = 1$ Гц, усилитель выполнен по схеме с гальваническими связями. В свою очередь, для обеспечения температурной стабильности усилителя он охвачен ООС, что требует запаса по коэффициенту усиления.

Входной каскад широкополосного усилителя собран по схеме общий коллектор — общая база, которая имеет хорошие шумовые характеристики и обеспечивает значительное устойчивое усиление в широкой полосе частот. На транзисторе VT1 собран генератор тока. Резистор R7 введен для регулировки тока транзистора VT1 в небольших пределах. Значение тока транзистора VT1 определяет равенство нулю выходного напряжения усилителя при отсутствии входного сигнала. Низкоомный резистор R10, подключаемый к базе VT3, снижает добротность базового контура, образованного паразитными индуктивностями монтажа и выводов базы и коллектора транзистора VT3, а также емкостью $C_{КБ}$ этого транзистора, исключая тем самым возможность самовозбуждения схемы. Резисторы R8 и R9 вносят небольшую ООС по току,

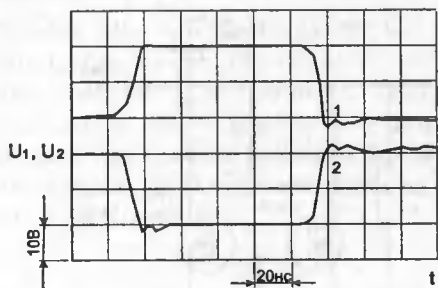


Рис. 6.37. Осциллограммы положительного (луч 1) и отрицательного (луч 2) выходных импульсов широкополосного усилителя

затворы транзисторов VT8, VT9. Выходной двухтактный каскад выполнен на двух параллельно включенных в каждое плечо транзисторах. В рассматриваемой схеме использование параллельно включенных транзисторов увеличивает эквивалентную крутизну приборов, а следовательно, и коэффициент усиления выходного каскада. Кроме того, здесь облегчен температурный режим выходных транзисторов и расширен динамический диапазон усилителя.

Включение низкочастотной индуктивности последовательно с резистором R21 позволило значительно уменьшить неравномерность вершины выходного импульса. Необходимый режим работы по постоянному току стабилизатора VD3 обеспечивается стабилизатором тока на транзисторе VT5.

Усилитель охвачен параллельной ООС по постоянному и переменному току. Сигнал обратной связи с выхода усилителя через делители напряжения R16 — R13 и R4 — R2 поступает на базу транзистора VT2. С помощью конденсатора C6, включенного параллельно резистору R16, и цепочки, состоящей из резистора R14 — конденсатора C7, уменьшается колебательный процесс при формировании фронта входного импульса. Осциллограммы положительного и отрицательного выходных импульсов, иллюстрирующие работу данного устройства, представлены на рис. 6.37.

6.12. Усилитель магнитной отклоняющей системы ЭЛТ

Усилитель для магнитной отклоняющей системы электронно-лучевой трубки, построенный на мощных МДП-транзисторах, показан на рис. 6.38 [196].

Для того чтобы получить как можно более близкие к идеальным характеристики при комплексной нагрузке, к сильноточному широкополосному операционному усилителю L165 подключается выходной каскад на ДМОП-транзисторах VP1210N1, VN11210N1. Размах входного сигнала 0,5 В создает на выходе колебания амплитуды ± 10 В при токе 8 А. Сигнал обратной связи снимается с заземленного резистора 0,06 Ом включенного последовательно с отклоняющей катушкой.

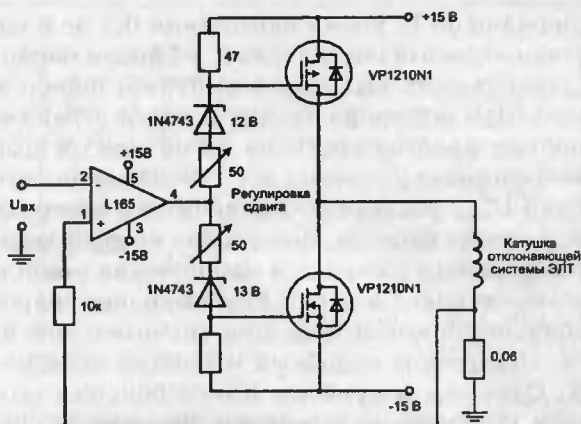


Рис. 6.38. Усилитель для отклоняющей системы

6.13. Усилители-ограничители и усилители-формирователи

Усилителями-ограничителями называются устройства, выходной сигнал которых пропорционален входному ($U_{\text{ВЫХ}} = K_0 \cdot U_{\text{ВХ}}$) при изменении его в некоторых пределах и неизменен, если входной сигнал выходит за эти пределы. Полевые транзисторы, как уже отмечалось, не боятся перегрузок по входу (если $U_{\text{ВХ}}$ не превышает по амплитуде $U_{\text{ЗИ МАКС}}$) и, в отличие от биполярных транзисторов, у них не затягивается процесс выхода из режима перегрузки. Большие токи стока и крутизна мощных ПТ в сочетании с малыми емкостями позволяют формировать в режиме усиления-ограничения импульсы значительной амплитуды при $t_{\phi} \leq 10 \dots 20$ нс.

На рис. 6.39 показана схема трехкаскадного усилителя-ограничителя [131]. Входной каскад — эмиттерный повторитель на биполярном транзисторе VT1, имеющий низкое выходное сопротивление, служит для уменьшения постоянной времени цепи затвора мощного МДП-транзистора VT2.

Два последующих каскада (на транзисторах VT2 и VT3) собраны по схеме с общим истоком и имеют гальваническую связь через стабилитрон VD1, который согласует относительно большое остаточное напряжение VT2 $U_{\text{ОСТ}} \approx 5 \dots 8$ В с малым напряжением отсечки $U_0 \approx 1 \dots 2$ В транзистора VT3. При амплитуде входного импульса около 5 В выходной импульс

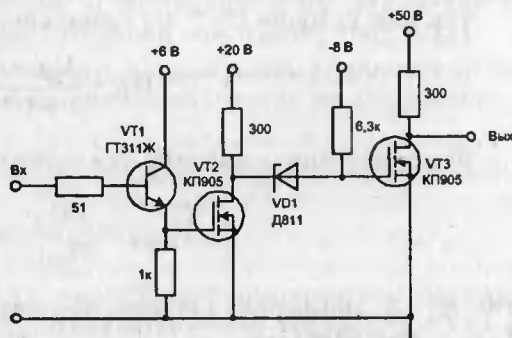


Рис. 6.39. Принципиальная схема трехкаскадного усилителя-ограничителя

имеет амплитуду порядка 35 В, время нарастания 0,7 нс и спада 1 нс. Выходной импульс задержан относительно входного на время около 2,5...3 нс.

Минимальная длительность выходного импульса порядка 1 нс (при колоколообразной форме). При подаче на вход усилителя-ограничителя сигналов с большой длительностью фронтов крутизна их на выходе возрастает в K_0 раз, где K_0 — общий коэффициент усиления всех каскадов усилителя-ограничителя. Пороговые уровни $U_{\text{вых}}$ усилителя-ограничителя можно определить по передаточной характеристике каскада, построение которой описано в 6.2.

Усилители-формирователи импульсов напряжения стабильной амплитуды должны иметь высокое входное и небольшое выходное сопротивление, сохранять высокую стабильность амплитуды при значительном изменении сопротивления нагрузки. Построение подобных устройств заметно упрощается при использовании ПТ. Однако эти приборы имеют большое выходное сопротивление. Существенное уменьшение выходного сопротивления может быть достигнуто в схемах с параметрической стабилизацией амплитуды.

В схеме на рис. 6.40 [131] в исходном состоянии транзистор VT закрыт. С приходом прямоугольного импульса положительной полярности амплитудой $U_{\text{вх}}$ на вход усилителя в цепи стока ПТ появляется ток I_c . Напряжение на стоке транзистора начинает уменьшаться.

Одновременно увеличивается напряжение на первичной обмотке W_1 и, следовательно, на нагрузочной обмотке W_2 импульсного трансформатора Т. В некоторый момент времени напряжения $U_{\text{си}}$ и $U_{\text{н}}$ сравниваются по величине, вследствие чего открывается VD1. Дальнейшее изменение напряжения на стоке транзистора и на нагрузке $R_{\text{н}}$ прекращается. На этом заканчивается формирование фронта импульса на выходе усилителя. Начинается процесс формирования вершины импульса. После отпираания диода VD1 напряжение на нагрузке и стоке транзистора выражается соответственно соотношениями:

$$U_{\text{н}} = \frac{U_{\text{п}} + U_{\text{д}}}{1 + 1/K_2}; \quad U_{\text{си}} = \frac{U_{\text{п}} + U_{\text{д}}}{K_2},$$

где $U_{\text{д}}$ — падение напряжения на открытом диоде VD1; $K_2 = W_2/W_1$ — коэффициент передачи импульсного трансформатора.

Так как условие $U_{\text{п}} > U_{\text{д}}$ выполняется всегда, то

$$U_{\text{н}} = \frac{U_{\text{п}} + U_{\text{д}}}{1 + 1/K_2} \approx \text{const.}$$

Выходное сопротивление усилителя

$$R_{\text{вых}} = \frac{\partial U_{\text{н}}}{\partial I_{\text{вых}}} = \left(\frac{K_2}{1 + K_2} \right)^2 R_{\text{д}},$$

где $R_{\text{д}}$ — дифференциальное сопротивление прямосмещенного диода VD1; $I_{\text{вых}}$ — ток нагрузки.

Из этих формул следует, что при любом конечном значении коэффициента K_2 выходное сопротивление усилителя меньше сопротивления диода $R_{\text{д}}$. Например, при $K_2 = 1$ и $K_2 = 0,5$ выходное сопротивление $R_{\text{вых}}$ соответствен-

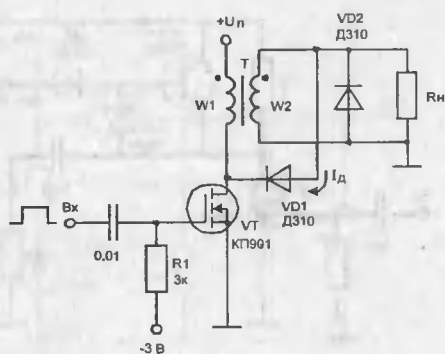


Рис. 6.40. Принципиальная схема усилителя-формирователя с параметрической стабилизацией

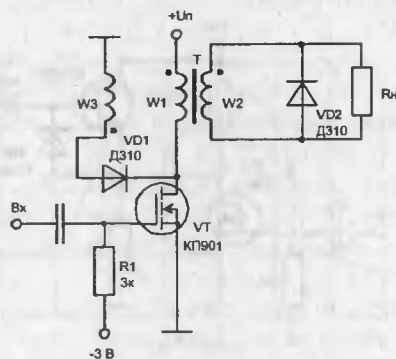


Рис. 6.41. Принципиальная схема усилителя-формирователя импульсов

но составляет $0,25R_d$ и $0,11R_d$. Стабилизирующее действие диода прекращается, когда с ростом тока нагрузки напряжение U_n уменьшается до напряжения $U_{сн}$ и ток в диоде падает до нуля. При этом ток в нагрузке достигает наибольшего значения $I_{\text{ВЫХ МАКС}}$.

При токе нагрузки $I_n > I_{\text{ВЫХ МАКС}}$ выходное сопротивление схемы будет определяться выходным сопротивлением выключенного ПТ. После окончания входного импульса диод VD1 будет сохранять состояние высокой проводимости еще в течение некоторого времени t_p . В результате длительность импульса тока в нагрузке $t_{\text{И Вых}}$ превышает длительность усиливаемого сигнала $t_{\text{и}}$ на величину t_p , т. е.

$$t_{\text{И Вых}} = t_{\text{и}} + t_p; t_p \approx \tau_d \ln(I_c / K_2 I_{\text{Вых}}),$$

где τ_d — постоянная времени диода. При использовании современных быстродействующих диодов величина t_p может составлять единицы — доли наносекунд.

Для потенциальной развязки входной и выходной цепи усилителя в трансформаторе Т вводится третья дополнительная обмотка W_3 (рис. 6.41).

Принцип действия этой схемы аналогичен предыдущей. Напряжение на нагрузке R_n и выходное сопротивление усилителя находятся из выражений:

$$U_n = \frac{K_2(U_n + U_d)}{1 + K_3}; R_{\text{Вых}} = \left(\frac{K_2}{1 + K_3} \right)^2 R_d,$$

где $K_3 = W_3/W_1$.

Бестрансформаторный вариант схемы усилителя-формирователя показан на рис. 6.42 [131]. Схема состоит из усилителя на полевом транзисторе VT1 и ограничителя амплитуды на биполярном транзисторе VT2, включенном по схеме с общей базой.

Режим питания схемы выбирается из условия $|U_{п1}| > |U_{п2}|$. При подаче на вход схемы импульса положительной полярности длительностью $t_{\text{и}}$ в цепи

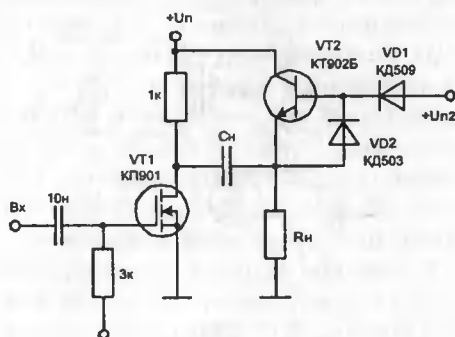


Рис. 6.42. Принципиальная схема усилителя-формирователя с ограничением амплитуды на биполярном транзисторе

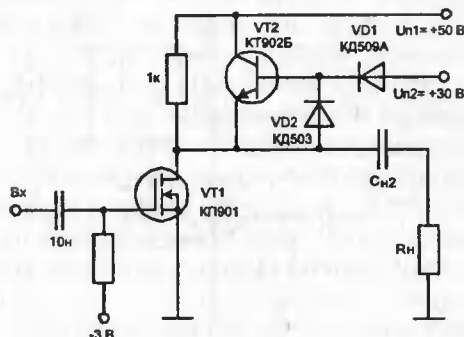


Рис. 6.43. Принципиальная схема усилителя-формирователя с ограничением амплитуды на эмиттерном повторителе

стока транзистора устанавливается ток I_C и напряжение $U_{CН}$. На нагрузке R_H формируется прямоугольный импульс напряжения с плоской вершиной амплитудой $U_H = U_{П2} - (U_{Д1} + U_{ВБ}) \approx U_{П2}$. Выходное сопротивление формирователя $R_{ВЫХ} \approx (r_B + r_D) / (\beta + 1)$, где r_B — омическое сопротивление базы транзистора $VT1$; r_D — динамическое сопротивление диода $VD2$; β — усредненное значение коэффициента передачи тока базы транзистора $VT2$. Значение емкости выбирается из условия $C_H \geq I_C \cdot t_{и} / (U_{П1} / U_{П2})$.

Это условие выполняется только в том случае, если $I_C > I_H$. Если $I_C \approx I_H$, то ток эмиттера транзистора $VT2$ $I_3 \approx 0$ и выходное сопротивление схемы возрастает. Следовательно, $I_{H \text{ МАКС}} \approx I_C$.

В схеме усилителя-формирователя (рис. 6.43) ограничение амплитуды происходит с помощью эмиттерного повторителя. $R_{ВЫХ}$ и $I_{H \text{ МАКС}}$ определяются так же, как в предыдущей схеме. Однако вершина выходного импульса имеет спад. Относительная величина спада

$$\frac{\Delta U}{U_{П1} - U_{П2}} = \frac{t}{C_H R_H}$$

Схемы на рис. 6.42 и 6.43 имеют следующие параметры: соответствующие значения выходных сопротивлений $0,3$ и $0,35$ Ом; время нарастания выходных импульсов (при токе $I_H = 2$ А) $t_H = 25$ нс, время спада $t_{СП} = 40$ нс. При длительности импульсов единицы и доли наносекунд работа обычных транзисторных и диодных ограничителей амплитуды ухудшается: наблюдается заметное искажение фронтов импульсов, появляются выбросы на вершине, изменяется длительность импульсов, возрастает коэффициент передачи в режиме ограничения. Применение ПТ в ограничителях амплитуды заметно ослабляет присущие им недостатки.

В схеме на рис. 6.44 ограничитель образован резисторным делителем напряжения $R1 - R_H$ и полевым транзистором, охваченным нелинейной параллельной отрицательной обратной связью [132]. Порог ограничения $U_{П \text{ ОГР}}$, на-

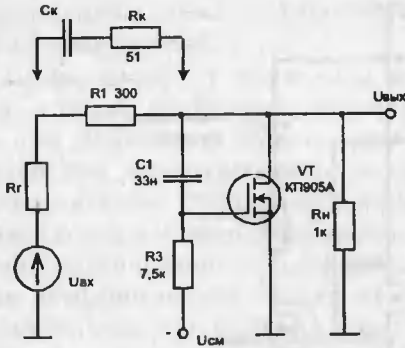


Рис. 6.44. Принципиальная схема параллельного ограничителя амплитуды

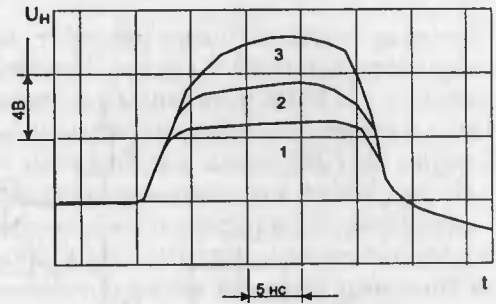


Рис. 6.45. Осциллограммы выходных импульсов ограничителя с коррекцией фронта и среза при $U_{см} = 3$ В (луч 1), 5 В (луч 2) и 10 В (луч 3)

чина с которого действует обратная связь, регулируется изменением источника смещения $U_{см}$, запирающего транзистор.

Коэффициенты передачи ограничителя в режимах пропускания и ограничения определяются как:

$$K_{гр} \approx \frac{R_n}{R_n + R_1 + R_r}; \quad K_{огр} = \frac{R_n R_{iос} / (R_n + R_{iос})}{R_n R_{iос} / (R_n + R_{iос}) + R_1 + R_r},$$

где $R_{iос} \approx 1/S$ — выходное сопротивление открытого ПТ; R_r — сопротивление источника сигнала.

Динамические свойства ограничителя характеризуются постоянными времени в режимах пропускания и ограничения соответственно

$$\tau_{пр} \approx C_o [(R_r + R_1) || R_n]; \quad \tau_{огр} \approx C_o [(R_r + R_1) || R_n || R_{iос}],$$

где $C_o = C_{зи} + C_{си} + C_{см}$.

При указанных на схеме номиналах элементов ограничитель имеет следующие параметры: $K_{пр} = 0,73$; $K_{огр} = 0,078$; $\tau_{пр} = 3,55$ нс; $\tau_{огр} = 0,39$ нс ($R_r = 75$ Ом, $см = 5$ пФ). Экспериментально установлено, что с помощью емкостной коррекции (цепь $R_k C_k$) можно существенно уменьшить искажения фронта импульса в режиме пропускания. Однако ее применение увеличивает значение $K_{огр}$, так как резистор R_1 шунтируется этой цепью. Осциллограммы выходных импульсов ограничителя с коррекцией фронта и среза приведены на рис. 6.45.

Схема усилителя-формирователя импульсов тока для возбуждения лазерного диода представлена на рис. 6.46 [198]. Эта схема обеспечивает большой импульсный ток при очень хороших динамических характеристиках выходного каскада, построенного на мощном полевом транзисторе BN64GA. Быстрый перезаряд входной емкости этого транзистора осуществляется с помощью двухтактного каскада на полевых транзисторах 2N6659. Так как верх-

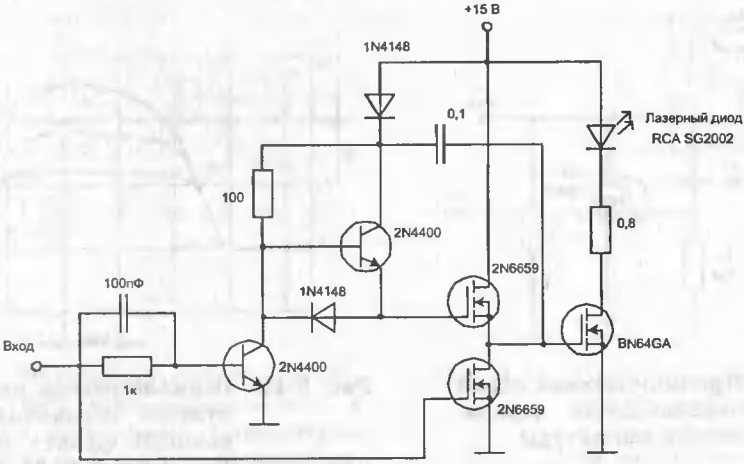


Рис. 6.46. Усилитель-формирователь импульсов

ний полевой транзистор включен по схеме с общим стоком, то для его эффективного управления используется бутстрепное управление. Частота следования входных импульсов достигает 200 кГц при скважности 0,1%.

Мощные МДП-транзисторы составляют хорошую конкуренцию биполярным приборам в узлах развертки осциллографов с высоким разрешением. Такие схемы получаются более простыми и надежными. На рис. 6.47 [195]

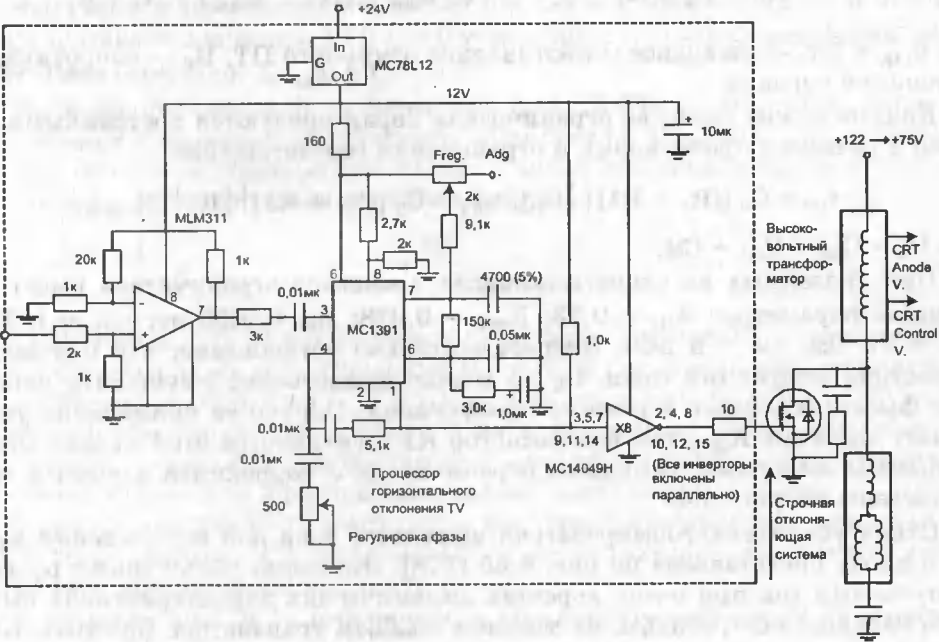


Рис. 6.47. Схема горизонтальной развертки на МДП-транзисторе

представлена схема горизонтальной развертки, выполненная на мощном полевом транзисторе.

Применение ПТ позволило исключить трансформатор из цепи управления, а также некоторые пассивные компоненты, которые были бы необходимы при управлении биполярным транзистором. Компаратор MLM311 используется для инвертирования и изменения уровня входного положительного синхросигнала. Выход этого компаратора подключен к схеме MC1391, представляющей собой процессор горизонтального отклонения. Он состоит из фазового компаратора и управляемого напряжением генератора с регулируемым коэффициентом заполнения. Микросхема MC1391 обеспечивает коэффициент заполнения 63%. Так как МДП-транзистор имеет высокий импеданс в цепи затвора, то для его управления достаточно небольшая мощность. Однако выключение транзистора требует быстрого разряда затворной емкости (1000 пФ). Это достигается использованием шести буферных инверторов микросхемы MC14049B, в которой все выходы включены параллельно.

Схема мощного усилителя-преобразователя, предназначенного для преобразования напряжения в ток, приведена на рис. 6.48 [196]. Входное напряжение, дискретизируемое с частотой 13 кГц, поступает в преобразователь напряжения в частоту типа AD640. Выходная частота преобразуется одновибратором в последовательность стандартных импульсов и поступает на быстродействующий каскад управления выходным транзистором VN1210N5.

Точность этой схемы определяется стабильностью каскадов преобразователя и способностью выходного транзистора обеспечить неискаженную передачу фронта и среза импульсов. Это достигается управлением полевым транзистором от трехтранзисторного предварительного каскада, способного обеспечить втекающие-вытекающие токи свыше 2 А при времени переключения

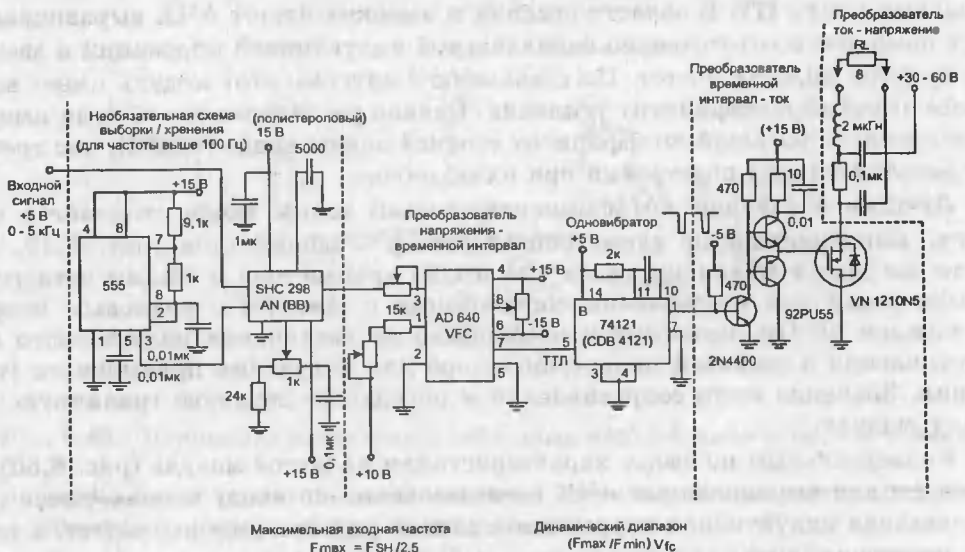


Рис. 6.48. Усилитель с токовым выходом

менее 15 нс. Схема выборки-хранения необходима только при полосе частот выше 100 Гц. Малые габариты и исключительная эффективность делают эту схему привлекательной для портативных приборов.

6.14. Пикосекундные усилители

Для построения пикосекундных усилителей с большим коэффициентом усиления необходимо использовать многокаскадный принцип их построения. При этом нужно сочетать высокодобротные каскады, работающие в линейном и нелинейном режимах, а также использовать как полевые, так и биполярные транзисторы. Это обеспечивает требуемую широкополосность усилительного тракта и позволяет более полно реализовать потенциальные возможности элементной базы.

В [128] описаны тонкопленочные гибридные модули пикосекундных усилителей, позволяющие при их стыковке строить усилители с высокими эксплуатационными характеристиками (рис. 6.49). В первом модуле (рис. 6.49, а) для выравнивания АЧХ использованы рассогласующие RLC-цепи, обеспечивающие отражение основной части мощности сигнала в области низких частот и согласование в области высоких частот полосы пропускания. Возможность достижения малых значений нижней граничной частоты (до 10...100 Гц), а также независимость настройки модуля в области высоких и низких частот являются его достоинствами.

Во втором модуле (рис. 6.49, б) для уменьшения неравномерности АЧХ применены выравнивающие цепи с потерями. В области низких частот выравнивание АЧХ осуществляется нагрузочными резисторами 50...100 Ом в стоковых цепях ПТ. В области средних и высоких частот АЧХ выравнивается с помощью соответственно параллельной индуктивной коррекции и звеньев фильтра нижних частот. По сравнению с другими этот модуль имеет наиболее высокий коэффициент усиления. Однако рассмотренные модули имеют сравнительно большой коэффициент стоячей волны входа (КСВН), что требует дополнительной подстройки при их стыковке.

Лучшим значением коэффициента стоячей волны входа отличается модуль, выполненный по схеме общий затвор – общий сток (рис. 6.49, в). В то же время малая крутизна (20 мА/В) транзистора с общим затвором, необходимая для обеспечения согласования с трактом с волновым сопротивлением 50 Ом, приводит к необходимости увеличения нагрузочного сопротивления в стоковой цепи транзистора для получения приемлемого усиления. Значение этого сопротивления и определяет верхнюю граничную частоту модуля.

Универсальным по своим характеристикам является модуль (рис. 6.50), в котором для выравнивания АЧХ и согласования по входу используются параллельная индуктивная коррекция и звенья фильтра нижних частот, а также частотно-зависимая отрицательная обратная связь по напряжению в первом каскаде. Основными преимуществами модуля являются хорошая повто-

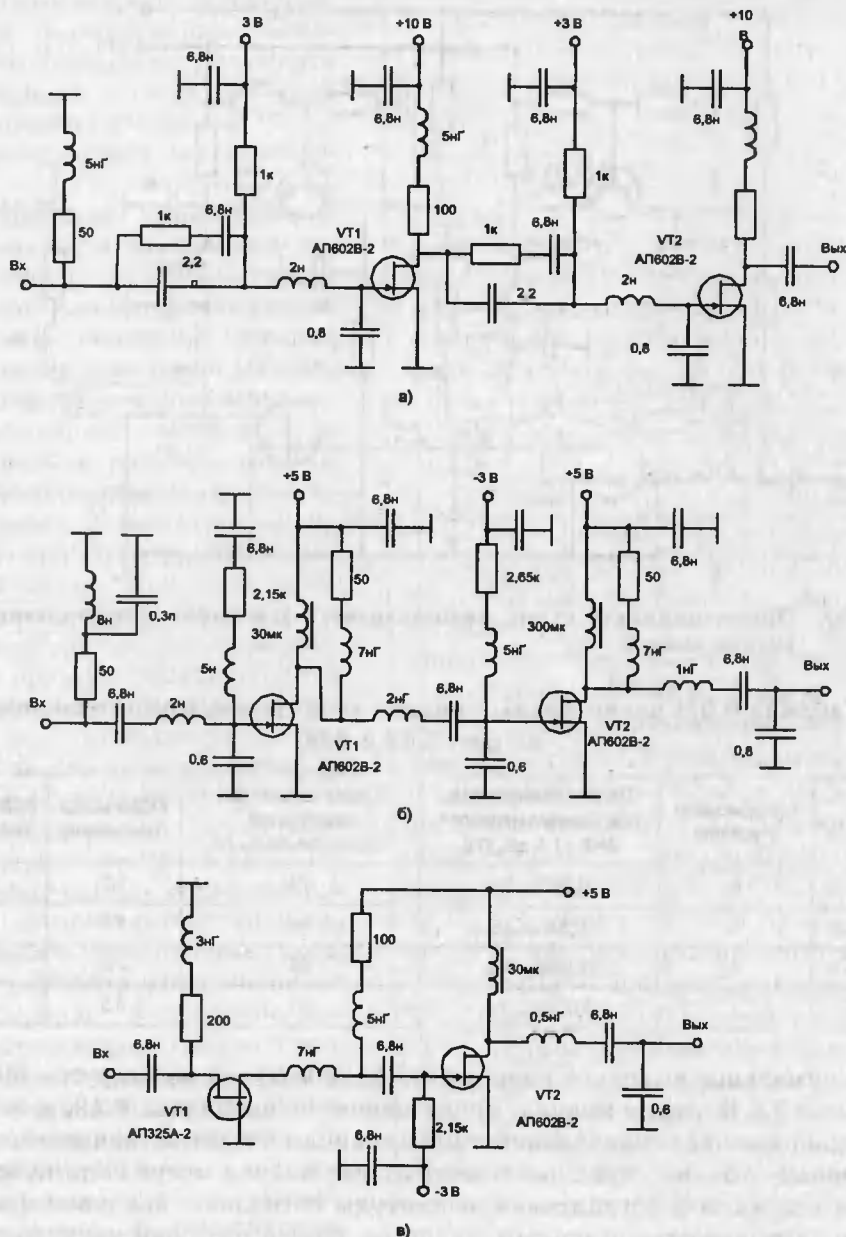


Рис. 6.49. Принципиальные схемы гибридных модулей пикосекундных усилителей

римость характеристик, максимальная полоса рабочих частот, сохранение характеристик модулей при их стыковке.

Для сравнения рассмотренных модулей пикосекундных усилителей по основным параметрам в табл. 6.6 приведены их основные характеристики.

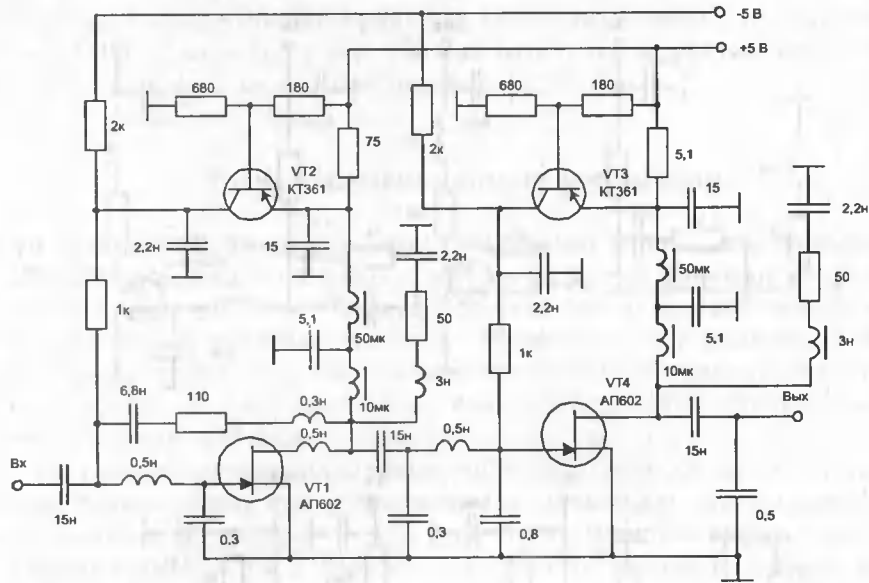


Рис. 6.50. Принципиальная схема пикосекундного усилителя с отрицательной обратной связью

Таблица 6.6. Сравнительный анализ усилителей, представленных на рис. 6.49 и 6.50

Схема усилителя	Коэффициент усиления	Полоса пропускания при неравномерности АЧХ $\pm 1,5$ дБ, ГГц	Время нарастания переходной характеристики, пс	КСВН входа (максимум)	КСВН выхода (максимум)
Рис. 6.49, а	6	0,0001...5,5	70	5,0	2,5
Рис. 6.49, б	8	0,00015...6	60	4,5	2,5
Рис. 6.49, в	4	0,0008...4,5	80	2,0	2,5
Рис. 6.50	7	0,00015...7,0	50	3,5	2,5

Максимальное выходное напряжение всех модулей на нагрузке 50 Ом составляет $\pm 2,5$ В, кроме модуля, приведенного на схеме рис. 6.49, в, у которого это напряжение ограничивается маломощным входным транзистором. Рассмотренные субнаносекундные усилительные модули могут быть использованы для усиления и регулировки амплитуды сигналов с временем фронта до 50 пс и длительностью импульса до 100 нс. Кроме того, они могут быть использованы в качестве широкополосных усилителей с линейной ФЧХ в полосе частот 150 кГц...7 ГГц, а также в качестве усилителей-формирователей импульсных сигналов с частотой повторения 3...3,5 ГГц.

На рис. 6.51 представлен усилитель-формирователь на транзисторах с затвором Шоттки [133], представляющий собой гибридно-интегральное многофункциональное устройство. Принцип его построения основан на примене-

нии нелинейного и линейного методов формирования сигналов, что позволяет уменьшать длительность фронта и среза формируемых импульсов и увеличивать частоту их повторения.

Нелинейное формирование заключается в неглубоком одностороннем ограничении входного синусоидального напряжения каждым каскадом при отсечке тока стока ПТ. Линейное формирование основано на достижении соответствующей полосы рабочей частоты при использовании согласующих цепей и частотно-зависимых цепей отрицательной обратной связи. При этом используется свойство каскадов с обратной связью, заключающееся в прямом прохождении в нагрузку части сигнала через цепь ООС и паразитную емкость затвор-сток противофазно основному сигналу.

Первый модуль формирователя (транзисторы VT1—VT4) предназначен для согласования входа с источником сигнала, частичного ограничения входного сигнала и управления по напряжению. Управление полярностью осуществляется вторым каскадом путем изменения полярности питающего напряжения, прикладываемого к транзистору VT4.

Второй модуль, являющийся собственно формирователем для достижения необходимого уровня усиления (около 14 дБ), содержит три каскада (VT6, VT8, VT9). Амплитуда сигнала регулируется изменением напряжения на стоке выходного

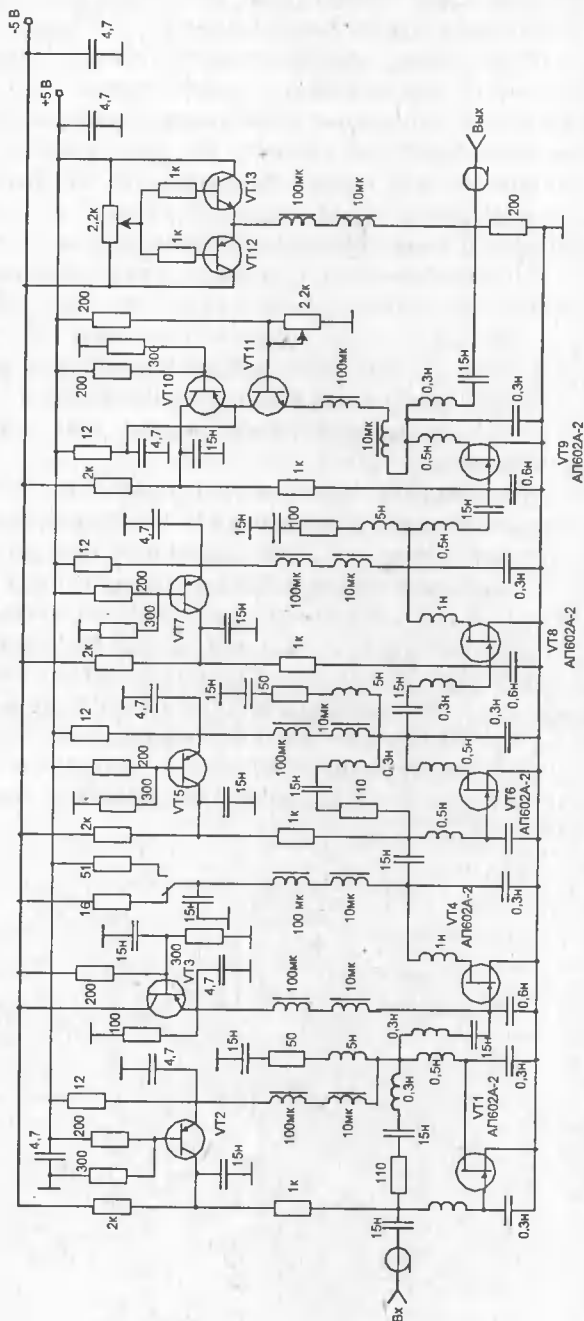


Рис. 6.51. Принципиальная схема усилителя-формирователя импульсов с частотой следования до 3 ГГц

транзистора VT9, которое подается через эмиттерный повторитель VT11. Особенностью схемы является то, что при уменьшении напряжения на стоке VT9 ток стока остается практически неизменным. Это достигается соответствующим изменением напряжения на затворе VT9 с помощью транзистора VT10. В результате существенно уменьшается прямое прохождение сигнала через паразитную емкость $C_{зс}$ и сохраняется форма сигнала в диапазоне регулировки. Постоянное смещение (базовый уровень выходного сигнала) задается в нагрузке через широкополосный дроссель с помощью эмиттерных повторителей, выполненных на биполярных транзисторах VT12, VT13.

Усилитель-формирователь имеет следующие характеристики: частота повторения выходных импульсов от 1 до 3 ГГц при длительности фронта и среза меньше 70 и 90 пс; максимальная амплитуда выходного сигнала 2,5 В на нагрузке 50 Ом; диапазон регулирования выходного напряжения 20 дБ; диапазон регулирования напряжения базового уровня $0... \pm 2,5$ В; полярность выходного сигнала положительная или отрицательная; амплитуда входного сигнала 1,5...2,5 В.

На рис. 6.52 представлен широкополосный усилитель средней мощности с регулируемым усилением [134]. Регулировка усиления осуществляется с помощью изменения режима работы транзистора VT2 входного каскада.

Движение рабочей точки транзистора VT2 осуществляется с помощью введения в цепь его стока управляемого сопротивления, роль которого выполняет транзистор VT1. Для согласования усилителя по входу транзистор VT2 охвачен глубокой отрицательной обратной связью по напряжению, а последовательно с его затвором включен резистор. Каскады усилителя на транзисторах VT4, VT6 выполнены с использованием диссипативных корректирующих цепей, позволяющих обеспечить близкий к максимально возможному коэффициент усиления каскада при заданных полосе пропускания и неравномерности АЧХ.

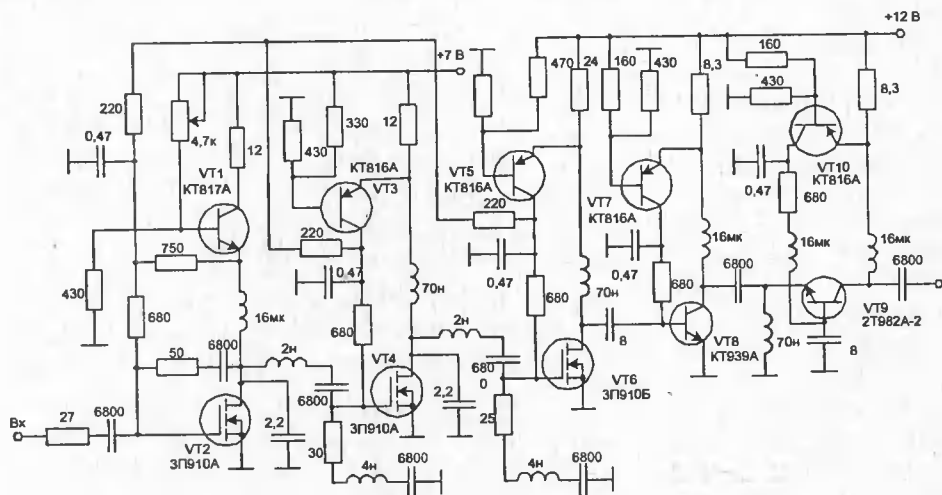


Рис. 6.52. Принципиальная схема широкополосного усилителя средней мощности с регулируемым усилением

Выходной каскад усилителя собран на транзисторах VT8, VT9 по схеме со сложением напряжений и параллельным питанием. Его АЧХ корректируется с помощью ускоряющей емкости в базе транзистора VT8. Для получения максимальной выходной мощности каскада емкость в цепи базы транзистора VT9 выбирается из условия получения коэффициента усиления по напряжению, равного двум во всем диапазоне частот. Это эквивалентно обеспечению входного сопротивления транзистора VT9, равного 25 Ом.

Усилитель имеет следующие характеристики: коэффициент усиления 32 дБ; неравномерность АЧХ не более ± 1 дБ в диапазоне частот 50...1500 МГц; выходная мощность 1,5 Вт; коэффициенты стоячей волны по входу и выходу не более 2 и 3 соответственно; глубина регулировки усиления 20 дБ.

В [27] рассмотрен импульсный усилитель на мощных GaAs транзисторах с субнаносекундным временем установления. Схема усилителя (рис. 6.53) состоит из трех каскадов, включенных по схеме с общим истоком на транзисторах VT1—VT3. Для передачи постоянной составляющей входного сигнала связи между каскадами выполнены по схеме сдвига уровня на стабилитронах VD2—VD6. Для повышения температурной стабильности усилителя первые два каскада охвачены отрицательной обратной связью: R1 и R2, C1 и R3, R4 и C2. Диод VD1 служит для температурной компенсации первого каскада по постоянному току.

Для коррекции фронта переходной характеристики во втором каскаде используется простая индуктивная коррекция. Каскад на транзисторе VT4 позволяет изменять положение рабочей точки транзистора VT1 и тем самым

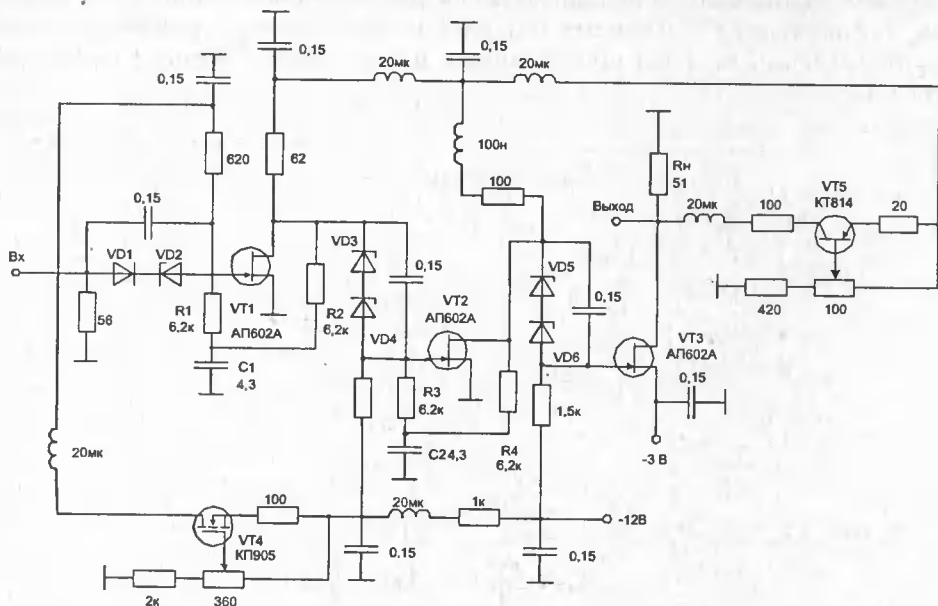


Рис. 6.53. Принципиальная схема импульсного усилителя с субнаносекундным временем установления

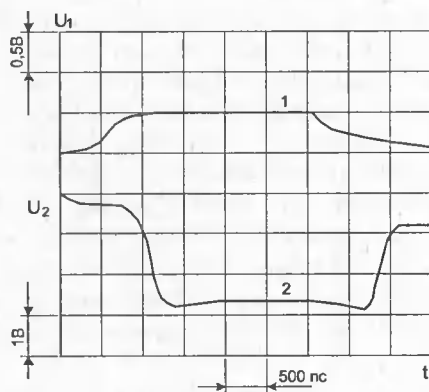


Рис. 6.54. Осциллограммы входного (луч 1) и выходного (луч 2) импульсов напряжения

плавно регулировать амплитуду выходного сигнала. С помощью транзистора VT5 осуществляется смещение базового уровня выходного сигнала.

На рис. 6.54 приведены осциллограммы входного и выходного импульсов усилителя. Из них видно, что данный усилитель имеет время установления около 0,2 нс при амплитуде выходных импульсов до 3 В на нагрузке $R_H = 50 \text{ Ом}$ и коэффициент усиления порядка 14 дБ.

7. Импульсные устройства высокого быстродействия

Высокое быстродействие мощных полевых транзисторов в сочетании с большими рабочими токами и напряжениями делают эти приборы перспективными для построения импульсных устройств. В этой главе описан ряд таких схем. Некоторые из них имеют рекордно малые времена нарастания и спада импульсов, другие большую амплитуду импульсов тока и напряжения. Применение таких устройств способствует быстрому совершенствованию радиоаппаратуры.

7.1. Генераторы нано- и пикосекундных импульсов с запуском мощных полевых транзисторов от лавинного транзистора

В настоящее время в приборостроении, ядерной электронике, в волоконно-оптических линиях связи широко внедряются субнаносекундные и пикосекундные импульсные устройства. При этом необходимы генераторы и формирователи с электронной регулировкой амплитуды, длительности, частоты повторения импульсов, смещения их базовой линии. Довольно простые схемные решения таких устройств получаются при совместном применении лавинных и мощных полевых транзисторов.

На рис. 7.1 представлена схема ждущего генератора, построенная с применением лавинного транзистора VT1, диода с накоплением заряда VD1 и мощного GaAs ПТ VT2 [135]. Релаксационный генератор на лавинном тран-

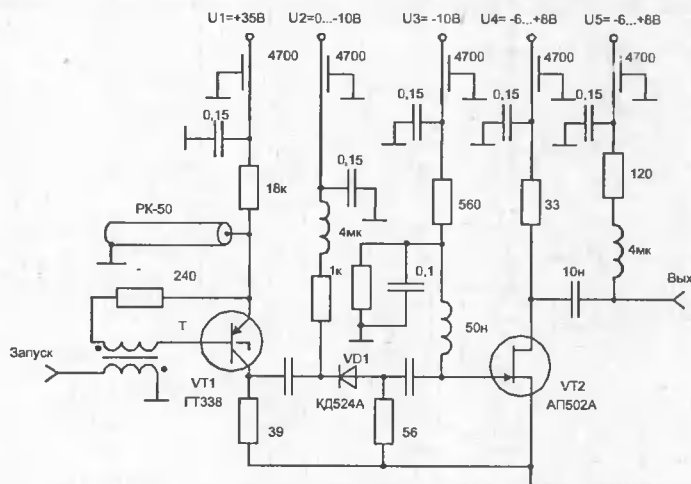


Рис. 7.1. Принципиальная схема ждущего генератора импульсов

зисторе запускается импульсами, поступающими с выхода любого стандартного генератора, с помощью которого можно регулировать частоту в необходимых пределах.

Особенностью схемы оконечного каскада является возможность получения выходных импульсов как положительной, так и отрицательной полярности. При положительном питающем напряжении U_4 этот каскад представляет собой схему с общим истоком, причем на нагрузке формируется импульс положительной полярности. При отрицательном напряжении U_4 оконечный каскад будет работать как схема с общим стоком. В этом случае на нагрузке формируется импульс отрицательной полярности. Такое включение транзистора VT2 допустимо, так как структура GaAs ПТ является симметричной. Однако необходимо следить за тем, чтобы запирающее смещение, подаваемое на затвор транзистора, всегда было более отрицательным, чем напряжение питания.

Изменяя ток через диод с накоплением заряда путем регулировки напряжения U_2 в указанных пределах, можно регулировать длительность импульсов в пределах 0,3...20 нс. Изменяя напряжение U_4 , можно регулировать амплитуду выходного импульса на нагрузке $R_H = 50$ Ом в пределах 0...6 В, а с помощью регулируемого источника U_5 , осуществлять плавное смещение импульса относительно нулевой линии в пределах ± 5 В. Минимальная длительность формируемых импульсов порядка 1 нс, а их время нарастания и спада около 150 пс.

На рис. 7.2 показана схема низкочастотного генератора субнаносекундных прямоугольных импульсов отрицательной полярности [136]. На лавинном транзисторе VT1 выполнен задающий генератор по схеме релаксатора, формирующий импульс с длительностью фронта $t_f \approx 300$ пс. Этот генератор может работать как в ждущем, так и в автоколебательном режиме, в который он переходит при увеличении напряжения питания U_1 до 35 В.

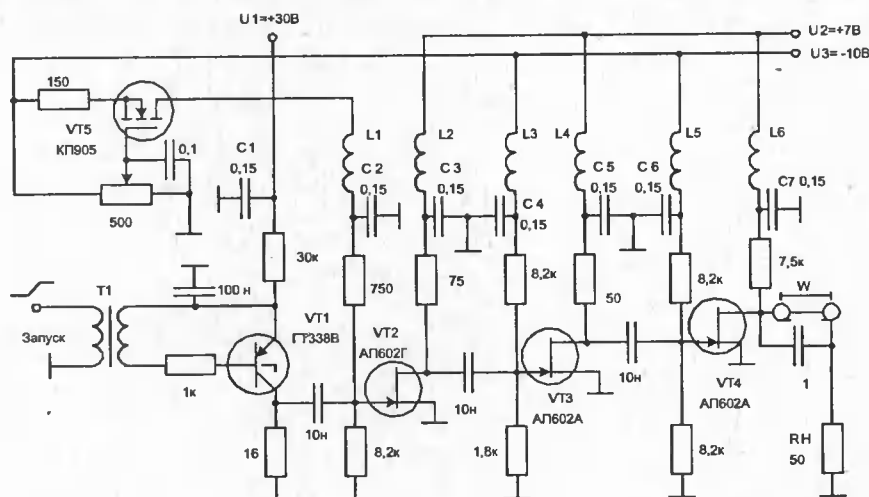


Рис. 7.2. Принципиальная схема низкочастотного генератора субнаносекундных импульсов

Сформированный лавинным транзистором, импульс усиливается двухкаскадным усилителем на полевых транзисторах VT2, VT3, работающих в нелинейном режиме. Это позволяет уменьшить длительность фронта импульса до $t_{\Phi} \approx 100$ пс. Выходной импульс усилителя подается на вход формирователя с накопительной линией (отрезок коаксиального кабеля с волновым сопротивлением $\rho = 50$ Ом), выполненного на транзисторе VT4. Плавная регулировка амплитуды выходных импульсов в пределах 1,5...2,5 В осуществляется с помощью источника тока, собранного на транзисторе VT5, который изменяет положение рабочей точки VT2. Изменение длительности формируемых импульсов в широких пределах осуществляется путем изменения длины накопительной линии: $t_M = 2 l t_3$, где l — длина кабеля, t_3 — погонная задержка кабеля.

Индуктивности L1 — L6 и конденсаторы C1 — C7 включены для развязки по цепи питания. При этом индуктивности выполнены на ферритовых сердечниках размером $7 \times 4 \times 2$ и содержат 10 витков провода ПЭВ-0,2. Время нарастания формируемых импульсов составляет порядка 100 пс, а время спада около 150 пс. Частота импульсов генератора может изменяться в пределах 0,2...300 кГц.

На рис. 7.3 представлена схема импульсного генератора, работающего в автоколебательном режиме [135]. Она обеспечивает формирование импульсов в диапазоне частот до 400 МГц. Задающая часть автогенератора выполнена на биполярных СВЧ-транзисторах VT1, VT2 разного типа проводимости, образующих схему мультивибратора с эмиттерной времязадающей цепью. Каскад на транзисторе VT3 осуществляет обострение фронта и среза задающих импульсов.

Оконечный каскад генератора выполнен на основе каскадной схемы. Такое включение реализует потенциальные возможности и биполярного тран-

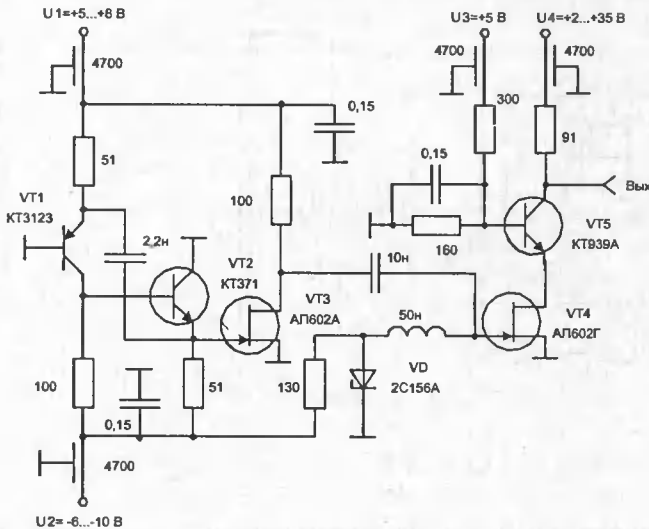


Рис. 7.3. Принципиальная схема автоколебательного генератора

зистора, включенного по схеме с общей базой, и полевого. Кроме того, в этой схеме частично преодолевается такой недостаток GaAs ПТ, как их невысокое (≤ 8 В) допустимое напряжение сток-исток. Длительность и частота повторения импульсов этого генератора изменяются путем изменения напряжения питания U_1 , U_2 автоколебательного мультивибратора, а амплитуда импульсов регулируется с помощью напряжения питания U_4 оконечного каскада.

7.2. Высокочастотный генератор импульсов

Схема высокочастотного генератора прямоугольных импульсов приведена на рис. 7.4 [136]. На транзисторе VT1 выполнен задающий генератор синусоидальных колебаний. Резистором R выбирается оптимальный режим работы генератора по постоянному току при минимальных искажениях формы выходного сигнала. Частота колебаний генератора определяется параметрами резонатора, выполненного на несимметричной полосковой линии. При ширине $W = 2,4$ мм и ее длине $l = 63$ мм была получена частота генерации $f_g \approx 1$ ГГц. Подстроечным конденсатором С можно менять частоту в пределах $\pm 3\%$.

Транзистор VT2, включенный по схеме с общим истоком, служит для ограничения синусоидального сигнала, которое осуществляется, с одной стороны, уровнем питающего напряжения на стоке транзистора, а с другой — использованием прямосмещенного перехода Шоттки. Выходной каскад собран на транзисторе VT3 по схеме повторителя в инверсном включении, что позво-

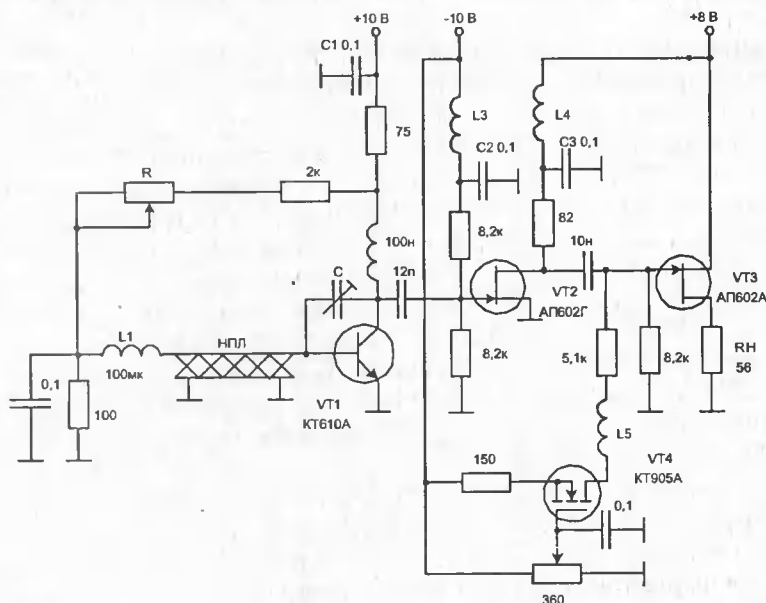


Рис. 7.4. Принципиальная схема высокочастотного генератора прямоугольных импульсов

ляет значительно снижать выходную паразитную емкость между массивным корпусом транзистора VT3 и общей шины, а также уменьшать входную емкость этого каскада, которая в данном включении становится $C_{зс}$, а не $C_{зи}$ ($C_{зс} < C_{зи}$).

На рис. 7.5 приведены осциллограммы синусоидального и импульсного сигналов. Из них видно, что при частоте следования импульсов порядка 1 ГГц время нарастания и спада импульсов составляет около 150 пс. При более тщательном исполнении конструкции генератора время нарастания и спада может быть уменьшено до 50...60 пс.

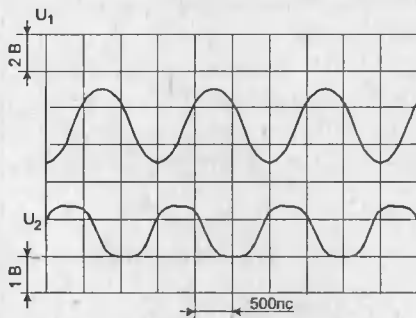


Рис. 7.5. Осциллограммы синусоидального сигнала (луч 1) и выходного импульсного сигнала (луч 2)

7.3. Формирователь импульсов с запуском от генератора импульсов на лавинном транзисторе с накопительной линией

На рис. 7.6 представлена принципиальная схема формирователя импульсов тока с субнаносекундными фронтами [137]. Задающий генератор импульсов выполнен на лавинном транзисторе VT1 по схеме релаксатора с накопительной линией.

Для формирования крутого спада задающего импульса используется диод с накоплением заряда VD1. Когда диод находится в состоянии высокой проводимости за счет тока смещения, текущего от источника U_3 , импульс релаксатора с крутым фронтом беспрепятственно проходит на вход следующего каскада. С помощью R1 можно изменять время открытого состояния диода VD1, тем самым регулируя длительность импульса в пределах 2—15 нс. Полученный импульс далее усиливается двухкаскадным усилителем на транзисторах VT2, VT3, работающих в нелинейном режиме, что позволяет улучшать вершину импульса и уменьшать времена нарастания и спада. Для согласования усилителя с мощным выходным каскадом используется повторитель напряжения на двух инверсно включенных параллельно транзисторах VT4, VT5. Этот узел позволяет снизить постоянную времени входной цепи оконечного каскада, выполненного на трех параллельно включенных ПТ VT7—VT9.

Амплитуда токовых импульсов регулируется с помощью каскада на транзисторе VT6 (резистор R2), изменяющего режим работы ПТ VT2. Для коррекции фронтов импульсов введены индуктивности L1—L8, намотанные проводом ПЭВ-0,3 на ферритовые сердечники диаметром $d = 3$ мм и содержащие 5 и 3 витка соответственно. Этот формирователь обеспечивает в низкоомной нагрузке $R_H = 0,5$ Ом импульсы тока амплитудой около 10 А при временах переключения порядка 800 пс и частотах следования сотни мегагерц.

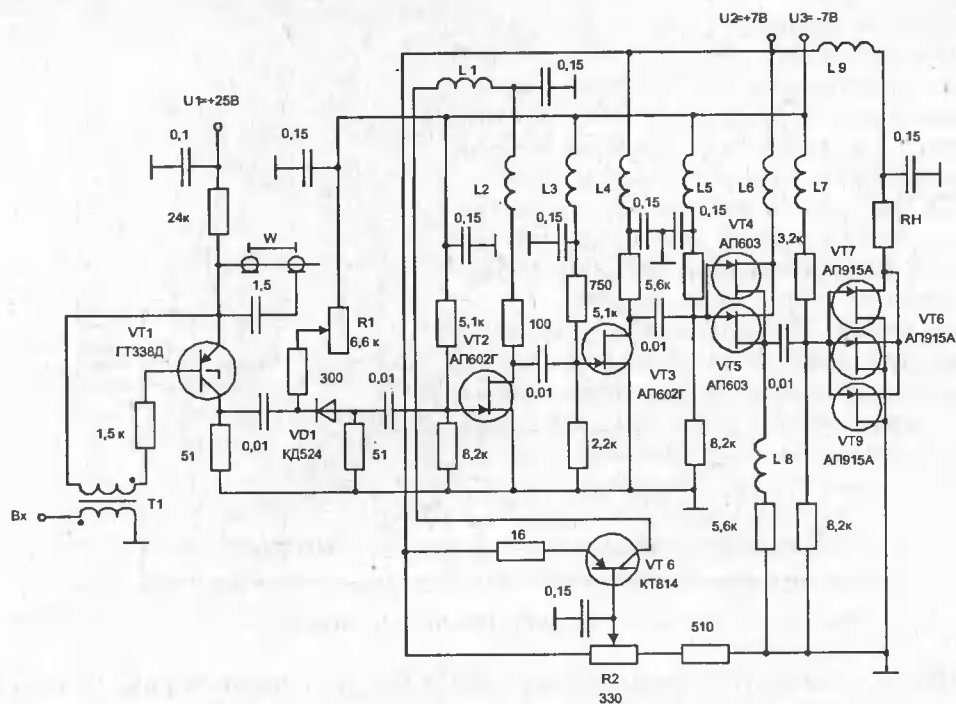


Рис. 7.6. Принципиальная схема формирователя субнаносекундных импульсов тока

7.4. Генераторы импульсов на полевых транзисторах с задающими каскадами на микросхемах

Уже давно были разработаны быстродействующие интегральные схемы эмиттерно-связанной логики (серии 100, 500, К1500) с рабочими частотами до 400 МГц и сверхбыстродействующие GaAs микросхемы (серия 6500) с рабочими частотами до 1 ГГц. Поэтому в ряде случаев при построении быстродействующих генераторов и формирователей их схемы управления целесообразно строить на таких микросхемах малой и средней степени интеграции. Это значительно упрощает схемное построение задающих каскадов и позволяет обеспечить идентичность параметров при их тиражировании [138, 139], а сверхбыстродействующие дискретные приборы использовать только для усиления импульсов управления по мощности и улучшения их динамических параметров.

На рис. 7.7 представлена схема формирователя импульсов, поступающих от схемы управления, выполненной на микросхемах серии К1500. Так как логический перепад напряжения у этих микросхем невелик (около 0,75 В) и, кроме того, эти микросхемы формируют импульсы напряжения отрицательной полярности, то для получения положительного выходного напряжения необходимой амплитуды с хорошими динамическими характеристиками здесь используется несколько каскадов предварительного усиления и формирования.

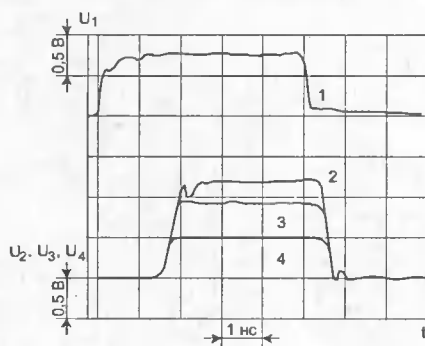


Рис. 7.9. Осциллограммы входного импульса (луч 1) и выходных импульсов (лучи 2, 3, 4) формирователя

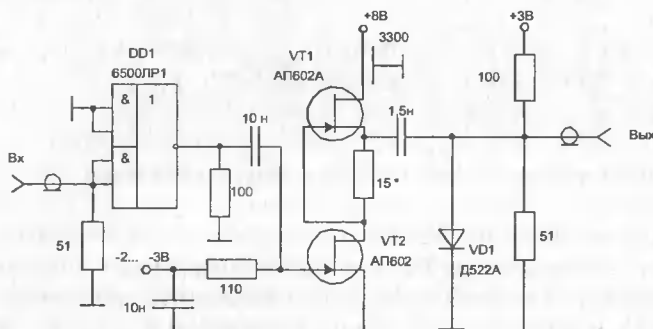


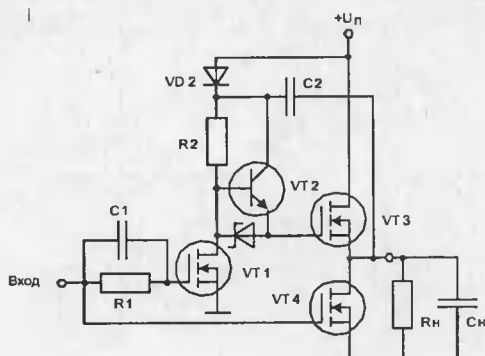
Рис. 7.10. Принципиальная схема формирователя с диодом с накоплением заряда

открытого транзистора VT2. Изменяя напряжение питания формирователя U_2 в пределах 4...8 В, можно регулировать амплитуду выходных импульсов в пределах 2...5 В без ухудшения динамических характеристик. На рис. 7.9 показаны осциллограммы входных и выходных импульсов этого формирователя.

Для обострения сформированных таким образом импульсов необходимо использовать диод с накоплением заряда, как показано на рис. 7.10. Для эффективной работы обострителя необходимо, чтобы заряд, накопленный в диоде VD1 за время протекания через него прямого тока, был удален из него за время фронта входного сигнала.

7.5. Быстродействующие формирователи для линий связи

Проектируя схемы, предназначенные для формирования сигналов, передаваемых в линии связи, разработчики сталкиваются с проблемой обеспечения работы на большую емкость кабеля. При этом необходим не только большой заряжающий ток (так как в начальный момент сопротивление конденсатора для скачка тока ничтожно мало), но и большой ток, разряжающий



**Рис. 7.11. Быстродействующий форми-
рователь с бустерным каска-
дом**

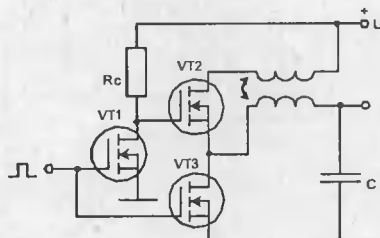


Рис. 7.12. Формирователь импульсов с автотрансформаторной коррекцией

емкость линии. Для этой цели может быть использован быстродействующий формирователь с бустерным каскадом, показанный на рис. 7.11[26].

Когда на затвор транзистора VT1 подается положительный импульс, этот транзистор открывается, напряжение на базе биполярного транзистора VT2 уменьшается, а затвор транзистора VT3 соединяется с общей шиной через диод VD2 и небольшое сопротивление $R_{\text{си отк}}$ транзистора VT1. При этом происходит запираание транзисторов VT2 и VT3. Транзистор VT4 отпирается, так как на его затвор также подается входной отпирающий импульс и обеспечивает быстрый разряд емкости нагрузки. Заряд, накопленный в цепи затвора транзистора VT3, быстро стекает через диод VD2 и открытый транзистор VT1. Транзистор VT2 работает в режиме эмиттерного повторителя, обеспечивая увеличение тока, втекающего в цепь затвора транзистора VT3 при запираании транзистора VT1, когда на его вход подается запирающее напряжение. При этом емкость нагрузки быстро заряжается с помощью открытого транзистора VT3. Диод VD1 и емкость C2 обеспечивают эффективное управление транзистором VT3, включенным по схеме истокового повторителя. Ускоряющая цепочка на элементах R1, C1 (при $C1 \gg C_{\text{вх}}$) существенно уменьшает время переключения транзистора VT1, хотя и требует увеличения амплитуды входного импульса.

Более простая схема формирователя с использованием трансформаторной коррекции представлена на рис. 7.12.

Трансформатор представляет собой 7—8 витков двойного провода, намотанных на ферритовый кольцевой сердечник с диаметром 5 мм. Раздвиганием витков и изменением их числа осуществляется подстройка схемы для обеспечения минимального времени заряда и разряда емкости нагрузки и отсутствия заметных выбросов на выходе формирователя.

Недостатком рассмотренных схем является большая входная емкость формирователей, так как в нее входят входные емкости двух мощных МДП-транзисторов. При большом выходном сопротивлении схемы управления такими формирователями, это может привести к заметному увеличению времени перезаряда емкости нагрузки.

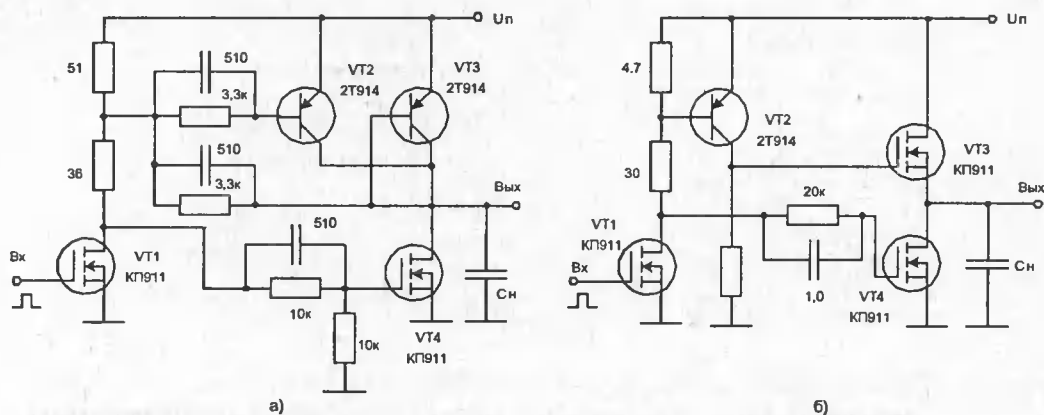


Рис. 7.13. Формирователи с уменьшенной входной емкостью

Этот недостаток заметно ослаблен в схемах рис. 7.13. В схеме рис. 7.13, а верхнее плечо парафазного каскада выполнено на параллельно включенных биполярных транзисторах, а нижнее — на мощном n -канальном МДП-транзисторе. В схеме рис. 7.13, б транзистор VT4 управляется напряжением, снимаемым со стока VT1, а VT3 — напряжением, проинвертированным каскадом на биполярном транзисторе VT2.

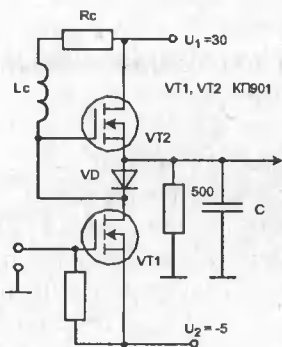


Рис. 7.14. Формирователь на двух МДП-транзисторах

В этой схеме, если транзистор VT1 закрывается, закрывается и диод VD, а транзистор VT2 открывается. При этом происходит быстрый заряд емкости нагрузки током истокового повторителя, выполненного на VT2, обладающего низким выходным сопротивлением. При подаче отпирающего управляющего напряжения на вход схемы напряжение на стоке транзистора VT1 быстро уменьшается, транзистор VT2 закрывается и происходит быстрый разряд C_H через открывшийся диод VD и транзистор VT1.

Для этого формирователя на транзисторах КП901 при $R_c = 60 \text{ Ом}$, $L_c = 0$ и емкости $C_H = 1000 \text{ пФ}$ времена переключения составили порядка 22 нс. Простая индуктивная коррекция позволяет уменьшить время перезаряда емкости C_H примерно в 1,5 раза при отсутствии заметных выбросов на вершине выходного импульса.

На рис. 7.15, а представлен формирователь импульсов, обладающий большим входным и малым выходным сопротивлением за счет введения отрицательных обратных связей.

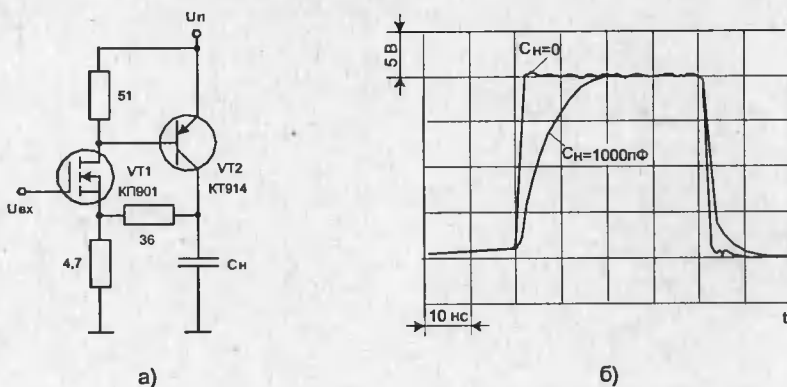


Рис. 7.15. Формирователь с отрицательной обратной связью (а) и осциллограмма напряжения на его выходе (б)

Выходное сопротивление схемы составляет $R_{\text{вых}} = 5 \text{ Ом}$, что позволяет переключать емкостную нагрузку $C_n = 1000 \text{ пФ}$ за время $t_{\text{пер}} = 10 \text{ нс}$ (рис. 7.15, б). При этом запуск формирователя осуществляется от любой логической схемы ТТЛШ серии.

7.6. Быстродействующие формирователи высоковольтных и сильноточных импульсов

Для запуска мощных лазерных решеток, перемагничивания магнитных сердечников, для оценки характеристик мощных переключающих полупроводниковых приборов необходимы формирователи сильноточных и высоковольтных наносекундных импульсов. Такие формирователи на токи до единиц ампер, построенные на мощных МДП-транзисторах с горизонтальным каналом, описаны в [13]. Мощные МДП-транзисторы с вертикальной структурой существенно превосходят приборы с горизонтальным каналом по величине коммутируемого тока и напряжения, что делает перспективным построение на них мощных формирователей наносекундных импульсов.

В схеме, представленной на рис. 7.16, а, выходной каскад выполнен на основе мощного МДП-транзистора, включенного по схеме с общим истоком [140]. В формирователе, показанном на рис. 7.16, б выходной каскад построен по схеме с общим стоком (истоковый повторитель). Время переключения мощных МДП-транзисторов в основном определяется постоянной времени их входной цепи $t_{\text{вх}} = R_{\text{г}} C_{\text{вх}}$, где $C_{\text{вх}} \approx C_{\text{зи}} + (1 + K_U) C_{\text{зс}}$ — для схемы рис. 7.16, а и $C_{\text{вх}} = C_{\text{зс}} + (1 - K_U) C_{\text{зи}}$ — для схемы рис. 7.16, б; $R_{\text{г}}$ — сопротивление генератора управляющих сигналов; K_U — коэффициент усиления каскада по напряжению. Кроме того, для полной раскачки по току мощных МДП-транзисторов с вертикальным каналом необходимы импульсы входного напряжения $U_{\text{вх}} = 15\text{—}20 \text{ В}$. Таким образом, быстрый запуск этих транзисторов требует разработки предварительных каскадов, способных заряжать и разряжать

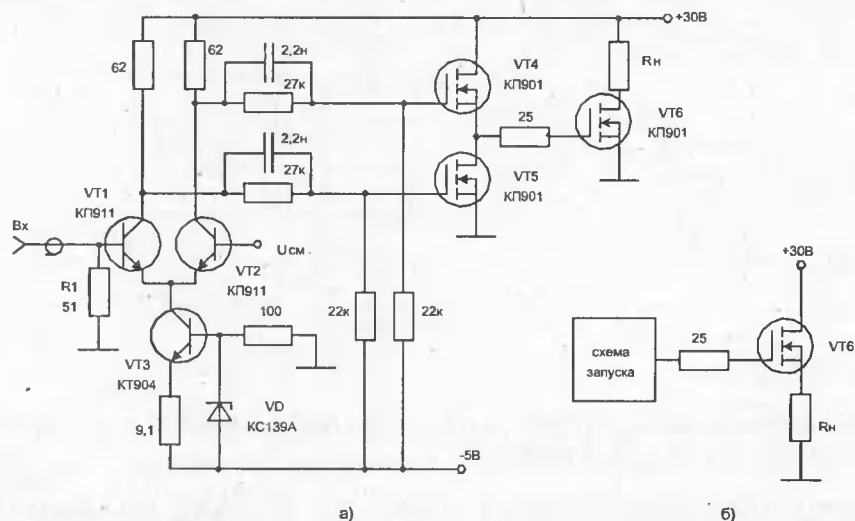


Рис. 7.16. Принципиальная схема формирователя с выходным каскадом, включенным по схеме с общим истоком (а) и с выходным истоковым повторителем (б)

входные емкости в сотни и тысячи пикофарад за время в единицы — десятки наносекунд.

В формирователях (рис. 7.16) запуск выходного каскада осуществляется от двухтактного ключа на МДП-транзисторах VT4, VT5, управляемого дифференциальным каскадом на биполярных транзисторах VT1, VT2 с токостабилизирующей цепью на VT3 в цепи их эмиттеров. При этом формирователь можно запускать сигналом непосредственно с выхода ЭСЛ-микросхем, а при исключении резистора R1 — с выхода ТТЛ и ТТЛШ микросхем. Напряжение смещения U_{CM} выбирается порядка $-1,2$ В для ЭСЛ и $1,4$ В для ТТЛ и ТТЛШ микросхем.

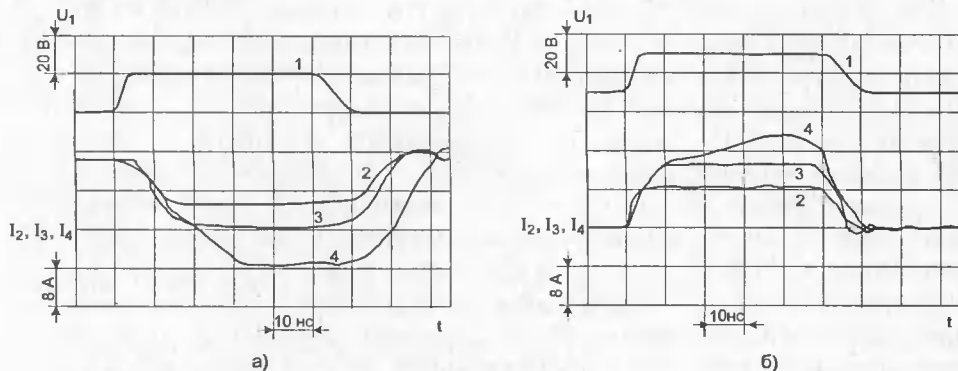


Рис. 7.17. Осциллограммы импульсов на входе оконечного каскада (луч 1) и тока в нагрузке для транзисторов КП911 (луч 2), КП909 (луч 3), КП913 (луч 4) в схемах на рис. 7.16, а, б

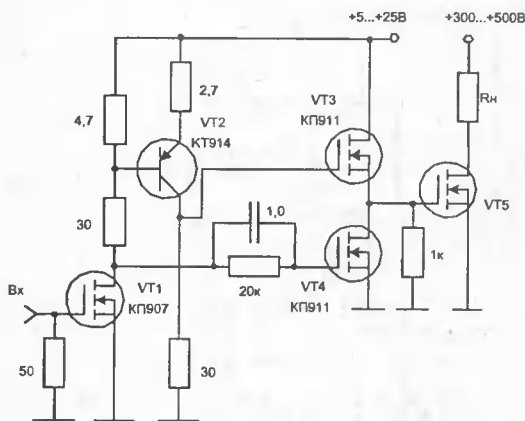


Рис. 7.18. Принципиальная схема высоковольтного формирователя импульсов напряжения

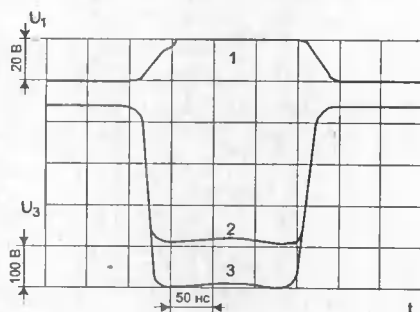


Рис. 7.19. Осциллограммы импульсов на входе (луч 1) и выходе (лучи 2, 3) оконечного каскада формирователя

На рис. 7.17, а, б представлены осциллограммы импульсов на входе и выходе мощных выходных каскадов, построенных на транзисторах КТ909, КТ911, КТ913. Из них видно, что эти транзисторы могут формировать импульсы тока амплитудой 14, 9, 20 А в нагрузке $R_H = 0,5$ Ом при временах нарастания и спада соответственно 9, 4, 15 нс. При этом выходной каскад на МДП-транзисторе с общим стоком обладает меньшими временами задержки включения и выключения.

На рис. 7.18 представлена принципиальная схема высоковольтного формирователя импульсного напряжения, в оконечном каскаде которого использованы высоковольтные МДП-транзисторы КТ701 и КТ702 [141]. В этом формирователе схема возбуждения выполнена на транзисторах VT1 — VT4, причем для перезаряда динамической входной емкости оконечного каскада используются попеременно открывающиеся мощные МДП-транзисторы VT3, VT4 с максимальным током до 5 А. Транзисторы VT1, VT2 обеспечивают предварительное усиление импульсов напряжения, поступающих с выхода задающего генератора, который может быть построен на ТТЛ и ТТЛШ микросхемах.

На рис. 7.19 представлены осциллограммы импульсов напряжения, полученных в нагрузке $R_H = 50$ Ом при использовании в выходном каскаде КТ701 (луч 3) и КТ702 (луч 2). Как видно, время переключения напряжения 300—500 В составляет 10...15 нс. Высоковольтные импульсы имеют довольно неплохую форму и их амплитуда регулируется изменением напряжения питания оконечного каскада.

Как было отмечено ранее, температурный коэффициент тока стока мощного ПТ имеет отрицательный знак, благодаря чему упрощается параллельное соединении нескольких приборов. Это позволяет увеличить допустимый коммутируемый ток в нагрузке формирователя.

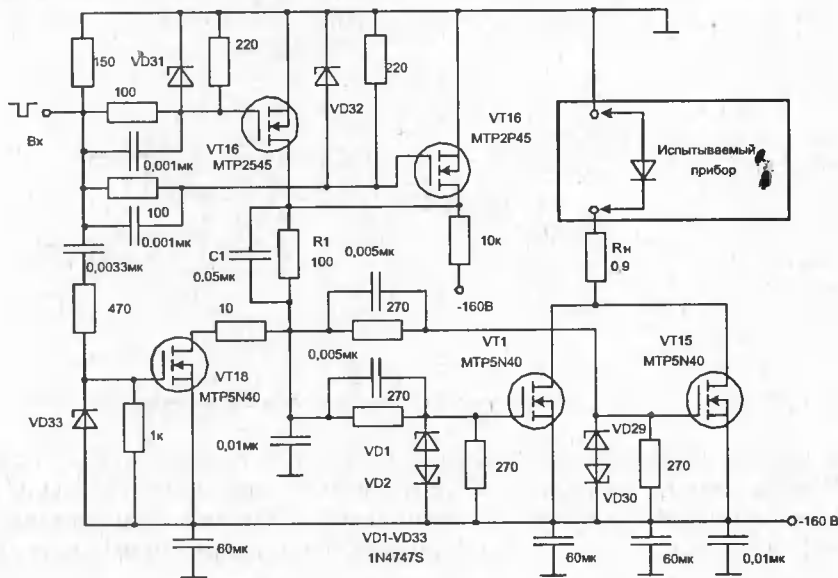


Рис. 7.20. Принципиальная схема мощного формирователя

В схеме формирователя (рис. 7.20) пятнадцать ПТ VT1—VT15 соединены параллельно, что обеспечивает значение тока в импульсе, равное 150 А [142].

Для формирования тока запуска указанных полевых транзисторов используется схема на двух р-канальных ПТ VT16 и VT17, соединенных параллельно. Эти транзисторы включаются отрицательным запускающим входным импульсом амплитудой 50 В. Через ограничительный резистор R1 и ускоряющий конденсатор C1 осуществляется управление затворами всех 15 транзисторов.

Для простоты на рисунке показаны только две цепи управления затворами транзисторов VT1 и VT15, каждая из которых содержит резистор связи по постоянному току, ускоряющий конденсатор и встречно включенные защитные стабилитроны. Для уменьшения времени выключения схемы используется фиксатор на n-канальном ПТ VT18, который включается срезом входного импульса и подает запирающее напряжение на затворы транзисторов VT1—VT15. Данный формирователь позволяет переключать ток силой до 150 А при напряжении 140 В, причем время установления напряжения не превышает 10 нс, а время нарастания тока составляет порядка 250 нс.

На рис. 7.21 представлен формирователь токовых импульсов, в котором ток около 40 А коммутируется шестью параллельно соединенными транзисторами КП909А [143]. Эти транзисторы включены по схеме с общим стоком, что позволяет избежать эффекта Миллера, связанного с наличием значительных проходных емкостей. Однако и в этом случае входная динамическая емкость оконечного каскада имеет относительно большую величину порядка 1000 пф. Чтобы перезарядить такую емкость с достаточной скоростью, предоконечный каскад построен на транзисторах VT1—VT3 по двухтактной схеме. На транзисторах VT1, VT2 собран комплементарный каскад

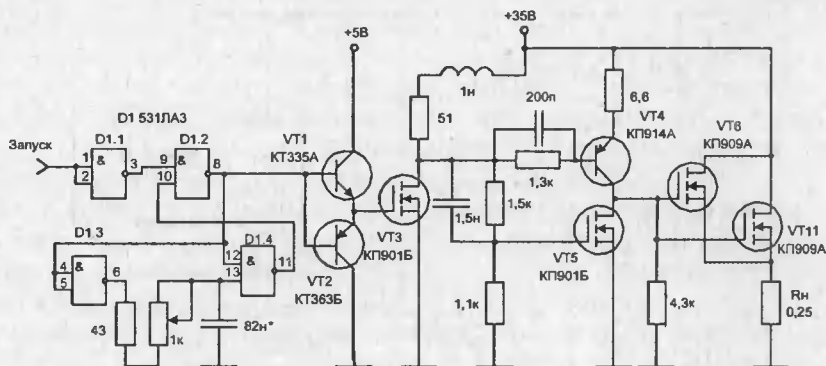


Рис. 7.21. Принципиальная схема формирователя токовых импульсов

усиления по току сигнала, поступающего на вход транзистора VT3. Ждущий мультивибратор, выполненный на ТТЛШ микросхеме серии 531, формирует необходимую длительность токовых импульсов. Изменяя напряжение питания МДП-транзисторов, можно регулировать ток в нагрузке в широких пределах.

Данное устройство формирует импульсы тока порядка 40 А длительно-стью 50...250 нс с временами нарастания и спада около 20 нс на эквивалент-ной нагрузке 0,25 Ом.

При построении формирователей сильноточных импульсов следует особое внимание уделить рациональному размещению ПТ оконечного каскада для сведения к минимуму паразитных реактивностей в цепи протекания импуль-сного тока. Включение параллельно нагрузке нескольких быстродействую-щих диодов способствует эффективному подавлению высокочастотных осцил-ляций. Целесообразно в различных точках вдоль шины питания включать безындуктивные высокочастотные конденсаторы.

Для получения высоковольтных сильноточных импульсов желательно ис-пользовать каскадные формирователи, которые реализуют потенциальные возможности биполярных и полевых транзисторов. Схема формирователя та-кого типа показана на рис. 7.22 [144].

Транзисторы VT1 — VT4 образуют предоконечный каскад формирователя. Импульс от внешнего маломощного генератора подается на VT1 и VT2, кото-рые непосредственно соединены с VT3 и VT4 соответственно. Диоды VD1— VD3 являются ограничительными, предотвращающими насыщение транзи-стора VT3 во время фронта входного импульса. В оконечном каскаде форми-рователя используется каскадное включение десяти МДП-транзисторов и двух биполярных транзисторов. Базы биполярных транзисторов заземлены по переменному току с помощью развязывающих керамических конденса-торов с очень низким импедансом. Каскадное включение позволяет свести к минимуму влияние проходных емкостей МДП-транзисторов, улучшая тем са-мым быстродействие схемы.

Напряжение на стоке ПТ выбрано такой величины, чтобы скомпенсиро-вать падение напряжения на внутренней индуктивности (10...20 нГн) эмитте-

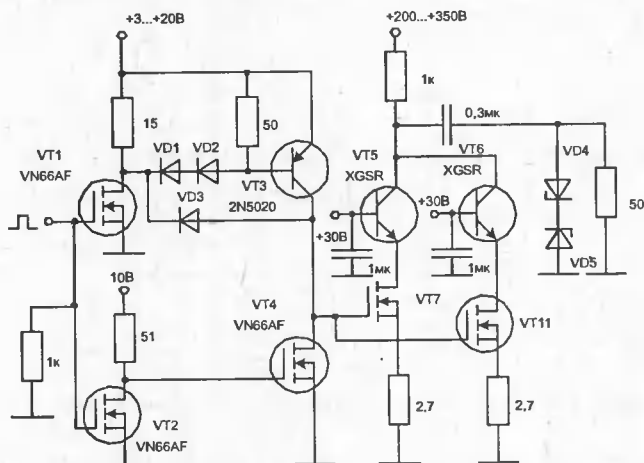


Рис. 7.22. Принципиальная схема каскодного формирователя высоковольтных силовоточных импульсов

ра биполярного транзистора при включении каскада и, кроме того, чтобы ПТ смогли выдержать выброс напряжения (10...20 В) на этой индуктивности. Выходные биполярные транзисторы работают в режиме генератора тока, поэтому короткие замыкания не страшны. Для защиты выходных транзисторов от выбросов напряжения используются быстродействующие подавители переходных процессов VD4, VD5, которые хорошо работают при нагрузке с низким импедансом. Такой формирователь обеспечивает импульсы до 5 кВт при номинальной длительности 20 нс. Это означает, что схема способна формировать импульсы напряжения до 250 В или тока до 30 А.

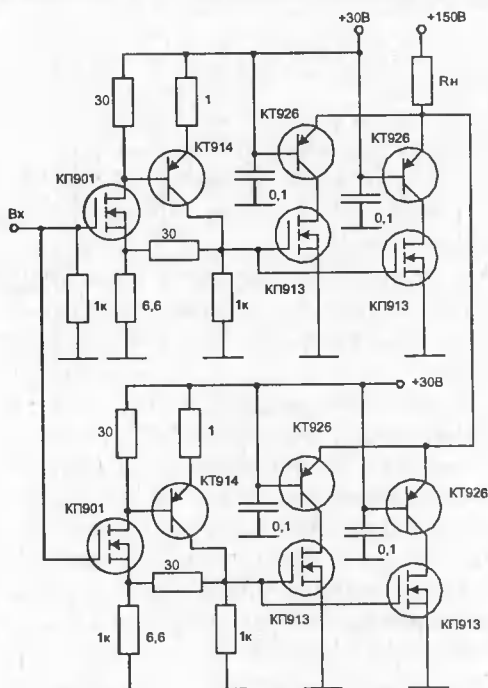


Рис. 7.23. Принципиальная схема формирователя с параллельным включением каскодных схем и схем их управления

ет время переключения тока в нагрузке. Для увеличения амплитуды тока при сохранении высоких динамических параметров схемы вместо параллельного включения мощных МДП-транзисторов целесообразно использовать параллельное включение отдельных формирователей с раздельным их запуском. При таком способе управления оконечными формирователями удастся уменьшить времена переключения примерно в полтора раза.

На рис. 7.23 представлен формирователь сильноточных высоковольтных импульсов с параллельным включением каскодных схем и схем их управления [145]. Схемы управления обеспечивают быстрый перезаряд динамических емкостей мощных МДП-транзисторов, так как имеют небольшие выходные сопротивления. Входной управляющий сигнал может быть сформирован с помощью интегральных ТТЛШ-микросхем с повышенной нагрузочной способностью. Данный формирователь обеспечивает в низкоомной нагрузке $R_H \leq 1 \text{ Ом}$ получение импульсов тока до 60 А с временами фронта и среза менее 20 нс.

Высоковольтный формирователь с оптоэлектронной развязкой представлен на рис. 7.24 [212]. На вход схемы поступает стандартный сигнал КМОП-логического элемента ($U_{ВХ} = 5 \text{ В}$), а с выхода снимается высокое выходное напряжение той же полярности. Напряжение питания в высоковольтной части формирователя может меняться в пределах от $\pm 30 \text{ В}$ до $\pm 150 \text{ В}$ без изменения схемных элементов. Схема работает следующим образом. Входное напряжение поступает на затворы транзисторов VT1 и VT2. Резистор R1 защищает затворы этих транзисторов при отключенной входной цепи, а также определяет входное сопротивление схемы. При низком уровне входного сигнала транзистор VT1 открыт и через светодиод D1 протекает ток, величина которого определяется резистором R2 (транзистор VT2 и диод D2 заперты). Фототранзисторы VT3 и VT5 оптически связаны с светодиодами D1, D2 соответственно. Резистор R5 ограничивает ток через D2, в то время как резисторы R3 и R4 уменьшают влияние тока утечки. Под действием света, излучаемого D1, транзистор VT3 открывается и разряжает емкость $C_{зи}$ VT6, что приводит

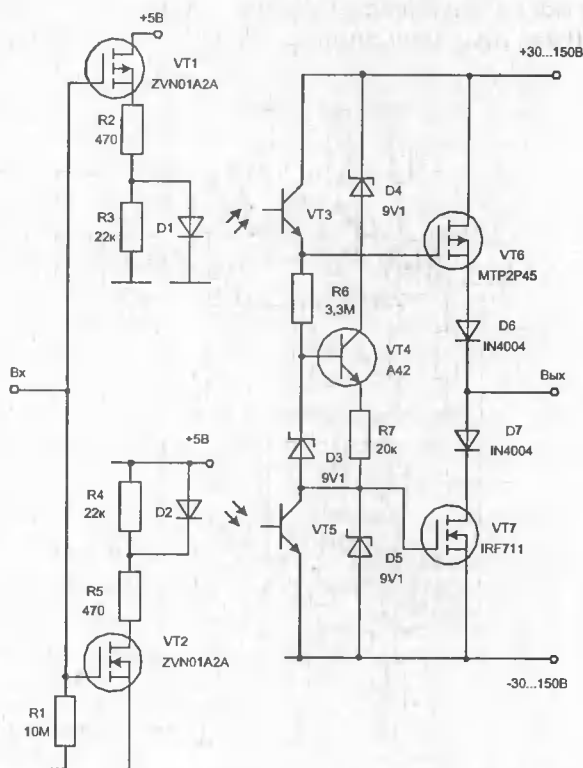


Рис. 7.24. Высоковольтный формирователь с оптоэлектронной развязкой

к запираанию этого транзистора. Одновременно с этим запирается транзистор VT5 и постоянный ток, задаваемый R6, R7, D3, и VT4 заряжают емкость затвор-исток транзистора VT7 и открывают этот транзистор. Диоды D4, D5 ограничивают напряжение на затворах VT6, VT7.

При открытом транзисторе VT7 и закрытом VT6 напряжение на выходе близко к отрицательному напряжению питания, а диоды D6, D7 разрывают цепь протекания тока через диодные структуры этих транзисторов. При высоком входном потенциале транзистор VT1 заперт, а VT2 — открыт. В результате этого будет открыт диод D2, включающий транзистор VT5. При запертом транзисторе VT3 и открытом VT5 транзистор VT6 будет открыт, а VT7 — закрыт. В результате этого выходное напряжение будет близко к положительному напряжению питания.

Предлагаемая схема обладает следующими свойствами. Оптоэлектронная развязка D1, VT3, и D2, VT5 обеспечивают полную электрическую изоляцию между низковольтной логикой и высоковольтной выходной цепью. Источник тока R6, R7, D3 и VT4 обеспечивает работоспособность схемы при изменении напряжения питания выходного каскада в диапазоне от ± 30 В до ± 150 В. Использование МДП-транзисторов на входе схемы позволяет получить высокое входное и низкое пороговое напряжения, что обеспечивает совместимость со стандартными логическими ИМС.

Быстродействующий импульсный формирователь, который можно рекомендовать для различных нагрузок, требующих импульсного питания, представлен на рис. 7.25 [196].

Применение полевого транзистора позволяет сформировать импульсный ток 10 А с временем нарастания менее 5 нс. Важной особенностью данной схемы является то, что при входных импульсах короче 100 нс в схеме генерируются короткие импульсы с параметрами, определяемыми цепочкой R_T и C . Благодаря малой потребляемой мощности в режиме покоя схема может работать от аккумулятора и обеспечивать импульсным током различные нагрузки.

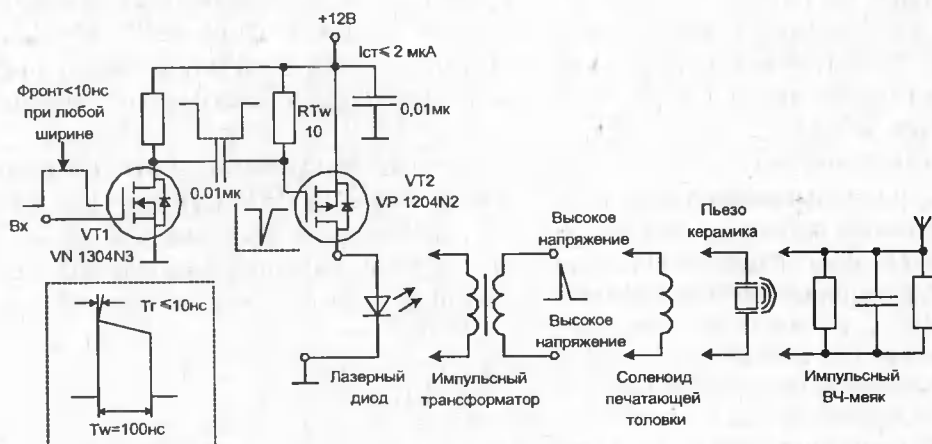


Рис. 7.25. Импульсный формирователь с выходным импульсным током 10 А

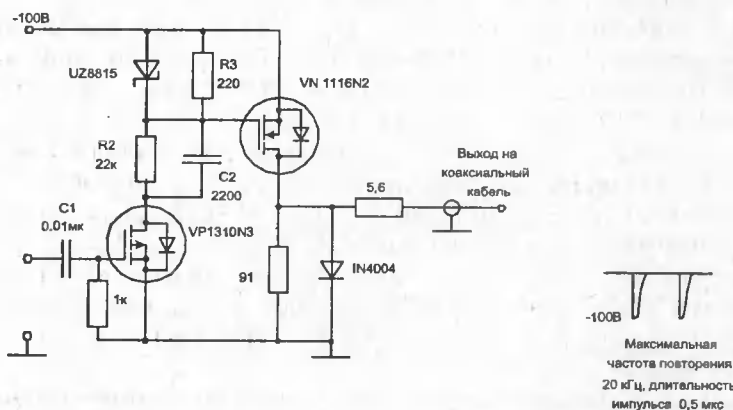


Рис. 7.26. Схема формирования высоковольтных импульсов

На рис. 7.26 представлена схема предварительного каскада передатчика.

Основное назначение этой схемы состоит в преобразовании ТТЛ-импульсов в импульсы амплитуды —100 В. Транзистор VP1310N3 обеспечивает инверсию сигнала, сдвиг уровня и усиление по напряжению. Цепь R2, C2 определяет время спада и, совместно с R3, определяет все временные параметры. Приведенная разработка предназначена для управления магнетроном радиолокатора, а также может использоваться в акустических дальномерах и устройствах ультразвуковой очистки на пьезоэлектрических преобразователях.

7.7. Импульсные устройства для исследования динамических характеристик полупроводниковых излучателей

В настоящее время для волоконно-оптических линий связи (ВОЛС) в качестве источников света широко применяются полупроводниковые инжекционные лазеры непрерывного действия малой мощности [146—148]. Но при модуляции этих излучателей с высокой скоростью ($f_m \geq 1$ ГГц) на форму передаваемого оптического сигнала существенное влияние оказывают переходные процессы в них.

При модуляции лазеров прямоугольными импульсами тока наблюдается временная задержка светового отклика $t_3 = \tau_c \ln[I_H / (I_H - I_n)]$, где I_H — амплитуда тока накачки лазера; I_n — пороговый ток; τ_c — эффективное время жизни носителей. Кроме того, импульсы лазерного излучения имеют вид затухающих осцилляций с периодом колебаний

$$T = 2\pi \sqrt{t_c t_\phi / \left(\frac{I_H}{I_n} - 1 \right)}.$$

Простейший метод исследования временных параметров полупроводниковых лазерных диодов основан на использовании формирователя с субнаносе-

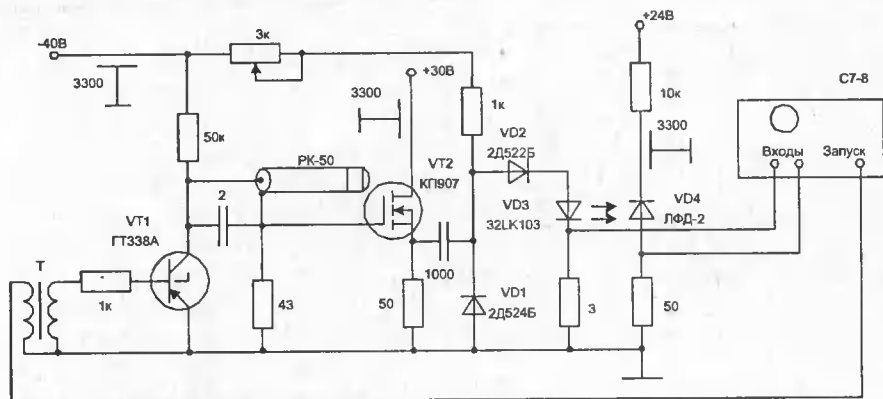


Рис. 7.27. Схема установки для определения динамических характеристик полупроводниковых инжекционных лазеров

кундным временем нарастания токовых импульсов, быстродействующего фотоприемника и стробоскопического осциллографа.

На рис. 7.27 показана схема установки для определения динамических характеристик полупроводниковых инжекционных лазеров. В схеме формирователя используется сочетание генератора на лавинном транзисторе VT1 и ключа на мощном МДП-транзисторе с горизонтальным каналом, который увеличивает нагрузочную способность формирователя [149].

Для обострения фронта токовых импульсов применен диод с накоплением заряда VD1. Амплитуда тока накачки лазера плавно регулируется от 0 до 1 А при изменении питания ПТ. Длительность формируемых импульсов задается длиной высокочастотного кабеля, выполняющего роль накопительной линии. В небольших пределах длительность импульсов тока может регулироваться путем изменения прямого тока через VD1.

Запуск формирователя осуществляется импульсами синхронизации, создаваемыми самим осциллографом, что позволяет получать на экране устойчивое изображение, но можно использовать и внешний запуск. Световые импульсы регистрируются лавинным фотодиодом VD4, сигнал с которого подается непосредственно на второй вход осциллографа без применения промежуточных усилителей, которые неизбежно бы искажали его. Для уменьшения наводок фотодиод вместе с шайбовым сопротивлением монтируется в переходном соединителе коаксиального кабеля.

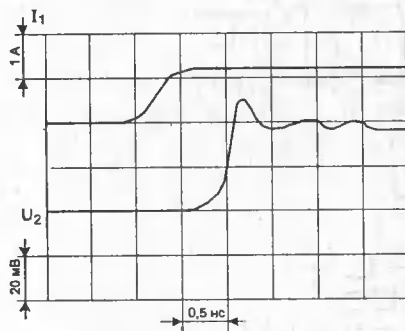


Рис. 7.28. Осциллограммы перепадания тока накачки гетероструктурой. Из них видно, что формирователь обеспечивает импульсы тока ампли-

7. Импульсные устройства высокого быстродействия

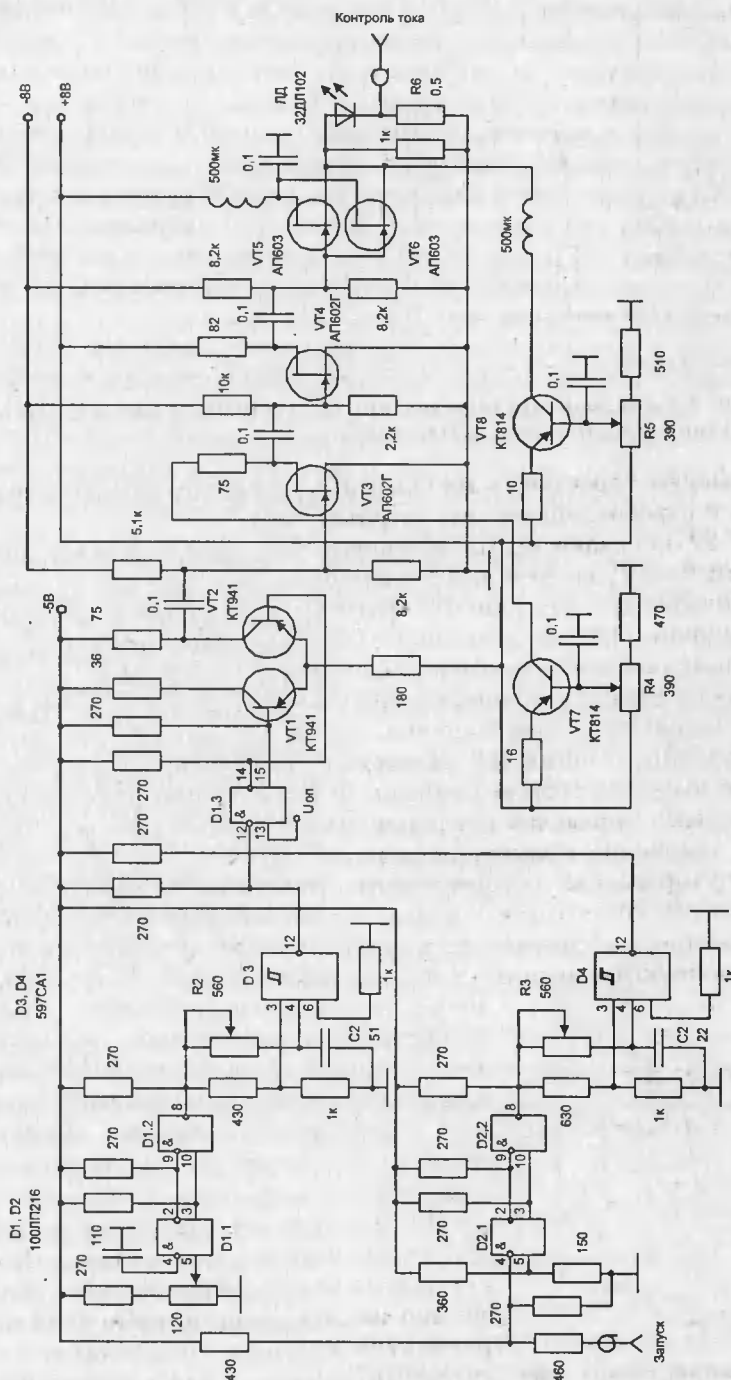


Рис. 7.29. Принципиальная схема генератора парных импульсов

тудой около 1 А и временем нарастания порядка 0,4 нс. В данной установке для получения импульсов тока накачки лазерных диодов с большой крутизной можно использовать формирователь коротких импульсов, построенный на двух параллельно включенных GaAs ПТ [121].

При исследовании влияния переходных процессов на предельные возможности кодоимпульсной модуляции полупроводниковых лазеров целесообразно использовать парные тестовые сигналы с возможностью изменения времени задержки между импульсами. Это позволяет имитировать очень высокую частоту повторения токовых импульсов и детально исследовать динамические характеристики излучателей. Для этих целей может быть использован генератор парных импульсов тока (рис. 7.29).

Для формирования импульсов управления используются два независимых канала, построенных на микросхемах эмиттерно-связанной логики (дифференциальные приемники с линий D1, D2 и компаратор D3, D4). Задержка между импульсами осуществляется изменением уровня срабатывания микросхемы D1.1 с помощью резистора R1, а регулировка длительности импульсов производится изменением скорости нарастания напряжения на одном из входов компараторов (резисторы R2, R3).

Полученные таким образом импульсы суммируются с помощью D1.3 и подаются на формирователь тока, который состоит из предварительного

усилителя на биполярных транзисторах VT1, VT2 и оконечных каскадов на арсенид-галлиевых ПТ с барьером Шотки. Ток смещения лазерного диода регулируется с помощью источника тока, выполненного на транзисторе VT8. Изменение амплитуды токовых импульсов осуществляется с помощью каскада на транзисторе VT7, который изменяет режим работы транзистора VT3. Запуск устройства производится от стандартного генератора импульсных сигналов. Осциллограммы токовых импульсов лазерного диода и светового отклика представлены на рис. 7.30.

Данный генератор формирует парные импульсы тока с регулируемой длительностью 3...30 нс. Задержка между импульсами плавно изменяется от 0 до 30 нс, а их амплитуда регулируется от 0 до 800 мА. Ток смещения плавно регулируется в пределах 0...400 мА.

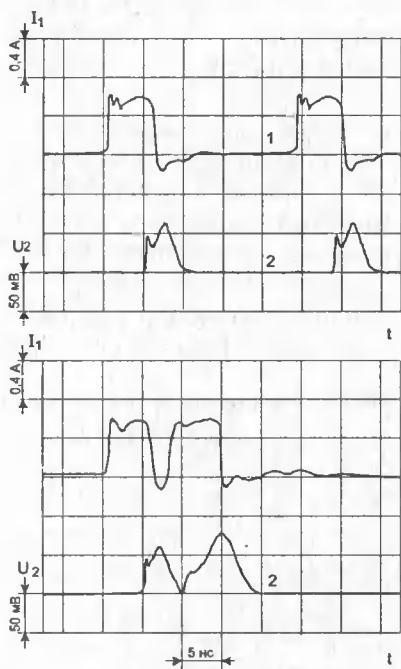


Рис. 7.30. Осциллограммы токовых импульсов (луч 1) и светового отклика (луч 2) при разной задержке между тест-импульсами

7.8. Импульсные модуляторы полупроводниковых излучателей малой и средней мощности

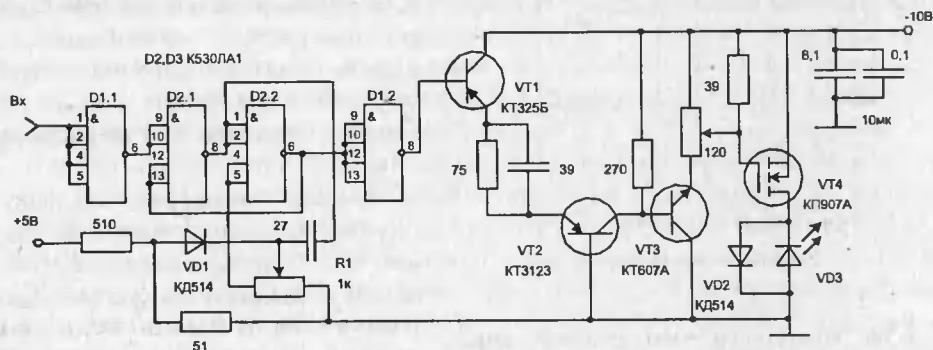
Схемные решения импульсных модуляторов полупроводниковых излучателей малой и средней мощности довольно разнообразны и зависят от таких параметров лазерных диодов, как рабочие токи накачки и частота модуляции. Для излучающих диодов с токами накачки до 1...5 А перспективны модуляторы, построенные с применением мощных МДП-транзисторов.

На рис. 7.31 показана схема модулятора, управляемого непосредственно с выхода ТТЛ или ТТЛШ микросхем [150]. Ждущий мультивибратор, построенный на микросхеме D2, служит для формирования выходных импульсов необходимой длительности, которая регулируется переменным резистором R1. Диод VD1 обеспечивает уменьшение времени восстановления этой схемы. Инверторы микросхемы D1 служат для обострения фронтов запускающих и выходных импульсов мультивибратора.

Импульсы, сформированные ждущим мультивибратором, подаются на согласующие каскады: эмиттерный повторитель на транзисторе VT1, каскад с общей базой на транзисторе VT2 и эмиттерный повторитель на транзисторе VT3. Последний служит для уменьшения постоянной времени перезаряда входной емкости мощного МДП-транзистора VT4, на котором построен оконечный каскад модулятора. Данное устройство обеспечивает амплитуду импульсов тока на выходе 0,05...0,35 А, плавно регулируемую длительность от 5 до 30 нс, длительность фронтов импульсов порядка 2,5 нс и рабочую частоту до 30 МГц.

В ряде случаев, для повышения скорости передачи информации и уменьшения потребляемой аппаратурой мощности, модуляторы лазерных диодов должны иметь регулируемый пьедестал. При правильном выборе уровня пьедестала время задержки между токовыми модулирующими и световыми импульсами значительно сокращается, что позволяет обеспечить эффективную модуляцию с высокой скоростью.

На рис. 7.32 показан генератор субнаносекундных модулирующих импульсов для проверки характеристик лазерных диодов [151]. Токовый пьеде-



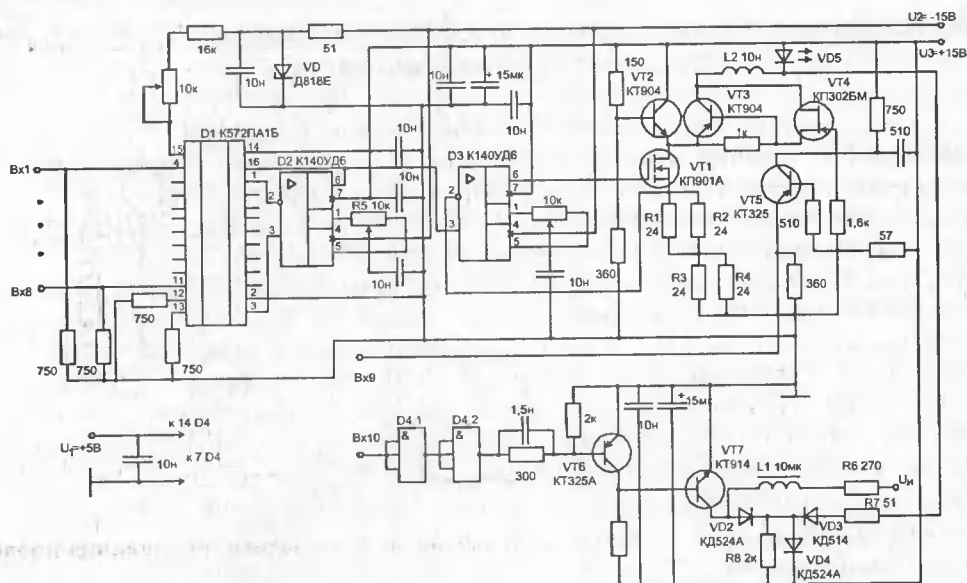


Рис. 7.32. Принципиальная схема генератора субнаносекундных модулирующих импульсов

стал в генераторе устанавливается с высокой точностью цифровой схемой управления. Это позволяет легко программировать величину пьедестала, подстраивая ее под пороговые токи лазерных диодов, имеющие большой разброс и большую температурную нестабильность. Генератор состоит из формирователя субнаносекундных импульсов, формирователя предпорогового пьедестала и цифроаналогового преобразователя.

Формирователь импульсов собран на диодах с накоплением заряда VD2 и VD4. В исходном состоянии через диоды протекает ток от источника U_4 , величина которого определяется резистором R6. Для формирования импульсов на диоды VD2 и VD4 подается запирающее напряжение с эмиттера VT7. Транзистор VT6 и микросхема D4 служат для усиления и обострения входного сигнала, подаваемого от ТТЛ микросхем. Амплитуда токового импульса регулируется от 0,02 до 0,1 А изменением напряжения источника питания U_1 . Диод VD3 отсекает выброс отрицательной полярности.

На микросхемах D1 и D2 собрана схема преобразователя 8-разрядного двоичного кода в напряжение. Начальная балансировка операционного усилителя D2 осуществляется резистором R5. С выхода операционного усилителя D2 напряжение подается на неинвертирующий вход операционного усилителя D3, который совместно с транзистором VT1 образует управляемый напряжением источник тока. Величина тока $I = U_{\text{вх неинв}} / R_{\text{экв}}$, где $R_{\text{экв}}$ — эквивалентное сопротивление резисторов R1 — R4. Амплитуда пьедестала регулируется с точностью 0,7% от 0,005 до 0,2 А. Мощный МДП-транзистор VT1 питает дифференциальный каскад на транзисторах VT2 и VT3. Транзистор VT5 согласует уровни ТТЛ-сигналов с напряжением, необходимым для

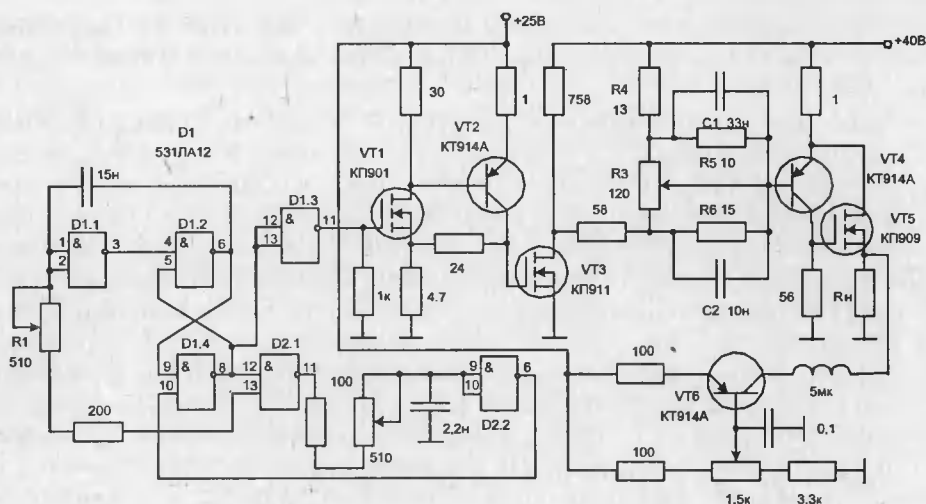


Рис. 7.33. Принципиальная схема модулятора для исследования лавинно-пролетных диодов

переключения дифференциального каскада. Дроссель L2 предотвращает шунтирование лазерного диода VD5 собственными емкостями транзисторов VT3 и VT4.

В [152] описан модулятор для лавинно-пролетных диодов, который с успехом может использоваться для работы с полупроводниковыми лазерами средней мощности. На рис. 7.33 представлена его принципиальная схема.

Задающий генератор на микросхемах D1, D2 обеспечивает регулировку длительности импульсов в пределах 100...250 нс (резистор R2) и частоту повторения в пределах 20...100 кГц (резистор R1). Усилитель на двух транзисторах VT1, VT2 обеспечивает большое входное и малое выходное сопротивление предварительного каскада. Он служит буферным каскадом между задающим генератором и усилителем-ограничителем на мощном МДП-транзисторе VT3. С помощью интегрирующе-дифференцирующей цепи R3—R6, C1, C2 осуществляется регулировка наклона вершины токовых импульсов в пределах $\pm 15...20\%$. Оконечный каскад выполнен на биполярном p-n-p транзисторе VT4 и МДП-транзисторе VT5 и охвачен обратной связью по току для увеличения выходного сопротивления.

Данный модулятор обеспечивает в нагрузке около 2 Ом (эквивалент лавинно-пролетного диода) регулируемые по амплитуде (с помощью изменения напряжения питания окончных каскадов) импульсы тока до 7 А с временами нарастания и спада порядка 5 нс. Частота повторения импульсов и их длительность

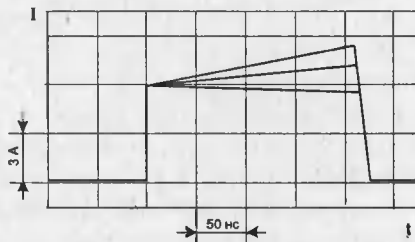


Рис. 7.34. Осциллограммы импульсов тока в нагрузке при регулировке наклона вершины

льность регулируются в пределах 20...100 кГц и 100...250 нс. Осциллограммы импульсов тока в нагрузке при регулировке наклона вершины показаны на рис. 7.34.

Регулировка наклона вершины импульсов связана со спецификой работы лавинно-пролетных диодов. Из-за разогрева внутренней структуры этих диодов наблюдается падение мощности СВЧ-сигнала во времени, хотя у некоторых диодов мощность, напротив, нарастает. Нарастанием или спадом вершины импульса модулирующего тока удастся скорректировать излучаемую мощность, сделав ее практически неизменной на время действия импульсов.

В ряде случаев для управления работой светодиодов необходимо использовать преобразователь напряжение-ток с мощным выходным каскадом, что позволяет получать в выходной цепи стабильный ток, линейно зависящий от входного управляющего напряжения [153]. На рис. 7.35 представлена схема высокоэкономичного модулятора, содержащего микромощный программируемый операционный усилитель D1, ток потребления которого задается резисторами R1, R2, четырехканальный аналоговый ключ D2 и усилитель мощности на транзисторах VT1, VT2, нагрузкой которого является светодиод. Использование мощного МДП-транзистора позволяет получать высокое быстродействие, а благодаря его высокому входному сопротивлению можно использовать микромощный операционный усилитель без согласующих каскадов.

В исходном состоянии (при отсутствии импульса «Запуск») каналы ключей X0 и Y0 находятся в открытом состоянии, а все остальные каналы в закрытом. При этом затвор VT1 подключен к нулевому потенциалу, транзисторы VT1, VT2 закрыты и ток в нагрузке отсутствует. Нагрузкой D1 в этом случае является цепь, состоящая из резистора R3 и сопротивления открытого канала ключа r_0 . При этом ток потребления операционного усилителя состав-

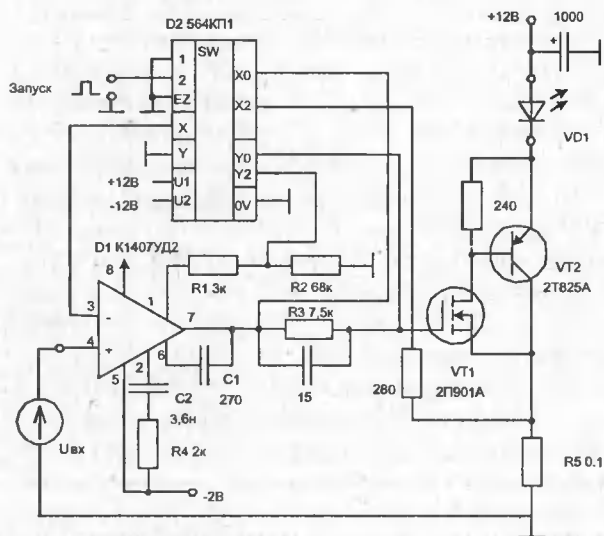


Рис. 7.35. Принципиальная схема модулятора светодиодов

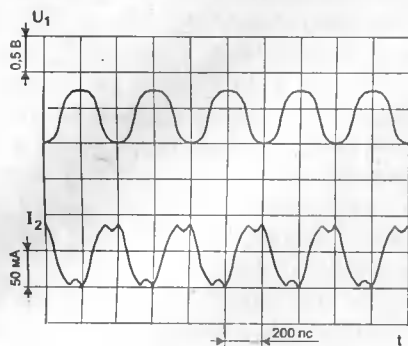


Рис. 7.37. Осциллограммы импульсов напряжения на выходе задающего генератора (луч 1) и тока в нагрузке (луч 2)

енным на инверсноключенном транзисторе VT5. Ток смещения лазерного диода задается постоянной составляющей тока транзистора VT5, которая может изменяться подбором номиналов резисторов R1 и R2.

Стабилизация излучения осуществляется звеном обратной связи, содержащим встроенный в лазерный излучатель фотодиод, операционный усилитель D1 и транзистор VT6. При изменении сигнала обратной связи на инвертирующем входе усилителя изменяется ток транзистора VT6, что, в свою очередь, приводит к соответствующему изменению амплитуды выходного каскада формирователя и тока накачки лазера. Регулировка амплитуды тока накачки лазера осуществляется резистором R3.

Данный модулятор позволяет получать импульсы тока с регулируемой амплитудой 0...150 мА при длительности фронта и среза ≤ 100 пс с частотой следования импульсов около 2 ГГц. На рис. 7.37 показаны осциллограммы напряжения на выходе задающего генератора и тока в нагрузке.

В [155] рассмотрен генератор наносекундных импульсов для модуляции полупроводниковых лазеров с применением мощных GaAs полевых транзисторов. Данное устройство (рис. 7.38) содержит одновибратор с перестраиваемой длительностью импульса и усилитель-формирователь на ПТ VT2—VT5.

Одновибратор выполнен на синхронном D-триггере эмиттерно-связанной логики серии K1500. Длительность формируемого импульса определяется параметрами RC-цепи. Одновибратор обеспечивает формирование импульсов длительностью 2...25 нс. Транзистор VT1 необходим для согласования уровней ЭСЛ с цепью внешнего генератора.

Сформированный видеосигнал отрицательной полярности амплитудой 0,7 В поступает на усилитель-формирователь. Первый каскад усилителя на транзисторе VT2 работает в линейном режиме и усиливает сигнал до 3 В. Смещение транзисторов VT3 и VT4 подобрано таким образом, чтобы они работали в ключевом режиме, обеспечивая формирование фронта усиливаемого сигнала. Выходной каскад на транзисторе VT5 предназначен для непосредственной работы на полупроводниковый лазер. Данный модулятор позволяет

ХС22). Для согласования генератора с входом формирователя (VT2—VT5) используется волновой трансформатор Чебышева A2 ($\rho_1 = 8,97$ Ом, $l_1 = 0,25\lambda$, $\rho_2 = 29,6$ Ом, $l_2 = 0,25\lambda$). Отрезки линии $\lambda/4$, а также конденсаторы и индуктивности выполняют функции развязки по питанию.

Модуляция частоты осуществляется варистором VD1 в пределах ± 100 МГц от основной частоты 2 ГГц путем изменения напряжения U_1 . Промежуточный формирователь построен на ПТ VT2 — VT4. Формирование импульсов тока накачки лазера осуществляется оконечным каскадом по схеме повторителя, выпол-

7. Импульсные устройства высокого быстродействия

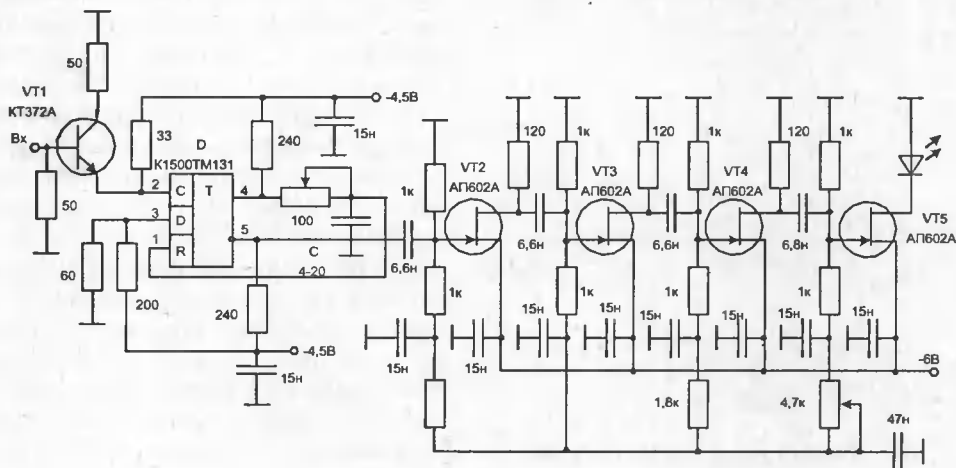


Рис. 7.38. Принципиальная схема генератора наносекундных импульсов

получать квазипрямоугольные видеоимпульсы отрицательной полярности длительностью 2—25 нс с длительностью фронта и среза 0,4 нс и током накачки $\leq 0,1$ А.

Управляемый прецизионный источник оптического сигнала представлен на рис. 7.39 [195]. Эта схема подавляет влияние изменений напряжения питания и проводимости светоизлучающего диода, что обеспечивает стабильный оптический выходной сигнал.

Два полевых транзистора служат модулятором и одновременно стабилизатором в этом прецизионном источнике оптического сигнала. Фототранзистор VT4 воспринимает оптический сигнал СИД и генерирует напряжение рассогласования для управления источником тока. Эмиттер фототранзистора при

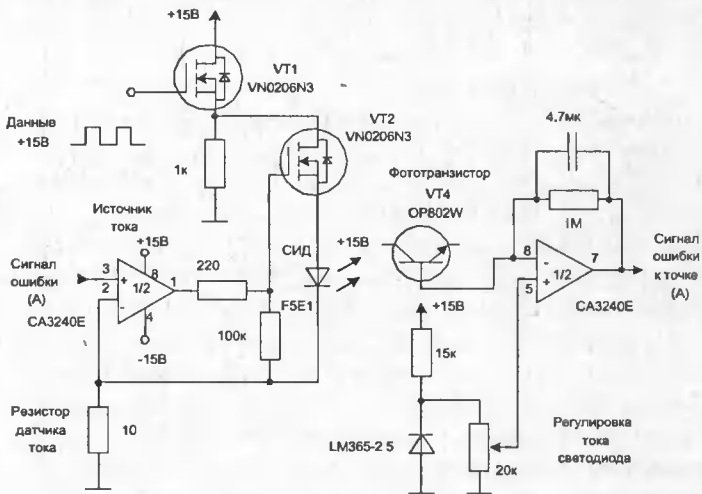


Рис. 7.39. Прецизионный источник оптического сигнала

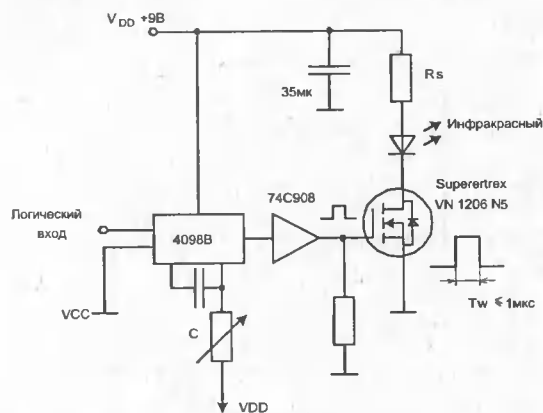


Рис. 7.40. Возбудитель оптического передатчика

Хотя импульсный ток питания ИК-диода в этой схеме может достигать 10 А, значение потребляемой мощности в состоянии покоя составляет несколько микроватт (без учета ИС 4098В). Выходной каскад и ДМОП-транзистор потребляют мощность только во время выходного импульса. Задержка выходного сигнала в выходном каскаде и ДМОП-транзисторе не превышает 200 нс, что вполне достаточно для большинства потоков данных.

7.9. Источники импульсного питания лазерных светоизлучающих решеток

Мощные полупроводниковые лазерные решетки широко используются в технике физического эксперимента, оптических локаторах, системах ночного видения и др. Вследствие последовательно-параллельного включения в них большого числа лазерных диодов такие решетки имеют большое эквивалентное сопротивление ($\geq 1-2$ Ом) и требуют больших импульсных токов накачки (до 30—60 А) при значительном напряжении на них (до 100—120 В). Поэтому активные приборы в источниках импульсного электропитания лазерных решеток должны быть высоковольтными, сильноточными и быстродействующими (для получения импульсов длительностью $t_{\text{и}}$ до 100 нс и длительностью фронтов 20—30 нс). Для этих целей целесообразно использовать мощные переключающие МДП-транзисторы с вертикальным каналом.

На рис. 7.41 представлена принципиальная схема модулятора лазерной решетки с эквивалентным сопротивлением 2 Ома. Главное требование, предъявляемое к данному устройству, это получение минимально возможно фронта и среза формируемых импульсов тока [213].

Схема управления параметрами импульсов построена на генераторах К155АГ3. Длительность импульсов изменяется в пределах 50—2000 нс (с помощью R1), а частота в пределах 0,1—3 кГц (с помощью R2). Каскадное

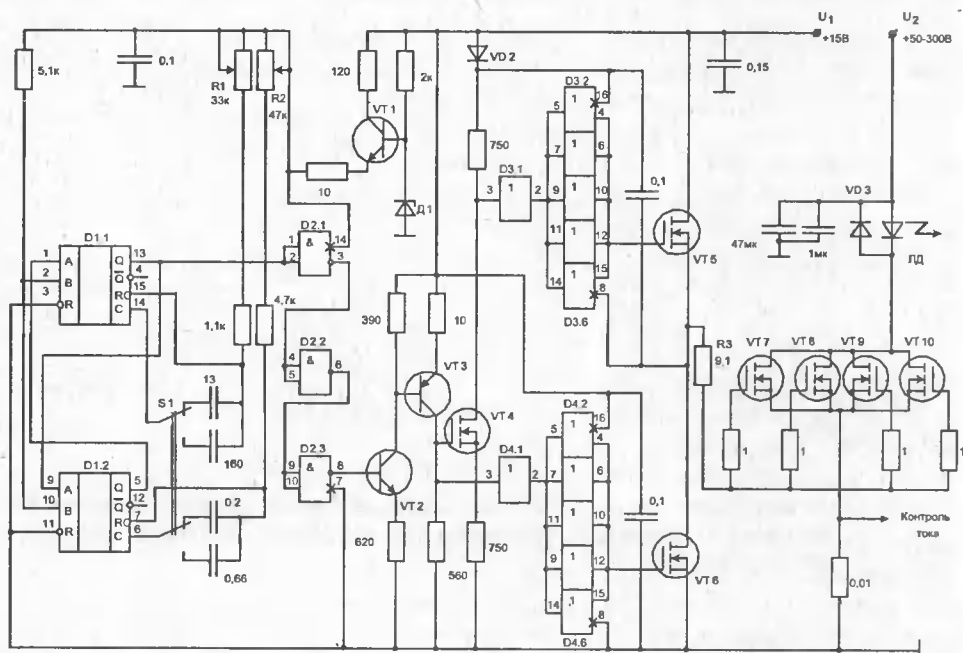


Рис. 7.41. Принципиальная схема модулятора лазерной решетки с $R_{\text{экв}} = 2 \text{ Ом}$

включение за ними трех ТТЛШ-инверторов серии К1533 обеспечивает обострение фронта и среза импульсов управления до 5 нс. На транзисторе VT1 собран внутренний стабилизатор напряжения для питания схемы управления.

Предварительный усилитель мощности, имеющий двухтактный выход, собран на транзисторах VT2-VT6 и КМОП-микросхемах серии К561. Параллельно включенные КМОП-инверторы способны достаточно быстро перезаряжать большие входные емкости (примерно 150 пФ) высокоскоростных МДП-транзисторов VT5, VT6.

Оконечный формирователь импульсов тока построен на четырех параллельно включенных высоковольтных МДП-транзисторах. Известно, что эти приборы обладают высокой скоростью переключения и допускают возможность параллельного включения без сложных выравнивающих цепей. Амплитуда импульсов тока в этом устройстве может регулироваться в пределах 0—100А путем изменения напряжения U_2 . При работе этого устройства на эквивалент лазерной решетки при $R_3 = 4 \text{ Ом}$ были получены импульсы тока с фронтами примерно 10 нс. Однако при этом наблюдались выбросы при включении-выключении транзисторов окончного каскада, что связано с наличием паразитной индуктивности в цепи протекания импульсного тока. Поэтому в данном модуляторе для уменьшения паразитных выбросов был включен резистор $R_3 = 9,1 \text{ Ома}$, уменьшающий скорость переключения окончных транзисторов. На рис. 7.42 представлены осциллограммы импульсов тока, протекающих через лазерную решетку и светового отклика, полученные с помощью фотозлемента ФЭК-14КП.

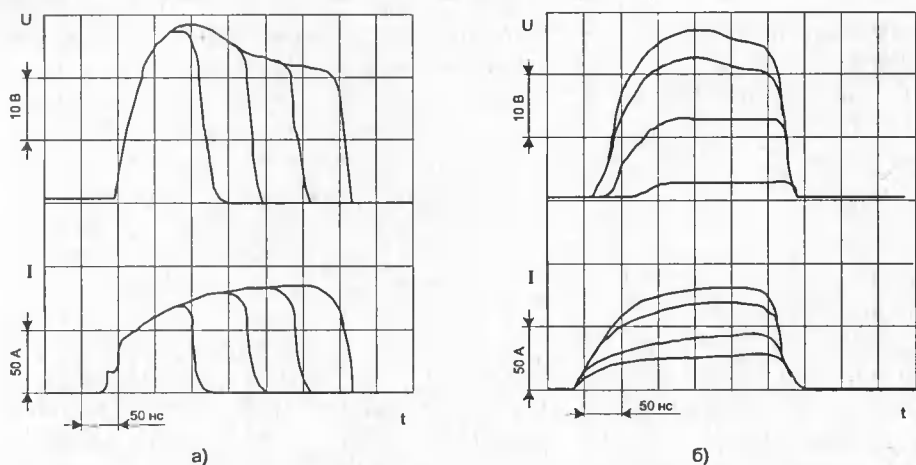


Рис. 7.42. Осциллограммы импульсов тока через лазерную решетку (нижние лучи) и светового отклика (верхние лучи) при изменении длительности (а) и амплитуды (б) тока

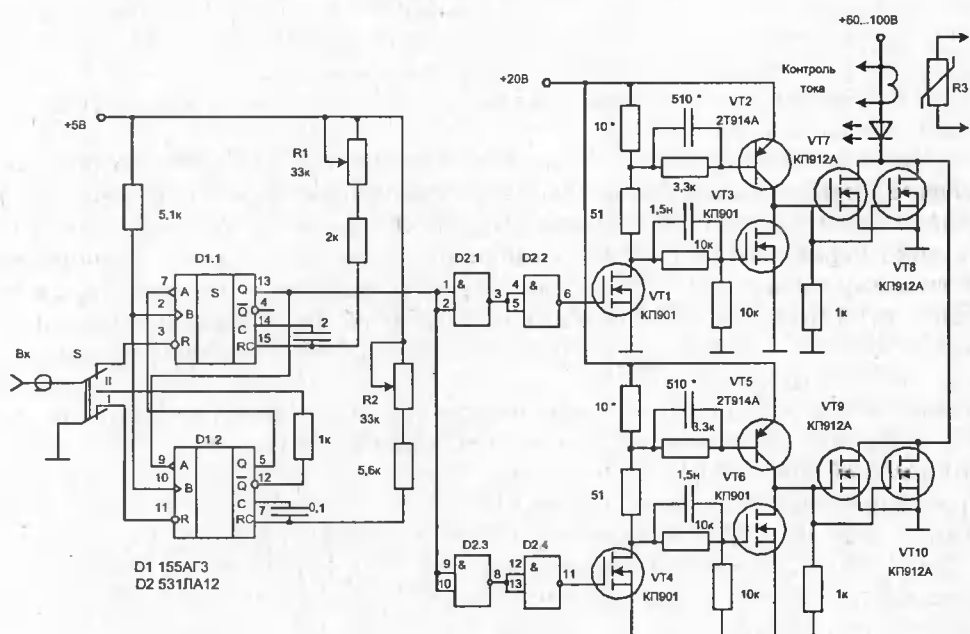


Рис. 7.43. Принципиальная схема импульсного источника электропитания полупроводниковых лазерных решеток

На рис. 7.43 представлена принципиальная схема импульсного источника электропитания полупроводниковых лазерных решеток [156]. В этом устройстве применены два отдельных канала формирования тока, работающих на лазерную решетку. Такое включение обладает рядом достоинств: улучшают

ся динамические характеристики оконечных каскадов; облегчается режим работы предварительных каскадов усиления; повышается надежность системы в целом, так как при выходе из строя одного канала полного отказа источника не происходит. Кроме того, такой способ построения формирователей позволяет наращивать число каналов для увеличения коммутируемого тока без значительного ухудшения динамических характеристик источника.

Предварительные каскады усиления на МДП-транзисторах и быстродействующих биполярных р-п-р транзисторах (VT1 — VT6) построены на основе двухтактных схем и обеспечивают быстрый заряд и разряд входных емкостей оконечных каскадов.

Задающий генератор выполнен на микросхеме D1, в состав которой входят два одновибратора. Этот генератор может работать в автоколебательном или ждущем режиме. В ждущем режиме (переключатель 5 в положении II) запуск схемы осуществляется положительными импульсами амплитудой $U_{вх} \approx 3$ В и длительностью $t_{и} \geq 200$ нс. При автоколебательном режиме работы задающего генератора (S в положении I) одновибраторы начинают работать друг на друга. С помощью резистора R1 регулируется длительность токовых импульсов в пределах 50...200 нс, а резистор R2 задает частоту повторения импульсов (1...5 кГц). Микросхема D2 служит для уменьшения длительности фронтов импульсов и обеспечивает работу задающего генератора на емкостную нагрузку (входные емкости предварительных каскадов).

В описываемом импульсном источнике введена обратная связь, осуществляющая регулировку тока накачки лазерной решетки с изменением температуры. Датчиком температуры служит терморезистор R3 (ММТ-6), который включен в цепь источника опорного напряжения импульсного преобразователя, питающего оконечные каскады. При необходимости контроля импульсного тока через лазерную решетку используется специальный измерительный трансформатор тока с малыми паразитными параметрами, подробно описанный в [157]. Данный источник обеспечивает формирование импульсов тока амплитудой до 60 А, длительностью 50...200 нс и временами нарастания и спада порядка 20 нс. Частота повторения импульсов регулируется в пределах 1...5 кГц. Осциллограммы импульсов тока в нагрузке, полученные при изменении их длительности, представлены на рис. 7.44.

Принципиальная схема модулятора лазерных решеток квазинепрерывного режима работы, представлена на рис. 7.45 [213]. Задающий генератор на интегральном компараторе К554СА3 обеспечивает регулировку частоты повторения импульсов тока накачки в пределах 10...100 Гц и длительности — 20...500 мкс. Предварительный усилитель мощности собран на транзисторах VT1—VT7 с использованием составных ключей на мощных МДП и биполярных транзисторах в двухтактном каскаде.

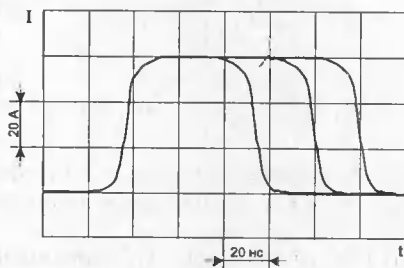


Рис. 7.44. Осциллограммы импульсов тока, полученные при изменении их длительности

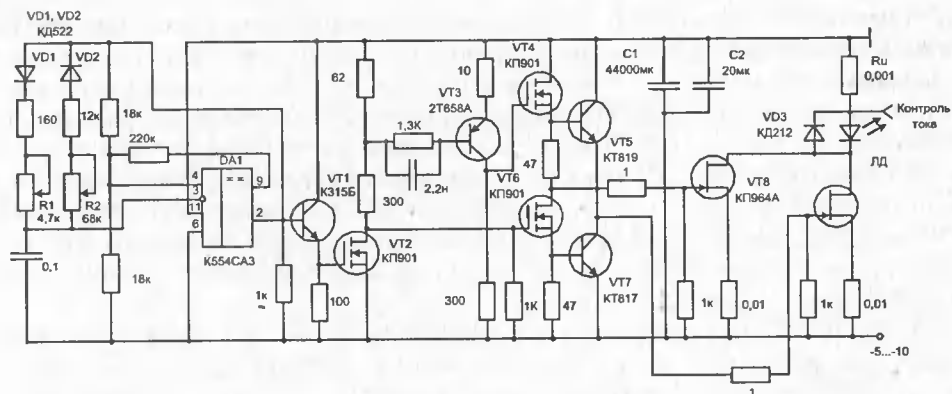


Рис. 7.45. Источник питания лазерных решеток квазинепрерывного режима

Такие ключи сочетают в себе достоинства полевых и биполярных приборов, они обладают высоким входным сопротивлением, малым сопротивлением в открытом состоянии, а также большим коэффициентом усиления по току.

В оконечном формирователе использованы переключающие СИТ. Для увеличения коммутируемого тока в этом формирователе применено восемь параллельно включенных транзисторов. Для выравнивания токов между параллельно включенными приборами и подавления паразитных высокочастотных колебаний в цепи истока и затвора каждого транзистора включены низкоомные резисторы. Дiode VD3 служит для подавления обратных выбросов напряжения на излучателе. Контроль тока осуществляется с помощью специально изготовленного безындуктивного резистора $R_{и}$.

Так как длительность формируемых импульсов велика (5000 мкс), то для обеспечения плоской вершины необходима большая емкость накопительного конденсатора. В этой схеме конденсатор C1 составлен из 20 параллельно включенных электролитических конденсаторов типа К50-30 емкостью 2200 мкФ, а C2 — представляет собой набор из 20 керамических конденсаторов типа КМ-6 по 1 мкФ каждый. Все эти конденсаторы равномерно распределены вдоль шины питания оконечного формирователя. Регулировка амплитуды импульсов тока от 0 до 200 А осуществляется изменением питающего напряжения. Длительность фронта и среза импульса не превышает 500 нс.

7.10. Источник питания для лавинно-пролетных СВЧ-диодов

Для эффективной работы твердотельных генераторов миллиметрового диапазона на основе лавинно-пролетных диодов в импульсном режиме необходимы импульсные источники питания с выходным сопротивлением, на порядок и более превышающим эквивалентное сопротивление лавинно-пролетных диодов ($R_{э\kappa\beta} \approx 2 \text{ Ом}$). Эти источники должны формировать импульсы тока с регулируемой амплитудой до 10 А и временами нарастания и спада $\leq 10 \text{ нс}$. Кроме того, они должны удовлетворять ряду специальных требова-

ний, а именно: обеспечивать плавную регулировку подъема и спада вершины токовых импульсов для температурной компенсации ухода частоты генератора лавинно-пролетных диодов за время импульса; обеспечивать постоянный ток смещения, плавно регулируемый в пределах 0—50 мА для первоначального «разогрева» р-п перехода, чтобы обеспечить оптимальные условия развития «лавины»; позволять плавно изменять длительность и частоту повторения импульсов.

Этим требованиям удовлетворяет схема импульсного источника питания, представленная на рис. 7.46 [158].

Схема управления источником построена на основе одновибраторов серии 155. На микросхеме D1 собран автоколебательный мультивибратор, частоту повторения импульсов которого можно регулировать в пределах 20...100 кГц с помощью резистора R1. Необходимая длительность импульсов управления формируется микросхемой D2.2 и регулируется с помощью резистора R2. Изменение задержки импульсов управления относительно импульсов синхронизации, создаваемых микросхемой D2.1, осуществляется резистором R3. Транзистор VT1 усиливает импульсы синхронизации по мощности.

Схема формирователя сильноточных импульсов выполнена на транзисторах VT2 — VT5. Оконечный каскад построен на МДП-транзисторе с р-каналом, который является импульсным источником тока для низкоомной нагрузки. С помощью резистора R4, входящего в состав корректирующей цепи, регулируется наклон вершины импульсов в пределах $\pm 20\%$.

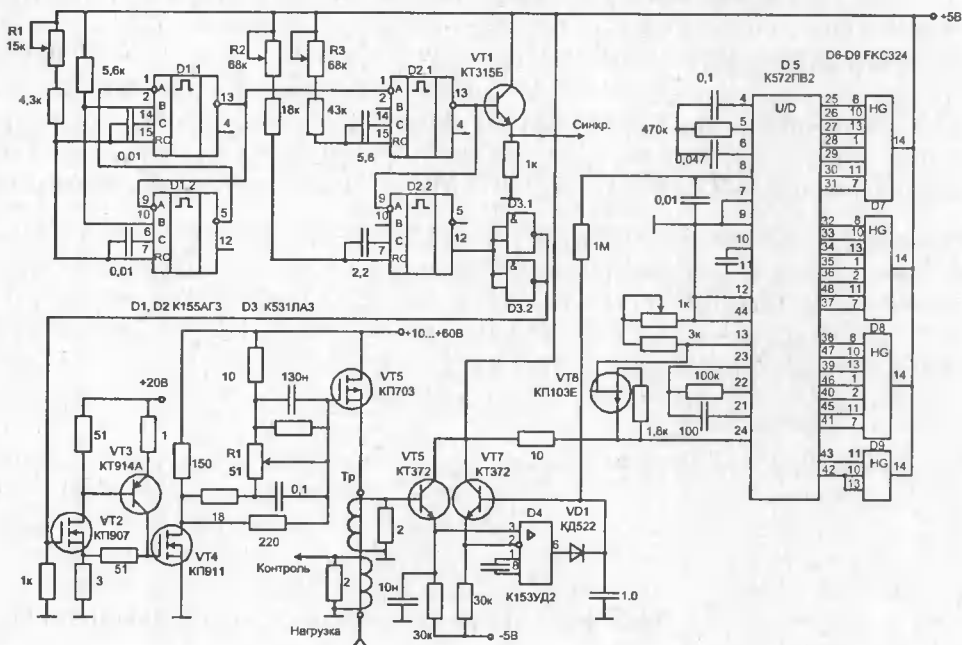


Рис. 7.46. Принципиальная схема импульсного источника питания лавинно-пролетных диодов

Для регистрации формы импульсов тока нагрузки с помощью осциллографа и возможности измерения их амплитуды в этой схеме использован трансформатор тока специальной конструкции [157]. Для преобразования максимального значения импульсов тока нагрузки в постоянное напряжение использован двухступенчатый амплитудный детектор, выполненный на транзисторах VT6, VT7 и операционном усилителе D4. Цифровая индикация амплитуды тока нагрузки осуществляется с помощью аналого-цифрового преобразователя на микросхеме D5 и семисегментных индикаторов на микросхемах D6—D9. Данный импульсный источник питания лавинно-пролетных диодов формирует импульсы тока регулируемой амплитуды 0...15 А (при помощи изменения напряжения питания оконечного каскада) длительностью 50...500 нс и частотой повторения 20...100 кГц.

7.11. Устройство запуска модулятора лазерного излучения

В лазерных системах передачи цифровой информации может использоваться и внешняя модуляция оптического излучения. В этом случае применяются твердотельные модуляторы, использующие эффект Поггеля. Современные типы таких модуляторов требуют управляющих импульсов амплитудой до 40...70 В и обеспечивают максимальную глубину модуляции 50...90%.

На рис. 7.47 представлена схема источника импульсного электропитания твердотельного модулятора света [159], который представляет собой нагрузку емкостного характера $C_n \approx 20$ пФ. Входная часть импульсного источника питания модулятора собрана на дифференциальных приемниках с линией эмиттерно-связанной логики серии 100 D1 и служит для приема и обострения входных импульсов. Каскад на транзисторах VT1—VT4 представляет собой параллельно соединенные переключатели тока. Такое включение обеспечива-

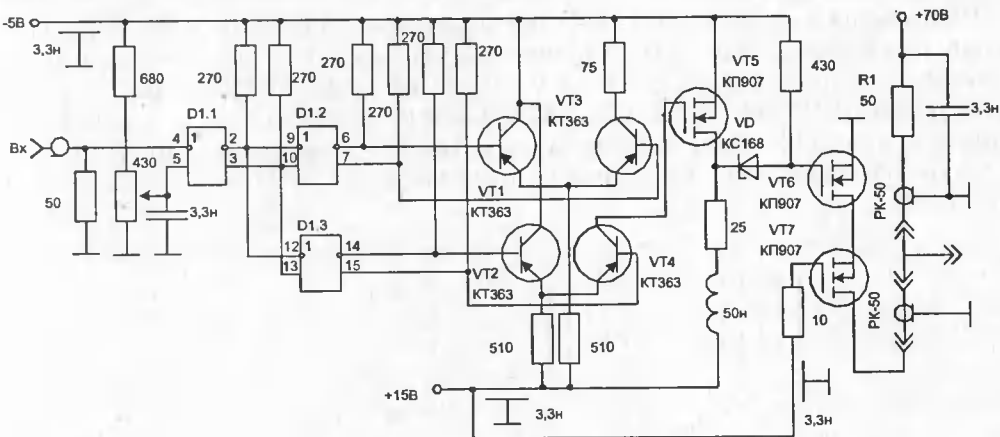


Рис. 7.47. Принципиальная схема источника импульсного электропитания твердотельного модулятора света

ет возможность применения маломощных высокочастотных транзисторов. Оконечный каскад выполнен по каскадной схеме, позволяющей получать большие уровни выходных напряжений при высоком быстродействии.

Так как источник импульсного электропитания должен пропускать постоянную составляющую входного управляющего сигнала, то сопряжение каскадов между собой осуществляется непосредственно и с помощью схемы сдвига уровня на стабилитроне VD1. В связи с тем, что на активном сопротивлении R1 рассеивается значительная мощность (около 25 Вт), оно вынесено за пределы источника питания с помощью коаксиальных кабелей. Модулятор подключается к источнику питания через высокочастотный тройник.

На рис. 7.48 показаны осциллограммы выходных импульсов устройства при различных кодовых комбинациях. Из них видно, что данное устройство обеспечивает модулирующие импульсы с частотой следования до 130 МГц и амплитудой до 50 В.

Устройства такого типа нашли широкое применение при разработках твердотельных модуляторов лазерного излучения.

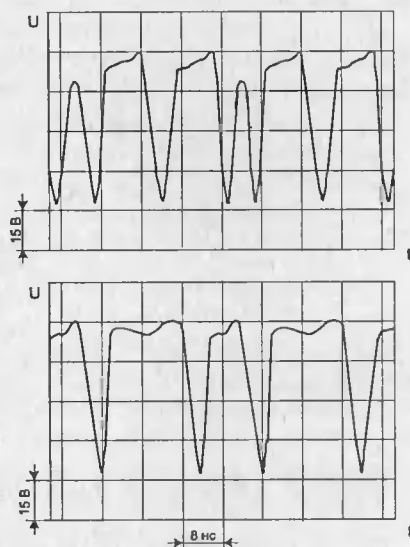


Рис. 7.48. Осциллограммы выходных импульсов напряжения при различных кодовых комбинациях

7.12. Имитаторы импульсных помех

Имитаторы импульсных помех предназначены для испытания автомобильной электроники и радиоэлектронного оборудования на соответствие требованиям стандартов ГОСТ-28751, DIN 40839, IEC1000-4-4:1995, ГОСТ29156-91 (VDE 0843), РДРБ 50.18-93 на устойчивость к кондуктивным и импульсным помехам наносекундной длительности. Такие высоковольтные устройства должны обеспечивать вид и форму импульсных сигналов, показанных на рис. 7.49.

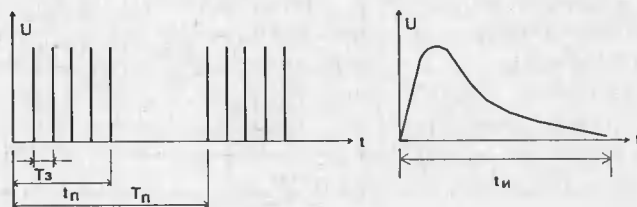


Рис. 7.49. Форма импульсных сигналов

Для испытания автомобильной электроники имитатор должен иметь следующие параметры: амплитуду имитируемых импульсных помех на ненагруженном выходе — $U_m = 5...300$ В, длительность импульсов на нагрузке 50 Ом — $t_n = 100$ нс, длительность фронта — $t_f = 5$ нс, период повторения импульсов в пачке — $T_z = 100$ мкс, длительность пачки — $t_n = 10$ мс, период повторения пачек — $T_n = 100$ мс. Имитатор импульсных помех для испытания радиоэлектронного оборудования должен обеспечивать: $U_m = 250...4000$ В, $t_n = 50$ нс, $t_f = 5$ нс, $T_z = 200$ мкс, $t_n = 15$ мс, $T_n = 300$ мс [245].

Наиболее жесткие требования в имитаторах предъявляются к оконечному каскаду, который должен быть одновременно высоковольтным, сильноточным и быстродействующим. Анализ и исследование активных полупроводниковых приборов показали, что для построения оконечных каскадов имитаторов с $U_m < 1000$ В наиболее подходящими являются мощные МДП-транзисторы. В высоковольтных имитаторах с $U_m > 1000$ В МДП-транзисторы целесообразно использовать для запуска оконечных каскадов, которые могут быть выполнены либо на тиристорах, либо на тиратронах.

Принципиальная схема имитатора представлена на рис. 7.50. Генератор пачек импульсов построен на двух одновибраторах ТТЛ ИМС типа 155АГ3 (M_2). С помощью времязадающих RC-цепей можно изменять длительность пачек импульсов и период их повторения. Управляемый автогенератор, который формирует заполняющие импульсы, также построен на двух одновибраторах той же серии и запускается по переднему фронту импульса пачки и

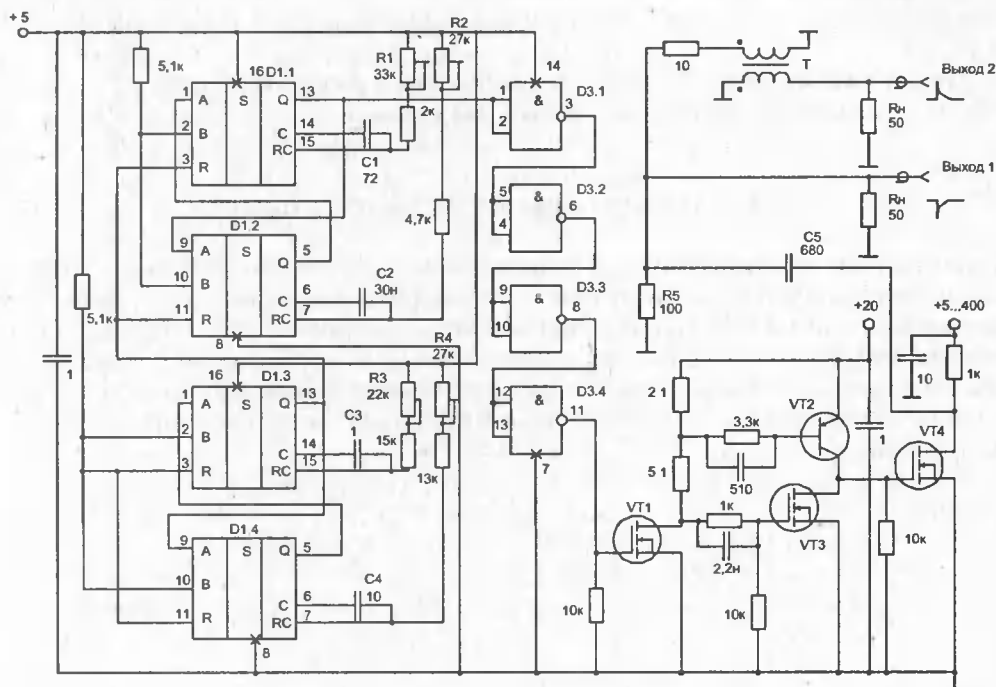


Рис. 7.50. Имитатор импульсных помех

выключается его задним фронтом. Параметры импульсов управляемого генератора также можно изменять с помощью соответствующих RC-цепей.

Сформированные импульсы поступают на обостритель фронтов, который построен на четырех последовательно включенных элементах ТТЛШ серии 531(D3). Так как оконечный каскад выполнен на мощном МДП-транзисторе, обладающем большой динамической входной емкостью (2 нФ), и требует для своей полной раскочки управляющего напряжения до 25 В, то необходим предварительный усилитель мощности. Этот каскад построен по двухтактной схеме с использованием мощных МДП-транзисторов и высокочастотного биполярного р-п-р транзистора. Двухтактный режим позволяет обеспечить быстрый заряд входной емкости VT_4 через биполярный транзистор VT_2 и быстрый разряд через мощный МДП-транзистор VT_3 .

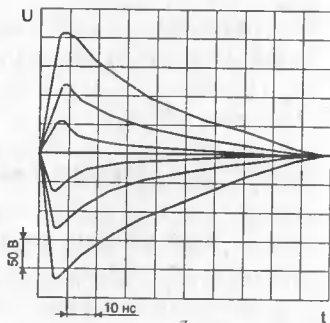


Рис. 7.51. Осциллограммы импульсов на выходах имитатора

Для получения необходимой формы импульса в выходную цепь оконечного каскада вводится дифференцирующая цепь ($R5 - C5$). После нее с выхода 1 снимаются импульсы отрицательной полярности. Для получения импульсов положительной полярности используется фазоинверсный каскад, построенный на импульсном трансформаторе на отрезках длинных линий. Этот трансформатор выполнен на ферритовом кольцевом сердечнике (2000НМ-1, $K20 \times 10 \times 6$) с обмоткой, намотанной радиочастотным кабелем РК-50 с количеством витков равным 15. Положительные импульсы снимаются с выхода 2. В реальных условиях импульсы снимаются либо с выхода 1, либо с выхода 2. При одновременном получении разнополярных импульсов следует учитывать, что амплитуда выходных импульсов уменьшается в два раза.

На рис. 7.51 представлены осциллограммы импульсов положительной и отрицательной полярности с разной амплитудой, полученные с выходов 2 и 1. После окончания импульса на нагрузке имеется импульс обратной полярности. Величина этого импульса для данной схемы не превышает $0,1U_{п.}$ Если нагрузка не допускает наличие такого выброса, то параллельно нагрузке необходимо ставить встречно-параллельный высокочастотный диод. Именно такой случай проиллюстрирован представленными осциллограммами. Регулировка амплитуды выходных импульсов (от 5 до 300 В) обеспечивается изменением питания оконечного каскада в пределах 10...400 В.

Представленный генератор является многофункциональным устройством. Изменяя величину дифференцирующей емкости ($C5$) в оконечном каскаде, можно получать импульсы различной формы и длительности, вплоть до прямоугольной. Введя в цепь затвора транзистора VT_4 регулирующую RC-цепь, получаем возможность регулирования длительности фронта импульса.

8. Низкочастотные усилители мощности

Усилители мощности низкой частоты — еще одна обширная сфера применения мощных полевых транзисторов — в основном с большими токами стока, но малыми (до 100 В) рабочими напряжениями. Любители высококачественного звуковоспроизведения (Hi Fi — High Fidelity или Hi End, что можно перевести как «конец света» в области звуковоспроизведения) ценят эти приборы за то, что они дают более мягкое и «ламповое» звучание, создают меньшие нелинейные искажения при перегрузках и имеют малые интермодуляционные искажения. К тому же они заметно лучше воспроизводят высокие частоты, чем биполярные транзисторы и лампы, поскольку обладают существенно большей добротностью.

8.1. Трансформаторные однотактные усилители мощности

Широкое применение находят усилители мощности низких и средних частот. К ним можно отнести усилители звуковых (от 20 Гц до 20 кГц) и ультразвуковых (от 20 кГц до сотен килогерц) частот. Такие усилители обычно применяются в устройствах для воспроизведения звуков (проигрыватели грампластинок и оптических дисков, магнитофоны, мегафоны и т. д.), в измерительных приборах, ультразвуковых технологических установках и др.

Мощные ПТ в таких усилителях обладают рядом серьезных достоинств. Их передаточная характеристика обычно близка к линейной или квадратичной. Уже одно это резко уменьшает нелинейные искажения. Входная цепь мощных МДП-транзисторов в указанном диапазоне частот практически не потребляет тока от источника гармонического входного сигнала низкой частоты:

$$u_{\text{вх}}(t) = u_{\text{м вх}} \cos(2\pi f t + \varphi_0), \quad (8.1)$$

где $u_{\text{м вх}}$ — амплитуда сигнала; f — частота; φ_0 — начальная фаза (далее берем $\varphi_0 = 0$).

Это означает, что входная цепь (в отличие от входной цепи биполярного транзистора с экспоненциальной ВАХ) не создает дополнительных нелинейных искажений. Рабочие напряжения (до 1 кВ) и токи (до единиц — десятков ампер) у мощных ПТ обеспечивают построение на них усилителей мощности с выходной мощностью от долей ватт до нескольких киловатт. Малая подверженность мощных ПТ вторичному и тепловому пробую, не критичность к токовым перегрузкам и ничтожная входная мощность (резко упрощающая построение схем возбуждения) — все это облегчает построение высококачественных и надежных усилителей мощности на мощных ПТ. Лучшие частотные

свойства и отсутствие явлений накопления и рассасывания избыточных зарядов неосновных носителей также относятся к достоинствам мощных ПТ.

Ниже перечислены основные параметры усилителей мощности.

Мощность, отдаваемая в нагрузку,

$$P_H = 0,5 U_{H1} I_{H1} = U_{H1}^2 / 2R_H = I_{H1}^2 R_H / 2, \quad (8.2)$$

где U_{H1} и I_{H1} — амплитуды напряжения и тока первой гармоники выходного сигнала при заданном коэффициенте нелинейных искажений (см. далее).

Мощность, потребляемая от источника питания U_{Π} на постоянном токе,

$$P_{\Pi} = U_{\Pi} I_{\Pi}, \quad (8.3)$$

где I_{Π} — потребляемый ток (в общем случае он зависит от P_H и $U_{ВХ\text{ МАКС}}$).

Энергетический КПД выходной цепи

$$\eta = P_H / P_{\Pi} \quad (8.4)$$

Коэффициент нелинейных искажений (гармоник)

$$K_{\Gamma} = \frac{\sqrt{U_{H2}^2 + U_{H3}^2 + \dots + U_{Hn}^2}}{U_{H1}} \quad (8.5, a)$$

или

$$K_{\Gamma} = \frac{\sqrt{I_{H2}^2 + I_{H3}^2 + \dots + I_{Hn}^2}}{I_{H1}}, \quad (8.5, b)$$

где U_{Hi} и I_{Hi} — амплитуды высших ($i > 2$) гармонических составляющих выходного напряжения и тока.

Граничные частоты — нижняя f_H и верхняя f_B , т. е. частоты, на которых усиление по напряжению падает до уровня 70% от максимального (т. е. снижается на 3 дБ).

Коэффициент усиления по напряжению в середине частотного диапазона

$$K_0 = U_{H1} / U_{МВХ}. \quad (8.6)$$

Кроме этих основных параметров усилители мощности могут характеризоваться и рядом других, детально описанных в соответствующей литературе [160]. Перейдем к рассмотрению схем усилителей мощности на ПТ.

На рис. 8.1, а представлена типовая схема однотактного трансформаторного каскада на мощном МДП-транзисторе. Трансформатор обеспечивает согласование нагрузки (обычно низкоомной — 2—16 Ом) с выходной цепью каскада. Это позволяет при заданном U_{Π} получить от каскада максимально возможную мощность.

При $U_{зи} = 0$ мощные МДП-транзисторы (как приборы с индуцированным каналом) закрыты. Поэтому у линейных усилителей мощности для задания постоянной составляющей тока стока I_{CO} приходится подавать на затвор постоянное смещение ($+U_3$, поданное через резистор R_3). Если применение дополнительного источника $+U_3$ нежелательно, можно использовать делитель напряжения (рис. 8.1, б), причем в этом случае $U_3 = U_{\Pi} R_{32} / (R_{31} + R_{32})$,

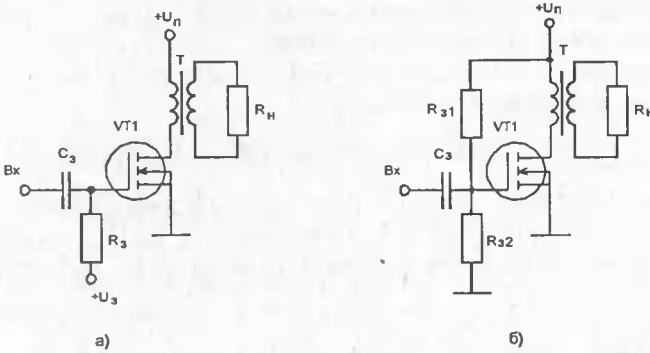


Рис. 8.1. Однотактные трансформаторные каскады с подачей напряжения смещения от дополнительного источника (а) и с помощью делителя напряжения (б)

$R_3 = R_{31}R_{32}/(R_{32} + R_{31})$, т. е. входная цепь каскада рис. 8.1, б сводится к входной цепи каскада рис. 8.1, а. Величина R_3 определяет входное сопротивление в средней области частот, а разделительный конденсатор C_3 порождает спад усиления на низких частотах.

Передаточная динамическая характеристика каскадов рис. 8.1 обычно имеет вид, показанный на рис. 8.2. Нижний загиб ее связан с запирающим транзистора, а верхний — с ограничением тока стока. Напряжение U_3 задает выбор начальной рабочей точки на этой характеристике. В зависимости от положения рабочей точки каскады на рис. 8.1 могут работать в различных режимах (классах). На рис. 8.2 показаны положения рабочей точки для четырех наиболее распространенных классов.

Класс А. Рабочая точка выбрана на середине линейного участка передаточной характеристики. При этом обеспечиваются минимальные нелинейные искажения. Ток покоя I_{CO} почти не зависит от U_{MBX} и обычно равен $0,5I_{CM}$, где I_{CM} — уровень ограничения тока стока.

Класс В. Рабочая точка выбрана внизу линейной части передаточной характеристики ($U_3 \approx U_0$).

Класс АВ. Рабочая точка занимает промежуточное положение между А и В.

Класс С. Рабочая точка расположена в области отсечки, т. е. U_3 меньше U_0 .

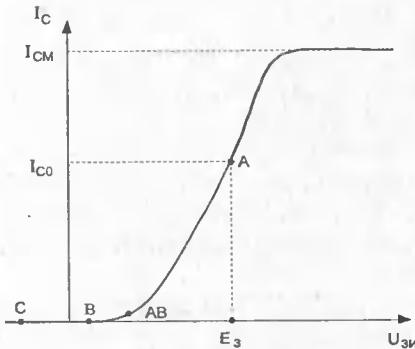


Рис. 8.2. Выбор рабочей точки на передаточной характеристике для различных классов работы

Для однотактных усилителей гармонических колебаний интерес представляет лишь класс А. Нетрудно приближенно оценить его энергетические показатели. Очевидно, что амплитуда переменной составляющей тока стока $I_{CM1} \approx I_{CO} \approx I_{CM}/2$, а амплитуда переменной составляющей напряжения на стоке $U_{CM1} \approx U_{П}$. Таким образом, $P_H \approx Y_{П}I_{CO}/2$, $P_{П} \approx U_{П}I_{CO}$, $\eta_M = 1/2$.

Следовательно, мощность P_H зависит лишь от U_P и I_{CM} , а предельный КПД равен 50% (или $1/2$). Для более точного расчета каскада нужно построить передаточную характеристику (см. рис. 8.2), используя типовое семейство выходных ВАХ выбранного транзистора. Это показано на рис. 8.3.

На этом семействе выбирается кривая с $U_{зи} = U_3$ и строится точка 0 начального состояния схемы. В этой точке кривая ВАХ пересекается нагрузочной прямой ЛН (линия нагрузки) на постоянном токе (ЛН=) (ее наклон равен $1/r_1$, где r_1 — сопротивление первичной обмотки трансформатора Т на постоянном токе).

Далее строится нагрузочная прямая ЛН на переменном токе (ЛН~). Ее наклон $1/R_3$ определяется приведенным в первичную цепь трансформатора эквивалентным сопротивлением нагрузки $R_{3H} = R_H/n^2$, где $n = W_2/W_1$ — коэффициент трансформации (отношение числа витков вторичной обмотки W_2 к числу витков первичной обмотки W_1).

Рекомендуется так выбирать положение ЛН~, чтобы все точки пересечения ее с кривыми ВАХ были на их пологих участках и расстояние от средней точки 0 до крайних точек 1 и 2 было примерно одинаково. Это обеспечивает симметричное ограничение выходного сигнала и уменьшает нелинейные искажения. Максимальное напряжение на стоке (его надо учитывать при выборе транзистора) доходит до $U_{CM} \approx 2U_P$.

После построения ЛН~ точки ее пересечения с ВАХ позволяют найти ряд $U_{зи}$ и I_C (или U_C). Это позволяет построить зависимость $I_C(U_{зи})$ или $U_C(U_{зи})$, т. е. сквозную динамическую (передаточную) характеристику, которую можно использовать для уточненного расчета P_H и коэффициенту гармоник K_T .

Для расчета K_T обычно используются известные методы пяти или семи ординат [45, 46]. Ограничимся рассмотрением более распространенного метода пяти ординат. На рис. 8.4 показаны графические построения для этого метода.

Задав U_3 и U_{MBX} , можно определить пять значений I_C (ординат y_1 — y_5 передаточной характеристики). При этом ординаты y_2 и y_4 определяются для $U_{зи} = U_{MBX}/2$. Посто-

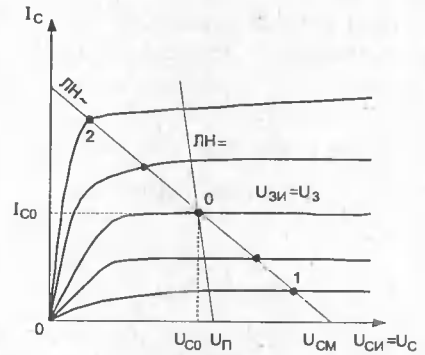


Рис. 8.3. Построение линий нагрузок по постоянному и переменному току

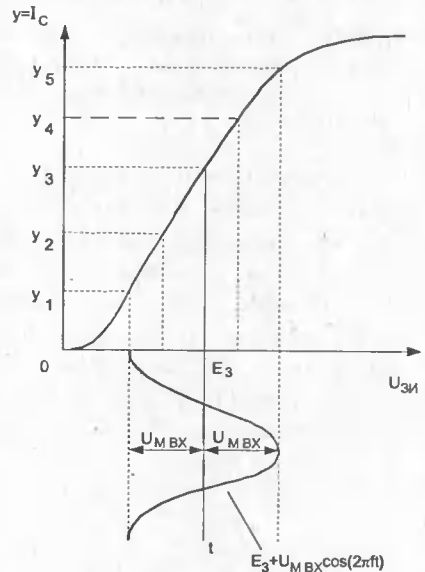


Рис. 8.4. К расчету коэффициента гармоник методом пяти ординат

янная составляющая тока стока I_{CO} и амплитуды первых четырех гармоник вычисляются по формулам

$$I_{CO} = [(y_1 + y_5) + 2(y_2 + y_4)]/6; \quad I_{C1} = [(y_1 - y_5) + (y_2 - y_4)]/3;$$

$$I_{C2} = [(y_1 + y_5)/2 - y_3]/2; \quad I_{C3} = [y_{M1} - (y_2 - y_4)]/2; \quad I_{C4} = y_{M2} - y + y_3.$$

Коэффициент гармоник

$$K_{\Gamma} = \frac{\sqrt{I_{C2}^2 + I_{C3}^2 + I_{C4}^2}}{I_{C1}} 100\%,$$

выходная мощность (без учета КПД трансформатора) $P_H = I_{C1}^2 / 2R_{H3}$.

Повторив эти расчеты для ряда $U_{M\text{ вх}}$, можно построить зависимости K_{Γ} и P_H от $U_{M\text{ вх}}$. Их характерный вид дан на рис. 8.5. Заметим, что ординаты можно взять и из построений рис. 8.3. Характерно, что из-за запираания транзистора и отсечки тока стока K_{Γ} с ростом $U_{M\text{ вх}}$ возрастает K_{Γ} , а рост P_H замедляется. Это особенно заметно при больших $U_{M\text{ вх}}$. Остается решить, ка-

кое значение P_H получается при приемлемом K_{Γ} . Для облегчения расчетов можно воспользоваться готовыми программами расчета K_{Γ} для микрокалькуляторов и персональных ЭВМ [45, 46].

Из рис. 8.5 можно заметить, что при малых и умеренных $U_{M\text{ вх}}$ коэффициент гармоник невелик. Его заметный рост наблюдается, когда начинается ограничение выходного сигнала. При этом переход к ограничению оказывается достаточно плавным, что считается достоинством усилителей мощности на мощных полевых транзисторах.

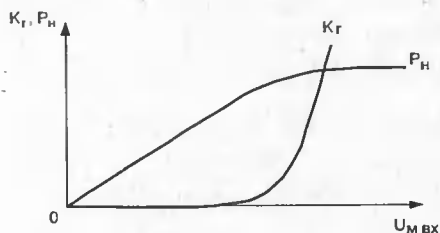


Рис. 8.5. Зависимость K_{Γ} и P_H от амплитуды входного напряжения $U_{M\text{ вх}}$

Обычные малосигнальные усилительные параметры каскадов (см. рис. 8.1) можно оценить из рассмотрения эквивалентной схемы, приведенной на рис. 8.6. Выходное сопротивление R_i определяется наклоном кривой ВАХ с $U_{зи} = U_0$ (см. рис. 8.3), а эквивалентная входная емкость $C_{вх\text{ э}} = C_M + C_{зи} + C_{зс}(1 + S_0 R_{H3})$, где C_M — емкость монтажа; S_0 — крутизна в рабочей точке.

Емкость $C_{вх\text{ э}}$ учитывает влияние обратной связи через проходную емкость транзистора $C_{зс}$. На низких частотах частотные искажения каскада связаны с влиянием емкости C_3 (ее сопротивление растет по мере уменьшения частоты) и шунтирующего влияния индуктивности L первичной обмотки трансформато-

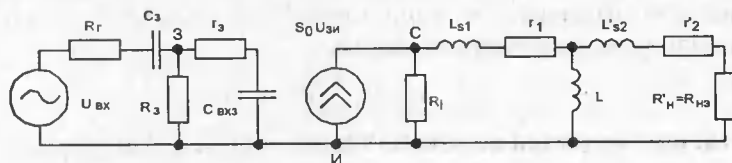


Рис. 8.6. Эквивалентная схема каскадов, приведенных на рис. 8.1

ра. Из рис. 8.6 следует, что при $R_3 \gg R_T$ постоянная времени цепи конденсатора C_3 равна $t_{H1} = C_3(R_T + R_3)$, а постоянная времени цепи L при $R_1 + r_1 \gg r_2' + R_H'$ равна $t_{H2} = L/(r_2' + R_H')$, где штрихом обозначены приведенные в первичную цепь трансформатора сопротивления ($r_2' = r_2/n_2$, $R_H' = R_H/n_2$). Каждая из этих цепей порождает спад усиления ($\tau_H = \tau_{H1}$ и $\tau_H = \tau_{H2}$ для рассмотренных цепей)

$$K(f) = \frac{K_0}{\sqrt{1 + \left(\frac{1}{2\pi f \tau_H}\right)^2}}$$

и фазовый сдвиг $\varphi(f) = \arctg(1/2 \pi f \tau_H)$.

На высоких частотах спад усиления обусловлен действием входной емкости C_{BX} э, шунтирующей входную цепь, и влиянием индуктивностей рассеивания трансформатора L_{S1} и L'_{S2} . Они учитываются постоянными времени $\tau_{B1} = C_{BX}(R_T + r_3)$, где r_3 — последовательное сопротивление затвора, и $\tau_{B2} = (L_{S1} + L'_{S2})/(R_1 + R_{TH})$, где $R_{TH} = r_2 + r_2' + R_H'$ и учтено, что $R_3 \gg R_T$ и $L \gg (L_{S1} + L'_{S2})$. Каждый из этих факторов ведет к спаду усиления

$$K(f) = \frac{K_0}{\sqrt{1 + (2\pi f \tau_B)^2}}$$

и возникновению фазового сдвига $j(f) = -\arctg(2\pi f \tau_B)$.

На рис. 8.7 представлены зависимости $K(f)$ и $\varphi(f)$ для всего диапазона частот. Такой вид они имеют при достаточно качественном трансформаторе.

Трансформатор с большими паразитными емкостями (они не учитывались) нередко порождает резонансные явления, резко ухудшающие вид зависимости $K(f)$ (см. штриховую кривую на рис. 8.7). На рис. 8.7 не отмечен фазовый сдвиг в 180° на всех частотах, присущий каскаду с общим истоком (он при необходимости устраняется инвертирующим включением трансформатора).

Помимо указанных параметров однотактный каскад (на средних частотах рабочего диапазона) характеризуется входным R_{BX} и выходным $R_{ВЫХ}$ сопротивлениями и коэффициентом усиления по напряжению. Входное сопротивление каскада (активная составляющая)

$$R_{BX} = dU_{BX}/dI_{BX} \approx R_3$$

практически определяется величиной резистора R_3 . Выходное сопротивление

$$R_{ВЫХ} = dU_{ВЫХ}/dI_{ВЫХ} \approx n^2(R_1 + r_1 + r_2')$$

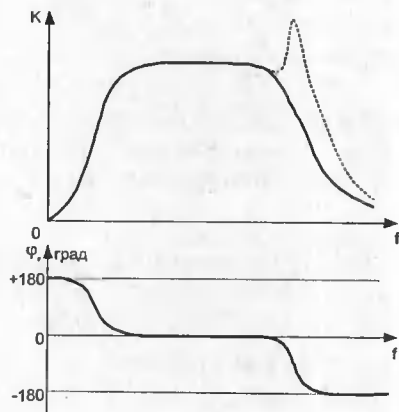


Рис. 8.7. Зависимость коэффициента усиления K_H и фазового сдвига φ от частоты f

определяется как отношение приращения выходного напряжения к приращению выходного тока при изменении R_H .

Коэффициент усиления по напряжению

$$K_O = U_{\text{ВЫХ}}/U_{\text{ВХ}} = n \frac{R_3}{R_3 + R_T} \cdot \frac{R'_H}{R_H + r_1 + r'_2} S_O R_{in},$$

где

$$R_{in} = \frac{R_i(r_1 + r'_2 + R'_H)}{R_i + r_1 + r'_2 + R'_H}.$$

Обычно $R_3 \gg R_T$ и $R_i \gg (r_1 + r'_2 + R'_H)$. Тогда $K_O = n S_O \epsilon_H (r_1 + r'_2 + R'_H)$, где $\epsilon_H = R'_H / (r_1 + r'_2 + R'_H)$. Ввиду больших значений крутизны S_O у мощных МДП-транзисторов $K_O > 1$ даже при довольно низкоомной нагрузке ($R_H \geq 10$ Ом).

Уместно отметить недостатки каскадов на рис. 8.1. При мощности, близкой к предельной, K_T достигает 10—12%. Ток I_{CO} ведет к намагничиванию сердечника трансформатора, что увеличивает его проектную массу и габаритные размеры.

Неправильно спроектированный трансформатор может привести к резкому увеличению K_T . Не всегда приемлемы магнитные поля рассеивания трансформатора. КПД не более 50% мало приемлем для многих применений. Для уменьшения K_T и улучшения зависимостей $K(f)$ используется отрицательная обратная связь (ООС, рис. 8.8). Однако глубокая ООС в трансформаторных каскадах обычно не реализуется из-за опасности возникновения самовозбуждения за пределами рабочей полосы частот.

Рис. 8.8. Однотактный каскад с комбинированной отрицательной обратной связью

На рис. 8.9 представлена типовая полная схема простого усилителя зву-

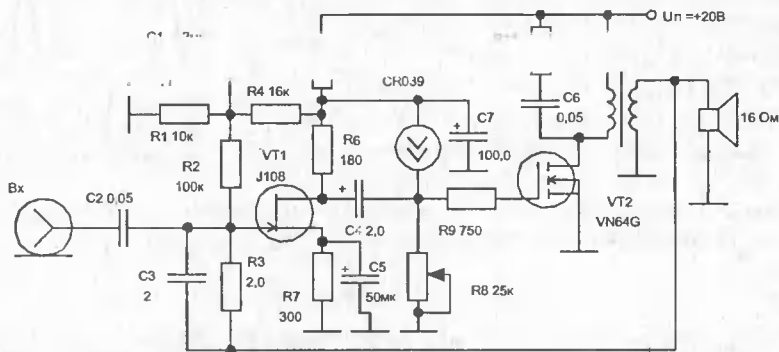
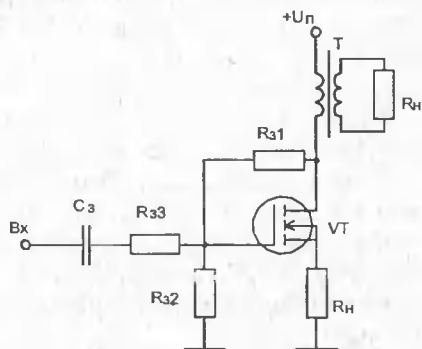


Рис. 8.9. Усилитель мощности звуковых частот на полевых транзисторах

ковых частот с трансформаторным однотактным выходным каскадом на мощном МДП-транзисторе VT2 [26].

Смещение на его затворе создается с помощью интегрального источника тока CR039 и резистора R8. Входной каскад выполнен на ПТ VT1 с управляющим р-п переходом. На частотах до 15 кГц нелинейные искажения не превышают 2% благодаря охвату усилителя общей ООС через цепь R3—C3. Отдаваемая в нагрузку мощность до 4 Вт.

8.2. Трансформаторные двухтактные усилители мощности

Типовая схема двухтактного усилителя на мощных МДП-транзисторах (рис. 8.10) подобна аналогичной схеме на электронных лампах. В принципе такой усилитель может работать в классе А. При этом ему присущи следующие достоинства: удвоение мощности, исключение подмагничивания сердечника (т. е. снижение габаритных размеров и массы трансформатора, уменьшение его паразитных реактивных параметров), уменьшение K_T из-за симметрии передаточной характеристики (означающей исключение из спектра четных гармоник). При этом энергетические показатели (прежде всего КПД) в пересчете на один транзистор не ухудшаются.

Принципиально важной является возможность работы двухтактного каскада в классе В или АВ. Для передаточной характеристики в классе В характерна резкая нелинейность в области малых напряжений $U_{зи}$. Она порождает искажения гармонического сигнала типа «ступеньки» (рис. 8.11). Этот весьма коварный вид искажений не удастся устранить с помощью ООС, так как в пределах «ступенек» дифференциальный коэффициент усиления закрытых транзисторов близок к нулю и ООС попросту не действует. На деле обратная связь делает ступеньки лишь более резкими, что не только не улучшает, а напротив, ухудшает качество воспроизведения звука.

В классе АВ смещение (за счет делителя R_{31} — R_{32}) на затворе выбирается таким, что при малых $U_{зи}$ оба транзистора приоткрыты. В результате опи-

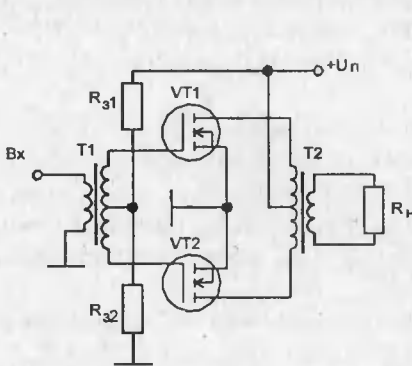


Рис. 8.10. Двухтактный каскад

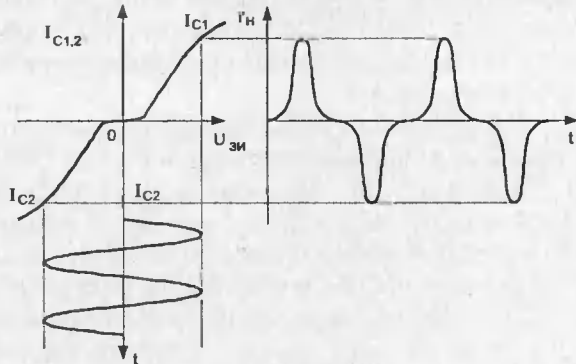


Рис. 8.11. Иллюстрация возникновения искажений типа «ступенек» в двухтактном каскаде

санная нелинейность (рис. 8.12) практически устраняется и зависимость приведенного тока нагрузки i'_H от $U_{3и}$ становится при малых $U_{3и}$ линейной ($i'_H = I_{C1}(U_{3и}) - I_{C2}(U_{3и})$).

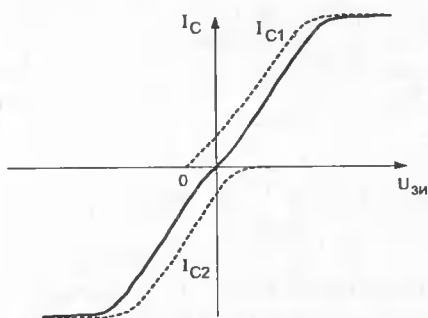


Рис. 8.12. Устранение «ступеньки» смещением передаточных характеристик плеч

имеем в пределе $P_{нм} \approx I_{CM} U_{п}/2$, $P_0 = 2I'_{C0} U_{п} = 2I_{CM} U_{п}/\pi$ и КПД $= P_{нм}/P_0 = \pi/4 \approx 0,78$.

Таким образом, предельный КПД двухтактного каскада равен 78%, а не 50%, как у однотактного, работающего в классе А. Так, если транзистор рассеивает мощность $P_{к доп} = 10$ Вт, то в однотактном каскаде можно получить мощность не более $P_H = 10$ Вт, тогда как в двухтактном $2P_H/(1 - \eta) \approx 91$ Вт (множитель 2 учитывает, что транзисторов два). Следовательно, при использовании транзисторов с заданной мощностью рассеивания $P_{к доп}$ двухтактный каскад позволяет получить почти на порядок большую выходную мощность, чем в классе А.

На практике выигрыш будет несколько меньше. Реальный КПД

$$\eta = \eta_M = e_M e_T \eta_T,$$

где e_U и e_I — коэффициенты использования транзисторов по напряжению и току, η_T — КПД трансформатора. Реальный КПД имеет значения $\eta = 0,65—0,7$, что примерно вдвое превышает реальный КПД трансформаторного каскада в классе А.

Рассеиваемая одним транзистором мощность $P_K = 0,5(P_{п} - P_H) \approx U_{п} I_{CM}/\pi - R_{мэ} I_{CM}^2/4$ описывается кривой с экстремумом (рис. 8.13) при значении $I_{CM} K_P = 2U_{п}/\pi R_{мэ}$. При таком $I_{CM} K_P$ КПД равен 0,5. Подобный случай реализуется, если усиливаются сигналы с разным $U_{м вх}$. Например, сигналы речи или музыки имеют среднестатистические значения $U_{м вх}$ намного ниже максимальных (соответствующих максимальной P_H).

Специфической особенностью двухтактных каскадов является асимметрия плеч прежде всего из-за различия крутизны S_0 каждого плеча (т. е. $S_{01} \neq S_{02}$). Для каскадов на биполярных транзисторах это вынуждает осуществлять их подбор по весьма нестабильному параметру β . Разброс S_0 у мощных МДП-транзисторов обычно не превышает 10—15%, и их подбор может не потребо-

Таким образом, напряжение делителя $R_{31}—R_{32}$ обеспечивает задание нужного класса работы двухтактного каскада. Главное достоинство двухтактного каскада заключается в лучших энергетических параметрах. В классе В каскад работает с отсечкой каждым транзистором полуво- лны входного сигнала. При этом один транзистор усиливает одну полуволну, другой — вторую, а на выходе они сумми- руются трансформатором Т2.

Если при раскache амплитуда полуво- лны тока стока равна I_{CM} (практически $I_{CM} = S_0 U_{м вх}$), то потребляемый ток одного плеча будет $I'_{C0} = I_{CM}/\pi$. Следовательно,

имеем в пределе $P_{нм} \approx I_{CM} U_{п}/2$, $P_0 = 2I'_{C0} U_{п} = 2I_{CM} U_{п}/\pi$ и КПД $= P_{нм}/P_0 = \pi/4 \approx 0,78$.

Таким образом, предельный КПД двухтактного каскада равен 78%, а не 50%, как у однотактного, работающего в классе А. Так, если транзистор рас- сеивает мощность $P_{к доп} = 10$ Вт, то в однотактном каскаде можно получить мощность не более $P_H = 10$ Вт, тогда как в двухтактном $2P_H/(1 - \eta) \approx 91$ Вт (множитель 2 учитывает, что транзисторов два). Следовательно, при исполь- зовании транзисторов с заданной мощностью рассеивания $P_{к доп}$ двухтактный каскад позволяет получить почти на порядок большую выходную мощность, чем в классе А.

На практике выигрыш будет несколько меньше. Реальный КПД

$$\eta = \eta_M = e_M e_T \eta_T,$$

где e_U и e_I — коэффициенты использования транзисторов по напряжению и току, η_T — КПД трансформатора. Реальный КПД имеет значения $\eta = 0,65—0,7$, что примерно вдвое превышает реальный КПД трансформаторного каскада в классе А.

Рассеиваемая одним транзистором мощность $P_K = 0,5(P_{п} - P_H) \approx U_{п} I_{CM}/\pi - R_{мэ} I_{CM}^2/4$ описывается кривой с экстремумом (рис. 8.13) при значении $I_{CM} K_P = 2U_{п}/\pi R_{мэ}$. При таком $I_{CM} K_P$ КПД равен 0,5. Подобный случай реали- зуется, если усиливаются сигналы с разным $U_{м вх}$. Например, сигналы речи или музыки имеют среднестатистические значения $U_{м вх}$ намного ниже мак- симальных (соответствующих максимальной P_H).

Специфической особенностью двухтактных каскадов является асимметрия плеч прежде всего из-за различия крутизны S_0 каждого плеча (т. е. $S_{01} \neq S_{02}$). Для каскадов на биполярных транзисторах это вынуждает осуществлять их подбор по весьма нестабильному параметру β . Разброс S_0 у мощных МДП-транзисторов обычно не превышает 10—15%, и их подбор может не потребо-

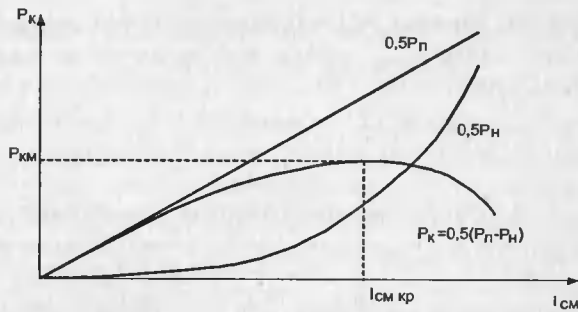


Рис. 8.13. Зависимость P_K , $P_П$ и P_H от амплитуды тока стока

ваться. Тем не менее этот разброс порождает увеличение K_T (из-за появления четных гармоник) на величину $K_{га} = 4\Delta S_0/3\pi S_0$, что дает $K_{га} = 0,04—0,08$ при $\Delta S_0/S_0 = 0,1—0,2$.

У двухтактного каскада потребляемый ток растет с ростом $U_{МВХ}$. Это надо учитывать при выборе источников питания. Целесообразно на их выходе применять электролитические конденсаторы большой емкости (тысячи микрофарад). Поскольку эквивалентные схемы плеч совпадают с эквивалентной схемой однотактного каскада (см. рис. 8.6), расчет малосигнальных параметров проводится аналогично приведенному для однотактного каскада. В каскаде рис. 8.10 использовано параллельное питание плеч по напряжению. На рис. 8.14, а показана схема двухтактного каскада с последовательным питанием по напряжению (так называемая полумостовая схема).

Эта схема питается от двух разнополярных источников питания $+U_П$ и $-U_П$ (средняя точка их заземлена). Потребляемый от каждого источника ток вдвое меньше, чем в схеме рис. 8.10, но фактически вдвое увеличивается общее напряжение питания. Еще одна схема — мостовая (рис. 8.14, б) применяется, если при источнике питания с заданным $U_П$ нужно получить максимально возможную мощность.

В табл. 8.1 дана сводка энергетических параметров для четырех основных схем трансформаторных усилителей мощности: однотактного (рис. 8.1), двухтактного (рис. 8.10), полумостового (рис. 8.14, а) и мостового (рис. 8.14, б).

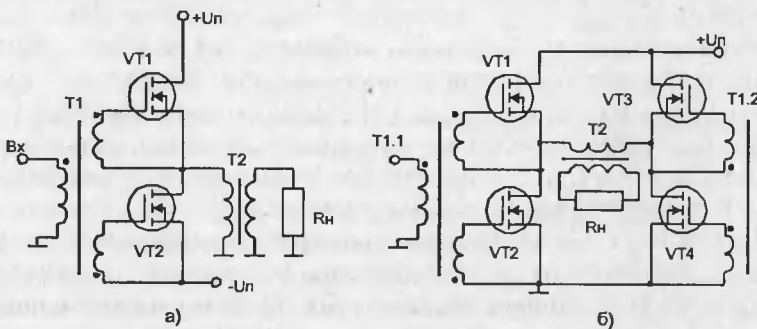


Рис. 8.14. Полумостовой (а) и мостовой (б) двухтактные каскады

8. Низкочастотные усилители мощности

В этой таблице введены обозначения: КПД трансформатора — η_T , предельная мощность в нагрузке — $P_{\text{НМ ПРД}}$, предельно допустимое напряжение на стоке — $U_{\text{С доп}}$, предельно допустимая мощность, рассеиваемая на стоке — $P_{\text{С доп}}$, коэффициент использования по напряжению $\xi = U_{\text{СНМ}} / U_{\text{П}}$ и дополнительный параметр m (для данных схем $m = 1$).

Таблица 8.1. Энергетические параметры усилителей мощности

Параметр	Каскад			
	однотактный (рис. 8.1)	двухтактный (рис. 8.10)	полумостовой (рис. 8.14, а)	мостовой (рис. 8.14, б)
$P_{\text{НМ}}$	$\frac{\eta_T \xi^2 U_{\text{П}}^2}{2m^2 R_{\text{Н}}}$	$2 \frac{\eta_T \xi^2 U_{\text{П}}^2}{m^2 R_{\text{Н}}}$	$\frac{\eta_T \xi^2 U_{\text{П}}^2}{8m^2 R_{\text{Н}}}$	$\frac{\eta_T \xi^2 U_{\text{П}}^2}{2m^2 R_{\text{Н}}}$
$I_{\text{СМ}}$	$\frac{4P_{\text{НМ}}}{\eta_T \xi U_{\text{П}}}$	$\frac{2P_{\text{НМ}}}{\eta_T \xi U_{\text{П}}}$	$\frac{4P_{\text{НМ}}}{\eta_T \xi U_{\text{П}}}$	$\frac{2P_{\text{НМ}}}{\eta_T \xi U_{\text{П}}}$
$I_{\text{С0}}$	$\frac{4P_{\text{НМ}}}{\pi \eta_T \xi U_{\text{П}}}$	$\frac{2P_{\text{НМ}}}{\pi \eta_T \xi U_{\text{П}}}$	$\frac{4P_{\text{НМ}}}{\pi \eta_T \xi U_{\text{П}}}$	$\frac{2P_{\text{НМ}}}{\pi \eta_T \xi U_{\text{П}}}$
$I_{\text{П}}$	$\frac{4P_{\text{НМ}}}{\pi \eta_T \xi U_{\text{П}}}$	$\frac{4P_{\text{НМ}}}{\pi \eta_T \xi U_{\text{П}}}$	$\frac{4P_{\text{НМ}}}{\pi \eta_T \xi U_{\text{П}}}$	$\frac{4P_{\text{НМ}}}{\pi \eta_T \xi U_{\text{П}}}$
$P_{\text{НМ ПРД}}$	$\frac{\pi^2 \xi^2 \eta_T P_{\text{С доп}}}{4}$	$\frac{\pi^2 \xi^2 \eta_T P_{\text{С доп}}}{2}$	$\frac{\pi^2 \xi^2 \eta_T P_{\text{С доп}}}{2}$	$\frac{\pi^2 \xi^2 \eta_T P_{\text{С доп}}}{2}$
$U_{\text{СМ}}$	$U_{\text{С доп}}$	$U_{\text{С доп}} / 2$	$U_{\text{С доп}} / 2$	$U_{\text{С доп}}$

Двухтактные каскады для своей раскачки требуют противофазных напряжений, создаваемых с помощью фазоинверторов. До сих пор их роль выполнял входной трансформатор. Однако в качестве фазоинвертора можно применять хорошо известные схемы с разделенной нагрузкой (рис. 8.15) или обычные дифференциальные каскады.

У каскада на рис. 8.15 выбирают $R_{\text{С}} = R_{\text{Н}}$, в этом случае его коэффициент усиления по каждому из двух выходов близок к единице. Недостаток

каскада — различное выходное сопротивление по каждому из выходов. По выходу 1 оно равно $R_{\text{ВЫХ 1}} = (R_{\text{Н}} \| R_{\text{С}})$, по выходу 2 — $R_{\text{ВЫХ 2}} = (R_{\text{Н}} \| 1/S_{\text{O}})$, причем $R_{\text{ВЫХ 2}} \ll R_{\text{ВЫХ 1}}$, так как выходное сопротивление истокового повторителя мало. Существует ряд специальных схем двухтактных каскадов: на комплементарных транзисторах, комбинациях биполярных и полевых транзисторов и др. Однако они обычно используются в сочетании с бестрансформаторным включением нагрузки.

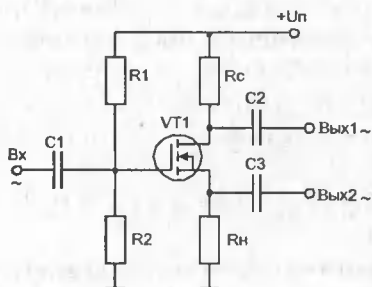


Рис. 8.15. Простейший фазоинверсный каскад

8.3. Усилители мощности с бестрансформаторным включением нагрузки

Выходной трансформатор усилителей является громоздким и тяжелым изделием с низкой технологичностью изготовления. Поэтому в высококачественных усилителях мощности стремятся избегать его применения. Этому способствует широкая номенклатура выпускаемых типов мощных ПТ, облегчающих выбор транзисторов с заданными энергетическими показателями [161, 162].

Обычно применяют два способа бестрансформаторного включения нагрузки (рис. 8.16). В первом (рис. 8.16, а) используется двухполярное питание полумостового каскада, во втором (рис. 8.16, б) — однополярное. Если U_{Π} в схеме рис. 8.16, б выбрать равным $2U_{\Pi}$ для схемы рис. 8.16, а, то энергетические показатели каскадов будут одинаковы.

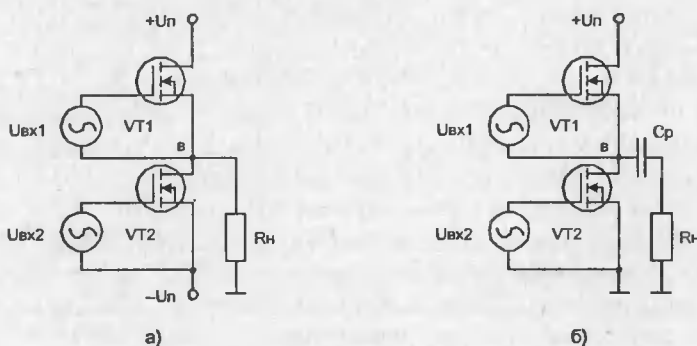


Рис. 8.16. Оконечные каскады на мощных полевых транзисторах с гальванической (а) и конденсаторной (б) связью с нагрузкой

Чтобы получить низкую (10...20 Гц) частоту среза $f_{CH} = (1/2)\pi/\tau_H$, где τ_H — постоянная времени нижних частот, в схеме рис. 8.16, б потребуется выбор разделительного конденсатора C_p большой емкости ($\tau_H \approx C_p R_H$). Нередко эта емкость при $R_H = 4...16$ Ом достигает тысяч микрофард. Наличие разделительного конденсатора связано с тем, что в отличие от схемы на рис. 8.16, а с нулевым потенциалом средней точки «а» этот потенциал в схеме на рис. 8.16, б близок к $U_{\Pi}/2$. Разделительный конденсатор C_p предотвращает попадание постоянной составляющей напряжения из точки «а» в нагрузку.

На рис. 8.17 представлена практическая схема полумостового каскада с бестрансформаторным включением нагрузки. Схема выполнена на мощных МДП-транзисторах КП901А.

На рис. 8.18 показаны зависимости K_T от $U_{ВЫХ}$ при $U_{\Pi} = \pm 30$ В и $R_H = 10$ Ом для ряда частот f гармонического входного сигнала.

Из рис. 8.18 видна слабая зависимость K_T от частоты. Она свидетельствует о пренебрежимо малом влиянии инерционности транзисторов на частотах до 10 кГц. Видно, что в широком диапазоне изменения эффективного значения $U_{ВЫХ\text{ кг}} \approx 4\%$ и мало меняется. Это указывает на высокую линейность переда-

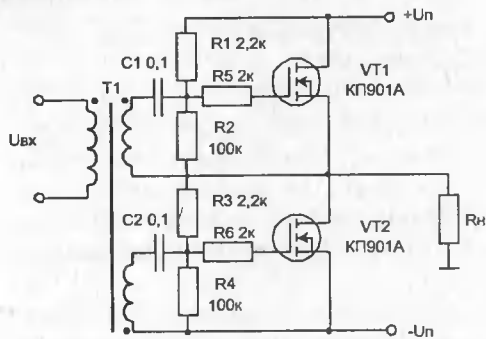


Рис. 8.17. Полумостовая схема оконечного каскада с гальванической связью с нагрузкой

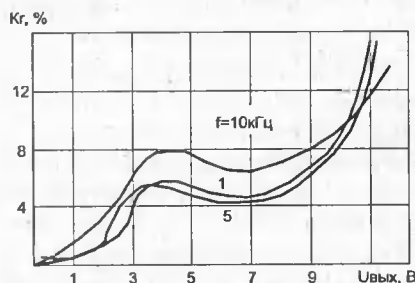


Рис. 8.18. Зависимость K_{Γ} от напряжения $U_{\text{ВЫХ}}$ для схемы, приведенной на рис. 8.17

точных характеристик, причем нелинейные искажения связаны главным образом с различием крутизны S_0 у транзисторов. При увеличении K_{Γ} до 10% $U_{\text{ВЫХ}}$ достигает 12 В, что при $R_{\text{Н}} = 10 \text{ Ом}$ соответствует $P_{\text{НМ}} = 14,4 \text{ Вт}$. Подбор транзисторов по крутизне позволяет заметно уменьшить K_{Γ} при $P_{\text{Н}} < P_{\text{НМ}}$.

Еще один вариант каскада (рис. 8.19) использует решения, известные из схемотехники усилителей мощности на квазикомплементарных биполярных транзисторах. Однако в оконечном каскаде используются ПТ.

На рис. 8.20 представлены зависимости K_{Γ} от $U_{\text{ВЫХ}}$. Ввиду глубокой ООС (каскад работает как повторитель) K_{Γ} при малых $U_{\text{ВЫХ}}$ менее 1%. Однако выходные транзисторы в этой схеме раскачиваются не полностью и максимальная выходная мощность меньше, чем в схеме рис. 8.17. Для увеличения $P_{\text{НМ}}$ транзисторы VT1 и VT2 надо питать от отдельных источников с повышенным напряжением.

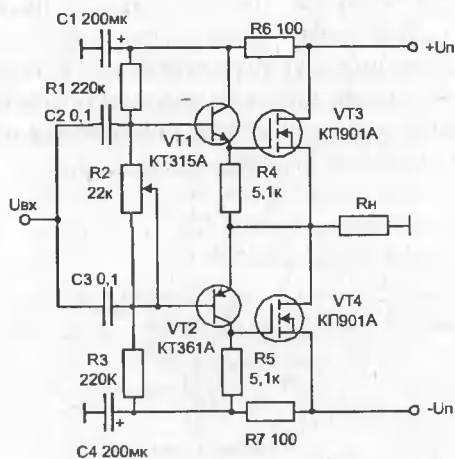


Рис. 8.19. Каскад на квазикомплементарных транзисторах (оконечные — полевые транзисторы)

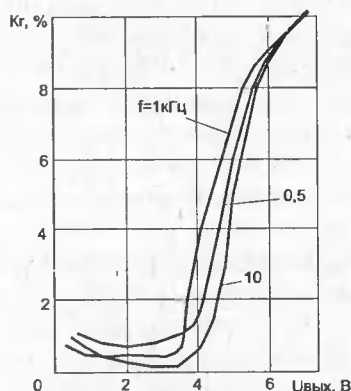


Рис. 8.20. Зависимость K_{Γ} от напряжения $U_{\text{ВЫХ}}$ для схемы, приведенной на рис. 8.19

Как и в случае биполярных транзисторов, схемы выходных каскадов упрощаются при применении комплементарных приборов (рис. 8.21). Схема с общим истоком (рис. 8.21, а) имеет, пожалуй, единственное достоинство — большой коэффициент усиления $K_0 \approx S_0 R_H \gg 1$. Поэтому она требует небольших возбуждающих напряжений. Смещение $U_{зи0}$ создается на резисторах $R1$ и $R3$ ($R1 = R3$), если параметры транзисторов идентичны, резистор $R2$ задает ток через делитель. Поскольку $R2 \gg R1$ и $R2 \gg R3$, входное сопротивление каскада $R_{вх} \approx (R1 \parallel R3)$. Схема инвертирует фазу входного сигнала на 180° , выходное сопротивление каскада велико.

Каскад с общим стоком на рис. 8.21, б (т. е. двухтактный истоковый повторитель) имеет ряд достоинств. Благодаря глубокой ООС он дает заметно меньшие искажения, чем каскад на рис. 8.21, а, и практически нечувствителен к разбросу крутизны S_0 транзисторов. Выходное сопротивление каскада мало $R_{вых} \approx 1/S_0$, частотный диапазон шире. Напряжение смещения $2U_{зи0}$ для обоих транзисторов создается падением напряжения на резисторе $R2$, резисторы $R1 = R3$ задают ток через $R2$. Входное сопротивление $R_{вх} = (R1 \parallel R3)$, каскад не инвертирует фазу. Однако поскольку коэффициент усиления меньше 1:

$$K_0 \approx \frac{S_0 R_H}{1 + S_0 R_H},$$

то каскад требует большого напряжения возбуждения. Амплитуда напряжения на входе для полной раскачки каскада $U_{мвх}$ не должна превышать напряжение U_H , так как при этом возрастает коэффициент гармоник. Это главный недостаток каскада, перекрываемый рядом отмеченных выше достоинств.

К сожалению, мощные МДП-транзисторы с р-каналом распространены на много реже, чем п-канальные. Это является главным препятствием к широкому применению каскадов, показанных на рис. 8.21.

Мощные ПТ (точнее, приборы средней мощности) целесообразно применять и в предоконечном каскаде. Когда оконечные каскады выполняются по схемам повторителей, нелинейные искажения всего усилителя определяются

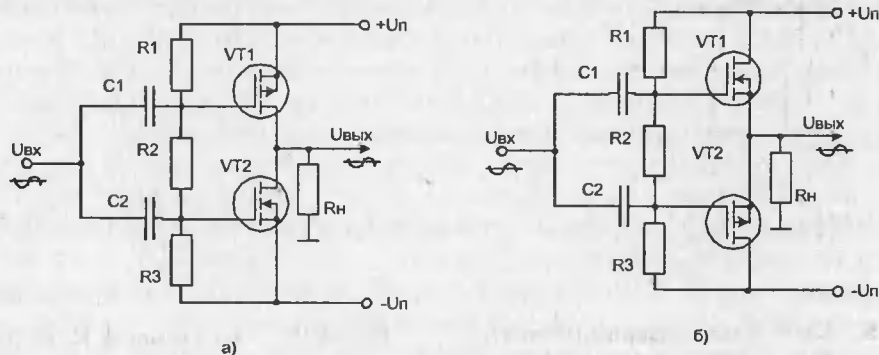


Рис. 8.21. Каскады усиления мощности с комплементарными мощными МДП-транзисторами, включенными по схеме с общим истоком (а) и общим стоком (б)

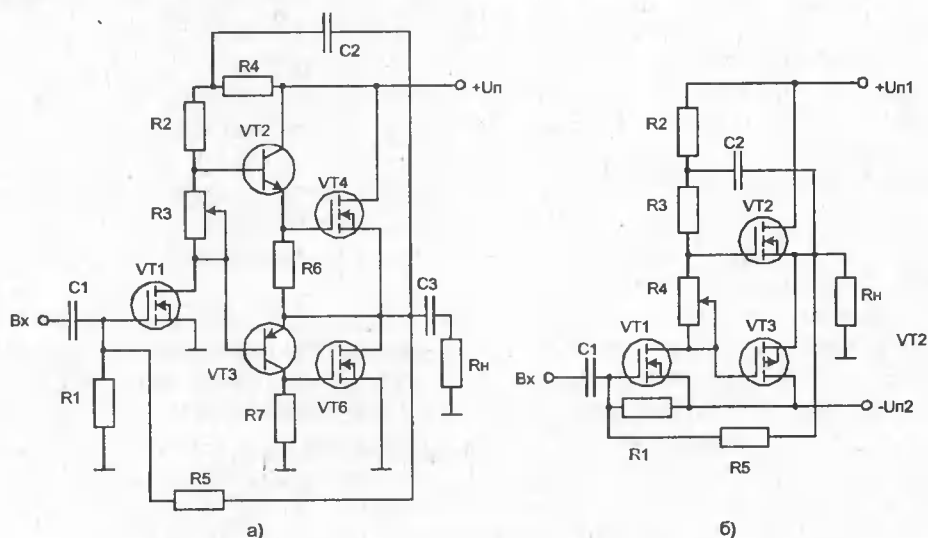


Рис. 8.22. Усилители мощности с предоконечным каскадом на мощном МДП-транзисторе и с квазикомплементарными (а) и комплементарными (б) транзисторами в оконечном каскаде

главным образом предоконечным каскадом (их несложно рассчитать описанным выше методом пяти ординат). При этом предоконечный каскад должен обеспечить предельно большую двойную амплитуду напряжения на выходе. Применение ПТ с высоколинейной передаточной характеристикой резко облегчает решение этой задачи.

На рис. 8.22 представлены типовые схемы мощных каскадов с предоконечным усилителем на мощном МДП-транзисторе.

В усилителе рис. 8.22, а оконечный каскад построен по схеме рис. 8.19. Применение предоконечного каскада на ПТ делает схему завершенной. В схеме рис. 8.22, б предоконечный каскад возбуждает усилитель мощности на комплементарных транзисторах. В каскадах рис. 8.22 использован принцип «вольтодобавки». При нем на часть стокового резистора предоконечного каскада подается (через $C2$) выходное напряжение. Это позволяет увеличить напряжение на выходе предоконечного каскада и сделать двойную амплитуду его выходного напряжения даже большей, чем напряжение питания $U_{п}$. В результате оконечный каскад раскачивается полностью.

8.4. Бестрансформаторные усилители мощности класса В (AB)

Описанные выше типовые схемы оконечных каскадов усилителей мощности являются основой для построения полных схем таких устройств. Они, как правило, содержат предоконечный каскад (или каскады), цепи стабилизации исходной рабочей точки оконечного каскада, линеаризирующие цепи и цепи отрицательной обратной связи по напряжению.

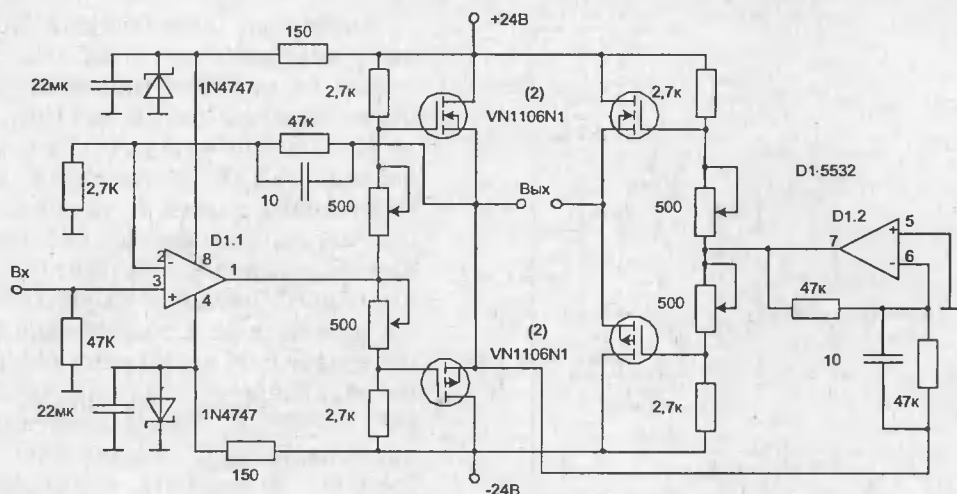


Рис. 8.23. Усилитель мощности низкой частоты до 125 Вт

Возможности серийных мощных ПТ позволяют строить высококачественные бестрансформаторные усилители мощности с $P_{\text{НМ}}$ до десятков — сотен ватт и K_T до долей процента. Эксперты по звуковоспроизведению отмечают, что такие усилители на мощных ПТ звучат «мягче», чем усилители на биполярных транзисторах, лучше передают сигналы, соответствующие ударным звукам, быстрее выходят из режима перегрузки. Ниже рассмотрен ряд конкретных новых схем усилителей мощности для высококачественного звуковоспроизведения и приводится ряд интересных и новых технических решений в практике построения подобных усилителей.

Мостовой усилитель мощности низкой частоты с мощностью до 125 Вт представлен на рис. 8.23 [196]. Основные достоинства этой схемы — простота и малые габариты.

Сдвоенный операционный усилитель в режиме инвертирующего усилителя обеспечивает усиление 25 дБ и размах выходного сигнала 19 В между выводами 1 — 7 при полосе частот 100 кГц (для большого сигнала). Мостовой выходной каскад на ДМОП-транзисторах с каналами п- и р-типов обеспечивает ток более 7 А на нагрузке 4 Ом. Максимальная мощность, рассеиваемая транзистором, равна 40 Вт, что позволяет использовать корпуса типа ТО-3. Этот усилитель обеспечивает перегрузочные характеристики как у лампового усилителя при малом коэффициенте нелинейных искажений. Кроме того, это устройство хорошо работает на постоянном и переменном токе, а также в схемах с трансформаторной связью.

К сожалению, у мостового каскада есть серьезные недостатки. Вдвое (с двух до четырех) возрастает число мощных транзисторов на выходе. Нагрузка не заземлена. Приходится использовать два канала отрицательной обратной связи. По этим причинам мостовые усилители применяются редко — в основном, когда все возможности увеличения мощности на заданной нагрузке исчерпаны.

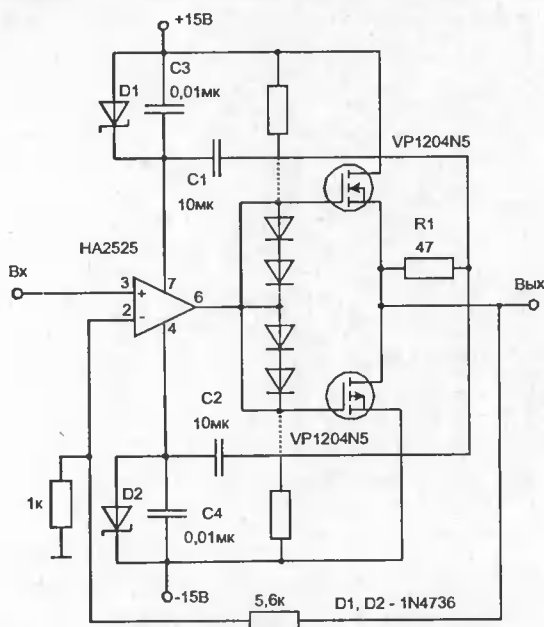


Рис. 8.24. Двухтактный усилитель мощности

высокую надежность при комплексных нагрузках. Схема используется в передвижных аудиосистемах и портативных радиоприемниках средней мощности.

8.5. Усилители для высококачественного звуковоспроизведения класса Hi-Fi

Отмеченные выше достоинства мощных полевых транзисторов открывают обширные возможности их применения в усилителях для высококачественного звуковоспроизведения класса Hi-Fi и даже Hi End. Ниже описаны особенности схемотехники таких усилителей.

В усилителе, приведенном на рис. 8.25, применен высококачественный выходной каскад — трехступенчатый повторитель с квазикомплементарными биполярными транзисторами. «Изюминкой» схемы является предоконечный каскад, который построен на мощном ПТ VT1 КП902А с транзисторной схемой стабилизации тока покоя выходного каскада (транзистор VT2 располагается на радиаторе, охлаждающем оконечные транзисторы). Оконечный каскад работает в классе АВ с током покоя около 100 мА, что полностью устраняет искажения типа «ступеньки».

Поскольку выходной каскад этого усилителя — мощный повторитель, то нелинейные искажения усилителя определяются в первую очередь предоконечным каскадом, который должен создавать большое напряжение возбужде-

Типичный двухтактный усилитель переменного тока, построенный на полевых транзисторах, представлен на рис. 8.24 [196].

Полный размах выходного колебания 15 В достигается без усложнения схемы и ухудшения неустойчивости благодаря питанию операционного усилителя от выходного сигнала. Диоды D1, D2 ограничивают возможный 30-вольтный сигнал, исключая превышение допустимых параметров ОУ HA2525. Высококачественные характеристики, зависящие от тока ОУ и скорости нарастания его выходного напряжения, улучшены дополнительными цепями «вольтодобавки». Нижняя частота ограничена зарядом в конденсаторах C1 и C2. ДМОП-транзисторы обеспечивают простоту управления каскада и более

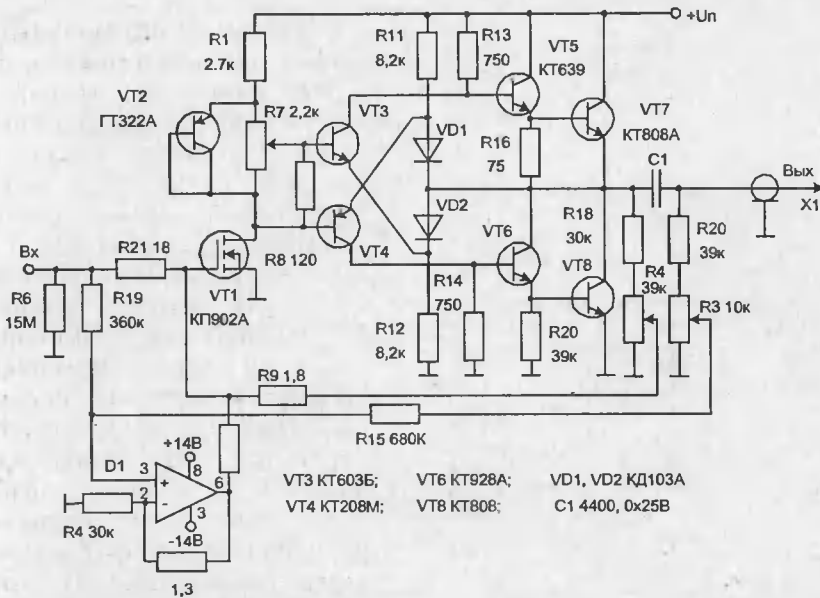


Рис. 8.25. Усилитель мощности с предоконечным каскадом на мощном полевом транзисторе и балансной ООС

ния для оконечного каскада. Именно это учтено при его построении на мощном полевом транзисторе.

Еще одна очень интересная особенность этого усилителя — использование балансной отрицательной обратной связи, известной еще в 1937 г. [163], но до сих пор незаслуженно редко применяемой. Для осуществления балансной связи используют интегральный операционный усилитель с глубокой локальной отрицательной обратной связью, снижающей его усиление до 40 раз и практически устраняющей его собственные нелинейные искажения. На вход операционного усилителя подаются сигналы со входа основного усилителя и его выхода. Нормально (регулировка R3) эти сигналы взаимно нейтрализуются. Поэтому если основной усилитель не вносит искажений, то никакой общей отрицательной обратной связи нет. Но как только в спектре выходного сигнала появляются любые составляющие (гармоники, шум, фон и т. д.), они уже не компенсируются входным сигналом и ослабляются в 40 раз возникшей отрицательной обратной связью.

Итак, усилитель реализует новую концепцию высококачественных усилителей — никаких отрицательных обратных связей, если усилитель усиливает без искажений. Такой подход резко снижает специфические и малоисследованные динамические искажения, возникающие при передаче ударных звуков. Еще одно важное достоинство — не снижается усиление основного усилителя, меньше вероятность перегрузки предоконечного каскада. Обеспечивается и прекрасное демпфирование громкоговорителей. Если диффузор динамика испытывает паразитные колебания (например, после ударного звука), то эти колебания порождают на катушке динамика электрические сигнала

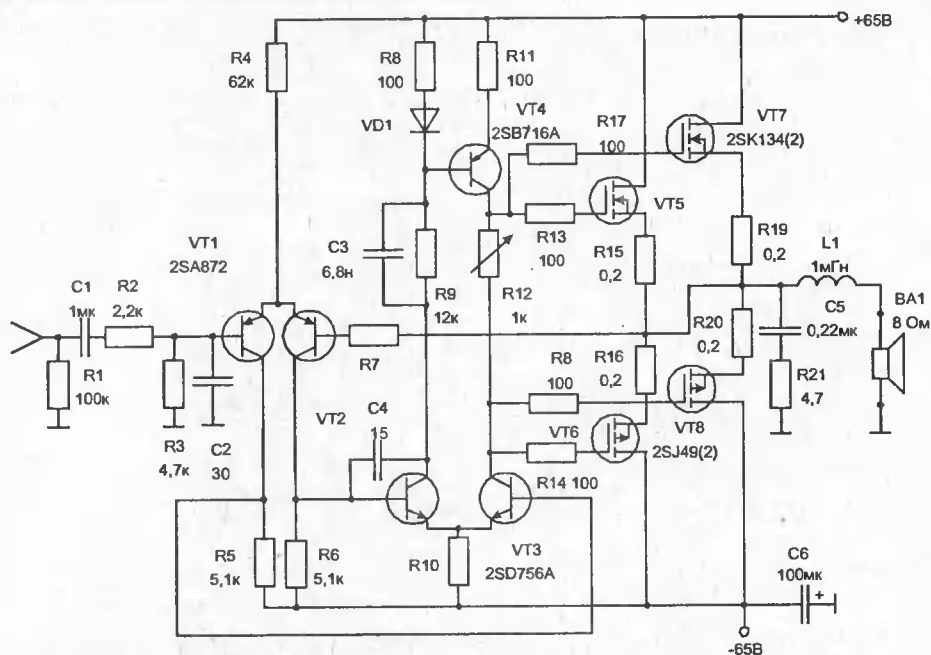


Рис. 8.26. Принципиальная схема Hi-Fi усилителя с комплементарными мощными МДП-транзисторами на выходе

лы, которые выделяются балансной отрицательной обратной связью и резко ею ослабляются.

Усилитель на рис. 8.25 при $P_{\text{нм}} = 50$ Вт имеет полосу усиливаемых частот от 15 Гц до 50 кГц и $K_{\text{Г}} < 0,1\%$ (при $R_{\text{н}} = 8$ Ом и нестабилизированном $U_{\text{п}} = 48$ В). Отношение сигнал-шум более 90 дБ. Хотя эти показатели далеко не являются рекордными, указанные особенности усилителя позволяют рекомендовать его для систем Hi-Fi воспроизведения звука.

Разумеется по мере выпуска все новых и новых типов мощных полевых транзисторов появились возможности их применения и в оконечных каскадах усилителей мощности. Так, на рис. 8.26 представлена типичная схема Hi-Fi усилителя фирмы Hitachi (Япония) с комплементарными мощными МДП-транзисторами на выходе.

Предоконечный и выходной каскады построены по хорошо себя зарекомендовавшей схеме дифференциального усилителя на биполярных транзисторах. При $U_{\text{п}} = \pm 65$ В и $P_{\text{н}} = 80$ Вт усилитель имеет $P_{\text{нм}} = 100$ Вт и $K_{\text{Г}} < 1\%$. Резисторы 100 Ом в цепи затворов предотвращают самовозбуждение на высоких частотах (некоторые фирмы рекомендуют с той же целью одевать на провода, идущие к затворам, миниатюрные ферритовые кольца).

Еще одна схема Hi-Fi усилителя мощности показана на рис. 8.27. Выходной каскад построен на параллельно включенных п-канальных ВМДП-транзисторах VMP12 и работает в классе АВ. Предоконечный каскад обеспечивает идентичные условия возбуждения мощных оконечных транзисторов. Даже при ра-

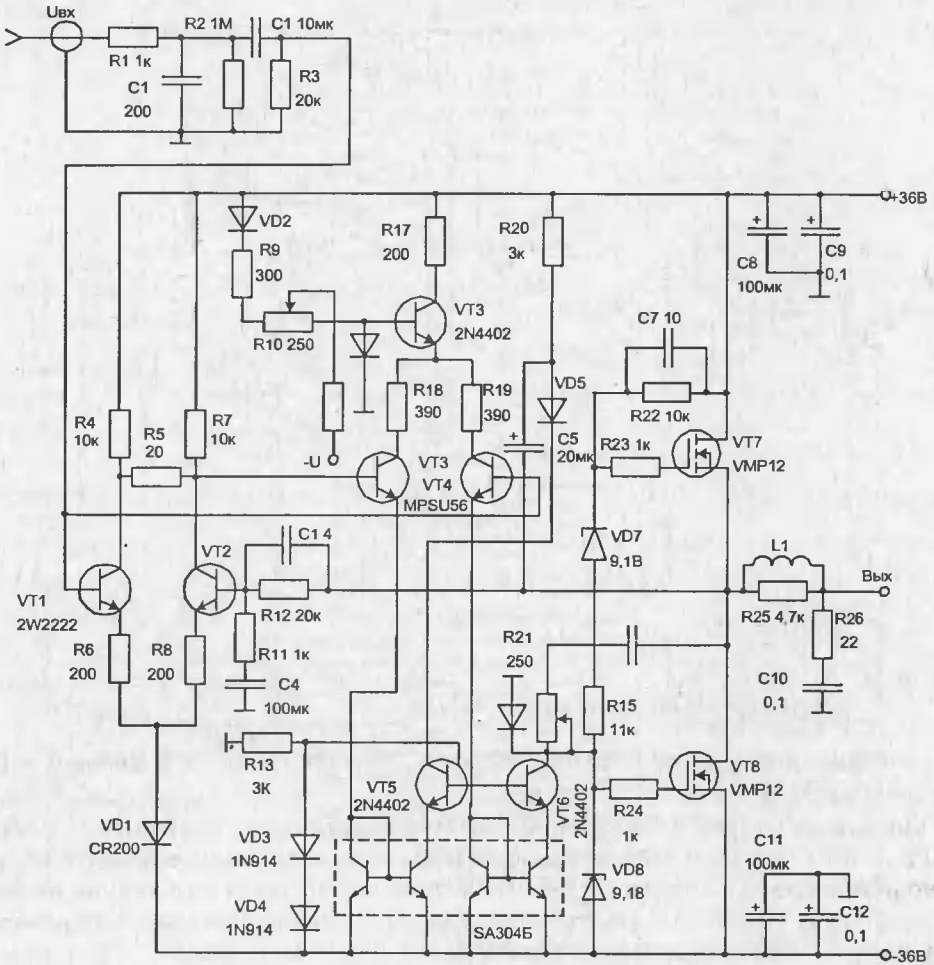


Рис. 8.27. Схема Hi-Fi усилителя с параллельно включенными (по три в каждом плече) ВМДП-транзисторами

зomкнутой цепи отрицательной обратной связи усилитель при $P_{\text{нм}} = 40$ Вт обеспечивает малый коэффициент $K_{\Gamma} \approx 0,4\%$ при полосе пропускания частот от 0 до 400 кГц. Неглубокая общая ООС (глубина 22 дБ) снижает K_{Γ} до 0,04% и расширяет полосу до 4 МГц. Это резко снижает динамические и интермодуляционные искажения.

Подобная схема на мощных ВМДП-транзисторах 2N84GA [26] обеспечивает выходную мощность до 80 Вт при практически полном отсутствии интермодуляционных искажений. Скорость нарастания выходного напряжения достигает 100 В/мкс, что в 2...5 раз лучше, чем в схемах усилителей мощности на биполярных транзисторах.

Еще более высокие технические характеристики имеет УМ, описанный в [164]. Его полная схема приведена на рис. 8.28.

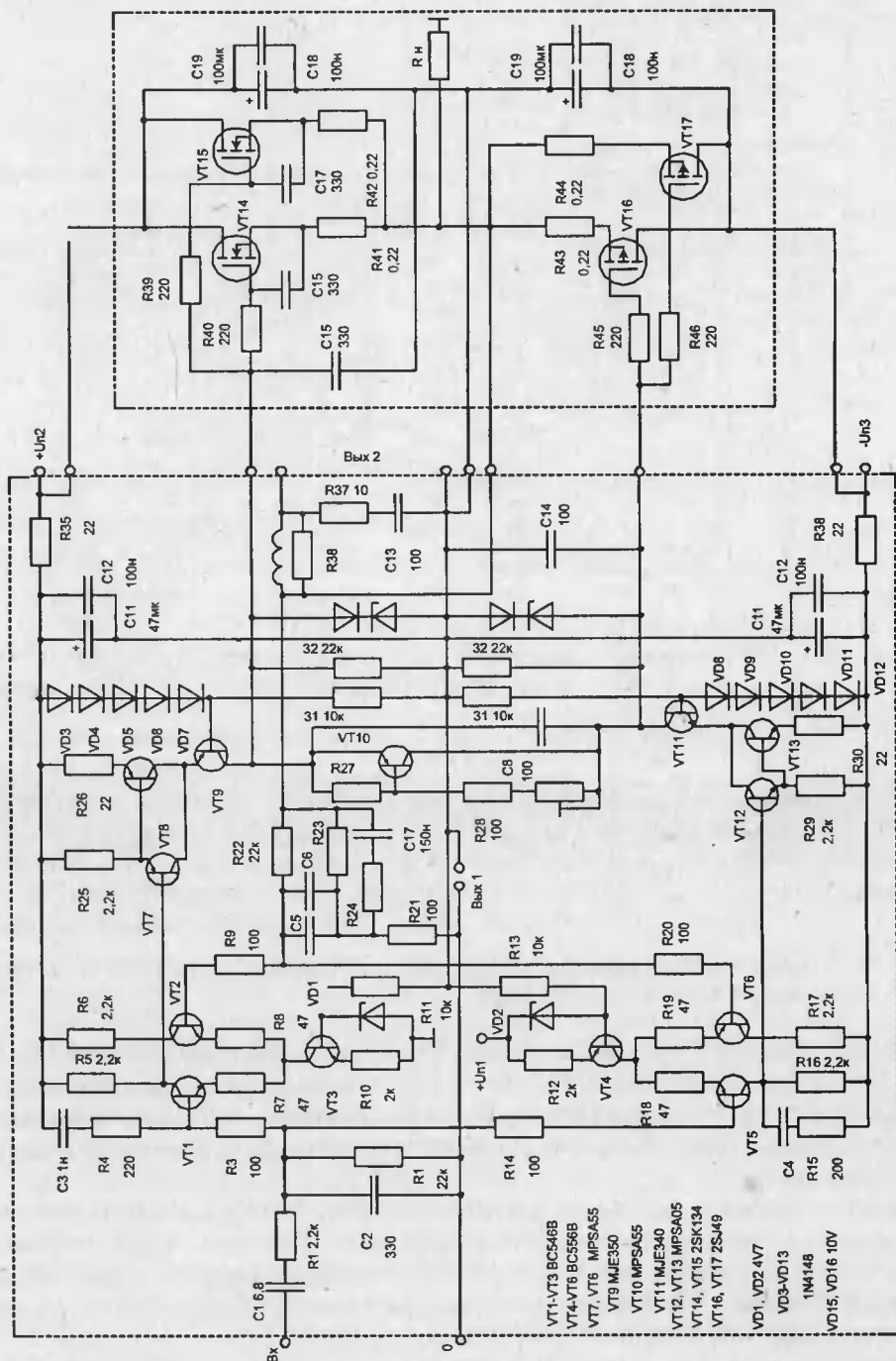


Рис. 8.28. Схема одного канала Hi-Fi стереофонического усилителя

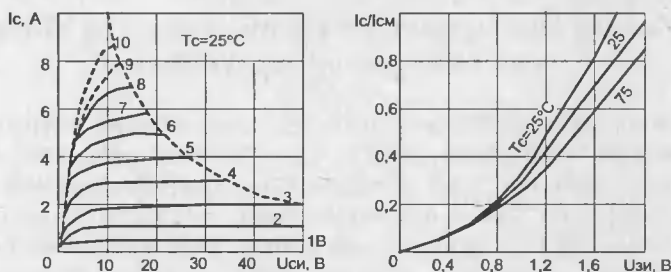


Рис. 8.29. Семейство выходных (а) и передаточных (б) характеристик транзистора 2SK134

Оконечный каскад выполнен на комплементарных мощных МДП-транзисторах с почти идентичными характеристиками, разработанных специально для таких применений фирмой Hitachi (Япония) (рис. 8.29).

В схеме мощного повторителя такие транзисторы намного превосходят биполярные по частотным свойствам (см. сравнение на рис. 8.30).

Усилитель (каждого из двух каналов) состоит из оконечного каскада и предварительного усилителя (они обведены штриховыми линиями). Наиболее интересной является схема предварительного усилителя. Она построена по принципу горизонтальной и вертикальной симметрии, что обеспечивает идентичные условия возбуждения обоих плеч выходного каскада. Входной каскад — дифференциальный.

Усилитель обеспечивает усиление 26 дБ и $P_{\text{вых}} = 120$ Вт при $R_n = 8$ Ом и 150 Вт при $R_n = 4$ Ом. Коэффициент нелинейных искажений (при $P_n = 120$ Вт) не более 0,002% на частоте 1 кГц и 0,0065% на частоте 10 кГц. Скорость нарастания выходного напряжения (при отключенном входном фильтре) не менее 60 В/мкс, время нарастания 1,3 мкс (при отключенном фильтре). В [164] приведены данные о конструкции усилителя, включая разводку печатных плат.

Многие зарубежные фирмы, например Panasonic, Technics и Sony, давно выпускают усилители мощности звуковых частот с оконечными каскадами на мощных полевых транзисторах. Чаще всего это элитные модели, но есть и модели сравнительно дешевых усилителей. Например, уже много лет выпускается сравнительно дешевые стереофонические усилители Technics SU A-600 и старших групп, использующие работу в так называемом классе CMOS Class AA, в котором выполняется автоматическая подстройка точки покоя выходных каскадов на мощных МДП-транзисторах в зависимости от выходной мощности при сохранении их работы в классе А. Выходные усилители мощности этих усилителей выполнены в виде силовых интегральных микросхем, расположенных на радиаторах, служащих для отвода тепла.

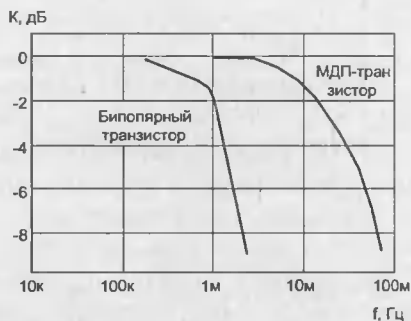


Рис. 8.30. Сравнение АЧХ мощного повторителя на биполярных и МДП-транзисторах

8.6. Усилители мощности на полевых транзисторах со статической индукцией

Новые возможности в построении Hi-Fi усилителей открывают мощные ПТ со статической индукцией (СИТ). Эти приборы являются находкой для тех конструкторов аппаратуры, которые страдают ностальгией по ламповым усилителям мощности. Как и ламповые триоды, СИТ (отечественные приборы КП801, КП802 и КП803) имеют триодные ВАХ и поэтому без какой-либо ООС обеспечивают получение малого выходного сопротивления ($R_{\text{вых}} \approx 1/S_0$ и для современных приборов составляет доли ома).

Квадратичная передаточная характеристика таких транзисторов ведет к почти полному исчезновению четных гармоник, а применение двухтактных схем обеспечивает подавление нечетных гармоник в рабочем диапазоне токов (разумеется, до наступления перегрузок). При этом K_r оказывается очень малым даже в отсутствие внешних отрицательных обратных связей. Происходит и присущий ламповым схемам быстрый спад амплитуды высших гармоник (как известно, у биполярных транзисторов из-за экспоненциальной входной характеристики выше гармоники выражены резко).

Указанные обстоятельства привели к широкому применению СИТ в зарубежных Hi-Fi усилителях мощности (сейчас они внедряются и в отечественные усилители). На рис. 8.31 показана схема усилителя мощности фирмы Nippon Electric с $P_{\text{нм}} = 50$ Вт, выполненного полностью на ПТ [29]. В оконечном и предоконечном каскадах используются специально разработанные согласованные пары комплементарных СИТ. В дополнение к указанным достоинствам отмечается прекрасная температурная стабильность схемы, достигаемая без каких-либо специальных мер термостабилизации.

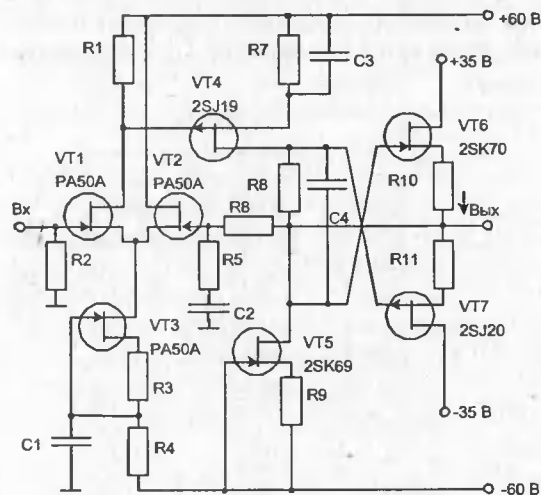


Рис. 8.31. Схема усилителя мощности с приборами СИТ на выходе

Для особо изысканных любителей Hi-Fi аппаратуры были созданы стереофонические усилители с выходными одноктактными каскадами, работающими в классе А. На рис. 8.32 показана схема одного канала такого усилителя [29] с выходной мощностью 30 Вт (и потребляемой около 160 Вт).

Оконечный каскад выполнен на СИТ VT6 с динамической нагрузкой VT7. Такой каскад обеспечивает теоретический КПД не более 25%, причем на практике он еще ниже. Предоконечный и входной каскады выполнены по дифференциальным схемам также на ПТ. На рис. 8.33 даны зависимости K (дБ) от частоты f и K_r от $U_{\text{вых}}$.

8.7. Усилители мощности с импульсным регулированием класса D

Помимо рассмотренных выше Hi-Fi усилителей имеется множество областей применения, где нужны менее качественные усилители, но с предельно высоким КПД. Достаточно отметить усилители для мегафонов, трансляции справок, системы сигнализации, объявления тревоги и т. д.

Наиболее высокий КПД обеспечивают усилители, активные приборы которых работают в ключевом режиме (класс D). Их теоретический КПД может достигать 100%. Для управления током в нагрузке обычно применяется широтно-импульсная модуляция ШИМ (рис. 8.34).

Под управлением модуляторов ШИМ происходит поочередное переключение ключей K1 и K2 с частотой, заметно превышающей максимальную частоту синусоидального входного сигнала (рис. 8.35). Получаемые с выхода ключей прямоугольные импульсы с переменной скважностью преобразуются в синусоидальный сигнал LC-фильтром.

Если пренебречь динамическими потерями, то КПД в классе D $\eta = R_n / (R_n + r_k)$, где r_k — сопротивление ключа в открытом состоянии. При $r_k \rightarrow 0$ КПД стремится к 100%. Для мощных МДП-транзисторов $r_k = R_{си\text{ вкл}} \approx 1/S_0$ и реальные значения КПД = 0,9—0,98.

Если f_n — частота низкочастотного сигнала, а f_m — частота модуляции, то спектр ШИМ содержит гармоники $m f_n \pm n f_m$; $m f_m \pm n f_n$, где m и n — целые числа. Отсюда видно, что желательно применение как можно более высокочастотной модуляции. Считается приемлемым иметь $f_m \approx 10 f_n$. Например, если $f_n = 20$ кГц, то частота модуляции должна быть не менее 200 кГц. Уже одно это обстоятельство делает перспективным применение в качестве ключей мощных МДП-транзисторов.

На рис. 8.36 представлена несколько упрощенная схема усилителя мощности класса D, обеспечивающего в нагрузке $P_{нм} = 100$ Вт. На выходе усилителя установлен сложный фильтр с LRC-цепями, ослабляющими эффект возрастания полного сопротивления громкоговорителя на частоте механического резонанса диффузора.

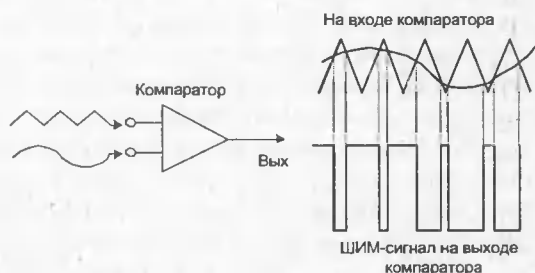
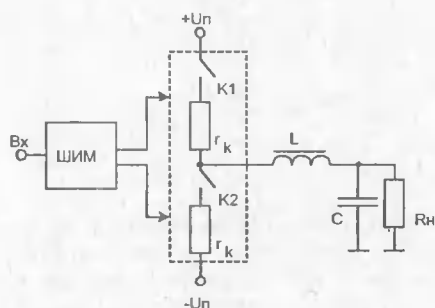


Рис. 8.34. Структурная схема усилителя класса D с ШИМ

Рис. 8.35. Временные диаграммы работы ШИМ

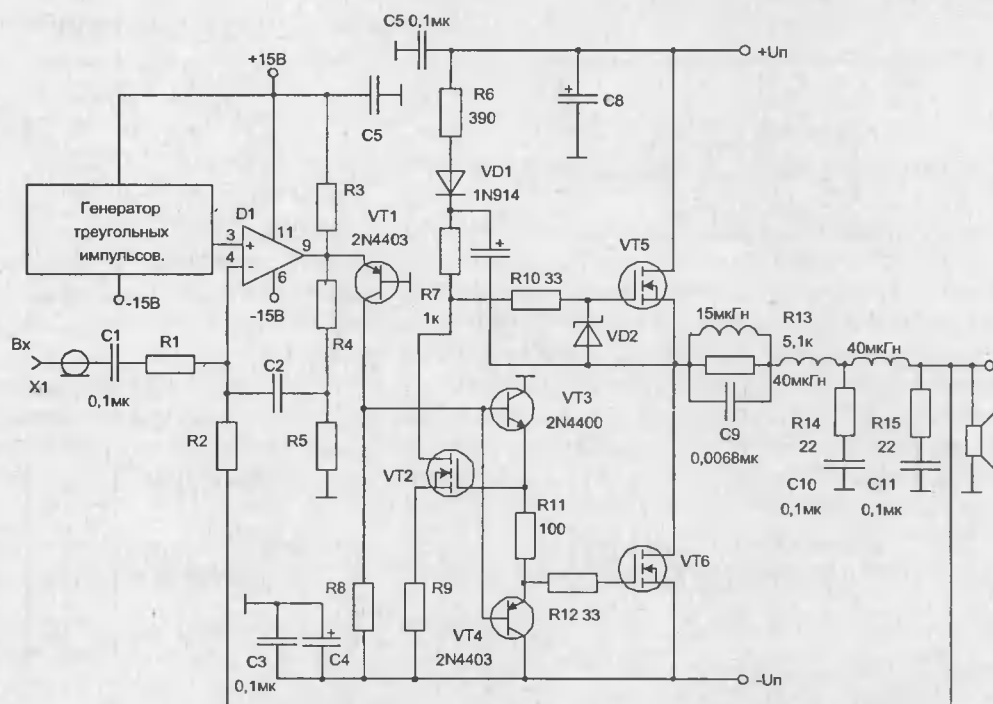


Рис. 8.36. Схема усилителя класса D с выходной мощностью 100 Вт

Эта схема содержит устройство ШИМ на основе хорошо известного генератора треугольных импульсов и интегрального компаратора на микросхеме 306. Прямоугольные импульсы с выхода компаратора усиливаются транзистором VT1 и подаются на вход обычного полумостового каскада. Специфика его работы заключается только в том, что он используется в ключевом режиме. В связи с этим нагрузка (динамический громкоговоритель) подключается к выходу каскада через достаточно сложный интегрирующий фильтр.

Принципиальная схема 60-ваттного усилителя класса D приведена на рис. 8.37. Для питания этого усилителя требуется двухполярный источник питания на 51 В. К этому источнику подключена пара стабилитронов D5 и D6, напряжения на которых дополнительно фильтруются конденсаторами C12 и обеспечивает напряжение 12 В для низковольтной части схемы. Основная мощность источника питания 51 В идет на высоковольтную часть схемы — собственно усилитель мощности. Сигналы правого и левого каналов подаются на усилитель через входные разъемы (соответственно J1 и J2).

Два операционных усилителя из микросхемы TL074, обозначенные DA1.1 и DA1.2, генерируют треугольный опорный сигнал с двойной амплитудой 4 В и частотой 50 кГц. С выхода этого генератора опорный сигнал подается на потенциометр R19, позволяющий использовать усилитель с входными сигналами, максимальный размах которых может быть в пределах от 1 до 4 В двойной амплитуды. Два других операционных усилителя этой микросхемы работают в режиме ком-

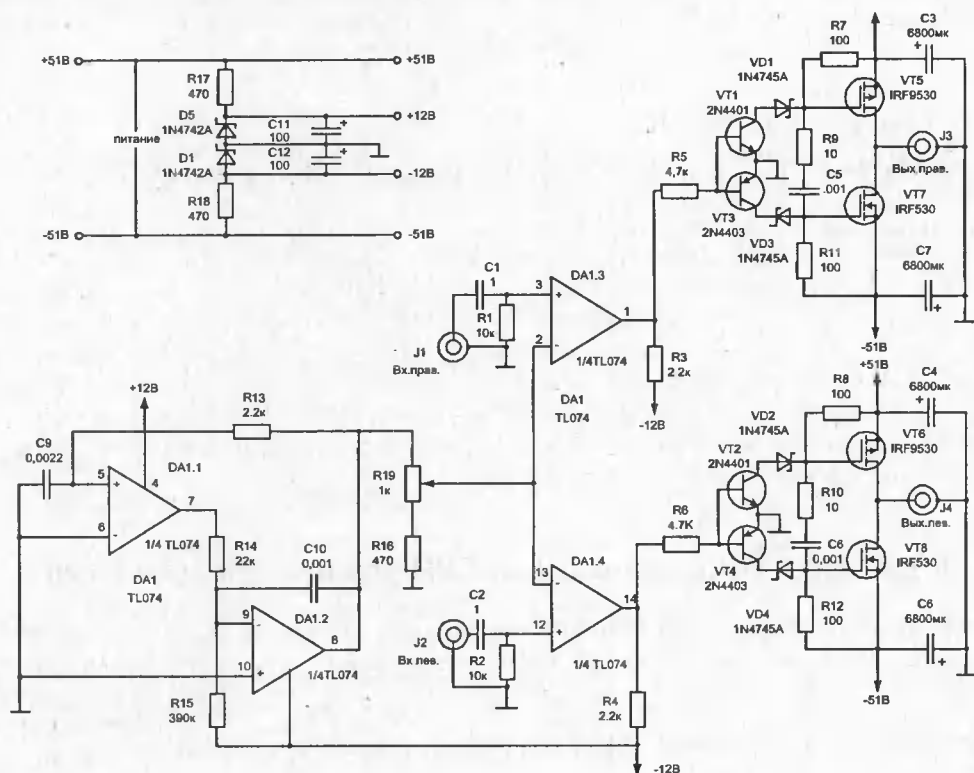


Рис. 8.37. 60-ваттный усилитель мощности

паратора: на их выходах получаются сигналы с широтно-импульсной модуляцией, которые и поступают на входы левого и правого каналов усилителя.

В правом канале усилителя напряжение сигнала с выхода компаратора (через токоограничивающий резистор R5) поступает на схему сдвига уровня, собранную на биполярных транзисторах. Схема сдвига уровня имеет положительное и отрицательное плечо. Транзистор VT1, диод VD1 и резистор R7 образуют положительное плечо, а транзистор VT3, диод VD3 и резистор R11 — отрицательное плечо. Оба плеча соединены с общим проводом через эмиттеры, причем потенциал общего провода является для схемы опорным. Такая схема сдвига уровня позволяет получить напряжение 17 В на цепи, образованной транзисторами VT1, VT3, стабилитронами VD1, VD3. Достаточно большой ток, текущий в этой цепи, позволяет быстро перезаряжать емкости затворов полевых транзисторов.

Резистор R3 предназначен для удержания среднего значения напряжения выходного сигнала около потенциала средней точки источника питания. Без этого резистора среднее значение выходного сигнала прямоугольной формы стремится к некоторому отрицательному потенциалу.

На выход усилителя можно подключать широкополосные громкоговорители или колонки мощностью до 60 Вт, которые демодулируют широтно-импульсный сигнал и формируют усиленные звуковые колебания.

9. ВЧ- и СВЧ-усилители мощности и генераторы

В наши дни трудно переоценить роль связи и телекоммуникаций. В этих областях радиоэлектроники самое широкое применение находят ВЧ- и СВЧ-усилители мощности и генераторы. Они используются для построения усилительных каскадов радиопередатчиков и СВЧ технологического оборудования (например для закалки изделий). В этой главе описаны новые возможности, которые открываются при построении таких устройств на полевых транзисторах — разумеется, прежде всего мощных. В частности, это возможность построения широкополосных (неперестраиваемых) усилителей мощности и улучшение спектрального состава сигналов.

9.1. Общие сведения о ВЧ- и СВЧ-усилителях мощности

Усилители мощности ВЧ- и СВЧ-колебаний — устройства, предназначенные для усиления по мощности синусоидальных сигналов высоких (до 300 МГц) и сверхвысоких (выше 300 МГц) частот. Они широко применяются в качестве оконечных каскадов радиопередатчиков (рис. 9.1), в промышленных технологических установках (например в печах СВЧ-нагрева) и т. д.

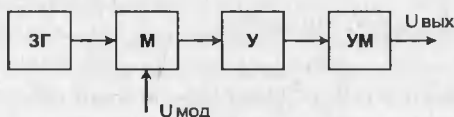


Рис. 9.1. Типовая функциональная схема радиопередатчика с выходным усилителем на мощных МДП-транзисторах, где: ЗГ — задающий генератор; М — модулятор; У — усилитель; УМ — усилитель мощности

Усилители мощности могут быть узкополосными (обычно резонансными) и широкополосными. Узкополосными усилителями называют усилители, полоса усиливаемых частот которых $2\Delta f \ll f_0$, где f_0 — средняя частота диапазона усиливаемых частот. Широкополосные усилители обычно имеют $2\Delta f > f_0$. Граница в 300 МГц между ВЧ- и СВЧ-диапазонами для УМ на мощных ПТ условна. Правильней говорить об СВЧ-области частот, в которой нельзя пренебрегать частотной зависимостью параметров мощных ПТ.

Усилитель мощности можно рассматривать как четырехполюсник (рис. 9.2) и характеризовать системой Y-, Z-, H- или G-параметров. Для



Рис. 9.2. Обобщенная схема усилителя мощности на активном четырехполюснике

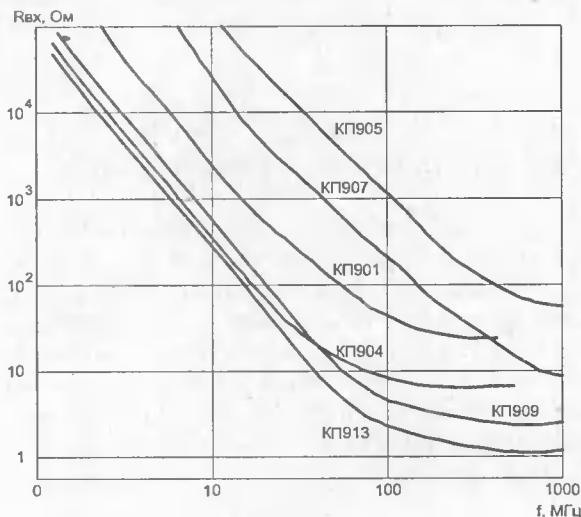


Рис. 9.3. Частотные зависимости активных составляющих входных сопротивлений мощных МДП-транзисторов

ент усиления по мощности. Кроме того, значение $R_{вх}$ определяет целесообразный способ возбуждения УМ. На рис. 9.3 представлены зависимости $R_{вх}(f)$ для ряда мощных отечественных МДП-транзисторов.

Видно, что $R_{вх}$ для всех приборов резко падает с ростом частоты f , достигая при f в сотни мегагерц очень малых значений (единицы — десятки Ом). Когда $R_{вх}$ велико — десятки Ом и выше (частоты до десятков МГц), для возбуждения каскадов можно использовать параллельный LC-контур. При малых $R_{вх}$ для возбуждения каскадов применяется последовательный колебательный контур и режим источника тока.

Пусть W_{11} , W_{22} и W_{21} — входной, выходной и передаточный иммитансы четырехполюсника, а W_{12} — иммитанс обратной связи. Пусть далее $W_{Г}$ и $W_{Н}$ — иммитансы генератора входного гармонического сигнала и нагрузки. Тогда из общей теории четырехполюсника можно найти основные параметры усилителя, это входной иммитанс

$$W_{вх} = W_{11} - W_{21} W_{12} / (W_{22} + W_{Н}),$$

выходной иммитанс

$$W_{вых} = W_{22} - W_{21} W_{12} / (W_{11} + W_{Г}),$$

коэффициент усиления по мощности рабочий

$$K_P = P_{вых} / P_{вх} = |W_{21}|^2 \operatorname{Re} W_{Н} / |W_{22} + W_{Н}|^2 \operatorname{Re} W_{вх},$$

коэффициент усиления по мощности номинальный

$$K_{PH} = P_{вых} / P_{Г} = 4 |W_{21}|^2 \operatorname{Re} W_{Г} \operatorname{Re} W_{Н} / |(W_{11} + W_{Г})(W_{22} + W_{Г}) - W_{21} W_{12}|^2.$$

Параметр K_P характеризует отношение $P_{вых}$ к мощности потерь во входной цепи $P_{вх}$, а K_{PH} к мощности, отдаваемой источником входного сигнала $P_{Г}$.

детального описания четырехполюсника используются эквивалентные схемы мощных ПТ. Однако чаще четырехполюсник рассматривается как «черный ящик», параметры которого (входной, выходной, передаточный иммитанс, крутизна и т. д.) определяются экспериментально. Под иммитансом понимается полное комплексное сопротивление или проводимость.

С изменением частоты обычно сильно меняется входной иммитанс мощных ПТ $W_{вх} = R_{вх} + jX_{вх}$. Реактивная составляющая его может изменять настройку резонансных контуров в УМ. А активная составляющая ($R_{вх}$) обуславливает потери во входной цепи, т. е. влияет на коэффици-

9.2. Особенности работы резонансных усилителей мощности

Резонансные УМ используют колебательные контуры, причем реактивные составляющие иммитансов мощных ПТ входят в состав реактивностей контуров. Это обеспечивает их эффективную компенсацию. Такие усилители обеспечивают получение малых амплитуд высших гармоник выходного сигнала, которые отсеиваются высокодобротным контуром, что облегчает применение нелинейных режимов работы (классы АВ, В и С) с повышенными энергетическими показателями. Основные недостатки резонансных УМ: необходимость перестройки контуров при изменении рабочей частоты усилителя, большие габариты элементов (особенно переменных и подстроечных конденсаторов и катушек переменной индуктивности — вариометров).

Колебательный контур в выходной цепи даже при несинусоидальном токе стока мощного транзистора порождает гармоничность напряжения на стоке. Если его амплитуда мала, то импульс тока стока имеет форму обрзанной косинусоиды. Это соответствует недонапряженному режиму работы УМ (рис. 9.4, а).

В перенапряженном режиме амплитуда сигнала на стоке настолько велика, что рабочая точка попадает на крутые области ВАХ и временная зависимость тока стока приобретает характерный провал (рис. 9.4, б). Граница между этими режимами соответствует критическому режиму.

В УМ часто применяют нейтрализацию, т. е. компенсацию ОС через проходную ёмкость ПТ с помощью внешних ОС. Это содействует устойчивости каскада, т. е. отсутствию самовозбуждения и нестабильности настройки во всей полосе усиливаемых частот. Преимущества ПТ в УМ по сравнению с биполярными транзисторами заключается в меньших искажениях гармоничности выходного сигнала (меньшем числе высших гармоник, побочных частот и др.), более стабильной работе и более высоких энергетических показателях. Мощные арсенид-галлиевые ПТГШ обеспечивают получение мощностей доли — единицы ватт на частотах до 10—20 ГГц.

В основном мощные ПТ применяются в генераторах с внешним возбуждением (т. е. в УМ). Но на них могут строиться и LC автогенераторы. Их энергетические параметры примерно соответствуют указанным для усилителей мощности (т. е. мощности достигают сотен ватт в ВЧ-диапазоне). В последнее время резонансные усилители мощности (инверторы) и LC-генераторы стали применяться и в бестрансформаторных источниках электропитания [95—99]. Как уже отмечалось, это позволяет повысить частоту преобразования до сотен килогерц — десятков мегагерц и значительно снизить массо-габаритные показатели источников питания.

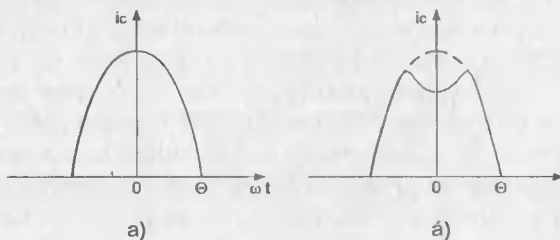


Рис. 9.4. Формы импульсов тока стока в недонапряженном (а) и перенапряженном (б) режимах работы УМ, где Θ — угол отсечки

9.3. Резонансные усилители мощности с параллельным контуром на выходе

На рис. 9.5 упрощенно представлены три наиболее распространенные схемы резонансных УМ с параллельным контуром на выходе. Они отличаются видом связи с нагрузкой. В схеме рис. 2, б включение контура дано условно.

Предполагается, что все они возбуждаются гармоническим сигналом, так что напряжение на затворе $u_{зи}(\omega t) = U_3 + U_{3M} \cos \omega t$, где $\omega = 2\pi f$ — круговая частота; U_{3M} — амплитуда косинусоиды; U_3 — напряжение смещения на затворе, задающее класс работы усилителя.

Контур в выходной цепи обычно настроен в резонанс с входной частотой. Резонансная частота контура $f_0 = 1/2\pi\sqrt{LC}$, где C — общая емкость контура. Для возбуждения каскада на входе также обычно устанавливается LC-контур, но на схемах рис. 9.5 он не показан. Если $f_0 = nf$, где $n = 2, 3, 4, \dots$, то УМ выполняет функции умножителя частоты.

Благодаря фильтрующим свойствам выходного LC-контура напряжение на стоке в недонапряженном режиме работы также близко к гармоническому, т. е. $u_{с1}(\omega t) = U_c - U_{сM} \cos \omega t$, а ток стока имеет форму отрезков косинусоиды с углом отсечки $\theta = \arccos((U_0 - U_3)/U_{3M})$. На рис. 9.6 показано

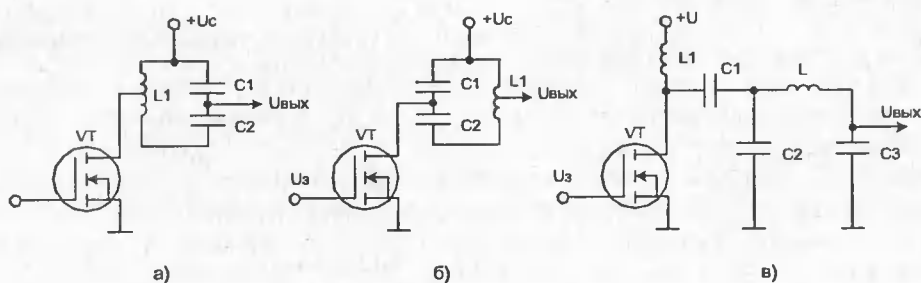


Рис. 9.5. Схемы резонансных УМ с параллельным контуром на выходе.

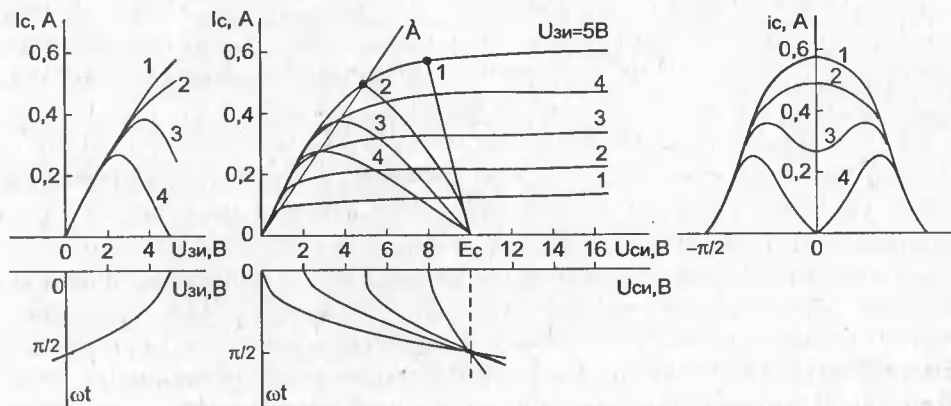


Рис. 9.6. Графическое построение формы импульсов тока стока УМ

графическое построение формы импульсов тока стока $i_c(t)$ для разных амплитуд $U_{си}$.

Кривые 1 и 2 относятся к недонапряженному и критическому режимам работы, а 3 и 4 — к перенапряженному. Из реальных построений (для транзистора КП901) можно сделать вывод, что переход из недонапряженного в критический происходит плавно. При этом форма импульсов тока стока близка к косинусоидальной (т. е. допустима их гармоническая аппроксимация, при которой можно использовать квазилинейный метод расчета усилителей).

Для мощных МДП-транзисторов, ввиду плавности перехода из пологого участка ВАХ в крутой, довольно трудно дать четкое определение критической линии ВАХ, задающей переход из недонапряженного в перенапряженный режим. Можно принять (приближенно), что такой переход имеет место, если $u(t)$ падает меньше чем до уровня $U_{зи} < U_{зи\text{ м}}$.

9.4. Анализ усилителей мощности методом Берга

При расчете энергетических показателей усилителей в недонапряженном и критическом режимах достаточно определить угол отсечки θ и амплитуду $I_{с м}$ импульсов тока стока (см рис. 9.6). Тогда относительная постоянная составляющая тока стока, амплитуды первой и высших гармоник определяются через хорошо известные коэффициенты Берга [45, 46].

$$\alpha_0 = \frac{I_{с0}}{I_{с м}} = \frac{\sin \theta - \theta \cos \theta}{\pi(1 - \cos \theta)}; \quad \alpha_1 = \frac{I_{с1}}{I_{с м}} = \frac{\theta - \sin \theta \cdot \cos \theta}{\pi(1 - \cos \theta)};$$

$$\alpha_n = \frac{I_{сn}}{I_{с м}} = \frac{2 \sin(n\theta) \cos \theta - n \cos(n\theta) \sin \theta}{\pi(n^2 - 1)(1 - \cos \theta)}.$$

Эти коэффициенты получены разложением в ряд Фурье импульсов тока стока при их гармонической аппроксимации. Амплитуда n -й гармоники $A_n = SA\gamma_n$, где $\gamma_n = a_n(1 - \cos \theta)$; A — амплитуда входного сигнала. Программы для расчета коэффициентов Берга на микрокалькуляторах и персональных компьютерах описаны в литературе, например [194, 226].

На рис. 9.7 представлены зависимости α_0 , α_1 , α_2 и α_3 от угла отсечки θ . Заметим, что угол $\theta = 180^\circ$ соответствует работе усилителя в классе А. Максимальное значение α_1 (и соответственно максимальная мощность на первой гармонике) соответствует $\theta = 120^\circ$.

Из приведенного анализа вытекает, что усилитель мощности может использоваться в качестве умножителя частоты, если $f_0 = nf$. При этом также существуют оптимальные углы отсечки, например $\theta = 60^\circ$ при удвоении частоты (максимум α_2) и $\theta = 40^\circ$ при утроении частоты (максимален α_3).

Для приблизительной оценки энергетических показателей можно воспользоваться приближенным представлением для формы импульсов тока стока

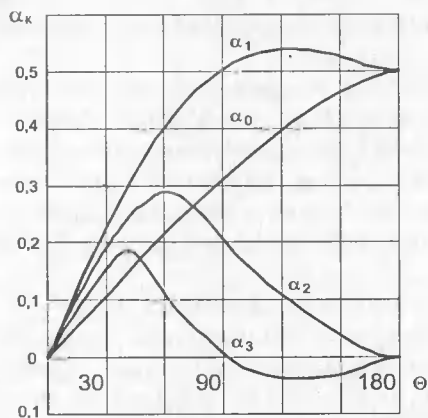


Рис. 9.7. Зависимости коэффициентов разложения косинусоидального импульса α от угла отсечки θ

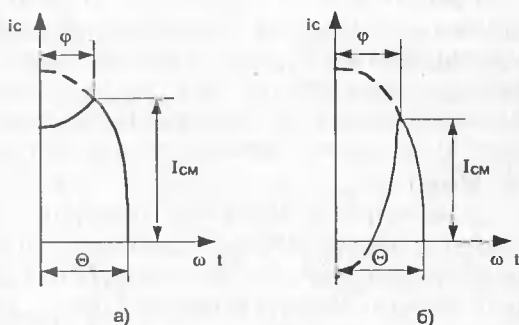


Рис. 9.8. Формы импульсов тока стока в слабоперенапряженном (а) и перенапряженном (б) режимах

(рис. 9.8, а) для напряженного и слабоперенапряженного режимов (когда еще нет заметного провала тока).

В этом случае импульс тока характеризуется нижним θ и верхним ψ углами отсечки, а коэффициенты Берга вычисляются по следующим формулам:

$$\alpha_1(\theta, \psi) = \frac{\theta - \sin(2\theta) / 2 - (\psi - \sin(2\psi)) / 2}{\pi(\cos\psi - \cos\theta)};$$

$$\alpha_n(\theta, \psi) = \frac{2(\sin n\theta - \cos\theta - n\sin\theta\cos n\theta) - (\psi \sin n\psi \cos n\psi - n\sin\psi\cos n\psi)}{\pi n(n^2 - 1)(\cos\psi - \cos\theta)}.$$

При этом амплитуды гармоник $A_n = SA\gamma_n(\theta, n)$, где $\gamma_n(\theta, n) = \alpha_n(\theta, \psi)(\cos\psi \cos\theta)$.

Для перенапряженного режима импульсы тока можно представить в виде рис. 9.8, б. В этом случае $A_n = I_{C\text{ макс}} \alpha_n(\theta, \psi) - I_{C\text{ мин}} \alpha_n(\theta, \psi)$. Поскольку расчет по этим формулам достаточно громоздок, можно воспользоваться программами, вычисляющими коэффициенты Берга с помощью микрокалькуляторов [45]. Приведенный расчет позволяет вычислять потребляемую каскадом мощность $P_{\Pi} = I_{C0}U_0$, а также выходную мощность. При полном включении контура или нагрузки $P_{\text{нм}} = A_n R_{\text{н}}^2 / 2$, при трансформаторной или автотрансформаторной связи с нагрузкой нужно использовать приведенное сопротивление нагрузки.

Класс	Угол отсечки	КПД
A	$\theta \leq 180^\circ$	$\eta \leq 0,5$
AB	$90^\circ \leq \theta \leq 180^\circ$	$0,5 < \eta < 0,78$
B	90°	$\eta = 0,78$
C	$0^\circ < \theta < 90^\circ$	$0,78 < \eta < 1$

Предельные значения КПД в зависимости от класса работы и угла отсечки представлены в таблице.

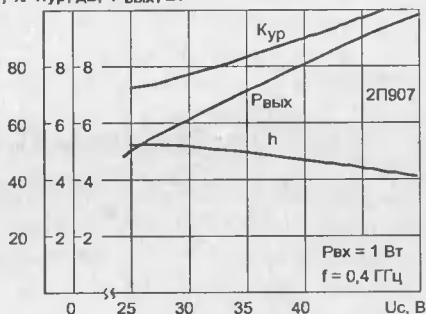
Класс А наименее отягощен высшими гармониками и используется при построении усилителей с улучшенной «монокromaticностью» выходного сигнала, например, слабо перегружаемых входных каскадов профессиональных КВ-радиоприемников. Классы АВ и В занимают промежуточное положение. Их целесообразно применять в двухтактных ВЧ и СВЧ-усилителях мощности. Такое применение облегчает нейтрализацию усилителей и резко снижает уровень четных гармоник. Однако основным для резонансных усилителей является класс С, имеющий более высокие энергетические показатели.

Предельный КПД не учитывает ряда факторов – больших остаточных напряжений транзисторов, недоиспользования их по напряжению в недонапряженном режиме, потерь в контуре и инерционности транзистора. Для недонапряженного и критического режимов работы в классе В максимальная выходная мощность на первой гармонике [7] равна $P_{10} = 0,25 \gamma_1 I_{CM} (U_{СИ\ МАКС} - U_{СИ\ О})$. Мощность, потребляемая от источника питания $P_{00} = 0,5 \gamma_0 I_{CM} (U_{СИ\ МАКС} + U_{СИ\ О})$, а КПД — $\eta = 0,5 (\gamma_1 / \gamma_0) (U_{СИ\ МАКС} - U_{СИ\ О}) / (U_{СИ\ МАКС} + U_{СИ\ О})$, где $U_{СИ\ МАКС}$ — максимальное допустимое напряжение на стоке; $U_{СИ\ О}$ — остаточное напряжение. Эти данные получаются при $R_H' = R_{H\ О} = (U_{СИ\ МАКС} - U_{СИ\ О}) / 2\gamma_1 I_{CM}$. Рассеиваемая на стоке мощность $P_{CO} = P_0 (1 - \eta_0)$.

Коэффициенты Берга для этого случая $\gamma_0 = (\cos \delta) / \pi$, $\gamma_1 = S - 2\delta / \pi$, $\delta = (I_{С\ НАЧ} - I_{С\ ОСТ}) / I_{С\ МАХ}$, где $I_{С\ МАХ}$ — максимальный ток стока при полной раскache; $I_{С\ НАЧ}$, $I_{С\ ОСТ}$ — начальный и остаточный (неуправляемые) токи стока.

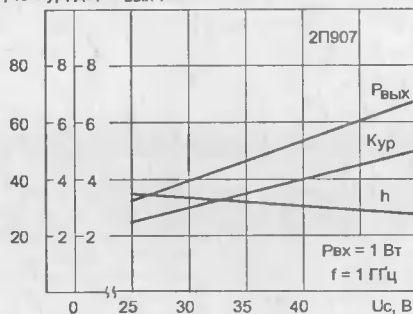
Из приведенных соотношений явно вытекает, что с уменьшением $U_{СИ\ МАКС}$ и увеличением $U_{СО}$ энергетические показатели УМ ухудшаются. Уменьшением $U_{СИ\ МАКС}$ будет иметь место при понижении напряжения питания U_C . В ТУ и рекомендациях по применению на мощные генераторные МДП-транзисторы обычно приводятся зависимости важнейших энергетических параметров от U_C для двух-трех частот (рис. 9.9). Эти зависимости можно использовать для оценки параметров УМ.

h, % Кур, дБ; $P_{ВЫХ}$, Вт



а)

h, % Кур, дБ; $P_{ВЫХ}$, Вт



б)

Рис. 9.9. Зависимости основных параметров УМ от напряжения питания для $f = 0,4$ ГГц (а) и $f = 1$ ГГц (б)

При больших P_{CO} и высокой температуре окружающей среды следует считать с температурной зависимостью тока стока $I_C(T) \approx I_C(T_0) (T_0/T)^m$, где $I_C(T_0)$ — ток стока при $T_0 = 300$ К, $m = 1,2 \dots 1,5$.

Согласно [7] поправки на влияние температуры могут вычисляться по формулам $P_1 = K_T P_{10}$; $P_C = K_T P_{C0}$; $P_O = K_T P_{O0}$; $R_H = R_{H0}/K_T$, где температурный коэффициент

$$K_T = \frac{I_C(T)}{I_C(T_0)} = \frac{1}{2a} (\sqrt{1+4a} - 1).$$

Здесь $a = mR_T = P_{CO}/I_0$; R_T — тепловое сопротивление транзистора. Вследствие того, что I_C с ростом T уменьшается, падает и выходная мощность усилителей.

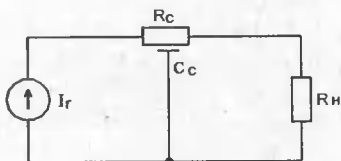
9.5. Особенности работы резонансных усилителей на высоких частотах

Приведенные выше сведения относились к сравнительно «низким» частотам (хотя для СВЧ-транзисторов это могут быть частоты в десятки — сотни МГц). На высоких частотах распределенное сопротивление канала и его емкость ведут к дополнительным потерям и уменьшению K_p и p_1 с ростом f [167]. Это очевидно из эквивалентной схемы цепи стока рис. 9.10, а.

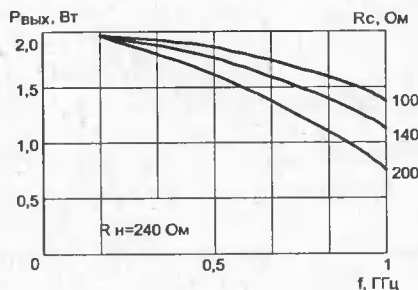
Падение активной составляющей $R_{ВЫХ}$ выходного сопротивления можно оценить из выражения $R_{ВЫХ}(\omega) = aR_C + b/\omega^2 R_C \cdot C_C^2$. К примеру, для транзистора КП905 $a = 0,5$ и $b = 3$. Этот фактор ведет к уменьшению $P_{ВЫХ}$: $P_{ВЫХ} = \zeta P_1$, где согласно [7]

$$\zeta = 3/4\omega^2 R_C R_H C_C^2 \quad \text{при } R_{ВЫХ} \leq 2R_H,$$

$$\zeta = \frac{1 - \omega^2(2P_H - P_C)}{(1 + \omega^2 R_C^2 C_C^2 / 6)^2} R_C C_C^2 \quad \text{при } R_{ВЫХ} > 2R_H.$$



а)



б)

Рис. 9.10. Эквивалентная схема цепи стока мощного МДП-транзистора в области высоких частот (а) и зависимости от частоты максимальной выходной мощности транзистора КП905 (б)

На рис. 9.10, б представлена зависимость $P_{\text{вых}}$ от f для мощного МДП-транзистора КП905. У него $R_c \approx 140\text{--}160$ Ом, и спад $P_{\text{вых}}$ наблюдается начиная с частот 400—500 МГц. Опытные образцы транзисторов со структурой КП905, но имеющие $R_c = 10\text{--}15$ Ом, не обнаружили заметного спада $P_{\text{вых}}$ вплоть до частот 1,2 ГГц. Это указывает на то, что распределенная R_{cC_c} цепь стока в основном ответственна за падение $P_{\text{вых}}$ с ростом частоты.

К важнейшим высокочастотным параметрам УМ на мощных МДП-транзисторах относятся: коэффициенты устойчивости и коэффициент усиления по напряжению G_v в условиях нейтрализации обратной связи сток-затвор. Из теории четырехполюсников известно следующее выражение для коэффициента устойчивости

$$K = \frac{2\operatorname{Re}Y_{11} \cdot \operatorname{Re}Y_{22} - \operatorname{Re}(Y_{11}Y_{22})}{|Y_{11}Y_{22}|}.$$

Четырехполюсник устойчив при $K > 1$. В этом случае его максимальный коэффициент усиления

$$G_m = |Y_{21}/Y_{12}| (K - \sqrt{(K^2 - 1)}).$$

Потенциально неустойчивый четырехполюсник имеет $K < 1$ и характеризуется максимальным стабильным усилением $G_{ms} = |Y_{21}/Y_{12}|$. Если в усилителе имеются цепи нейтрализации, то

$$G_v = |Y_{21} - Y_{12}|^2 / 4 (g_{11}g_{22} - g_{12}g_{21}).$$

Частотные свойства мощного ПТ в схеме УМ можно характеризовать частотой $f_{\text{макс}}$, на которой $G_v = 1$. Другим, часто используемым параметром является предельная частота усиления по току f_T , соответствующая условию $K_i = |Y_{21}/Y_{12}| = 1$. Используя приведенные выше соотношения, можно найти [7]:

$$G_v = \frac{S^2}{4\omega^2 C_K^2 R_K} \cdot \frac{(1 + \omega C_C R_\Pi)^2}{\omega^2 C_C^2 R_\Pi}; \quad G_{ms} = \frac{S}{\omega C_{3c} \cdot \sqrt{1 + (\omega C_K R_K)^2}};$$

$$f_T = \frac{S}{2\pi(C_K + C_{3и})}; \quad f_{\text{макс}} = \frac{S}{2\pi C_K} \cdot \sqrt{\frac{R_\Pi}{R_K}},$$

где C_K — емкость канала (затвор-канал); R_K — сопротивление канала; $C_{3и}$ — входная емкость; C_{3c} — проходная емкость; R_Π — объемное сопротивление подложки.

Из указанных соотношений можно сделать вывод, что G_{ms} обратно пропорционален проходной емкости C_{3c} , поэтому нейтрализация обратной связи через эту емкость является одним из факторов, обеспечивающих возможность получения большего устойчивого коэффициента усиления. На рис. 9.11 показаны типовые схемы нейтрализации однотактного и двухтактного резонансных УМ.

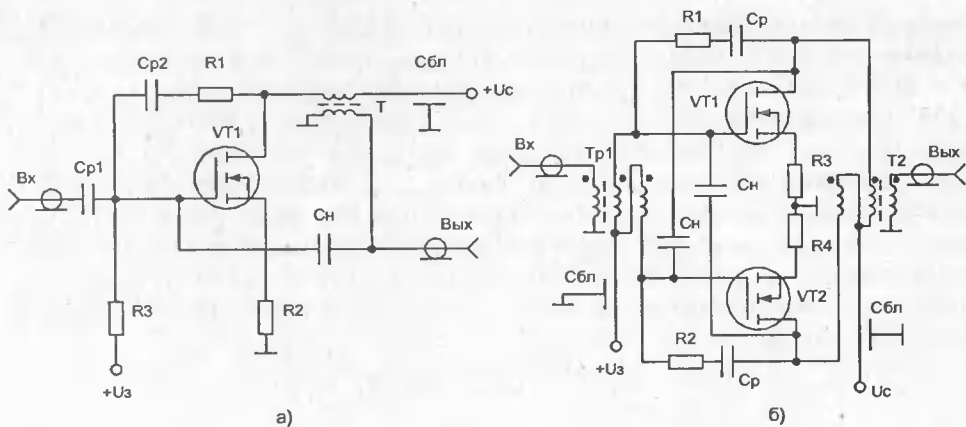


Рис. 9.11. Типовые схемы нейтрализации однотактного (а) и двухтактного (б) резонансных УМ

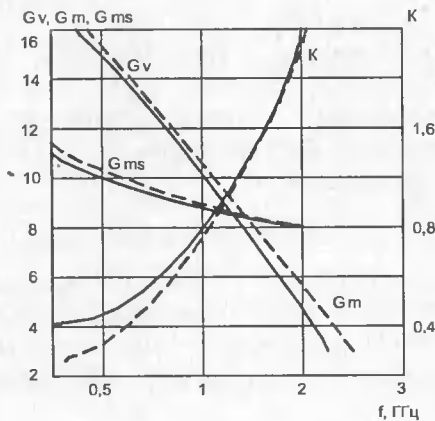


Рис. 9.12. Частотные зависимости G_v , G_m , G_{ms} и коэффициента устойчивости K мощного МДП-транзистора с вертикальным каналом

На рис. 9.12 приведены частотные зависимости коэффициентов усиления G_v , G_m , G_{ms} и коэффициента устойчивости K для мощного МДП-транзистора с вертикальным каналом фирмы Westinghouse Electric Company, примененного в схемах на рис. 9.11.

Из них можно сделать вывод, что расчетные выражения хорошо согласуются с данными эксперимента и могут быть использованы при проектировании резонансных усилителей мощности.

9.7. Расчет ключевых однотактных ВЧ-усилителей мощности

Усилителям с параллельным LC-контуром (см. рис. 9.5) присущ ряд недостатков: неустойчивость при сбросе нагрузки или расстройке контура. В первом случае возможно резкое возрастание амплитуды переменной составляющей

щей напряженности на стоке, что может вызвать пробой транзисторов. Для уменьшения шунтирования контура нагрузкой и выходным сопротивлением транзистора приходится использовать неполную связь с контуром, что ведет к усложнению его конструкции. Однако главный недостаток УМ (типа рис. 9.5) заключается в низком КПД. Хотя теоретически КПД в классе С при $\theta \rightarrow 0$ стремится к 100%, отдаваемая в нагрузку мощность стремится к 0. При получении от транзистора максимальной мощности реальный КПД обычно находится в пределах 50...60%, а на верхних рабочих частотах еще ниже.

Снижение КПД связано с тем, что средняя мощность, рассеиваемая на стоке ПТ,

$$P_c = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_c(\tau) u_c(\tau) d\tau,$$

где τ — нормированное время, велика, поскольку велики ток $i_c(\tau)$ и время и напряжение на стоке $u_c(\tau)$.

Для улучшения энергетических показателей УМ следует стремиться к реализации ключевого режима работы мощных МДП-транзисторов, т. е. обеспечивать для любых $i_c(\tau)$ предельно близкое к нулю напряжение на стоке и производить переключение при переходе $i_c(\tau)$ через нуль. Работа в таком режиме отвечает классу D, который при большой выходной мощности может иметь КПД, близкий к 100%. Практические режимы, близкие к классу D, можно создавать с помощью специальных формирующих LC-цепей [166]. Типовая схема каскада УМ с формирующими цепями в цепи стока показана на рис. 9.13.

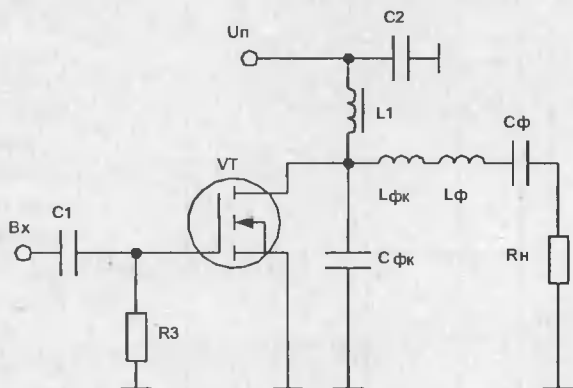


Рис. 9.13. Типовая схема ключевого УМ на МДП-транзисторе с формирующим контуром в цепи стока

Формирующий контур $L_{фк}C_{фк}$, из-за сильного шунтирования транзистором, имеет низкую добротность, поэтому для улучшения гармоничности выходного сигнала применяется дополнительный фильтрующий контур $L_{ф}C_{ф}$ с добротностью 2...5. При этом индуктивности $L_{фк}$ и $L_{ф}$ могут быть объединены. Эквивалентная схема каскада рис. 9.13 показана на рис. 9.14.

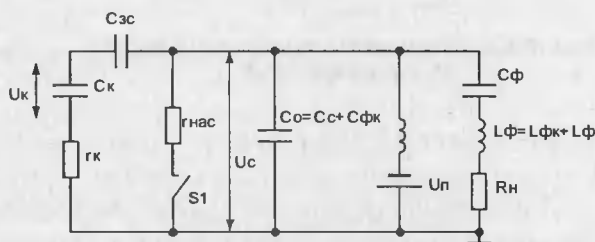


Рис. 9.14. Эквивалентная схема УМ на мощном МДП-транзисторе в ключевом режиме

Предполагается, что во время одного полупериода (когда транзистор закрыт) ключ S1 разомкнут. Во время другого полупериода (транзистор открыт) ключ замкнут и характеризуется сопротивлением насыщения $r_{\text{нас}} = 1/S_K$, где S_K — крутизна линии критического режима. На рис. 9.15 представлены временные диаграммы работы каскада.

При достаточно высокой добротности фильтрующей цепи через L_Φ , C_Φ и R_H течет ток $I_{\Phi \text{cost}}$, а через дроссель — постоянный ток I_0 . Суммарный ток $i(\tau) = I_0 + I_{\Phi \text{cost}} = I_\Phi (\cos \tau + B)$, где $B = r_{\text{ок}} = I_0 / I_p = \cos \theta_K$; $2\theta_K$ — часть периода, в течение которого ток стока положителен. Коммутация с помощью ключа S разделяет ток $i(\tau)$ на ток заряда конденсатора i_C — ток при закрытом транзисторе, и ток генератора $i_{\text{ген}}$ при открытом транзисторе. В результате, когда ток $i_{\text{ген}}$ велик, напряжение на транзисторе оказывается близким к нулю и, напротив, когда велико напряжение $u_C(\tau)$, ток $i_{\text{ген}} = 0$.

Для более полной реализации этого принципа необходимо как можно более быстрое переключение транзистора. Желательно управление мощным МДП-транзистором импульсами прямоугольной формы. Но и в этом случае спад $i_{\text{ген}}$ имеет конечную длительность, что ведет к росту P_c . Чем выше частота коммутации, тем сильнее отличие реальной формы $i_{\text{ген}}(\tau)$ от идеальной, показанной на рис. 9.15.

Мощные МДП-транзисторы являются более высокочастотными приборами, чем биполярные транзисторы. Кроме того, они лишены явления накопления и медленного рассасывания зарядов неосновных носителей. Все это расширяет частоты реализации ключевого режима до значений в десятки мегагерц. Но и на более высоких частотах (до сотен мегагерц) КПД УМ, построен-

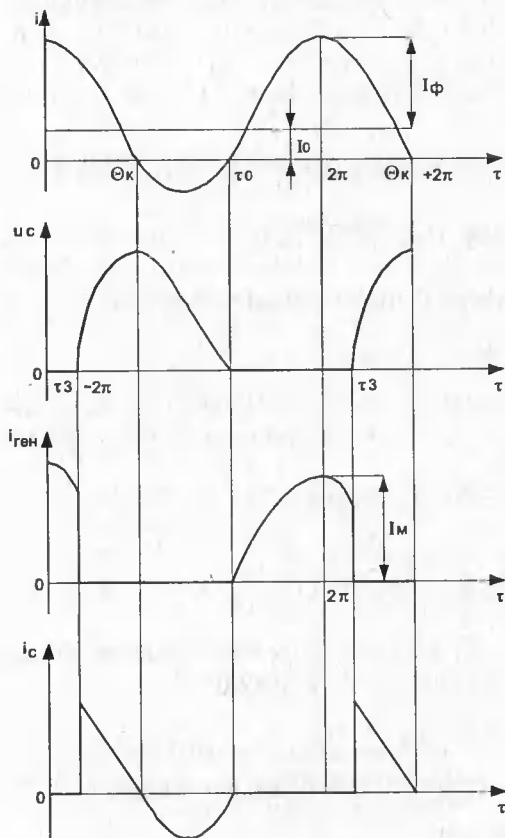


Рис. 9.15. Временные диаграммы работы ключевого УМ

ных на базе схемы 9.13, заметно превышает КПД УМ, приведенных на рис. 9.5. Это подтверждается данными ряда практических схем, приведенных ниже.

Для идеализированного ключа с бесконечной добротностью фильтрующего контура постоянные составляющие и первые гармоники тока ключа и напряжения на стоке рассматриваются через следующие коэффициенты разложения [166]:

$$\begin{aligned}\gamma_{OK} &= I_{ГО} / I_{\Phi}; \alpha_{OK} = I_{ГО} / I_{CM}; M = \gamma_{OK} / \alpha_{OK}; \gamma_{OK}^* = (U_C - U_{СИ НАС}) / (I_{\Phi} X_C); \\ \alpha_{OK}^* &= (U_C - U_{СИ НАС}) / (U_{СИ МАКС} - U_{СИ НАС}); M^* = (U_C - U_{СИ НАС}) / \alpha_{OK}^* I_{\Phi} X_C; \\ \dot{\gamma}_1 &= \dot{I}_{Г1} / \dot{I}_{\Phi}; \Pi = U_{СИ МАКС} / U_C.\end{aligned}\quad (9.1)$$

Здесь X_C — емкостное сопротивление конденсатора фильтрующего контура.

Рассмотрим порядок расчета ключевого УМ на заданную мощность в нагрузке P_H при заданном напряжении питания в цепи стока.

1. Выбираем угол отсечки в пределах $70-100^\circ$, поскольку при меньших углах падает КПД, а при больших становится слишком большим пик-фактор Π , что ограничивает возможное напряжение питания цепи стока U_C .

2. По статическим характеристикам определяем параметры $S_K, S, U_{П}$, а по (9.1) рассчитываем коэффициенты разложения.

3. Амплитуда импульса тока, необходимая для получения заданной мощности,

$$I_{CM} = 0,5[1 - \sqrt{1 - 4P_H / S_K U_C^2 \alpha_{CK}(\theta) \cdot \eta_T}].$$

4. Требуемое сопротивление конденсатора формирующего контура

$$X_C = (U_C^2 \gamma_{OK}) / (P_1 \gamma_{OK}^*) (1 - I_{CM} / S_K U_C)^2, \text{ где } U_{СИ НАС} = I_{CM} / S_K$$

Оптимальный режим реализуем, если выполняется условие $X_C < X_{СИ}$, где X_C — сопротивление емкости контура, $X_{СИ}$ — сопротивление емкости C_C МДП-транзистора.

5. Максимальная частота рассчитывается по формуле

$$f_{МАКС} = \frac{1}{2\pi C_C} \cdot \frac{P_1 \cdot M^*}{U_C^2} \cdot \frac{1}{\gamma_{CK} (1 - I_{CM} / S_K U_C)^2}.$$

Поскольку обычно $U_C \gg U_{СИ НАС}$, $I_{CM} / S_K U_C \ll 1$, то максимальная частота приближенно может быть оценена по упрощенной формуле

$$f_{МАКС} < M^* P_1 / 2\pi C_C \gamma_{OK} \cdot U_C^2.$$

6. Постоянная составляющая импульса тока стока находится как

$$I_{CO} = I_{CM} \alpha_{OK}(\theta).$$

7. Пик-фактор напряжения стока вычисляется по формуле

$$\Pi(\theta, I_{CM}) = \frac{1}{\alpha_{CK}^*(\theta)} \cdot \left[1 + \frac{I_{CM}}{S_K U_C} \cdot \left(\frac{1}{\alpha_{CK}^*(\theta)} - 1 \right) \right].$$

При использовании в ключевых УМ типичных углов отсечки тока стока $40^\circ < \theta < 100^\circ$ обычно выполняется условие $I_{CM} = [1 / \alpha_{OK}^*(\theta) - 1] / S_K U_C < 1$, поэтому пик-фактор предварительно можно оценить по упрощенному соотношению $\Pi(\theta, I_M) = 1 / \alpha_{OK}^*(\theta)$.

8. Максимальное напряжение на стоке транзистора $U_{СИ\text{ макс}} = U_c$. При этом необходимо проверить выполнение условия $U_{СИ\text{ макс}} < U_{СИ\text{ доп}}$.

9. Электронный КПД — $\eta_3 = 1 - I_{CM} / S_K U_c$.

10. Потребляемая мощность $P_o = P_1 / \eta_3$

11. Параметры элементов контура в оптимальном режиме:

- нагрузочная добротность контура со стороны транзистора $PQ = 1/2 \gamma_{ок} \gamma_{ок}^*$;
- сопротивление фильтра $r_\phi = X_c / PQ$;
- эквивалентная индуктивность контура $L_3 = (X_c - r_\phi \operatorname{ctg} \varphi_1) / 2\pi f$.

Возбуждение ключевых УМ возможно от источников импульсов прямоугольной формы — «меандра» (в том числе с выхода логических микросхем), генераторов гармонического напряжения и тока. Так как максимальные частоты ключевых УМ ниже, чем обычных резонансных, то у большинства мощных МДП-транзисторов с относительно небольшими входными емкостями (КП902, КП901, КП905, КП907, КП908) целесообразно возбуждение от источников напряжения. Для более мощных приборов КП904 и КП909 переход к возбуждению от источника тока целесообразен при $f > 30$ МГц, а для КП913 при $f > 15$ МГц.

При возбуждении от источников напряжения входная мощность $P_{вх} = U_{3M}^2 G_{вх} / 2$, где U_{3M} — амплитуда напряжения на затворе; $G_{вх}$ — вещественная составляющая входной проводимости (при $C_{3с} = 0$ $(\omega\tau_K)^2 \ll 1$). При этом $G_{вх} = \omega^2 C_{KO}^2 r_{KO} + \omega^2 C_{K3}^2 r_{K3} (1 - \gamma_1)$.

В ключевом усилителе МДП-транзистор работает с большими уровнями входных сигналов, когда сопротивление канала в открытом состоянии транзистора становится весьма мало — $r_{KO} = (0,62 \dots 0,3) r_{K3}$, это обстоятельство необходимо учитывать при усреднении параметров в открытом и закрытом состояниях.

Требуемая амплитуда напряжения возбуждения

$$U_{3M} = N \frac{I_{Г1} \sqrt{1 + (\omega r_{KO} C_{KO})}}{S_{\gamma_1}(0)} = N \frac{I_{Г1}}{S_{\gamma_1}(\theta)} = N \frac{I_{CM}}{S(1 - \cos\theta)}$$

где $I_{Г1}$ — амплитуда первой гармоники тока эквивалентного генератора; I_{CM} — амплитуда импульса тока, определяемая заданной выходной мощностью; N — коэффициент увеличения входного напряжения для ввода МДП-транзистора в состояние, эквивалентное открытому ключу.

Коэффициент усиления мощности $K_P = P_{ВЫХ} / P_{ВХ}$. Напряжение смещения в цепи затвора

$$U_3 = \left[\gamma_0(0) - \frac{\gamma_0(\pi - \theta)}{\sqrt{1 - v_{13}^2}} \right] \cdot U_{3M} U_0.$$

При возбуждении транзистора от источника тока мощность возбуждения $P_{ВХ} = 0,5 I_3^2 r_{ВХ}$, где при $C_{3с} = 0$ и $\omega\tau_K^2 \ll 1$, $v_{13} = \omega\tau_{13}$, $\tau_{13} \approx \tau_{K3} C_{K3}$ и $r_{ВХ} = h_{11B} = r_{KO} \gamma_1 + r_{K3} (1 - \gamma_1) + SL_n \gamma_1 / C_{KO}$.

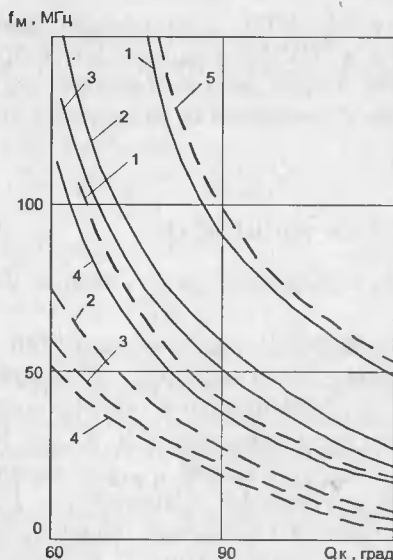


Рис. 9.16. Зависимость максимальной частоты оптимального ключевого режима от угла отсечки тока стока: 1 — КП909; 2 — КП905; 3 — КП904; 4 — КП901; 5 — КП907 (сплошные линии — $0,5P_n$, пунктирные линии $0,25P_n$)

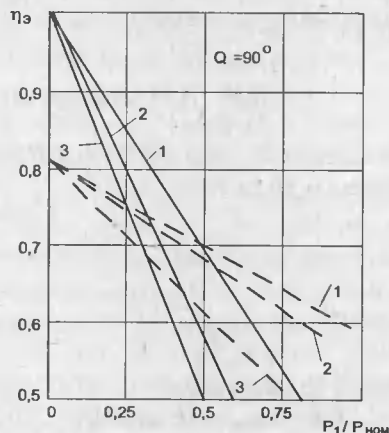


Рис. 9.17. Зависимости электронного КПД ключевого УМ от нормированной выходной мощности при $\theta = 90^\circ$: 1 — КП901, КП905; 2 — КП904; 3 — КП909, КП913 (сплошные линии — гармонический режим; пунктирные линии — ключевой режим)

Амплитуда тока затвора $I_3 = N I_{ГМ} \omega C_{K0} / S (1 - \cos\theta)$. Коэффициент усиления мощности $K_P = P_{\text{вых}} / P_{\text{вх}}$.

Напряжение смещения в цепи затвора U_3 :

$$U_3 = I_3 \cos\theta / \omega C_{K0} + U_0, \quad \text{при } U_3 - U_0 > 0,$$

$$U_3 = I_3 \cos\theta / \omega C_{K3} + U_0, \quad \text{при } U_3 - U_0 < 0.$$

По описанной методике был выполнен расчет энергетических показателей УМ (см. рис. 9.13) на транзисторах различного типа [167] и результаты расчета проверялись экспериментом. На рис. 9.16 представлены зависимости максимальной частоты от угла отсечки θ , при которых обеспечивается ключевой режим работы.

На рис. 9.17 представлены зависимости электронного КПД — η от нормированной выходной мощности для ряда транзисторов в сравнении с гармоническим режимом. Эксперимент показал, что его данные совпадают с результатами расчета с погрешностью 10—15% (для $P_{\text{вых}}$ и η_3).

За номинальную мощность принята мощность рассеивания соответствующего прибора. Из приведенных данных вытекает, что при $P_{\text{вых}} = 0,25 P_{\text{ном}}$ и углах отсечки θ до 75° частоты УМ ключевого типа доходят до 30...60 МГц.

При $P_{\text{вых}} = 0,5P_{\text{ном}}$ (частоты повышаются до 60 МГц для транзисторов КП901 и до 150 МГц для транзисторов КП909 и КП913), однако КПД при этом падает. Подобные результаты характерны и при использовании зарубежных ПТ, предназначенных для применения в усилителях мощности радиопередающих устройств.

9.8. Двухтактный ВЧ-усилитель мощности

Весьма высоким КПД (практически до 95%) обладают двухтактные УМ ключевого типа (рис. 9.18).

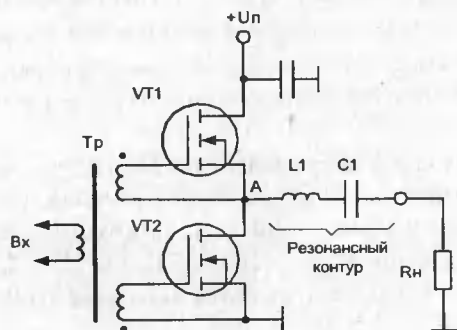


Рис. 9.18. Двухтактный ключевой усилитель мощности с последовательным LC-контуром

Транзисторы у них открываются и закрываются поочередно, поэтому в точке А формируются прямоугольные импульсы амплитудой $U_{\text{ам}} \approx R_{\text{н}} U_{\text{с}} / (R_{\text{н}} + R_{\text{си вкл}})$, где $R_{\text{си вкл}}$ — сопротивление оконечного транзистора. Последовательный LC-контур обеспечивает синусоидальность тока в нагрузке, причем $P_{\text{вых}} = 2 U_{\text{ам}} / \pi R_{\text{н}}$.

Усилители типа, показанного на рис. 9.18, применяются на более низких частотах, чем одноконтурные ключевые усилители. Одна из причин этого — возникновение сквозных токов, связанных с тем, что пока один из транзисторов включается, другой не успевает

мгновенно выключиться. Для существующих типов ключевых приборов частоты коммутации ограничены пределами порядка 1...10 МГц.

9.9. Практические схемы узкополосных усилителей мощности

Усилители мощности, работающие в классе А, применяются редко. В основном это усилители ВЧ-радиоприемных устройств с большой перегрузочной способностью. Практическая схема такого усилителя показана на рис. 9.19. Входной L1C1 и выходной L2C2 контуры обычно синхронно перестраиваются и настроены на частоту входного сигнала.

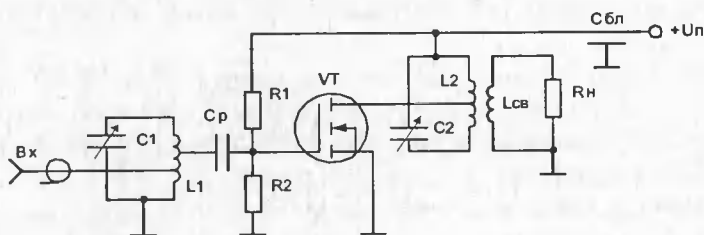


Рис. 9.19. Усилитель мощности класса А на МДП-транзисторе

Эквивалентное сопротивление выходного контура $R_{\Sigma} = P_2 \rho^2 / R_L + R_H'$, где $\rho = \sqrt{L_2 / C_2}$; R_H' — сопротивление нагрузки, внесенное в колебательный контур; R_L — активное сопротивление потерь; P_2 — коэффициент включения контура. Величина $R_H' = R_H / n_2^2$, где n_2 — коэффициент трансформации.

Добротность выходного контура при его полном включении $Q = R_{\Sigma} R_i / (R_{\Sigma} + R_i) 2\pi f_{02} L_2$ снижается из-за шунтирующего действия выходного сопротивления транзистора R_i . У мощных МДП-транзисторов R_i обычно невелико и не превышает десятков кОм, поэтому для увеличения Q_2 используется неполное включение контура.

Полоса пропускания выходного контура $2\Delta f_2 = f_{02} / Q_2$, а частота резонанса $f_{02} = 1/2\pi\sqrt{L_2 C_2}$. В КВ-диапазоне такой усилитель может обеспечить K_U до нескольких десятков. Важнейшим показателем усилителя является уровень шумов. Шумовые свойства мощных МДП-транзисторов рассмотрены в работах [7, 168].

На рис. 9.20 показана практическая схема УМ на мощном МДП-транзисторе КП901А. Поскольку не ставилась задача получения малой полосы частот, L2C2 контур включен непосредственно в цепь стока и шунтируется нагрузкой $R_H = 50$ Ом. В классе А усилитель имел $K_U = 5$ ($K_U = S R_H$) и $K_P \geq 20$ на частоте $f = 30$ МГц. При переходе в нелинейный режим выходная мощность достигала 10 Вт.

Двухкаскадный УМ (рис. 9.21) выполнен на транзисторах КП901А и КП902А. Первый каскад работает в классе А, второй в классе В. Для обеспе-

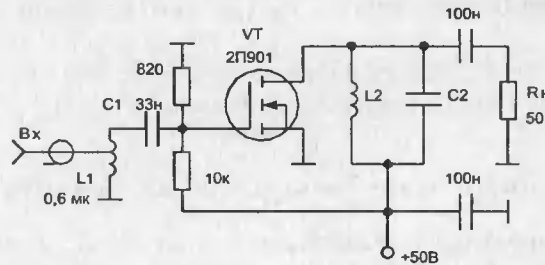


Рис. 9.20. ВЧ-усилитель мощности на транзисторе КП901А

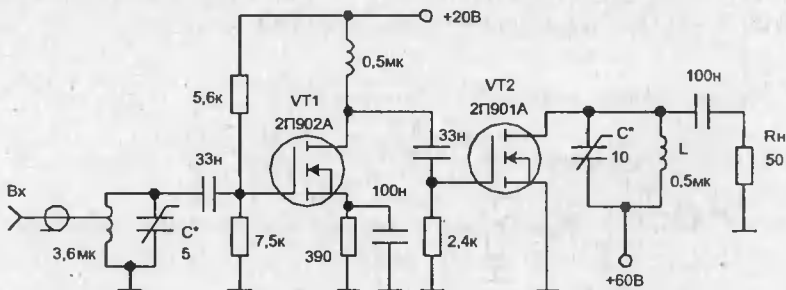


Рис. 9.21. Двухкаскадный усилитель на мощных МДП-транзисторах

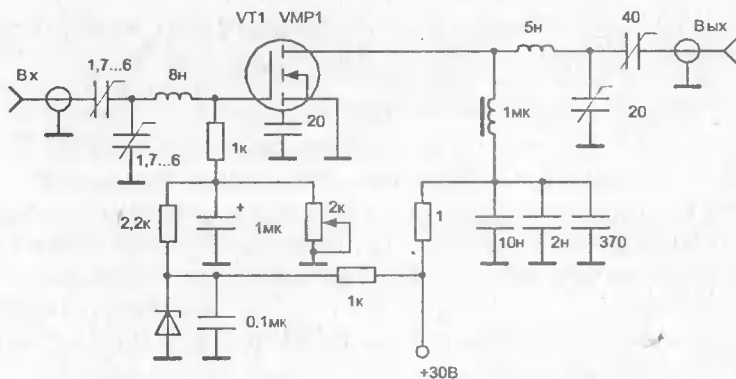


Рис. 9.22. Узкополосный УМ для работы в диапазоне частот 144...146 МГц

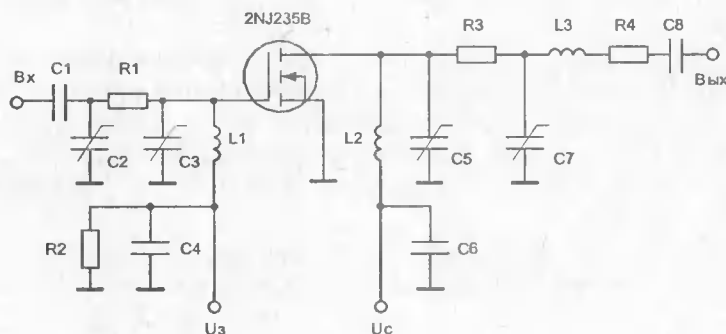


Рис. 9.23. Резонансный усилитель мощности с рабочей частотой 700 МГц

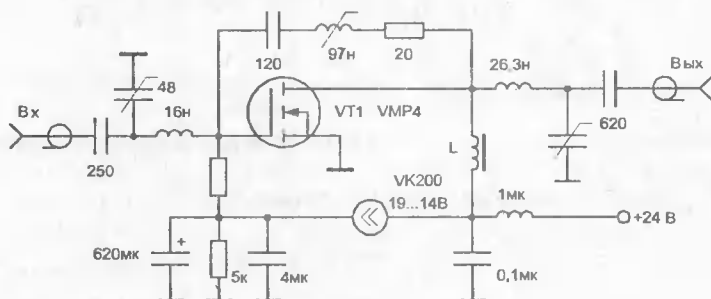


Рис. 9.24. Малошумящий нейтрализованный УМ

чения класса В достаточно исключить делитель из цепи затвора второго транзистора.

В усилителе использована широкополосная цепь связи между каскадами. На частоте 30 МГц усилитель обеспечивал $P_{\text{вых}} = 10$ Вт при $K_U \geq 15$ и $K_P \geq 100$.

Узкополосный усилитель на рис. 9.22 предназначен для работы в диапазоне частот 144—146 МГц. На входе использован П-образный контур, частью

которого является входная емкость полевого транзистора. Такой контур дает гибкость в согласовании входного сопротивления источника сигнала с импедансом полевого транзистора. На выходе усилителя также использован резонансный П-контур.

Он обеспечивает усиление по мощности 12 дБ, уровень шумов 2,4 дБ и уровень интермодуляционных искажений не более 30 дБ.

Резонансный усилитель на мощном МДП-транзисторе 2NS235В (рис. 9.23) [170] на частоте 700 МГц обеспечивает получение $P_{\text{вых}} = 17$ Вт при КПД 40—45%.

Усилитель на рис. 9.24 содержит цепь нейтрализации, уменьшающую до уровня -50 дБ уровень обратных пафодок. На частоте 50 МГц усилитель имеет усиление по мощности на 18 дБ, уровень шумов 2,4 дБ и выходную мощность до 1 Вт.

В запатентованной схеме рис. 9.25 (патент США 3.919563) достигнут реальный КПД, равный 90% при выходной мощности 5 Вт на частоте 70 МГц. Добротность выходного контура равна 3.

На рис. 9.26 представлена схема трехкаскадного УМ на отечественных мощных МДП-транзисторах КП905Б, КП907Б, КП909Б [167].

Усилитель обеспечивает мощность в нагрузке 30 Вт на частоте 300 МГц. В первых двух каскадах используются резонансные П-образные согласующие цепи, а в выходном каскаде — Г-образная цепь на входе и П-образная на вы-

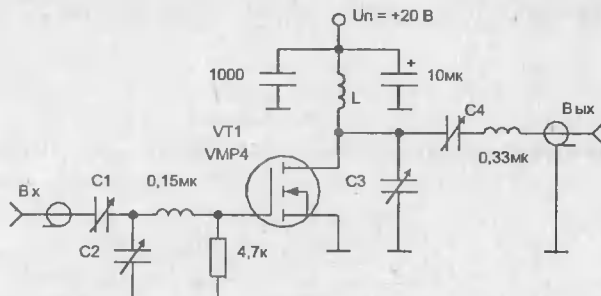


Рис. 9.25. Ключевой усилитель мощности с КПД, равным 90% на частоте 70 МГц

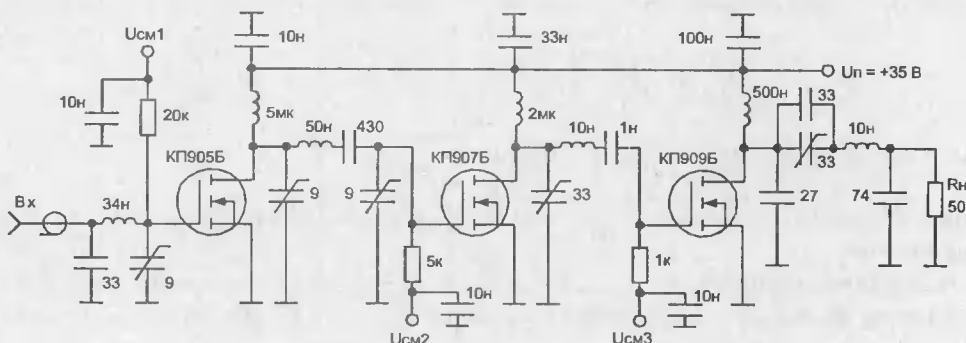
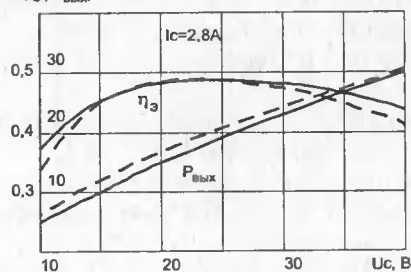
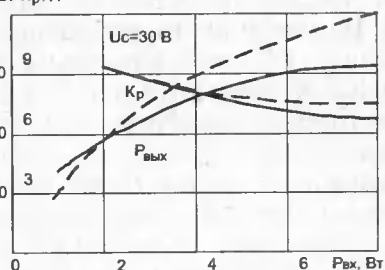


Рис. 9.26. Трехкаскадный резонансный УМ диапазона 300 МГц

$\eta_{\text{э}}, P_{\text{вых}}, \text{Вт}$


а)

 $P_{\text{вых}}, \text{Вт}, K_p, \text{дБ}$


б)

Рис. 9.27. Зависимости параметров оконечного каскада трехкаскадного УМ от напряжения питания (а) и входной мощности (б) (сплошные линии — эксперимент, пунктирные линии — расчет)

ходе. Зависимости КПД и $P_{\text{вых}}$ от U_c , а также K_p и $P_{\text{вых}}$ от $P_{\text{вх}}$, полученные экспериментальным и расчетным путем, представлены на рис. 9.27. Расчет выполнялся по методике, приведенной в [167].

При использовании УМ в АМ радиопередатчиках (с амплитудной модуляцией) возникают трудности, связанные с обеспечением линейности модуляционной характеристики, т. е. зависимости $P_{\text{вых}}$ от амплитуды входного сигнала. Они усугубляются при использовании резко нелинейных режимов ра-

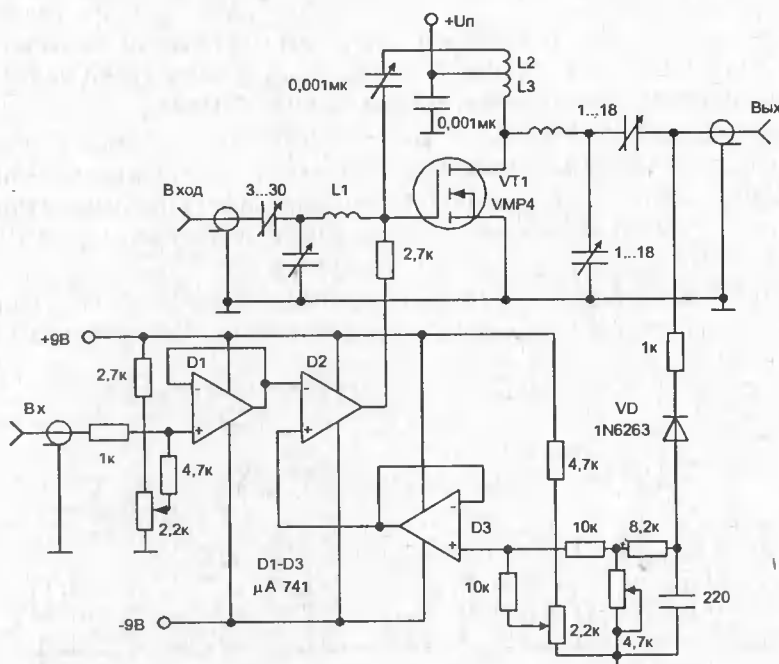


Рис. 9.28. Схема радиопередатчика КВ-диапазона с амплитудной модуляцией

боты, таких как класс С, дающих высокий КПД. На рис. 9.28 представлена схема радиопередатчика КВ-диапазона с амплитудной модуляцией. Мощность передатчика 10,8 Вт при использовании мощного ВМДП-транзистора VMP4.

Модуляция осуществляется изменением напряжения смещения на затворе. Для уменьшения нелинейности модуляционной характеристики (кривая 1 на рис. 9.29) в передатчике используется обратная связь по огибающей. Для этого выходное АМ напряжение выпрямляется и полученный низкочастотный сигнал используется для создания ООС. Модуляционная характеристика 2 на рис. 9.29 иллюстрирует существенное улучшение линейности.

На рис. 9.30 приведена принципиальная схема ключевого УМ с выходной номинальной мощностью 10 Вт и рабочей частотой 2,7 МГц.

Усилитель выполнен на транзисторах КП902 и КП904. Коэффициент полезного действия усилителя при номинальной выходной мощности 72%, коэффициент усиления мощности около 33 дБ. Усилитель возбуждается от логического элемента К133ЛА10, напряжение питания 27 В, пик-фактор напряжения стока выходного каскада равен 2,9. При соответствующей перестройке цепей связи усилитель с заданными параметрами работал в диапазоне 1,6...8,1 МГц. Для обеспечения заданной мощности на более высоких частотах необходимо увеличивать мощность возбудителя.

Конструктивно оба УМ были собраны на печатных платах с использованием стандартных радиаторов 100 × 150 × 20 мм, что объясняется стандартными размерами блока УМ в радиопередатчиках. Катушки индуктивностей в цепях связи — цилиндрические, на ферритовых стержнях марки ВЧ-30 диаметром 16. Добротность катушек индуктивности $Q = 150$.

В качестве блокировочных дросселей в цепях питания стока транзисторов одноваттного усилителя и предварительного каскада 10-ваттного усилителя

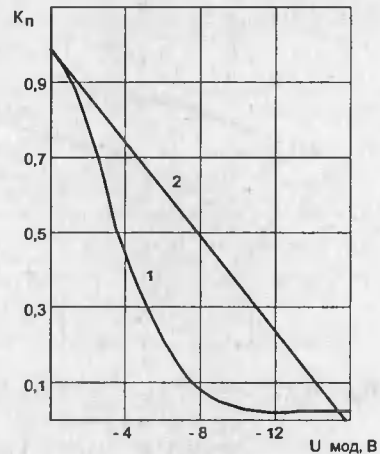


Рис. 9.29. Модуляционная характеристика

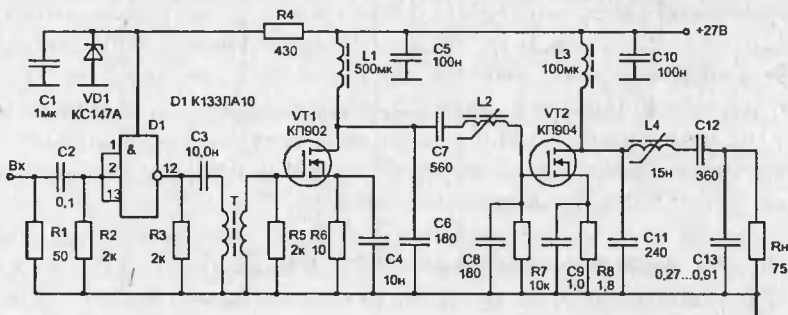


Рис. 9.30. Ключевой УМ с выходной мощностью 10 Вт

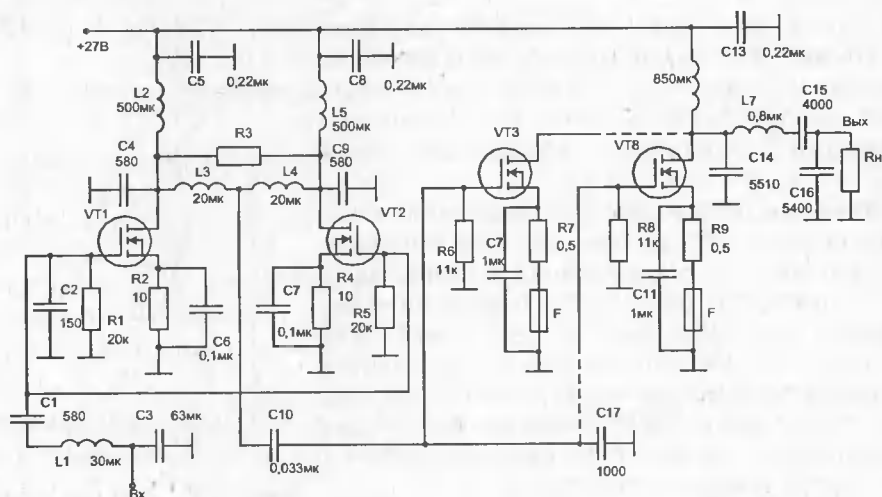


Рис. 9.31. Ключевой УМ с номинальной выходной мощностью 100 Вт

использовались стандартные дроссели с индуктивностью 500 мкГн. Дроссель питания в цепи стока транзистора КП904 — на ферритовом кольце, его индуктивность 100 мкГн.

На рис. 9.31 приведена принципиальная схема ключевого УМ с номинальной выходной мощностью 100 Вт, предназначенная для использования в не обслуживаемых радиопередатчиках КВ-диапазона.

Усилитель содержит каскад предварительного усиления, собранный на двух транзисторах КП907. На входе VT1 включен согласующий П-образный контур C1L1C2C3. Оконечный каскад собран на шести транзисторах КП904А. Такое число транзисторов было выбрано по соображениям повышения КПД. Вместо транзисторов КП904Б можно включить также шесть транзисторов КП909 или три более мощных КП913. Оптимальный ключевой режим цепи стока обеспечивается формирующим контуром, содержащим элементы C14, C15, C16, L7.

Усилитель имеет общий КПД $\eta = 62\%$. При этом электронный КПД выходного каскада составляет около 70%. Мостовая схема включения транзисторов предварительного каскада использована для сохранения работоспособности усилителя (хотя и с ухудшенными параметрами) при выходе из строя одного из транзисторов. С этой же целью в истоки мощных транзисторов включены индивидуальные плавкие предохранители, назначение которых — отключать неисправный транзистор. Если в результате его пробоя в «линейке» транзисторов возникает режим, близкий к режиму короткого замыкания, это делает усилитель неработоспособным.

Параллельное включение мощных МДП ПТ не создает дополнительных трудностей при расчете и настройке УМ. Уменьшение КПД усилителя по сравнению с аналогичным по построению усилителем (см. рис. 9.30) связано в основном с использованием транзисторов по мощности в 100 Вт усилителе. При снижении уровня выходной мощности до 50 Вт КПД усилителя возрастет.

тает до 85%, а электронный КПД — до 90%. Приведенные на рис. 9.31 значения параметров элементов соответствуют частоте 2,9 МГц.

Пик-фактор напряжения на стоках транзисторов КП904 равен 2,8, а сами транзисторы работают в режиме, близком к оптимальному. Пик-фактор напряжения стока в каскадах на транзисторах КП907 равен $\Pi = 2,1$. Транзистор работает в ключевом режиме, однако оптимальность режима не обеспечивается, поскольку оптимальный ключевой режим для данных транзисторов при $U_c = 27$ В и угле отсечки $\theta = 90^\circ$ был бы опасен из-за значительного пик-фактора, при котором напряжение на стоке может превысить максимально допустимое напряжение, равное 60 В для транзистора КП907.

На рис. 9.32, а приведены экспериментальные и расчетные кривые, иллюстрирующие зависимости КПД, $P_{\text{вых}}$ и η_3 от угла отсечки тока стока. Из рисунка видно хорошее приближение расчетных данных к экспериментальным.

Следует отметить, что область возможных значений углов отсечки оказывается довольно узкой. Увеличению углов отсечки препятствует быстрый рост пик-фактора напряжения на стоке, а уменьшению — рост необходимого напряжения возбуждения, которое довольно скоро начинает совместно с напряжением смещения U_3 превышать $U_{\text{зи доп}}$. Разумеется, при уменьшении уровня $P_{\text{вых}}$ диапазон возможных изменений углов отсечки тока стока расширяется.

Конструктивно усилитель выполнен на печатной плате. В качестве теплоотвода используется радиатор размерами $130 \times 130 \times 50$ мм. В цепях питания транзисторов КП907 использованы стандартные дроссели ДМ-01 индуктивностью 280 мкГн. Дроссели моста сложения намотаны на ферритовых кольцах ВЧ-30 диаметром 26 мм. Дроссель в цепи питания выходного каскада намотан на ферритовом кольце ВЧ-30 диаметром 30 мм. Катушка индуктивности в цепи связи выходного каскада с нагрузкой — воздушная, намотана посеребрянной проволокой диаметром 2,5 мм, диаметр витка 30 мм, $L = 80$ нГн.

Температурные зависимости выходной мощности $P_{\text{вых}}$ и КПД ключевого УМ с выходной мощностью 100 Вт приведены на рис. 9.32, б. Из рассмотре-

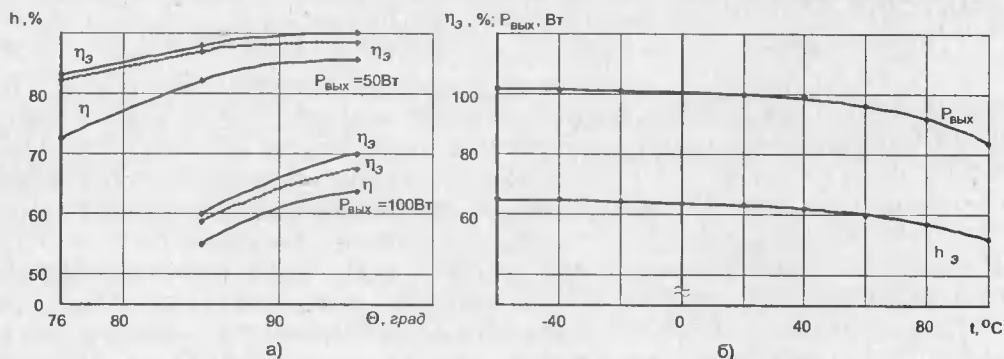


Рис. 9.32. Зависимость выходной мощности и КПД от угла отсечки θ (а) и от температуры окружающей среды t °C (б) (сплошные линии — эксперимент, пунктирные линии — расчет)

ния приведенных зависимостей видно, что в диапазоне $-60...+60^\circ\text{C}$ входная мощность УМ изменяется не более чем на 10%. Незначительное влияние температура оказывает и на КПД, который в указанном диапазоне изменяется на 5%. При этом наблюдается падение выходной мощности и КПД с ростом температуры, связанное с уменьшением крутизны S . В обычном диапазоне температур $-60...+60^\circ\text{C}$ изменение $P_{\text{вых}}$ и η незначительно, причем это достигается без каких-либо специальных мер термостабилизации УМ. Последнее также является достоинством мощных МДП-транзисторов.

9.10. Широкополосные высокочастотные усилители мощности

Одна из тенденций построения современных передающих устройств – применение неперестраиваемых широкополосных высокочастотных усилителей мощности. Это позволяет исключать из них громоздкие изделия, такие как катушки переменной индуктивности (вариометры) или конденсаторы переменной емкости. Облегчается эксплуатация радиопередатчиков, поскольку не требуется настройка резонансных частот колебательных контуров под заданную частоту радиопередатчиков. Появляется качественно новая возможность быстрого перехода от одной частоты к другой, в том числе с целью повышения секретности связи. Отношение частот может достигать 2—50, а иногда и выше.

В таких усилителях широко применяются специальные конструкции широкополосных согласующих цепей, например трансформаторы на отрезках линий передачи — рис. 9.33. Их конструкции и параметры описаны в [171, 172].

Согласующий трансформатор в простейшем случае является двухпроводной линией в виде скрученных или идущих параллельно проводов, намотанных на ферритовый сердечник для обеспечения широкополосного электромагнитного взаимодействия между проводами. На низких частотах (до десятков — сотен кГц) связь между обмотками осуществляется как в обычном трансформаторе через магнитные поля сердечника. Однако на более высоких частотах эта связь обусловлена процессами в линиях передачи. В результате при работе на согласованную нагрузку коэффициент трансформации $K_T = 1$ можно получить в широком диапазоне частот.

Более сложные трансформаторы обеспечивают $K_T = m/n$, где m и n — целые числа [171, 172]. Применение подобных трансформаторов сводит технические решения широкополосных УМ к типовым для 50- и 75-омной высокочастотной техники, в основе которой лежит сочленение согласованных в широкой полосе частот звеньев и каскадов.

Мощные МДП-транзисторы в таких схемах имеют целый ряд преимуществ перед биполярными. Частотная зависимость их параметров выражена слабее, чем биполярных приборов. Паразитные реактивности несут в основном емкостной характер и мо-

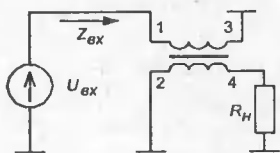


Рис. 9.33. Схема включения трансформатора на отрезках линий передачи

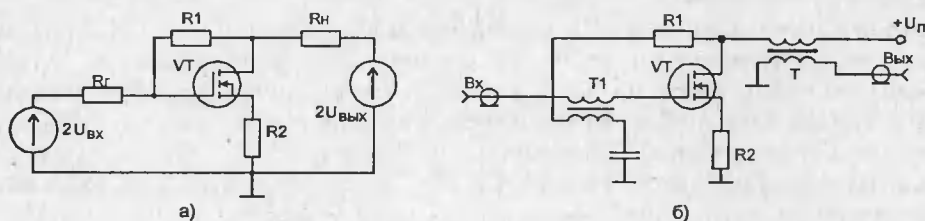


Рис. 9.34. Упрощенная схема широкополосного УМ (а) и УМ с согласующими трансформаторами (б)

гут нейтрализоваться или включаться в состав емкостей линии передачи. Широкополосность мощных ПТ выше, чем биполярных транзисторов.

Несмотря на указанные достоинства при проектировании широкополосных УМ возникает необходимость в выравнивании частотной зависимости полного входного сопротивления и его согласовании с типовым сопротивлением линии передачи (50 или 75 Ом).

На рис. 9.34 показаны две упрощенные схемы усилителей (без цепей питания), в которых используется комбинированная ООС: параллельная по напряжению, осуществляемая через резистор R_1 , и последовательная по току, осуществляемая включением резистора R_2 . Схема на рис. 9.34, а соответствует отсутствию согласующих трансформаторов, а на рис. 9.34, б — их наличию.

Входное и выходное сопротивления усилителей (рис. 9.34) и их коэффициент усиления определяются через S параметры усилителя:

$$S_{11} = \frac{U_{1\text{ ОТР}}}{U_{1\text{ ПАД}}} \bigg|_{U_{2\text{ ПАД}}=0} ; \quad S_{22} = \frac{U_{2\text{ ОТР}}}{U_{2\text{ ПАД}}} \bigg|_{U_{1\text{ ПАД}}=0} ;$$

$$S_{21} = \frac{U_{2\text{ ОТР}}}{U_{1\text{ ПАД}}} \bigg|_{U_{2\text{ ПАД}}=0} ; \quad S_{12} = \frac{U_{1\text{ ОТР}}}{U_{2\text{ ПАД}}} \bigg|_{U_{1\text{ ПАД}}=0} ,$$

где $U_{1,2\text{ ПАД}}$ и $U_{1,2\text{ ОТР}}$ — амплитуды падающих и отраженных волн напряжения соответственно. В [169] приведены следующие соотношения:

$$S_{11} = \frac{[R_1 + (R_H - R_\Gamma)] \cdot (1 + g_m R_2) - g_m R_H R_\Gamma}{\Delta} ;$$

$$S_{22} = \frac{[R_1 - (R_H - R_\Gamma)] \cdot (1 + g_m R_2) - g_m R_H R_\Gamma}{\Delta} ;$$

$$S_{21} = \frac{2 \cdot \sqrt{R_H R_\Gamma} \cdot [1 + g_m (R_2 - R_1)]}{\Delta} = \sqrt{G} ;$$

$$R_1 = \frac{\sqrt{R_H R_\Gamma}}{2} \cdot \left[\sqrt{G} - \sqrt{G + 4 \cdot \left(1 + \sqrt{G} \cdot \frac{R_H + R_\Gamma}{2 \cdot \sqrt{R_H R_\Gamma}} \right)} \right] ;$$

$$R_2 = \frac{R_H R_T}{2} - \frac{1}{g_m}.$$

Для типовых $R_H = R_T = 50 \text{ Ом}$ имеем:

$$R_1 = 25 \left[\sqrt{G} - \sqrt{G + 4(1 + \sqrt{G})} \right]; \quad R_2 = \frac{2500}{R_1} - \frac{1}{g_m}; \quad G = 10^{G_{\text{дБ}}/10},$$

где $\Delta = |R_1 + R_H + R_T| (1 + g_m R_2) + g_m R_T R_H$; $g_m = S$ — крутизна транзистора; G — коэффициент усиления (численное значение).

Минимальные значения коэффициентов стоячей волны по напряжению получаются при условии $(1 + g_m R_2)R_1 = g_m R_T R_H$, что дает локальный минимум S_{11} и S_{22} , и $R_H = R_T$ (абсолютный минимум). В этом случае R_1 и R_2 находятся по заданным $R_T R_H$ и G .

Практическая схема широкополосного УМ, реализующая описанную методику проектирования, показана на рис. 9.35. Назначение элементов R_1 и R_2 ООС уже отмечалось. Применение широкополосного трансформатора на выходе позволяет подключать нагрузку к выходу с отделением от нее постоянной составляющей тока стока и обеспечивать нейтрализацию проходной емкости $C_{зс}$ с помощью нейтрализующего конденсатора C_N ($C_N C_{зс}$), но практически всегда нужна некоторая подстройка C_N [173].

Однотактные усилители указанного типа могут работать только в классе А. Их энергетические показатели однотактных трансформаторных усилителей низких частот. Типовые значения КПД не превышают 35...40% (при этом хорошо заметны нелинейные искажения, обусловленные прежде всего второй гармоникой). Усилитель на рис. 9.35 на транзисторе VMP1 при $U_c = 24 \text{ В}$ обеспечивал $P_{\text{вых}} = 4 \text{ Вт}$ при $K_U = 15 \text{ дБ}$ и полосе усиливаемых частот от 2 до 100 МГц.

Вариант усилителя без входного трансформатора и без нейтрализации (рис. 9.36) имел вдвое меньшую полосу.

На рис. 9.37 представлены АЧХ усилителя для $K_U = 15$ и 30 дБ. АЧХ усилителя с нейтрализацией показана штриховой линией.

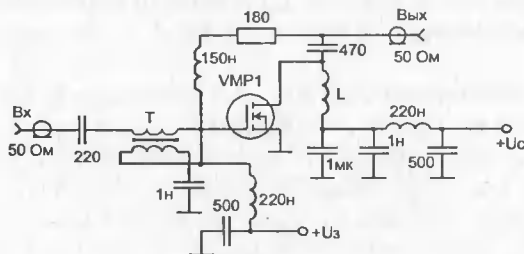


Рис. 9.35. Широкополосный усилитель мощности для частот 2...100 МГц с нейтрализацией проходной емкости транзистора

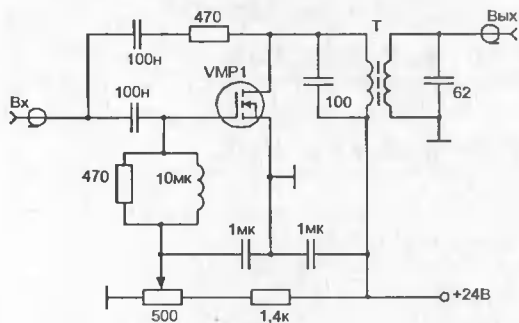


Рис. 9.36. Широкополосный усилитель мощности с цепью параллельной отрицательной обратной связи

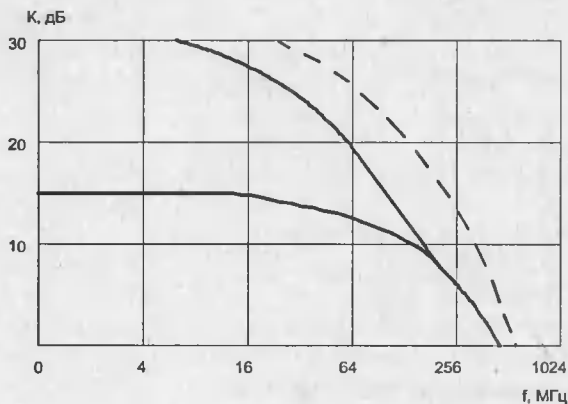


Рис. 9.37. Амплитудно-частотные характеристики УМ с нейтрализацией (—) и без нейтрализации (---)

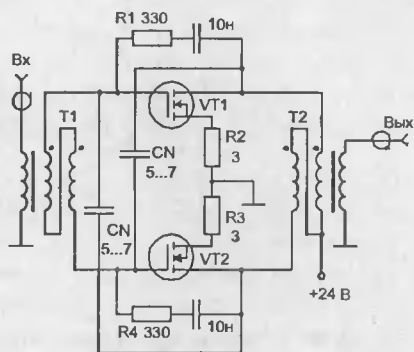


Рис. 9.38. Двухтактный широкополосный УМ на мощных МДП-транзисторах

Различные варианты подобных усилителей (в зависимости от конструкции трансформаторов и использованных транзисторов) обеспечивают усиление $K_U = 12\text{—}30$ дБ в полосе частот до 300 МГц при коэффициенте шума 3—5 дБ. Такие усилители широко применяются в связной аппаратуре в качестве входных каскадов магистральных радиоприемников и выходных каскадов маломощных передатчиков. Каскады УВЧ-радиоприемников широкополосных УМ отличаются чрезвычайно широким динамическим диапазоном (ограничение наступает при $P_{\text{ВЫХ}} = 3\text{—}5$ Вт) и эффективным (до 45—50 дБ) подавлением продуктов взаимной модуляции (при двухчастотном сигнале) и сигналов третьей гармоники.

Существенное улучшение энергетических показателей широкополосных УМ естественно ожидать лишь при использовании двухтактных каскадов, работающих в классе АВ (реже В). Двухтактный вариант схемы на рис. 9.35 показан на рис. 9.38.

При $K_U = 15$ дБ в полосе 2 — 100 МГц этот УМ обеспечивает $P_{\text{ВЫХ}} = 8$ Вт ($R_T = R_H = 50$ Ом). Конденсаторы C_N используются для нейтрализации. Разработчики этого усилителя рекомендуют уменьшать паразитную индуктивность резистора R2 путем параллельного включения четырех-пяти резисторов большего номинала. Напротив, с целью уменьшения паразитной емкости резисторов R1 их целесообразно выполнять в виде нескольких последовательно включенных резисторов меньших номиналов.

В работе [174] описаны две схемы широкополосных УМ на мощных МДП-транзисторах. Усилитель (рис. 9.39) в диапазоне частот 170...230 МГц обеспечивает $P_{\text{ВЫХ}} = 16$ Вт. Этот линейный усилитель используется в европейских системах телевидения.

Другой усилитель (рис. 9.40) отдает мощность до 125 Вт при $U_{\text{П}} = 28$ В и до 250 Вт при $U_{\text{П}} = 45$ В и имеет КПД выше 50%; неравномерность усиления в полосе частот 30...86 МГц не более 1 дБ.

На рис. 9.41 представлена схема транзисторного усилителя, используемая в радиостанциях 3 категории, с мощностью, достигающей 10 Вт [211].

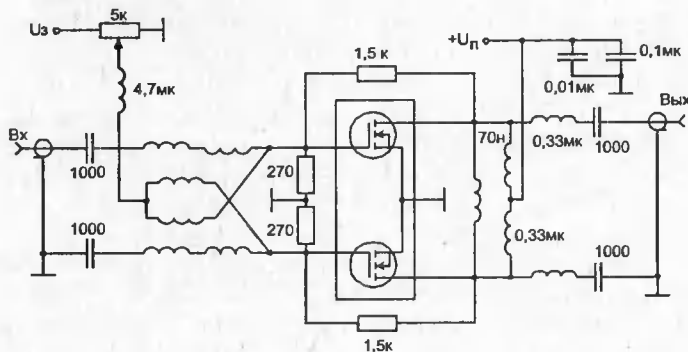


Рис. 9.39. Линейный усилитель диапазона частот 170...230 МГц

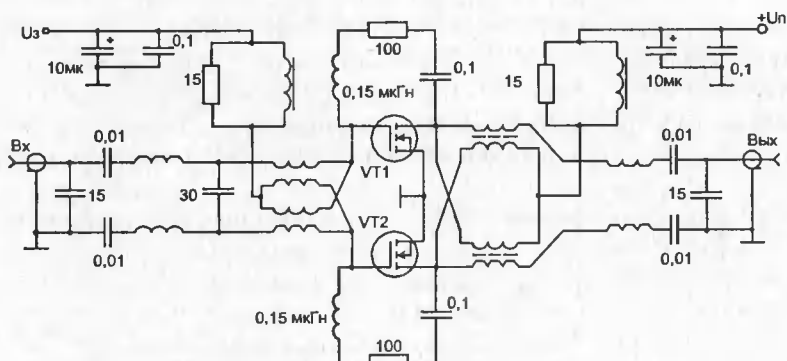


Рис. 9.40. Экономичный широкополосный УМ диапазона частот 30...86 МГц

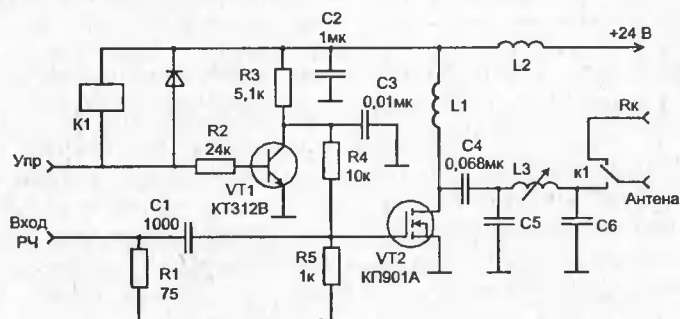


Рис. 9.41. Схема транзисторного усилителя с выходной мощностью 10 Вт

Этот усилитель является однодиапазонным. Для работы на диапазонах 40, 80 и 160 м можно применять переключаемые контура, но более рационально использовать однодиапазонные усилители. Данное устройство рассчитано для работы от возбuditеля с выходной мощностью около 1 Вт. Нагрузкой возбuditеля, обеспечивающей стабильную работу усилителя (без признаков самовозбуждения на всех диапазонах), является резистор R1. В качестве линей-

ного усилителя мощности используется полевой транзистор VT2. Для обеспечения хорошей линейности усиления транзистор VT2 работает при большом значении тока покоя. При отсутствии напряжения возбуждения подбором сопротивления резистора R4 устанавливается постоянный ток в цепи стока VT2 около 0,3 А. Однотоновый сигнал напряжением 1 В на соединителе «вход РЧ» увеличит постоянную составляющую тока через VT2 до 0,7 А с выделением контуром C5, L3, C6 в антенну мощности 10 Вт.

В схеме предусмотрена коммутация режима работы — прием-передача. Она осуществляется от внешней цепи управления, которая замыкается на корпус при переходе на передачу. При этом срабатывает высокочастотное реле K1, контакты которого отключают антенну от приемника и подключают ее к выходу усилителя мощности. В режиме приема цепь управления разомкнута и на базу транзистора VT1 подается положительное напряжение, открывающее его. Напряжение на коллекторе VT1 становится близким к нулю, и VT2 закрывается. В схеме используется реле K1 типа РПВ2/7, а также дроссели L1, L2 типа Д1 (на 1 А) индуктивностью 30 и 10 мкГ соответственно. Данные контура на выходе усилителя приведены в табл. 9.1. Катушки L3 однослойные, диаметр каркаса 15 мм (провод ПЭВ-2 1,5), длина намотки подбирается для каждого диапазона для получения максимальной выходной мощности на центральной частоте.

Таблица 9.1. Параметры элементов схемы на рис. 9.41 для разных частот

Диапазон, м	Емкость конденсаторов, пФ		Число витков L3	Диапазон, м	Емкость конденсаторов, пФ		Число витков L3
	C5	C6			C6	C5	
160	6200	3000	20	20	750	420	7
80	3000	1500	15	15	470	300	5
40	1600	820	10	10	300	200	4

На рис. 9.42 показан выходной каскад широкополосного усилителя мощности КВ-трансивера [214]. Небольшое количество деталей позволило смонтировать этот каскад на печатной плате и радиаторе от усилителя мощности. При этом пришлось отказаться от биполярных транзисторов и перейти к полевым. На выходе усилителя установлены ФНЧ и универсальное согласующее устройство. Усилитель очень устойчив, не боится высокого КСВ и обеспечивает выходную мощность при напряжении питания 50 В: при одном транзисторе КП904А —

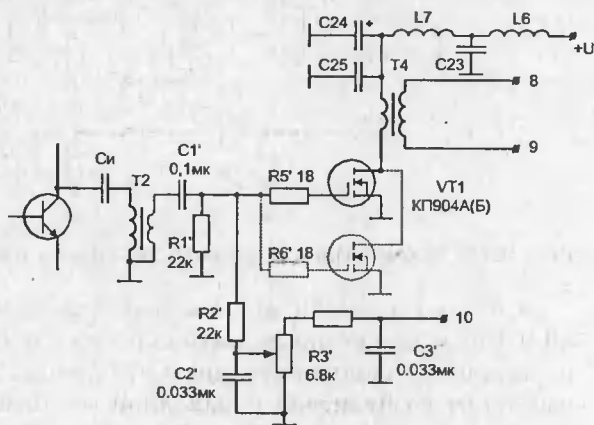


Рис. 9.42. Усилитель мощности КВ-трансивера

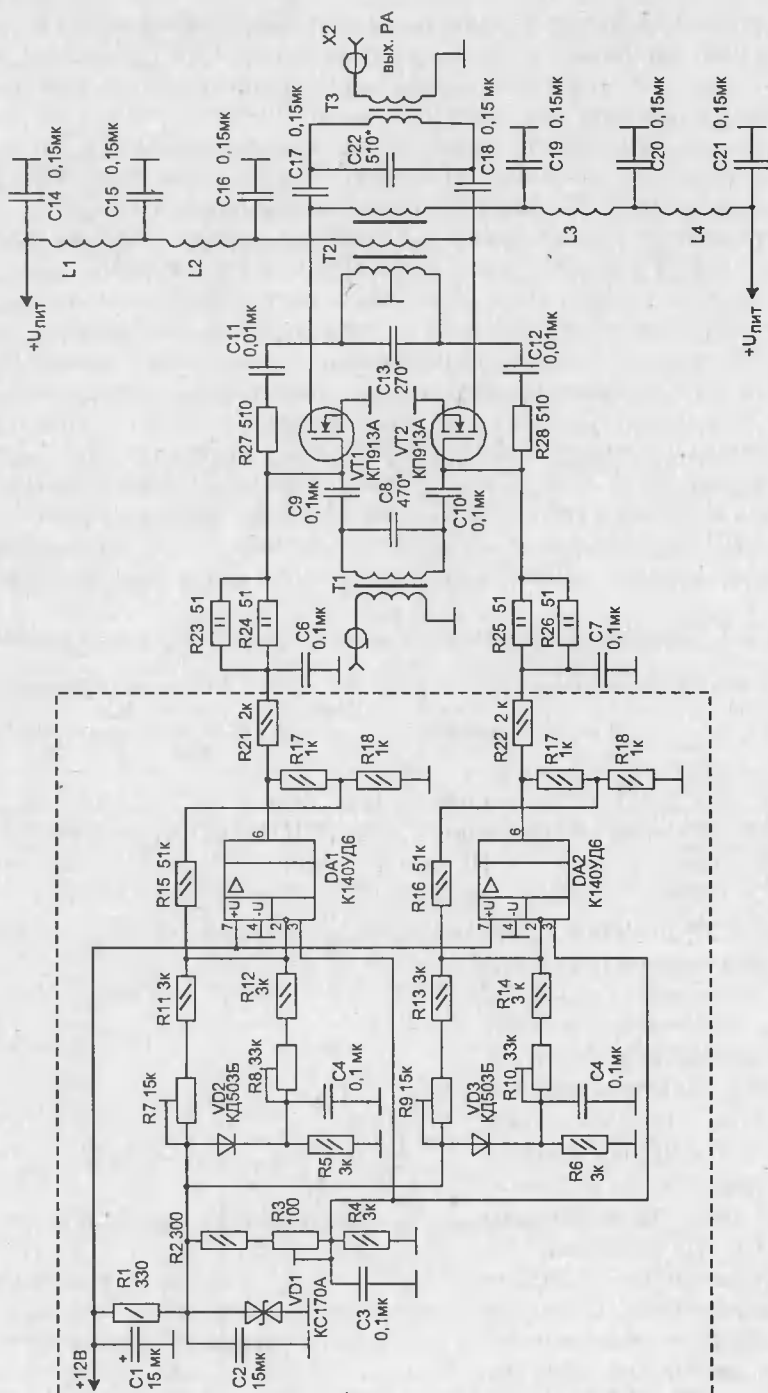


Рис. 9.43. Двухтактный усилитель мощности с термокомпенсацией

40 Вт; при двух — 70 Вт. Ток покоя транзисторов 100—200 мА. Следует отметить, что отдельные экземпляры КП904 имеют больший начальный ток. В таком случае в режиме приема на точку 10 необходимо подавать небольшое отрицательное напряжение.

При построении усилителей мощности КВ-трансивера на полевых транзисторах возникает ряд проблем. Одна из них — это стабилизация напряжения смещения ПТ для обеспечения их работы в линейном режиме при разогреве до $+80...100^{\circ}\text{C}$. Другая связана с необходимостью введения раздельной установки начального смещения ПТ, имеющих значительный разброс входных характеристик. Схема двухтактного 150-ваттного усилителя мощности с термокомпенсацией и раздельной установкой напряжения смещения затвор-исток полевых транзисторов КП913 показана на рис. 9.43 [215].

Основу построения усилителя составляет сбалансированный мост, построенный из резисторов R2...R14 и полупроводниковых диодов VD2, VD3. В качестве датчика опорного напряжения, соответствующего начальной температуре работы полевых транзисторов, используется делитель напряжения на резисторах R2, R3, R4. Диоды VD2 и VD3, укрепляемые на транзисторах, являются датчиками температуры их корпусов. Резисторы R7, R9 служат для установки величины напряжения смещения ПТ усилителя мощности, а резисторы R8, R10 — для установки величины термокомпенсации этого напряжения. В качестве регулирующих усилителей, суммирующих напряжение установки начального смещения и напряжения термокомпенсации, используются операционные усилители типа К140УД6 (можно использовать микросхемы КР140УД20А). Резисторы защиты R21, R22 ограничивают выходной ток операционных усилителей.

Резисторы R1, R17—R28 типа С2-33Н, резисторы R2, R4—R6, R11—R16 типа С2-29, переменные резисторы R3, R7—R10 типа СП5-2В или СП5-16ВА, диоды VD2, VD3 типа КД503Б, конденсаторы C1, C2 типа К53-1, остальные — типа КМ-6. Настройка усилителя мощности по минимуму нелинейных искажений производится резисторами R7, R9 до получения асимметричной осциллограммы выходного сигнала усилителя мощности при подаче на вход РА двухтонового SSB сигнала или амплитудно-модулированного сигнала с коэффициентом модуляции не менее 0,5.

Малошумящий усилитель на полевом транзисторе (рис. 9.44) [216] состоит из переключаемого звена ВЧ-аттенюатора, интегрального полосового фильтра

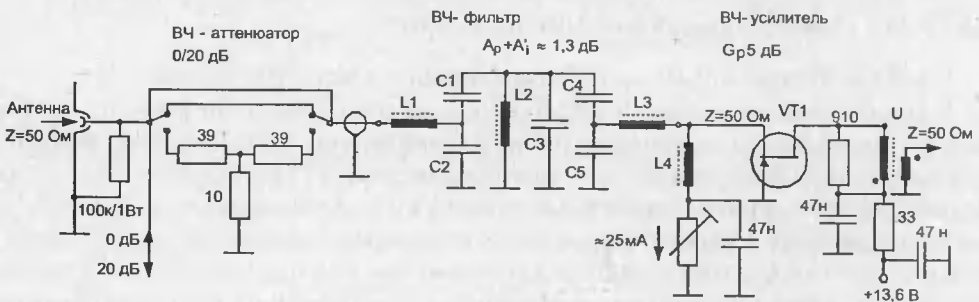


Рис. 9.44. Схема усилителя для ВЧ диапазона

9. ВЧ- и СВЧ-усилители мощности и генераторы

и собственно усилителя, а также некоторых частотно-зависимых конструктивных элементов. Этот усилитель предназначен для работы в диапазоне частот 14—21,5 МГц и 21—30 МГц.

В табл. 9.2 даны характеристики основных элементов схемы.

Таблица 9.2. Основные элементы усилителя ВЧ-диапазона

Диапазон, МГц	$F_{\text{мс}}$, МГц	$L1-L3$, мкГн	Сердечник, обмотка	$C1, C4$, пФ	$C3$, пФ	$C2, C3$, пФ
21,0—30,0 (20,52—30,98)	25,211	1,024	T-50-6, 16 вит., 0,5 мм	12	2—45	2—45
14,0—21,5 (13,65—21,91)	17,294	1,296	T-50-6, 18 вит., 0,5 мм	2—45	2—45	39

$L4$ — широкополосный дроссель, например Siemens, B82114-R-A3.

$VT1$ — 2N4856A, или P8002, или U310.

U — 8 + 2 витка, 0,5 мм, бифилярная скрутка проводов, на тороидальном сердечнике FT-37-72.

Свермалошумящий усилитель ОВЧ-диапазона на канальных полевых GaAs транзисторах представлен на рис. 9.45 [216]. Эта схема предназначена для двухметрового любительского диапазона и может настраиваться в диапазоне 100—200 МГц. Эта схема представляет собой собственно усилитель на транзисторе $VT1$ и активный согласующий каскад, выполненный на транзисторе $VT2$.

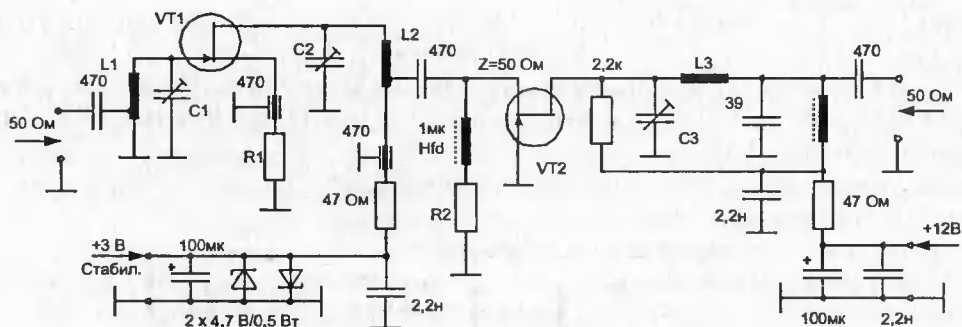


Рис. 9.45. Схема усилителя для ОВЧ-диапазона

В табл.9.3 даны характеристики основных элементов схемы.

В усилителях такого типа устойчивость обычно обеспечивается при относительно узкополосных антеннах и при широкополосной резистивной номинальной нагрузке ($\pm 30\%$, определяется транзистором $VT2$). При этом входное/выходное полное сопротивление транзисторов из GaAs оказывается относительно высоким (больше 1 кОм), что исключает непосредственное каскадирование таких усилителей без согласующих каскадов, так как это привело бы к самовозбуждению, а при определенных условиях к «выгоранию» высокочувствительных транзисторов. При установке схемы перед приемником с $F = 5$ дБ коэффи-

Таблица 9.3. Список элементов схемы усилителя

Элемент схемы	Характеристики
C1–C3	2–13 пФ, подстроечные конденсаторы с воздушным диэлектриком
F	Ферритовые бусинки
L1, L2	5 вит., 1 мм CuAg, внутренний диаметр катушки 12 мм, длина 12 мм
L3	4 вит., 1 мм CuAg, внутренний диаметр катушки 12 мм, длина 12 мм
R1	Подбирается для тока стока транзистора VT1 $I \approx 10$ мА
R2	Подбирается для тока стока транзистора VT2 $I \approx 20$ мА
VT1	CFY13 или подобные (например типа MFG1200 или MFG1400)
VT2	2N4856A, P8002, U310 или им подобные

Таблица 9.4. Список элементов схемы усилителя

Элемент схемы	Характеристики
C1–C5	0,1–4,0 пФ подстроечный конденсатор с воздушным диэлектриком
L1–L3	1 мм CuAg, длина выпрямленного проводника 22 мм
R1	подбирается для тока транзистора VT1 $I \approx 10$ мА
R2	подбирается для тока транзистора VT2 $I \approx 25$ мА
VT1	CFY13 или подобные
VT2	2N4856A, P8002, U310 или подобные им

коэффициент шума системы снижается до 0,6–7 дБ, а минимальный уровень шума в полосе 500 Гц понижается с 142 до 146,3 дБм.

Схема усилителя, предназначенная для любительского 70-сантиметрового диапазона, которая может настраиваться в диапазоне 380–480 МГц, представлена на рис. 9.46.

Характеристики элементов схемы даны в табл. 9.4.

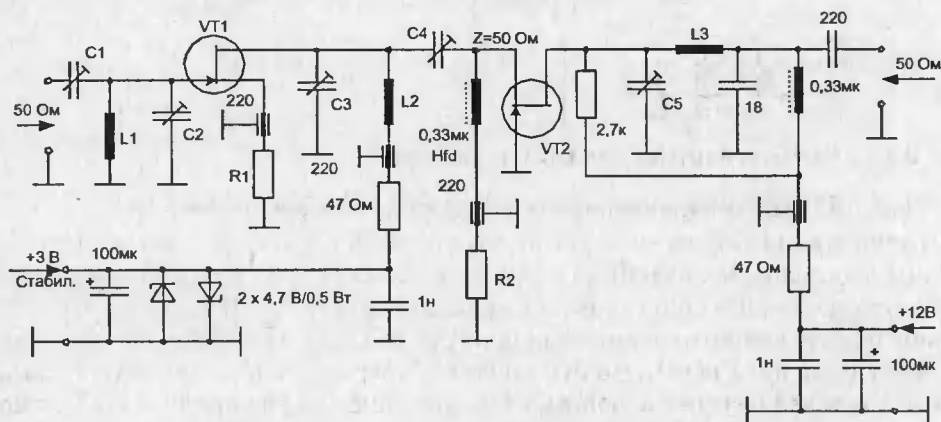


Рис. 9.46. Схема усилителя для УВЧ-диапазона

При установке этой схемы перед приемником с $F = 5$ дБ коэффициент шума системы снижается до 1 дБ, а минимальный уровень шума в полосе 500 Гц понижается с 142 до 146 дБм.

При применении GaAs полевых транзисторов в этих схемах не следует использовать кабельные соединения усилителя с антенной, кратные нечетному количеству $1/4$ длины волны, так как вследствие внутренних рассогласований произойдут нежелательные изменения полного сопротивления. В результате увеличатся собственные шумы, уменьшится или увеличится усиление, а также увеличится электрическая нестабильность вплоть до самовозбуждения. По возможности выбирают точно $\lambda/2$ или кратную $1/2$ длины волны или соединяют непосредственно антенну и усилитель. Поэтому рекомендуют использовать узкополосные антенны.

9.11. Основы проектирования СВЧ-усилителей

Диапазон частот СВЧ-усилителей на ВМДП-транзисторах лежит в пределах от 300 МГц до 1...2 ГГц. На более высоких частотах применяются GaAs МПТШ вплоть до 100 ГГц. На частотах единицы гигагерц GaAs МПТШ позволяют получить $P_{\text{вых}}$ до 20 Вт, а на частоте 20 ГГц — до 1 Вт при $K_p = 5$ —6 дБ и КПД 20—25%.

Транзистор в СВЧ-усилителях обычно представляется в виде четырехполюсника (рис. 9.47), согласованного на входе и выходе с нагрузкой Z_H , к которой он подключается через линию передач с волновым сопротивлением Z_0 . Транзистор описывается в терминах S-параметров.

Входной и выходной импедансы транзисторов носят комплексный характер, и их значения по модулю сильно отличаются от волновых сопротивлений линий генератора и нагрузки (обычно $Z_r = Z_H = Z_0 = 50$ Ом). Поэтому в усилителях используют согласующие цепи на входе СЦ1 и выходе СЦ2 (рис. 9.48).

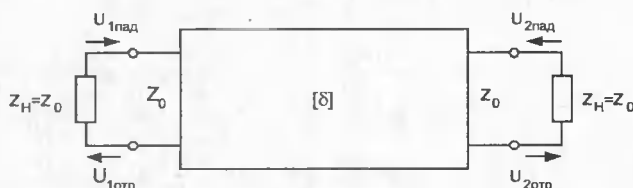


Рис. 9.47. Формальная схема замещения транзистора в диапазоне СВЧ

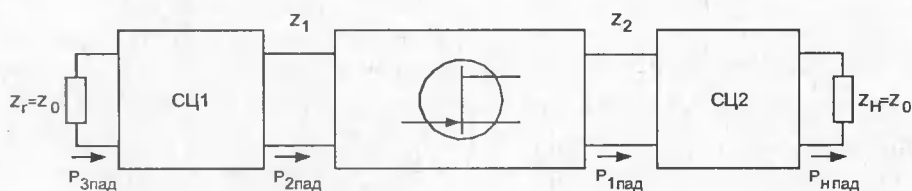


Рис. 9.48. Структурная схема однотранзисторного СВЧ-усилителя

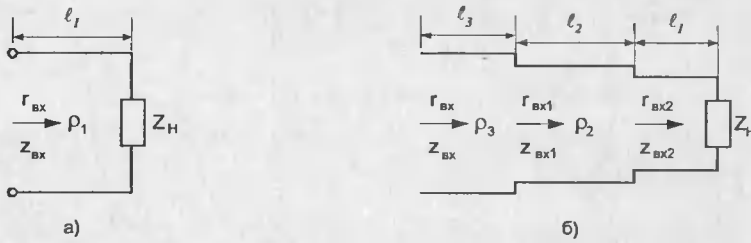


Рис. 9.49. Одноступенчатый (а) и трехступенчатый (б) трансформаторы сопротивлений

В СВЧ-диапазоне согласующие цепи обычно выполняются в виде отрезков линий передач (рис. 9.49).

Отрезок однородной линии длиной l_1 с волновым сопротивлением ρ_1 (рис. 9.49, а) преобразует импеданс нагрузки $Z_H = R_H + jX_H$ во входной импеданс $Z_{BX} = R_{BX} + jX_{BX}$, где

$$R_{BX} = \frac{\rho_1^2 R_H (1 + \operatorname{tg}^2 \theta)}{(\rho_1 - X_H \operatorname{tg} \theta_1) + R_H^2 \operatorname{tg}^2 \theta_1};$$

$$X_{BX} = \frac{\rho_1 (X_H + \rho_1 \operatorname{tg} \theta_1) (\rho_1 - X_H \operatorname{tg} \theta_1) - \rho_1 R_H^2 \operatorname{tg} \theta_1}{(\rho_1 - X_H \operatorname{tg} \theta_1)^2 + R_H^2 \operatorname{tg}^2 \theta_1},$$

где $\theta = 2\pi l_1 / \lambda_d$ — фазовый угол; λ_d — длина волны с учетом ее укорочения в диэлектрике.

Для получения заданного Z_{BX} параметры линии следует выбирать из выражений:

$$\rho_1 = \sqrt{R_{BX} R_H + \frac{R_{BX} X_H^2 - X_{BX}^2 \cdot R_H}{R_H - R_{BX}}}; \quad (9.2)$$

$$\operatorname{tg} \theta_1 = \rho_1 \frac{R_{BX} - R_H}{R_{BX} X_H + X_{BX} R_H}. \quad (9.3)$$

Трансформация Z_H в Z_{BX} возможна, если

$$1 > \frac{R_{BX}}{R_H} > \frac{R_{BX}^2 + X_{BX}^2}{R_H^2 + X_H^2} \quad \text{или} \quad 1 < \frac{R_{BX}}{R_H} < \frac{R_{BX}^2 + X_{BX}^2}{R_H^2 + X_H^2}.$$

В противном случае используется двух- или трехступенчатые переходы (рис. 9.49, б). Коэффициент передачи отрезка линии по напряжению при его нагрузке на сопротивление Z_H : $K_{\Pi} = 1/(\cos \theta + j \sin \theta / Z_H)$.

Полоса частот переходов (рис. 9.49, б) растет с ростом числа отрезков, и эти переходы используются в широкополосных усилителях.

Для узкополосных усилителей меньшие габариты обеспечивают согласующие цепи на отрезках длинных линий с короткозамкнутыми и разомкнутыми

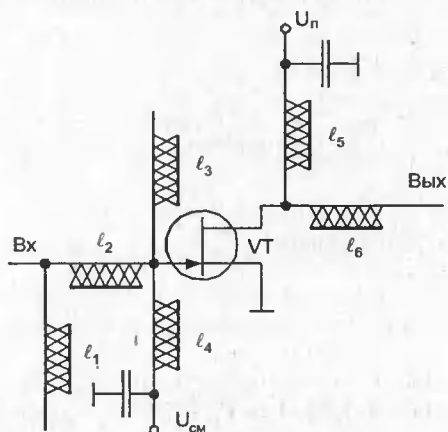


Рис. 9.50. Усилитель СВЧ с согласующими цепями в виде отрезков длинных линий

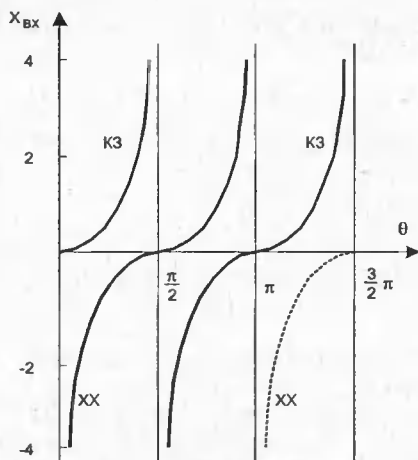


Рис. 9.51. Графики входных сопротивлений разомкнутых и короткозамкнутых отрезков линий передач, где КЗ — короткое замыкание; ХХ — режим холостого хода

ми шлейфами (рис. 9.50). Их назначение — компенсация $X_{ВХ}$ и $X_{ВЫХ}$ транзистора, $X_{Г}$ и $X_{Н}$ (рис. 9.51).

После компенсации реактивных составляющих согласуемых импедансов их вещественные составляющие согласуются с помощью четвертьволнового трансформатора, волновое сопротивление которого $Z_{ВХТ} = \sqrt{(Z_1 Z_2)}$, а добротность

$$Q = |X_{ВХ}| / R_{ВХ} + Z_0 / R_{ВХ} (1 - R_{ВХ} / Z_0) \quad (9.4)$$

где Z_1 и Z_2 — согласуемые сопротивления.

Узкополосный усилитель проектируется как однонаправленный ($S_{12} = 0$). Его предельный коэффициент усиления

$$K_P \approx \frac{|S_{21}|^2}{(1 - |S_{11}|^2) \cdot (1 - |S_{22}|^2)} \quad (9.5)$$

Здесь $|S_{21}|^2$ — коэффициент усиления по мощности транзистора, нагруженного по входу и по выходу на сопротивление 50 Ом. Сомножители в числителе учитывают увеличение K_P при согласовании транзистора по входу и по выходу. Расчетное значение K_P завышает точное примерно на 1,2 дБ, что допустимо при технических расчетах. Усилитель безусловно устойчив, если $K_U > 1$, $|S_{11} S_{22} - S_{12} S_{21}| < 1$, где коэффициент устойчивости

$$K_U \approx \frac{1 + |S_{11} S_{22} + S_{21} S_{12}|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{12}|^2}{2 |S_{12} S_{21}|} \quad (9.6)$$

К другим важным параметрам СВЧ-усилителей относят коэффициент отражения

$$\Gamma = \dot{U}_{\text{отр}} / \dot{U}_{\text{пад}} = (Z_{\text{н}} - \rho) / (Z_{\text{н}} + \rho)$$

и коэффициент стоячей волны КСВ = $|U_{\text{макс}}| / |U_{\text{мин}}| = (1 + |S_{\text{кк}}|) (1 - |S_{\text{кк}}|)$, где $|U_{\text{макс}}|$ и $|U_{\text{мин}}|$ — модули максимального и минимального сигнала вдоль линии;

$S_{\text{кк}}$ — S-параметр по k-му входу некоторого многополюсника.

Через Γ величина K_{P} выражается следующим образом:

$$K_{\text{P}} = \frac{1 - |\Gamma_1|^2}{|1 - S_{11}\Gamma_1|^2} |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_2|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_2|^2}, \quad (9.7)$$

где Γ_1 и Γ_2 — коэффициенты отражения на входе и выходе усилителя. При этом $\Gamma_1 = S_{11} + S_{12}S_{21}\Gamma_{\text{н}} / (1 - \Gamma_{\text{н}}S_{22})$ и $\Gamma_2 \approx \Gamma_0 \exp(-j4\pi l / \lambda)$, где $\Gamma_0 = \Gamma$; λ — длина волны; l — длина линии без потерь.

При проектировании широкополосных СВЧ-усилителей согласование по входу осуществляется исходя из минимального коэффициента, а по выходу — исходя из максимального в заданной полосе частот. Если пренебречь потерями в линии, то для широкополосного усилителя должно выполняться условие: $|\Gamma| \geq \exp[-\pi / \tau_1 (\omega_2 - \omega_1)]$, где ω_2 и ω_1 — минимальная и максимальные частоты согласования; τ_1 — постоянная времени нагрузки в виде последовательной RC-цепи или параллельных RC- или RL-цепей ($\tau_1 = RC$ или $\tau_1 = R/L$) (рис. 9.52).

Проектирование СВЧ-усилителя можно проводить по следующей методике:

- По известным S-параметрам транзистора определяются параметры его эквивалентной схемы, входной и выходной импедансы в рабочей полосе частот.
- С помощью цепей трансформаторов сопротивлений осуществляется компенсация реактивной части импедансов (см. также (9.2) и (9.3)). Осуществляется согласование генератора и нагрузки с выходным и входным сопротивлениями транзистора.
- Определяем суммарную добротность цепей связи $Q = Q_1 + Q_2$, где Q_1 и Q_2 находятся по (9.4).
- Определяется полоса рабочих частот $2\Delta f = f / Q$.
- Вычисляется коэффициент устойчивости (9.6).
- Определяется коэффициент усиления по мощности (9.5) или (9.7). Коэффициент передачи по мощности согласующих цепей принимается равным 1 ввиду малости коэффициентов отражения Γ .

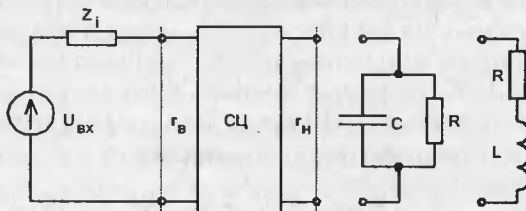


Рис. 9.52. Схема согласования источника сигнала с реактивной нагрузкой

Дополнительные аспекты проектирования СВЧ-цепей, включая применение круговых диаграмм, можно найти в специальной литературе [175]. В [176] расчеты сопровождаются описанием программ, реализующих эти расчеты на персональных ЭВМ. Широкое распространение получили методы параметрической оптимизации СВЧ-цепей [177], позволяющие в наибольшей мере приблизить параметры разрабатываемых устройств к требованиям разработчика.

9.12. Практические схемы СВЧ-усилителей

Наиболее перспективными активными приборами СВЧ-усилителей являются GaAs МПТШ. По предельным частотам рабочего диапазона (до десятков ГГц), уровню выходной мощности, линейности и уровню шумов усилители на GaAs МПТШ заметно превосходят параметрические усилители и усилители на туннельных диодах. Усилители СВЧ обычно выполняются в виде гибридных микросхем. Это учтено в конструкциях современных МПТШ, рассчитанных на встраивание в гибридные микросхемы с микрополосковыми линиями передачи (рис. 9.53). Такие микросхемы обычно имеют достаточно массивную металлическую основу, на которой закреплена пластина из диэлектрика (ВЧ-керамика).

На пластину напылены микрополосковые линии связи. Транзистор устанавливается непосредственно на металлическое основание и крепится миниатюрными болтами (или с помощью низкоплавкого припоя). Согласующие цепи выполняются как на дискретных (напыленных) компонентах, так и на основе распределенных цепей. Типовые потери в первом случае достигают 0,4 дБ, во втором 0,06 дБ [33]. Достигнутые значения индуктивностей $L \geq 0,2$ нГн и емкостей $C > 0,1$ пФ определяют рабочий диапазон частот цепей согласования.

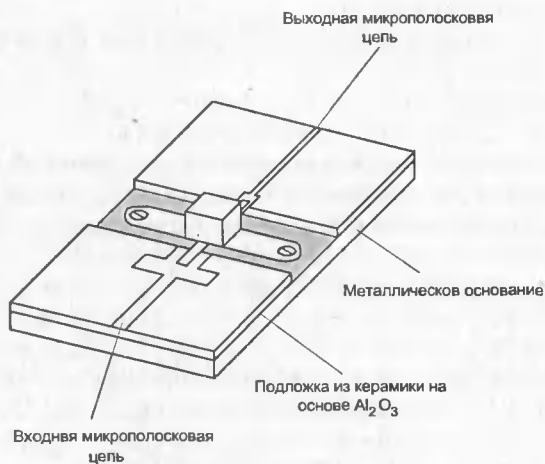


Рис. 9.53. Элемент конструкции гибридной интегральной микросхемы

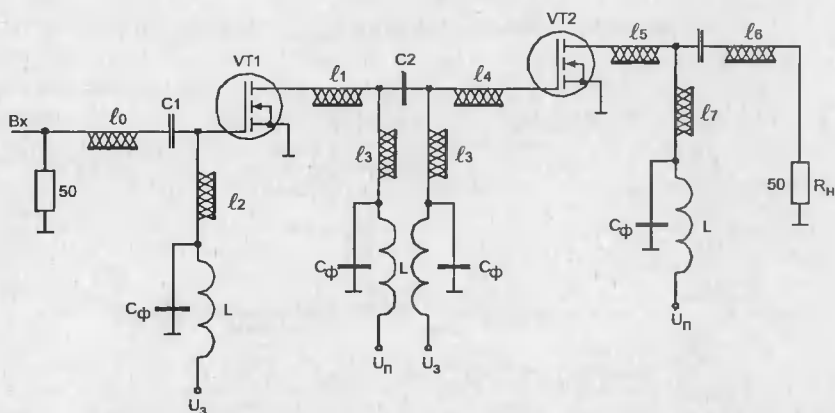


Рис. 9.54. Усилитель диапазона 600—700 МГц на транзисторе КП905

До частот около 1 ГГц в СВЧ-усилителях можно применять кремниевые мощные МДП-транзисторы, например КП905, КП907, КП908, КП911 и др. Примером может служить схема усилителя (рис. 9.54), содержащая два каскада на транзисторах КП905. В полосе частот 600—700 МГц усилитель имеет $K_p = 12,5$ дБ при неравномерности усиления 1,5 дБ. КСВ на входе и выходе не более 2,5 и 3 дБ соответственно [178].

Согласующие цепи усилителя выполнены на подложках из ситалла СТ-32-1 с диэлектрической проницаемостью $\epsilon = 10,3$ и размером $29 \times 30 \times 1$ мм. Подложки приклеивались к единому металлическому основанию, на котором крепились транзисторы. Для подачи питания использовались микрополосковые линии, заблокированные безвыводными конденсаторами. Параметры микрополосковых согласующих элементов схемы приведены в табл. 9.5.

Таблица 9.5. Параметры согласующих элементов схемы рис. 9.54

Элемент	Л1	Л2	Л3	Л4	Л5	Л6	Л7
Z, Ом	105	76,1	100,9	36,7	108,6	107,9	98,1
l/λ	0,91	0,41	2,08	0,72	0,62	1,42	0,67

Принципиальная схема одного из каскадов маломощного усилителя 2-сантиметрового диапазона на транзисторе АП326-2 приведена на рис. 9.55. На входе и выходе транзисторного каскада включены согласующие цепи в виде симметричных разомкнутых шлейфов $l_1(Z_1)$, $l_8(Z_8)$.

Усиление каскада на центральной частоте составляет 6 дБ. При проведении оптимизации цепей связи таких усилителей изменяются длина разомкнутых шлейфов и их расстояние от транзистора.

Частотные характеристики соответствующего пятикаскадного усилителя приведены на рис. 9.56. Там же даны зависимости от частоты коэффициентов стоячей волны напряжения по входу и выходу усилителя. Коэффициент усиления усилителя около 26 дБ при ширине полосы рабочих частот около 500 МГц [179].

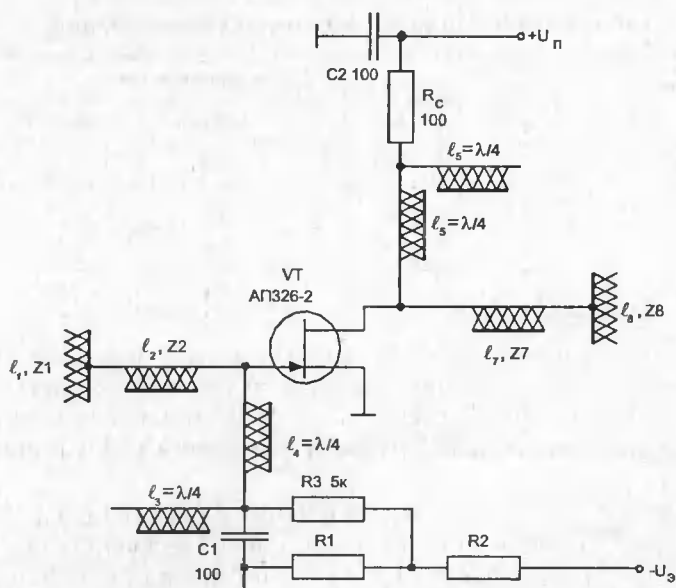


Рис. 9.55. Принципиальная электрическая схема одного каскада пятикаскадного усилителя 2-сантиметрового диапазона на транзисторе АП326-2

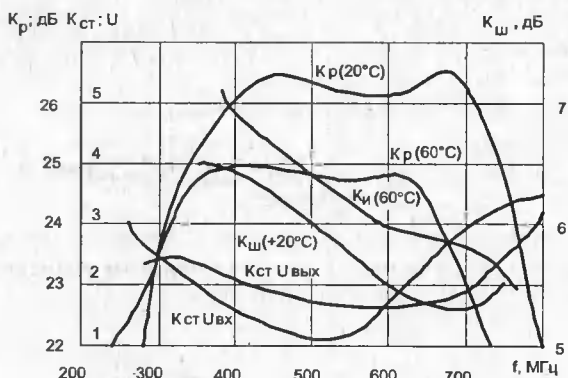


Рис. 9.56. Частотные характеристики пятикаскадного усилителя, построенного на каскадах рис. 9.55

Усилитель выполнен на платах из поликора размером $12 \times 15 \times 0,5$ мм. Параметры согласующих элементов приведены в табл. 9.6.

В современных системах радиолокации и связи находят широкое применение широкополосные и сверхширокополосные усилители. Сверхширокополосными принято называть многооктавные усилители гармонических сигналов. Широкополосность усилителей во многих случаях достигается введением отрицательных обратных связей (рис. 9.57). Усилитель обеспечивает усиление ± 1 дБ в диапазоне частот 0,35...14 ГГц при неравномерности усиления ± 1 дБ; шум-фактор 6 дБ. Параметры распределенных цепей на рис. 9.57 приведены для частоты 7 ГГц.

Таблица 9.6. Параметры согласующих цепей

Элемент согласующей цепи	Длина элемента, мм				
	каскад 1	каскад 2	каскад 3	каскад 4	каскад 5
Шлейф I_1 ($W_1 = 1,2$ мм)	1,0	1,54	1,58	1,42	1,48
Отрезок линии I_2 ($W_2 = 0,51$ мм)	3,47	3,40	3,40	3,40	3,40
Отрезок линии I_7 ($W_7 = 0,51$ мм)	4,00	3,40	3,00	2,83	2,85
Шлейф I_8 ($W_8 = 1,2$ мм)	0,86	0,48	0,94	0,66	0,82

Малые значения проходных емкостей ПТ с барьером Шотки позволяют получать хорошие результаты при построении сверхширокополосных усилителей и без цепей обратной связи. На рис. 9.58 приведена схема широкополосного усилителя с центральной рабочей частотой 15 ГГц и выходной мощностью 100 мВт.

Для обеспечения широкополосности в цепях связи транзистора с генератором сигнала используются многоступенчатые трансформаторы сопротивлений совместно с короткозамкнутыми и разомкнутыми шлейфами. Усилитель имеет следующие параметры: $Z_1 = 34$ Ом; $Z_2 = 30$ Ом; $Z_3 = 30$ Ом; $Z_4 = 37$ Ом; $Z_5 = 59$ Ом; $Z_6 = 100$ Ом; $Z_7 = 120$ Ом; $Z_8 = 80$ Ом; $Z_9 = 30$ Ом; $Z_{10} = 40$ Ом; $L_1 = 0,07$ нГн; $L_2 = 0,12$ нГн; $C_1 = C_2 = 10$ пФ [180].

В [181] приводятся сведения о схемах СВЧ-усилителей миллиметрового диапазона, обладающих коэффициентом усиления 4–6 дБ на частотах 20—

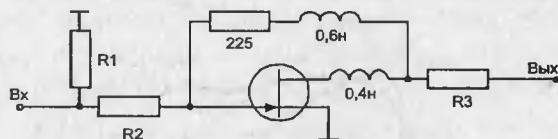


Рис. 9.57. Широкополосный усилитель на GaAs полевом транзисторе с отрицательной обратной связью по напряжению

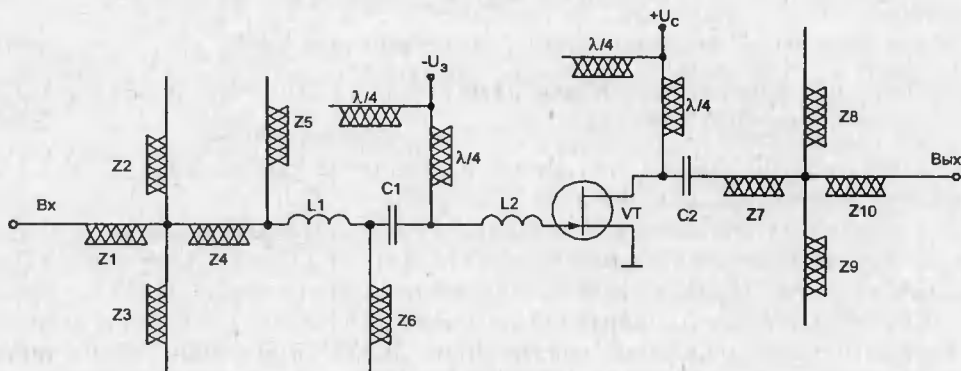


Рис. 9.58. Усилитель диапазона 15 ГГц с многоступенчатыми согласующими трансформаторами сопротивлений на отрезках линий передачи

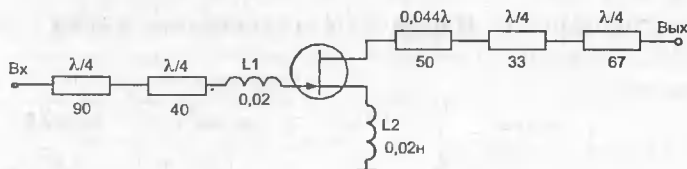


Рис. 9.59. Усилитель диапазона 60 ГГц с согласующими четвертьволновыми трансформаторами

100 ГГц и построенных на GaAs транзисторах Шотки. Схемотехника усилителей миллиметрового диапазона не имеет существенных отличий от схем сантиметрового диапазона. Например, на рис. 9.59 показана схема усилителя на 60 ГГц с четвертьволновыми трансформаторами.

Такие усилители имеют гибридно-интегральное или монокристаллическое исполнение. Существенным достижением полупроводниковой технологии является значительное уменьшение коэффициентов шума современных СВЧ-усилителей на ПТ Шотки. В частности, на частоте 94 ГГц получено значение коэффициента шума 2,0 дБ.

9.13. Автогенераторы ВЧ- и СВЧ- гармонических колебаний

Автогенераторы — автономные устройства, преобразующие энергию источников питания в высокочастотный сигнал гармонической формы. Применение автогенераторов на мощных ПТ в ряде случаев упрощает конструкцию различных устройств, например систем охранной сигнализации, простых радиопередатчиков, автогенераторных датчиков и т. д. Энергетические соотношения и частотные ограничения у автогенераторов в основном те же, что и у УМ.

Автогенератор можно представить в виде замкнутого в кольцо (рис. 9.60, а) усилителя с коэффициентом усиления $\dot{K}(\omega) = K(\omega)\exp(j\varphi_K(\omega))$ и четырехполюсником обратной связи, имеющим коэффициент передачи $\dot{\beta}(\omega) = \beta(\omega) \cdot \exp(j\varphi_\beta(\omega))$.

Большинство схем автогенераторов можно свести к схеме трехточки (рис. 9.60, б), где четырехполюсник обратной связи образован делителем

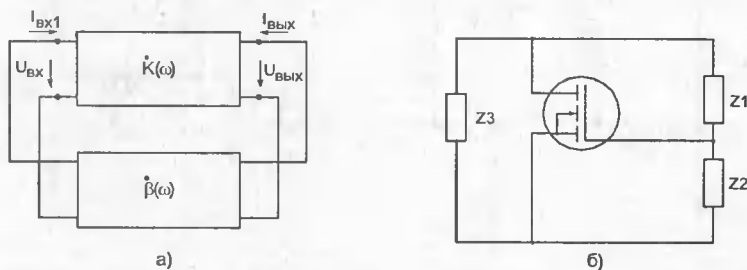


Рис. 9.60. Схема автогенератора на активном четырехполюснике (а) и обобщенная «трехточечная» схема автогенератора на МДП-транзисторе (б)

Z1 — Z2, а усилитель — мощным ПТ и нагрузкой Z3. Колебания возникают при одновременном выполнении условия баланса фаз

$$\varphi_K(\omega_0) + \varphi_B(\omega_0) = n \cdot 2\pi, \quad (9.8)$$

где $n = 0, 1, 2$, и т. д., и баланса амплитуд

$$K(\omega_0) \cdot \beta(\omega_0) \geq 1. \quad (9.9)$$

Условие (9.8) означает, что обратная связь положительная, а (9.9) — что петлевое усиление превышает (или равно) 1. В общем случае четырехполюсник обратной связи может строиться на основе RC-цепей (RC-генераторы), LC-контура (LC-генераторы), линий связи, объемных и кварцевых резонаторов.

Простейшая схема LC-генератора с трансформаторной обратной связью приведена на рис. 9.61. На ее примере обсудим некоторые общие закономерности работы LC-генераторов.

Эта схема является типовым резонансным узкополосным каскадом, охваченным положительной обратной связью. На частотах, близких к резонансной $\omega_0 = 2\pi f_0 = 1/\sqrt{LC}$, можно принять $\beta(\omega) = \beta_0 = \text{const}$, причем β_0 зависит от степени магнитной связи между L и обмоткой связи $L_{\text{св}}$ (т. е. от коэффициента взаимоиנדукции M).

На рис. 9.62 представлены зависимости модуля петлевого усиления $\beta_0 \cdot K$ и фазового сдвига $\varphi_B(\omega) + \varphi_K(\omega) = \varphi_{\text{вк}}$ от частоты ω . Фазовый сдвиг равен 0 на частоте ω_0 , так что колебания возникают на этой частоте, если $\beta_0 K(\omega) \geq 1$.

При возникновении дополнительных фазовых сдвигов (например, из-за инерционности транзистора или цепи обратной связи) этот сдвиг должен скомпенсироваться фазовым сдвигом $\varphi_K(\omega)$. Это ведет к изменению частоты на некоторую величину, равную $\Delta\omega$ (на рис. 9.62). Чем выше эквивалентная добротность Q_3 контура (с учетом его шунтирования схемой), тем резче зависимость $\varphi_K(\omega)$ и меньше $\Delta\omega$. Поэтому в LC-генераторах стремятся использо-

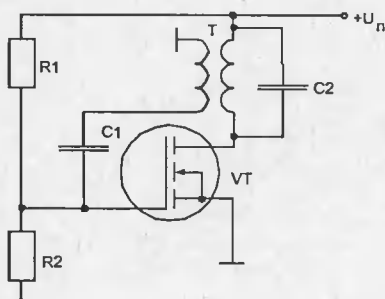


Рис. 9.61. Схема LC-генератора с трансформаторной обратной связью

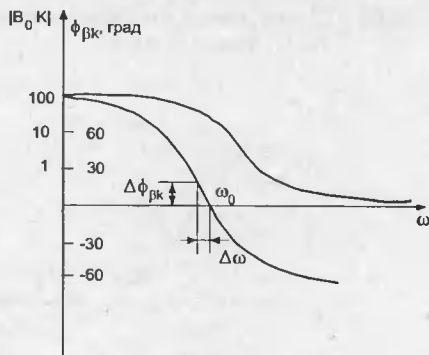


Рис. 9.62. Частотные зависимости модуля петлевого усиления $|B_0K|$ и фазового сдвига $\varphi_{\text{вк}}$

вать высокочастотные контуры ($Q_3 = 50 \dots 500$) и уменьшать степень связи схемы с ними. Реальная относительная нестабильность частоты $\Delta\omega/\omega_0$ составляет $10^{-4} \dots 10^{-3}$.

Если бы усилитель был линеен, то амплитуда колебаний непрерывно нарастала и получение стационарной амплитуды $U_{\text{ВЫХ СТ}}$ было бы невозможно. Однако, рассматривая динамическую передаточную характеристику каскада (рис. 9.63), нетрудно заметить, что она нелинейна и поэтому крутизна ее по первой гармонике является функцией амплитуды выходного напряжения $U_{\text{ВЫХ}}$:

$$S_1(U_{\text{ВЫХ}}) \approx \frac{I_{\text{С МАКС}} - I_{\text{С МИН}}}{(U_3 + U_{\text{ВЫХ}}) - (U_3 - U_{\text{ВЫХ}})} = \frac{I_{\text{С МАКС}} - I_{\text{С МИН}}}{2U_{\text{ВЫХ}}},$$

где $I_{\text{С МАКС}}$ и $I_{\text{С МИН}}$ — токи стока, соответствующие вершинам положительной и отрицательной полуволн переменной гармонической составляющей напряжения на стоке.

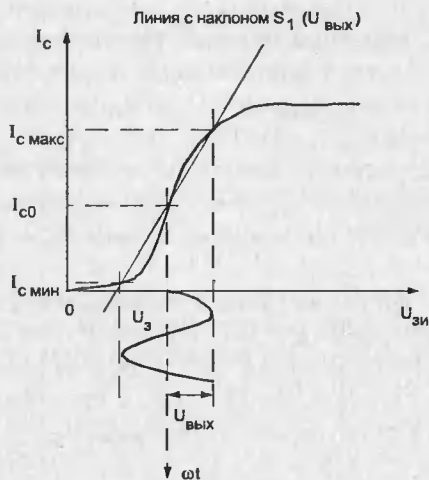


Рис. 9.63. Динамическая передаточная характеристика усилительного каскада на МДП-транзисторе

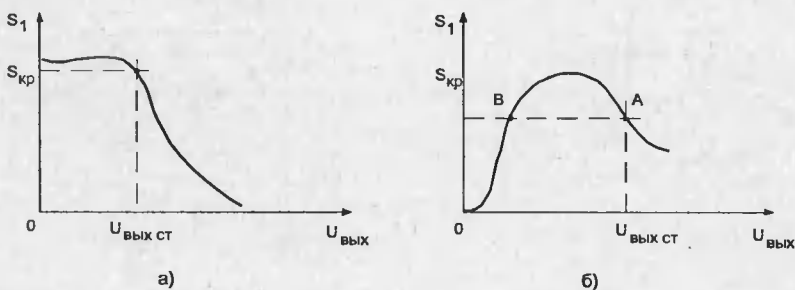


Рис. 9.64. Зависимости крутизны управления S_1 от выходного напряжения, обеспечивающие мягкий (а) и жесткий (б) режимы возбуждения автогенератора

Если усилитель работает в классе А, то при малых $U_{\text{ВЫХ}}$ крутизна $S_1(U_{\text{ВЫХ}}) \approx S_0 = \text{const}$, но при больших $U_{\text{ВЫХ}}$ — $S_1(U_{\text{ВЫХ}})$ монотонно падает (рис. 9.64, а).

Точка, в которой $S(U_{\text{ВЫХ}}) = S_{\text{КР}} = 1/\beta R'_3$ (имеется в виду, что $K(\omega_0) = S_1 R'_3$, где R'_3 — приведенное эквивалентное сопротивление контура (при резонансе), соответствует стационарному режиму генератора. Колебания при этом возникают сами по себе (мягкий режим), а амплитуда их ограничивается вследствие верхней и нижней отсечек тока стока, ведущих к уменьшению S_1 .

При работе усилителя в классе В или С начальная крутизна при малых $U_{\text{ВЫХ}}$ мала ($S_1 \rightarrow 0$). В результате без внешнего воздействия колебания не возникают (жесткий режим возникновения генерации) (см. рис. 9.64, б). Таким воздействием может послужить бросок тока стока при включении генератора. Из двух точек пересечения зависимостью $S_1(U_{\text{ВЫХ}})$ линии $S_1 = S_{\text{КР}}$ одна (точка А) соответствует стационарному режиму, другая — (В) неустойчива.

Обычно жесткий режим возникновения колебаний нежелателен, но он дает больший КПД.

Кроме описания графического метода определения крутизны $S_1(U_{\text{ВЫХ}})$ по первой гармонике применяют более сложные аналитические [182] и численные методы. Перейдем к рассмотрению конкретных схем LC-автогенераторов.

Схема рис. 9.64 обычно используется на частотах до 50—100 МГц. На более высоких частотах осуществление трансформаторной связи затруднено и применяются схемы индуктивной (рис. 9.65, а) и емкостной (рис. 9.65, б) трехточек.

Схема на рис. 9.65, а может применяться в любом частотном диапазоне, но особенно удобна для СВЧ-диапазона. При этом контур вырождается в вытянутую полупетлю из медного посеребренного провода. Недостатком схемы является отсутствие заземления (по высокой частоте) конденсатора С контура. Этот недостаток устранен у схемы на рис. 9.65, б, но у нее (из-за шунтирования контура делителем обратной связи $C1C2$) снижаются пределы перестройки по частоте изменением емкости С.

Хорошие результаты дает генератор (рис. 9.66), в котором транзистор включен по схеме с общим стоком.

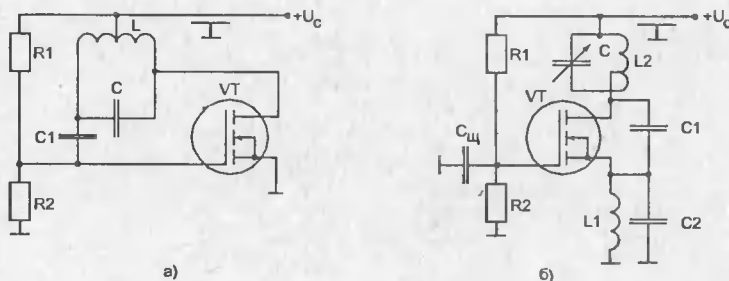


Рис. 9.65. Автогенераторы, собранные по схемам индуктивной (а) и емкостной (б) трехточки

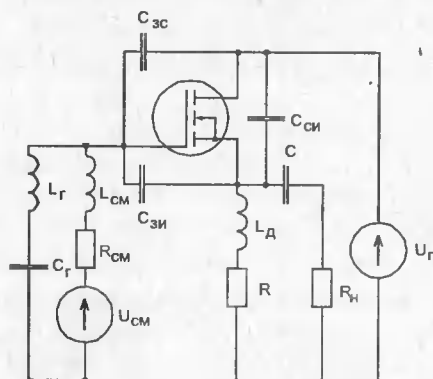


Рис. 9.66. Автогенератор на транзисторе, включенном по схеме с общим стоком

Такие генераторы легко возбуждаются и перестраиваются в широкой полосе частот. В [183] получены значения крутизны S , необходимой для возникновения колебаний в таком генераторе, и частоты генерации f_0 :

$$S = C_{зи} / g C_{си};$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_Г} \left(\frac{1}{S_Г} + \frac{C_{зи} + C_{зс}}{C_{зи} C_{си} + C_{зс} C_{зи} + C_{зс} C_{си}} \right)} \quad (9.10)$$

Из (9.10) вытекает возможность перестройки частоты изменением $L_Г$ и $C_Г$. Заземление нижней обкладки $C_Г$ облегчает перестройку конденсатором $C_Г$ переменной емкости.

Практическая схема генератора (рис. 9.67) на транзисторе КП901А в диапазоне частот 30...80 МГц обеспечивала $P_{вых} = 2,5$ Вт.

Подобная схема на транзисторе КП904А имела $P_{вых} = 20$ Вт на частоте $f_0 = 4$ МГц и $U_{пит} = 52$ В (потребляемая мощность 36,4 Вт, рассеиваемая 15 Вт). Значения $L_2 = 5,6$ мкГн, $C_2 = 760$ пФ, $R = 2$ Ома.

В дальнейшем был разработан ряд подобных схем на GaAs МПТШ с электронной перестройкой частоты с помощью варикапов. Так, в [184] описан

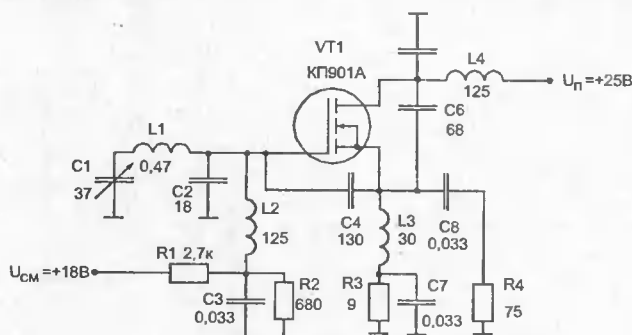


Рис. 9.67. Высокочастотный автогенератор с уровнем выходной мощности — десятки ватт

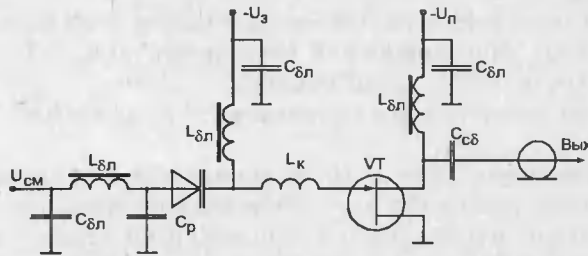


Рис. 9.68. Автогенератор на транзисторе АП602 с обращенным каналом

СВЧ-генератор на GaAs МПТШ АП602 с обращенным каналом. Такое включение облегчает создание положительной обратной связи при заземленном стоке (рис. 9.68).

Индуктивность последовательного контура в цепи затвора образована как внешней индуктивностью L , так и паразитными индуктивностями затвора и варикапа, используемого для электронной перестройки частоты.

На рис. 9.69 представлены зависимости мощности и необходимого напряжения на варикапе затвора ΔU_B от отклонения частоты $f - f_0$. При изменении U_B

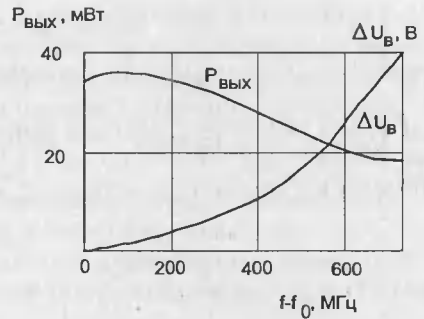
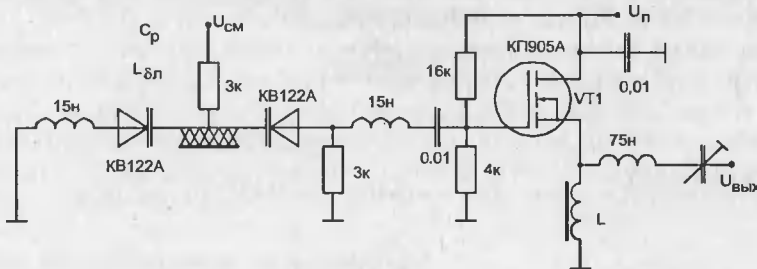
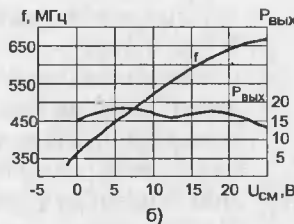


Рис. 9.69. Зависимость выходной мощности и необходимого напряжения смещения варикапа от девиации частот



а)



б)

Рис. 9.70. Генератор с электронной перестройкой частоты парой встречно включенных варикапов (а) и его характеристики (б)

от 0 до 50 В было получено перекрытие по емкости варикапа, равное 6. Крутизна модуляционной характеристики изменялась до 4...5 раз. Потребляемая генератором мощность 0,6 Вт, КПД около 5%.

В [185] описаны генераторы с октавным (т. е. двойным) перекрытием по частоте.

Однотактный генератор (рис. 9.70, а) использует для управления частотой встречноключенные варикапы, что обуславливает меньшую зависимость их емкости от амплитуды переменного напряжения на варикапах. Контур в цепи затвора разделен на две части отрезком микрополосковой линии. Импеданс цепи затвора носит индуктивный характер.

При $f_0 = 500$ МГц получен коэффициент перекрытия по частоте $K_f = 2,1$ при изменении управляющего напряжения U_{CM} от 2 до 25 В. Зависимость выходной мощности $P_{вых}$ и частоты f от напряжения U_{CM} дана на рис. 9.70, б. Крутизна модуляционной характеристики изменяется не более чем в 3,5 раза. Выходная мощность генератора $P = 17 \pm 2,5$ дБ, КПД меняется от 3 до 7% при $U_{пит} = 20$ В (транзистор КП905А). Уровень высших гармоник достигает 20%.

Двухтактная схема генератора (рис. 9.71) обеспечивает эффективное подавление всех четных гармоник.

Это уменьшает уровень высших гармоник на выходе генератора. Зависимость f от управляющего напряжения U_{CM} для этой схемы дана на рис. 9.72.

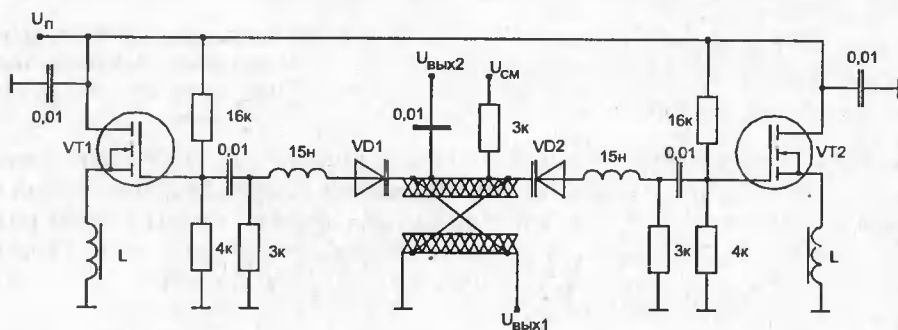


Рис. 9.71. Двухтактная схема автогенератора на МДП-транзисторах

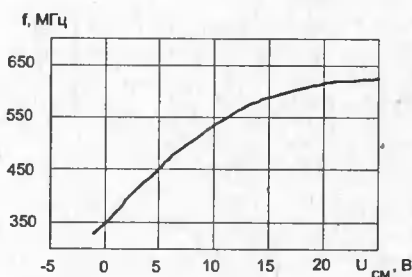


Рис. 9.72. Зависимость частоты от управляющего напряжения для схемы рис. 9.71

Коэффициент перекрытия по частоте $K_f = \omega_B / \omega_H = 1,85$, изменение крутизны модуляционной характеристики достигает 5 раз и более.

Вопросы проектирования СВЧ-генераторов вида на рис. 9.73 (цепи питания не показаны) рассматриваются в [186]. Показано, что колебания возникают только при инверсном включении транзисторов. Для транзисторов ЗП602А была получена частота генерации $f_0 = 5$ ГГц при выходной мощности 30 МВт.

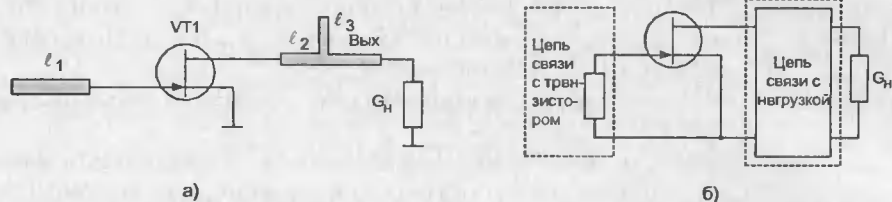


Рис. 9.73. Автогенератор с колебательными цепями в виде отрезков длинной линии (а) и его функциональная схема (б)

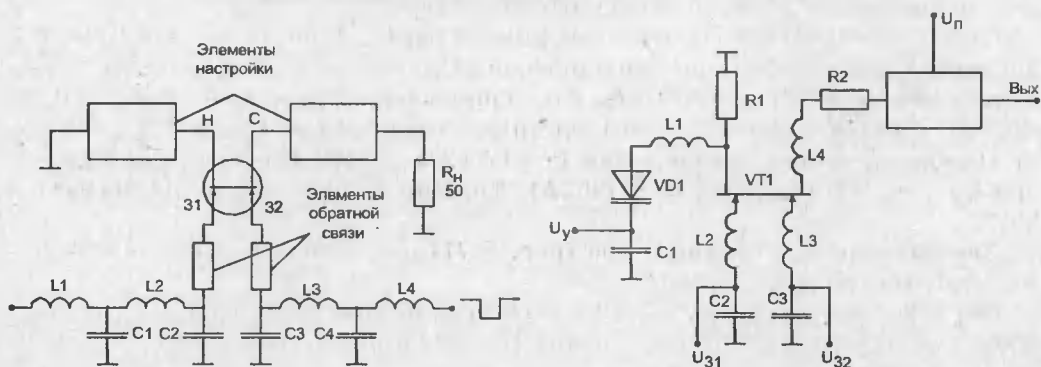


Рис. 9.74. Генератор с рабочей частотой $f_0 = 8,6$ ГГц на двухзатворном полевом транзисторе с барьером Шотки

Рис. 9.75. Схема совмещения функции генератора и утроителя частоты для диапазона частот до 22 ГГц

Представляет интерес применение в автогенераторах нового типа двухзатворных полевых транзисторов Шотки. На рис. 9.74 представлена схема автогенератора на частоте $f_0 = 8,6$ ГГц. Генератор работает в импульсном режиме и используется в доплеровском радиолокаторе. По сравнению со схемой на диодах Ганна эта обеспечивает лучшую стабильность частоты.

Схема на рис. 9.75 совмещает в себе функцию генератора и утроителя частоты. Конструкция на полевом тетроне с длиной затвора 1 мкм позволила получить частоту генерации до 22 ГГц.

На низких частотах при большой выходной мощности (единицы — десятки ватт) в генераторах можно использовать ненасыщающиеся составные транзисторы [64], в которых мощный ПТ управляет более мощным биполярным транзистором. В [187] описана схема кварцевого генератора (рис. 9.76) на основе составного транзистора.

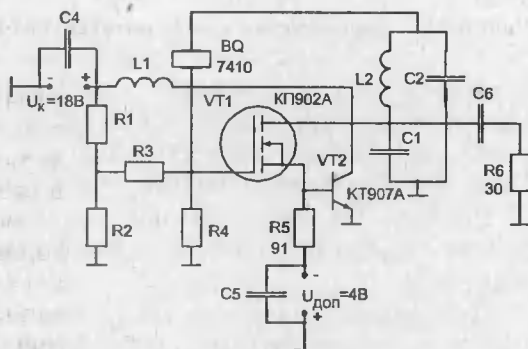


Рис. 9.76. Кварцевый автогенератор на составном (полевой — биполярный) транзисторах

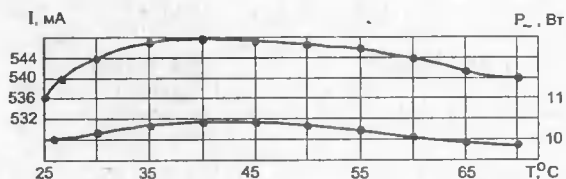


Рис. 9.77. Зависимости потребляемого тока (1) и выходной мощности (2) от температуры окружающей среды

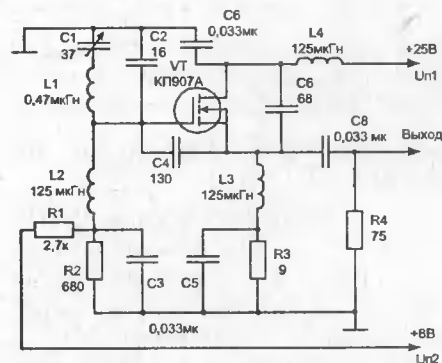


Рис. 9.78. Мощный автогенератор

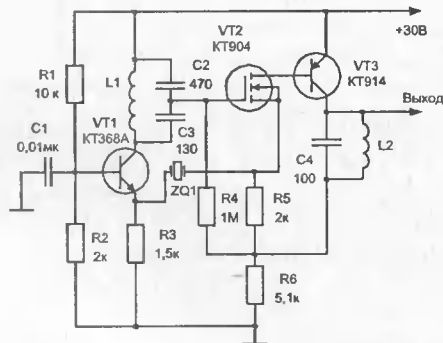


Рис. 9.79. Мощный кварцевый ВЧ-генератор

На рис. 9.77 представлены зависимости потребляемого тока и выходной мощности от температуры. Максимальные изменения этих параметров не превышали 2,3 и 3,5% соответственно при изменении температуры от 25 до 70 °С. При угле отсечки тока стока $\theta = 70^\circ$ генератор обеспечил получение выходной мощности 10 Вт при общем КПД 65%. Частота генерации 7,41 МГц, среднестатистическая часовая нестабильность частоты не превышала $2 \cdot 10^{-7}$.

Схема мощного автогенератора на ПТ представлена на рис. 9.78 [217]. Этот генератор работает в частотной полосе от 30 до 80 МГц и обеспечивает выходную мощность 2,5 Вт. Если транзистор КП907 заменить на транзистор КП904, то для сигнала частотой 4 МГц и напряжения питания, равного 50 В, можно получить выходную мощность до 20 Вт. При этом $L1 = 5,5$ мГн, $C1 + 760$ пФ, $U_{п2} = 1,7$ В, $C2 = 2000$ пФ, $C3 = 500$ пФ.

На рис. 9.79 представлен мощный кварцованный ВЧ-генератор [217]. В этом генераторе применена стабилизация частоты с помощью кварцевого резонатора ZQ1.

Построение выходного усилителя на транзисторах VT2 и VT1 позволяет получить амплитуду выходного сигнала свыше 10 В при выходном токе более 0,1 А. Диаметр катушки L1 и L2 — 37 мм, длина намотки 25 мм, провод ПЭВ-1. Индуктивность катушки L1 (L2) для каждого участка полосы частот можно определить из табл. 9.6.

Таблица 9.6. Параметры элементов схемы

Ф, МГц	L1, мкГ	Число витков	Диаметр провода
1,5...3,4	220	214	0,15
2,7...6	70	125	0,15
4,8...10,2	22	58	0,25
8,7...19	7	34	0,5
18...40	1,6	16	1,0
35...80	0,4	8	1,0
70...160	0,1	4	2,5

Мощный усилитель-возбудитель, предназначенный для возбуждения колебаний в резонансном контуре, представлен на рис 9.80 [217].

На вход усилителя подают сигнал ЧМ-колебания вида. Этот сигнал проходит через инверторы DD1.1, DD1.2, к выходу каждого из которых подключено плечо мощного усилителя на полевом и биполярном транзисторах. Когда на выходе элемента DD1.1 напряжение высокого уровня, то выходное напряжение элемента DD1.2 соответствует низкому уровню. Транзисторы VT1 и VT2 будут открыты, а VT3 и VT4 закрыты. Для полного закрывания транзисторов используются два источника питания.

Усилитель-возбудитель может работать в широкой частотной полосе, ограниченной только возможностями транзисторов. В выходном колебательном контуре можно получить мощность более 50 Вт.

Таким образом, автогенераторы на мощных ПТ перекрывают практически все используемые диапазоны частот. Для ряда применений важное значение имеют уровни фазовых шумов автогенераторов. Как вытекает из рис. 9.81,

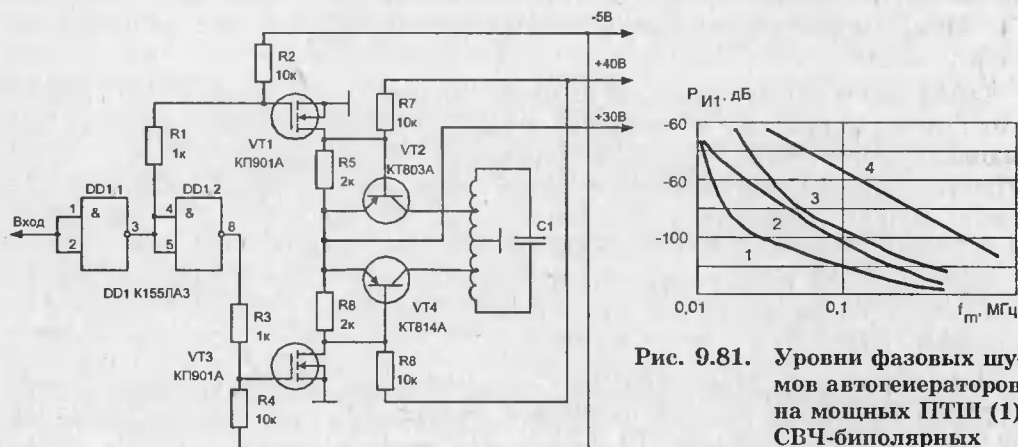


Рис. 9.81. Уровни фазовых шумов автогенераторов на мощных ПТШ (1), СВЧ-биполярных транзисторах (2) и диодах Ганна (3)

Рис. 9.80. Мощный усилитель-возбудитель

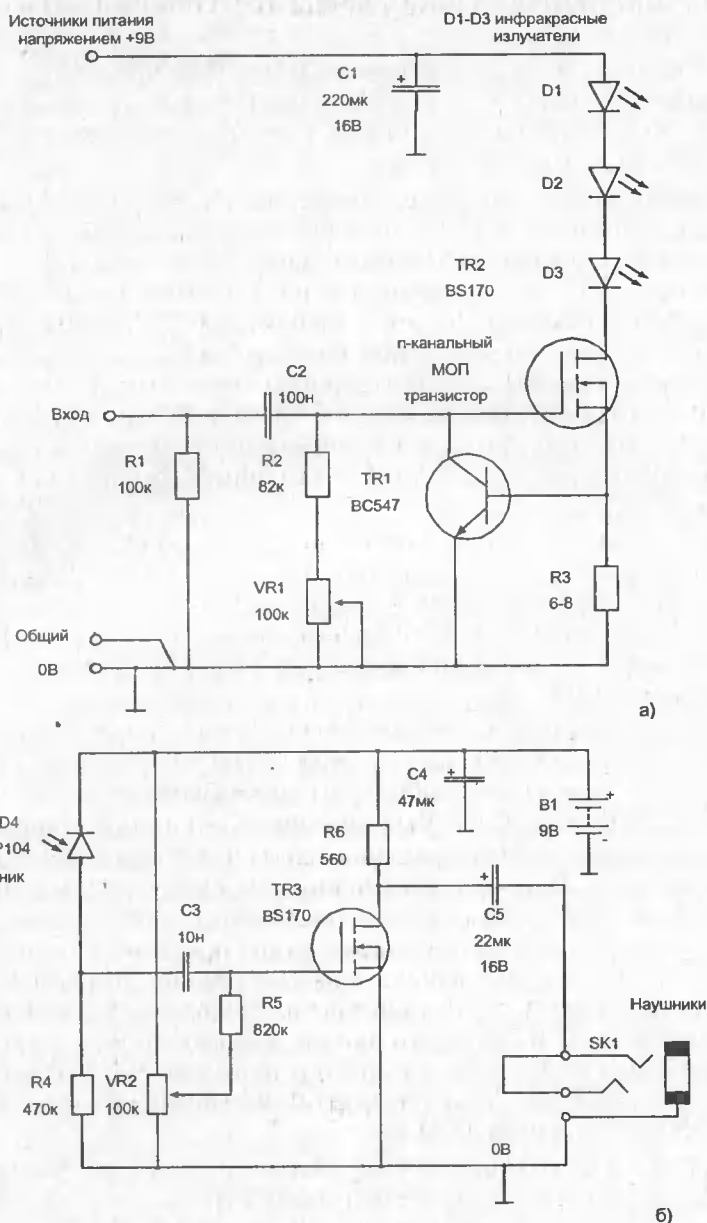


Рис. 9.82. Схема беспроводных наушников

по этому параметру СВЧ-генераторы на GaAs мощных ПТШ уступают генераторам на СВЧ-биполярных транзисторах и диодах Ганна. Ожидается уменьшение уровня модуляционных шумов на 20 дБ при разработке мощных ПТШ с субмикронной длиной канала [188].

9.14. Радиолюбительские схемы ВЧ-генераторов и усилителей

ВЧ-генераторы на полевых транзисторах широко используются в разнообразных радиолюбительских устройствах. Так, например, на рис. 9.82 приведена схема беспроводных наушников, состоящая из передатчика (рис. 9.82, а) и приемника (рис. 9.82, б) [247].

Эти наушники можно использовать без непосредственного соединения со звуковым источником. В схеме передатчика диоды VD1 — VD3 — это три последовательно включенных ИК-светодиода, управляемых транзистором TR2. Свечение светодиодов модулируется полученным звуковым сигналом, при этом происходит ограничение тока транзистора TR2 транзистором TR1, который регулирует уровень смещения в случае, если ток истока TR2 превышает 100 мА. Для получения другой величины тока следует подстроить потенциометр VR1. Источник питания напряжением 9 В, применяемый в схеме, должен обеспечивать импульсный ток передатчика. Дальность действия передатчика составляет 1—2 м, но ее можно увеличить, расположив рефлекторы (отражатели) позади диодов.

Предлагаемая схема приемника с использованием фотодиода D4 для улавливания ИК-излучения представлена на рис. 9.82, б. Преобразованный ИК-диодом сигнал поступает еще на один полевой транзистор TR3. Выходной сигнал снимается с вывода стока через конденсатор C5. Уровень сигнала может быть отрегулирован потенциометром VR2. Питание схемы осуществляется от батарейки PP3.

Для подготовленных радиолюбителей можно предложить передатчик «автосторожа», построенный на мощном МДП-транзисторе [248]. Эта схема (рис. 9.83) питается от автомобильного аккумулятора 12 В.

Два стабилитрона VD2 и VD3 образуют источники стабильного напряжения на 10,9 и 6,2 В. Интегральная схема DA2 содержит пару идентичных операционных усилителей, включенных последовательно. Инвертирующий вход DA2.1 по переменному току подключен к шине 12 В так, что он может реагировать на резкие скачки напряжения бортовой сети, вызываемые зажиганием ламп в салоне автомобиля при открывании дверей. Изменение напряжения бортовой сети на 3 мВ приведет на выходе DA2.2 к перепаду напряжения величиной до 6 В, которого вполне достаточно для запуска микросхемы DA3 — разновидности таймера 555 (он включен как одновибратор). Выходной импульс длительностью около $2(fr1/2)$ формируется на выводе 3 микросхемы DA3 по сигналу от DA2.2.

Выходной сигнал DA3 подается на вход разрешения понижающего импульсного стабилизатора DA1. Если работа DA1 разрешена, то на его выходе появляется постоянное напряжение 3,3 В, используемое для питания блока передающего устройства (он состоит из микросхемы шифратора DA4 и передающего модуля MOD1). Когда на DA4 подается напряжение питания, то формируется последовательность импульсов, содержащая адрес шифратора. Эта последовательность поступает на вывод 1 гибридного модуля, который генерирует высокочастотный радиосигнал с амплитудной импульсной модуляцией, иногда называемой амплитудной манипуляцией. Когда формируе-

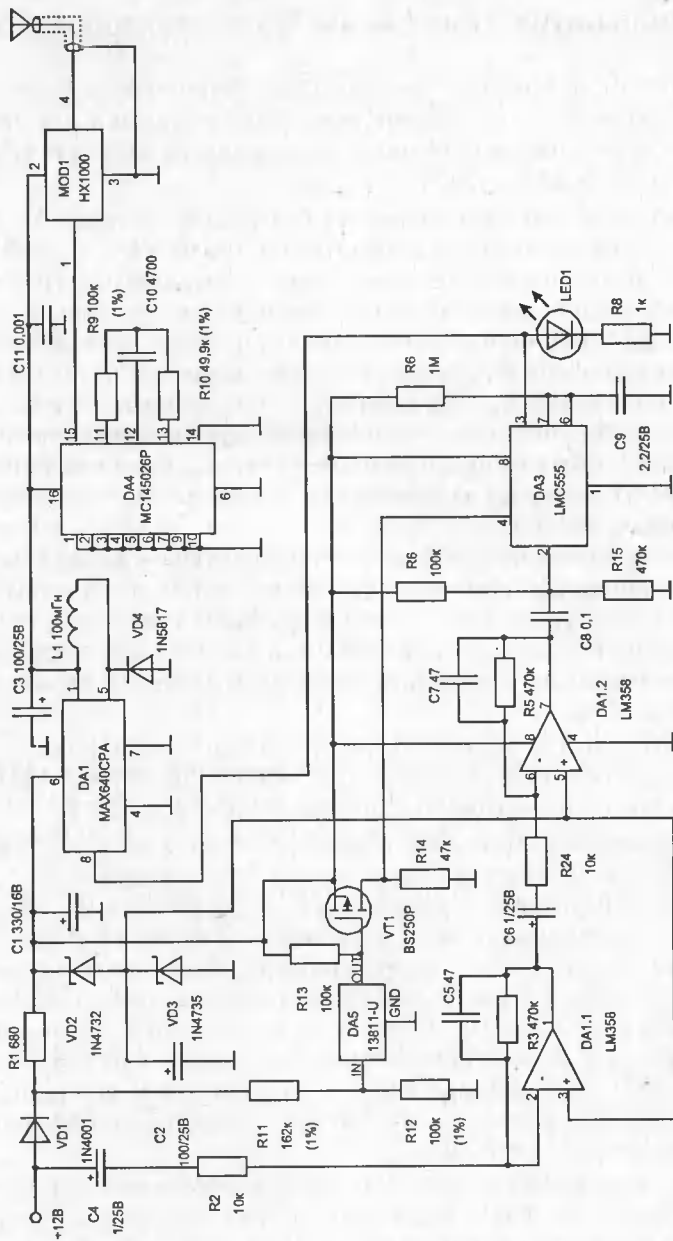


Рис. 9.83. Принципиальная схема передатчика «автосторожа»

мый микросхемой DA3 импульс длительностью 2,5 с заканчивается, передатчик выключается, переходя в состояние ожидания.

Чтобы предотвратить случайное включение передатчика при движении автомобиля, используется специальный детектор на микросхеме DA5 совместно

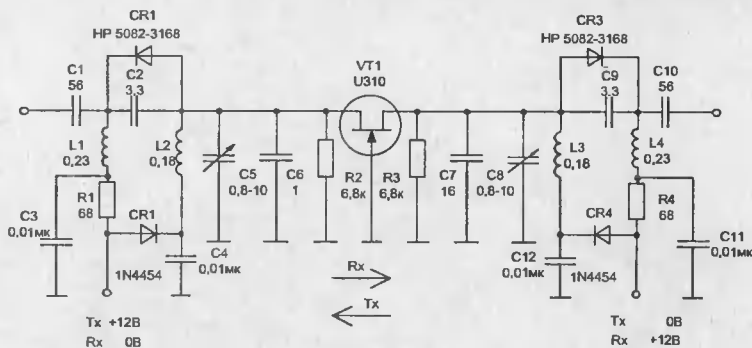


Рис. 9.84. Двунаправленный ВЧ-усилитель

с делителем на резисторах R11 и R12. Детектор фиксирует нарастание напряжения бортовой сети выше уровня 12 В, то есть при работе генератора от двигателя и на соответствующих оборотах. В таком случае у микросхемы DA5 выходной транзистор с открытым коллектором закрыт; соответственно закрыт и полевой транзистор VT1. При этом вывод сброса микросхемы DA3 удерживается на низком уровне, и таймер не срабатывает ни на один импульс запуска от усилителя. Следовательно, не может включиться и передатчик.

Гибридный модуль передатчика MOD1 типа HX1000 содержит ВЧ-генератор, стабилизированный резонатором на поверхностных акустических волнах (ПАВ). Частота генерации составляет 433,92 МГц, определяется и стабилизируется резонансными свойствами встроенных фильтров на ПАВ, которые также фильтруют нежелательные паразитные гармоники и сигналы. Гибридный модуль способен отдавать на выходе мощность около 1 мВт на нагрузке 50 Ом. Он подключен к передающей антенне через коаксиальный кабель с волновым сопротивлением 50 Ом.

На рис. 9.84 представлена принципиальная схема двунаправленного усилителя ВЧ [246], которая может быть использована в радиолюбительских конструкциях. Полевые транзисторы с управляющим р-п переходом можно использовать так, что исток и сток меняются местами. Данная схема позволяет получить рабочую частоту 70,0455 МГц.

Распространенная схема простого генератора, управляемого напряжением (ГУН), представлена на рис. 9.85 [248]. В этой схеме используется резонансный контур на коаксиальной линии и варикапе. Перестройка рабочей частоты в пределах 855—890 МГц осуществляется с помощью входного напряжения Унастр.

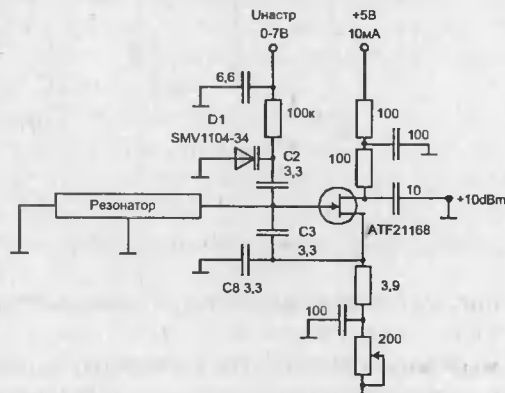


Рис. 9.85. СВЧ-генератор, управляемый напряжением

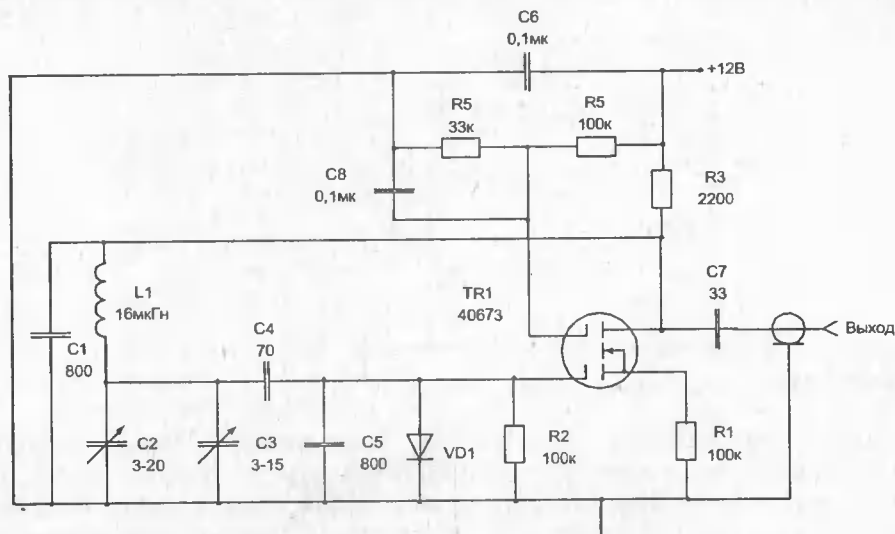


Рис. 9.86. КВ-генератор

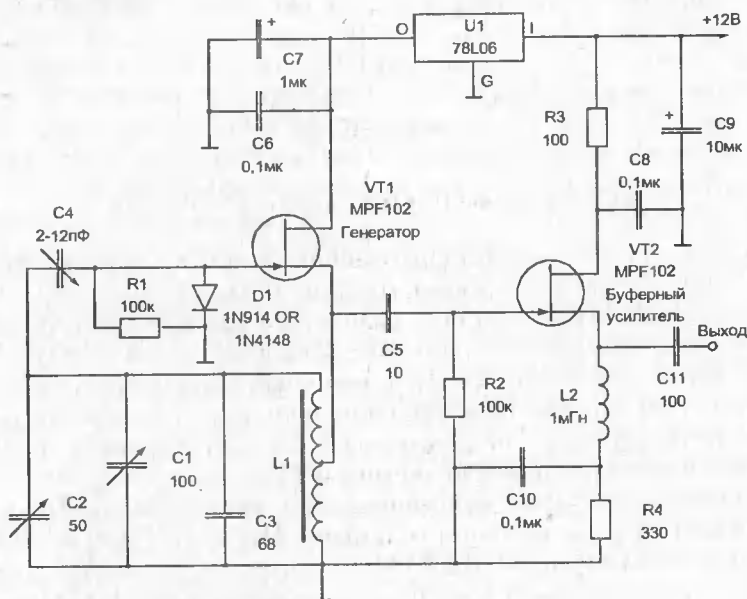
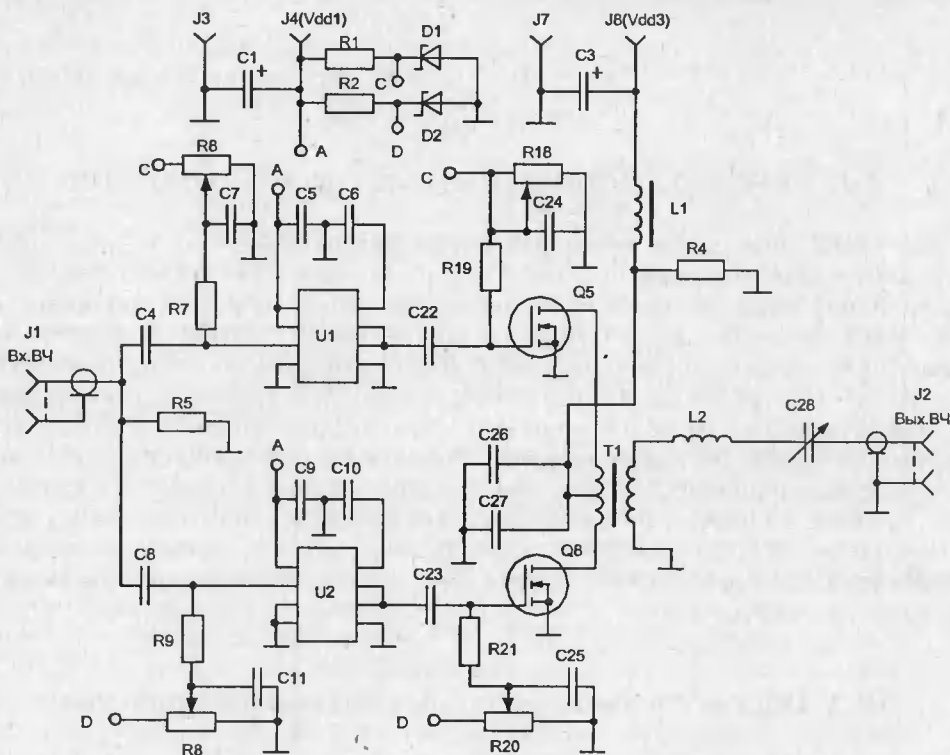


Рис. 9.87. Стабильный ВЧ-генератор

Оригинальная схема КВ-генератора представлена на рис. 9.86 [248]. В этой схеме используется МДП-транзистор с двумя затворами типа 40673 либо SK3050. В основе этого генератора лежит известная схема генератора Вейкера.

Схема индуктивного трехточечного ВЧ-генератора (генератор Хартли) представлена на рис. 9.87 [248]. Автогенератор выполнен на полевом транзисторе VT1 с р-н переходом. Обратная связь осуществляется от среднего выво-



10. Регенеративные импульсные устройства

Эта глава посвящена регенеративным устройствам, т. е. устройствам, имеющим положительную обратную связь, которая обеспечивает быстрое регенеративное переключение и возможность автономной (без внешнего возбуждения) генерации импульсных сигналов. Такие устройства широко применяются в импульсной технике. Обычно они строятся на маломощных транзисторах и интегральных микросхемах, так что триггер или мультивибратор на дискретных (и тем более мощных) транзисторах может показаться явно «экзотикой». Впрочем, так оно и есть! Применение в таких устройствах мощных полевых транзисторов позволяет создавать такие устройства с повышенным уровнем выходных сигналов (напряжения или тока), причем на низкомных нагрузках (50—100 Ом), характерных для скоростных импульсных устройств. Порой это именно то, чего явно не хватает стандартным схемным решениям и устройствам.

10.1. Общие сведения о регенеративных устройствах

Такие устройства используют регенеративные процессы для получения быстрых перепадов напряжения и тока. Эти процессы обычно обусловлены действием внутренней или внешней положительной обратной связи. Внутренняя обратная связь характерна для негатронов — приборов с S-, N-, или Λ-образными ВАХ, например лавинных транзисторов, тиристоров, туннельных диодов, S-диодов и т. д. Регенеративные устройства с внешней положительной обратной связью чаще всего строятся на основе усилителей.

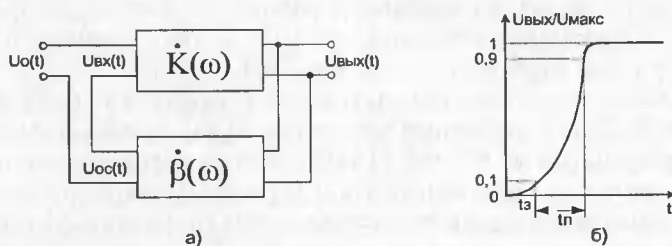


Рис. 10.1. Обобщенная схема регенеративного устройства (а) и характер изменения напряжения на выходе (б)

Если усилитель с коэффициентом усиления $K(\omega)$ охвачен внешней цепью обратной связи (рис. 10.1, а) с коэффициентом передачи $\beta(\omega)$, то регенеративный процесс оказывается возможным при двух условиях: баланс фаз и ба-

ланс амплитуд. Баланс фаз (φ_K — усилителя и φ_P — цепи обратной связи) соответствует выражению

$$\varphi_K(\omega) + \varphi_P(\omega) = 0 \quad (10.1)$$

и указывает на вид обратной связи — она положительная (т. е. в любой точке разрыва петли фаза подходящего к ней сигнала совпадает с фазой входного сигнала).

Второе условие

$$\beta(\omega)K(\omega) > 1 \quad (10.2)$$

соответствует превышению (над единицей) баланса амплитуд (т. е. подходящий к точке разрыва сигнал по амплитуде больше, чем входной, что и ведет к регенеративному росту сигнала).

Если условия (10.1) и (10.2) выполняются на одной частоте $\omega = \omega_0$ и (10.2) близки к равенству, то в схеме рис. 10.1, а возникают синусоидальные колебания. Для регенеративных импульсных устройств условия (10.1) и (10.2) выполняются для довольно широкого диапазона частот ω , причем условие (10.2) соответствует сильному неравенству. В этом случае форма генерируемых колебаний резко отлична от синусоидальной и содержит участки с быстрым изменением тока и напряжения — быстрые регенеративные стадии. На рис. 10.1, б показана типичная форма выходного напряжения цепи рис. 10.1, а при подаче на ее вход перепада $u_0(t)$.

Длительность быстрых стадий для устройств на негатронах (приборах с S, N и Λ -образными вольт-амперными характеристиками) определяется их внутренней инерционностью. Для устройств с внешней положительной обратной связью она определяется инерционностью усилителя и цепи обратной связи (чаще всего инерционностью цепи обратной связи пренебрегают ввиду реализации ее на безреактивных компонентах).

Каскад с общим истоком на мощном ПТ имеет инерционность, связанную с его суммарной усредненной емкостью $C_0 = C_{11и} + C_{12и} + C_{22и}$. Инерционность, как известно, можно охарактеризовать импульсной добротностью:

$$Q_{и} = K / \tau_{\Phi} = S / C_0, \quad (10.3)$$

где τ_{Φ} — постоянная времени нарастания фронта; S — крутизна. Если положить $K = 1$, то $\tau_{\Phi} = \tau_B = 1/Q_{и}$, где τ_B — характеристическая постоянная времени каскада в области высоких частот. Инерционность каскада ведет к тому, что в схеме рис. 10.1, а нарастание напряжения на выходе усилителя в ходе регенеративного процесса происходит не мгновенно (рис. 10.1, б). Оно характеризуется временем задержки t_3 и длительностью перепада $t_{п}$. Для п-каскадного усилителя теоретический анализ дает время задержки [96]:

$$t_{3п} \approx \frac{1}{Q_{и}} \sqrt[n]{n!}. \quad (10.4)$$

В [96] показано, что временная зависимость выходного напряжения определяется переходной характеристикой усилителя (ПХ) — $h(t)$, т. е. его реакцией на единичный скачок напряжения на входе. При этом можно выделить

два наиболее характерных вида ПХ: первый и второй. Соответственно для них имеем

$$h(t) = \exp(Q_{\text{и}} t); \quad h(t) = \text{ch}(Q_{\text{и}} t). \quad (10.5)$$

Переходная характеристика первого типа является предельной (т. е. $h(t) \rightarrow 0$ при $t \rightarrow \infty$), а второго типа — непредельной. При этом всегда $\exp(Q_{\text{и}} t) > \text{ch}(Q_{\text{и}} t)$

В реальных условиях регенеративный процесс обеспечивает сокращение длительности исходного сигнала $u_0(t)$, поданного (вместе с сигналом обратной связи) на вход усилителя. Если принять, что $u_0(t)$ меняется линейно, т. е. $u_0(t) = at$, то при наличии обратной связи напряжение на входе усилителя определяется интегралом Дюамеля:

$$u_{\text{вх}}(t) = \int_0^1 u_0(t - \xi) dh(\xi).$$

Вычисление этого интеграла дает для ПХ первого и второго типа соответственно

$$u_{\text{вх}}(t) = \frac{a}{Q_{\text{и}}} [\exp(Q_{\text{и}} t) - 1]; \quad u_{\text{вх}}(t) = \frac{a}{Q_{\text{и}}} \text{ch}(Q_{\text{и}} t) \quad (10.6)$$

Выигрыш в скорости роста входного напряжения, достигаемый за счет введения положительной обратной связи, оценивается величиной $\varphi(t) = u_{\text{вх}} / u_0(t)$ или $x = Q_{\text{и}} t$ для ПХ первого и второго типа соответственно:

$$\begin{aligned} \varphi_1(x) &= (\exp(x) - 1) / x \\ \varphi_2(x) &= \text{sh}(x) / x \end{aligned} \quad (10.7)$$

Из (10.6) следует, что выигрыш быстро растет со временем. Это есть следствие регенеративного характера изменения $u_{\text{вх}}(t)$ при наличии положительной обратной связи — скорость изменения сигнала при этом непрерывно возрастает. Естественно, что развитие этого процесса ограничивается нелинейностью каскада.

На практике важным параметром является время переключения $t_{\text{п}}$, т. е. время, в течение которого входной сигнал $u_{\text{вх}}(t)$ меняется от нуля до порогового уровня U_0 , при котором наблюдается ограничение сигнала вследствие нелинейности усилителя. Из (10.6) непосредственно вытекает, что время $t_{\text{п}}$ для ПХ первого и второго типа соответственно равно ($t_0 = E_0 / a$):

$$t_{\text{п}} = (1 / Q_{\text{и}}) \ln(1 + Q_{\text{и}} t_0); \quad t_{\text{п}} = (1 / Q_{\text{и}}) \text{arch}(1 + Q_{\text{и}} t_0). \quad (10.8)$$

Соотношения (10.8) можно использовать для оценки $t_{\text{п}}$ регенеративных устройств на мощных ПТ. Следует помнить, что они выведены для несколько идеализированных моделей регенеративных устройств (но достаточно адекватных реальным условиям). Произведем оценку $t_{\text{п}}$ для регенеративных устройств с ПХ первого типа. Пусть оно выполнено на ПТ, имеющем $S = 30 \text{ мА} / \text{В}$, $C_0 = 10 \text{ пФ}$ ($Q_{\text{и}} = 3 \cdot 10^{-9} \text{ В/с}$). Пусть далее $u_0(t)$ — сигнал,

меняющийся со скоростью $a = 1 \text{ В/нс}$, а порог $E_0 = 5 \text{ В}$ (т. е. $t_0 = E_0 = 5 \text{ нс}$). Тогда из первого выражения (10.8) получим $t_{\text{п}} = 0,924 \text{ нс}$. Эта величина характерна для регенеративных устройств на мощных МДП-транзисторах КП902 с близким к указанным значениям $Q_{\text{и}}$. Выигрыш по времени переключения (в сравнении с отсутствием регенерации) немного превышает значение 5.

Релаксационные генераторы или просто **релаксаторы** — импульсные устройства, в основе работы которых лежит релаксация энергии в некотором накопителе — конденсаторе или индуктивном элементе. Релаксаторы обычно работают в одном из двух режимов работы — автоколебательном или ждущем.

Автоколебательные релаксаторы имеют четыре основные стадии работы — две медленные (или квазистабильные) и две быстрые (регенеративные). Во время медленных стадий накопитель периодически накапливает энергию, а затем она рассеивается. Медленные стадии чередуются с быстрыми стадиями переключения активного прибора.

На рис. 10.2, а показана типичная обобщенная схема простейшего релаксатора на безынерционном приборе с S-образной ВАХ. Конденсатор С заряжается через резистор R до напряжения включения $U_{\text{вкл}}$ негatrona. Он быстро включается, и конденсатор разряжается через негatron и разрядный резистор $R_{\text{р}}$. Когда напряжение на С падает до уровня $U_{\text{выкл}}$, негatron быстро выключается и вновь начинается заряд С.

Рис. 10.2, б поясняет движение изображающей точки в плоскости ВАХ негatrona, а рис. 10.2, в иллюстрирует форму колебаний.

Заряд С происходит по экспоненциальному закону

$$u_c(t) = u_c(0) + [u_c(\infty) - u_c(0)] \exp(-t / RC)$$

где $u_c(0) = U_{\text{выкл}}$, $u_c(\infty) = U_{\text{п}}$, $u_c(t_3) = U_{\text{вкл}}$.

Следовательно, в установившемся режиме колебаний время заряда

$$t_3 = RC \ln \frac{u_c(\infty) - u(0)}{u_c(\infty) - u(t_3)} = RC \ln \frac{U_{\text{п}} - U_{\text{выкл}}}{U_{\text{п}} - U_{\text{вкл}}} \quad (10.9)$$

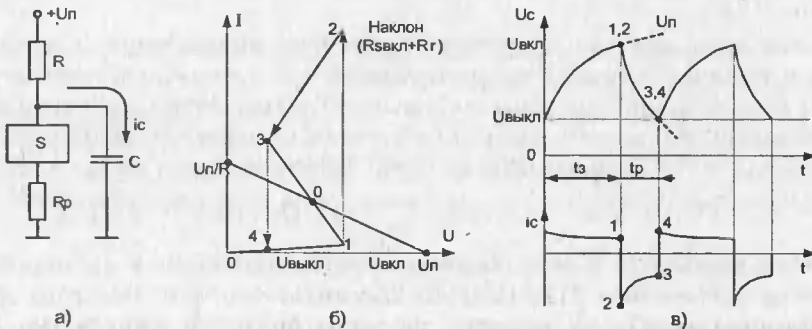


Рис. 10.2. Обобщенная схема емкостного релаксатора на безынерционном приборе с S-образной ВАХ (а), траектория движения изображающей точки (б) и временные диаграммы (в)

10. Регенеративные импульсные устройства

Разряд С происходит через резистор R_P и сопротивление $R_{C_{ВКЛ}}$ включенного негatrona. Обычно $(R_P + R_{C_{ВКЛ}}) \ll R$, и тогда разряд С происходит по закону

$$u_C(t) = U_{ВКЛ} \exp \left[-\frac{t}{C} (R_P + R_{C_{ВКЛ}}) \right].$$

Время разряда до уровня $u_C(t_p)$

$$t_p = C(R_P + R_{C_{ВКЛ}}) \ln(U_{ВКЛ}/U_{ВКЛ}). \quad (10.10)$$

Релаксаторы типа рис. 10.2, а могут успешно использоваться для запуска ключей на мощных ПТ (подобные схемы описываются далее). Наибольший интерес представляют релаксаторы с возможно меньшей длительностью регенеративных процессов. Так, релаксаторы на лавинных транзисторах способны формировать импульсы амплитудой единицы-десятки вольт ($R_H = R_P = 50 \dots 100 \text{ Ом}$) с временем нарастания менее 1 нс. Их успешное применение уже описывалось выше. Хорошо известно применение в таких схемах быстродействующих тиристоров и различных аналогов приборов с S-образной вольт-амперной характеристикой.

Ждущие релаксаторы имеют одно из состояний (исходное) стабильное. Они формируют полный цикл колебаний после запуска специальным импульсом, называемым запускающим импульсом. К примеру, исходное состояние релаксатора (рис. 10.2, а) можно получить стабильным, задав U_{II} из условия $U_{ВКЛ} < U_{II} < U_{ВКЛ}$.

К широко распространенным релаксаторам относятся мультивибраторы. В названии этих устройств содержится явный намек (в литературном стиле времен начала радиотехники) на широкий спектр колебаний генерируемых ими сигналов. Или, другими словами, на сильное отличие их формы от синусоидальной (гармонической). Обычно мультивибраторы строятся на основе усилителей с RC-цепями с положительной обратной связью. Переходные процессы в них обуславливают переключение активных приборов из закрытого состояния в открытое и наоборот. Само переключение носит регенеративный характер. Удачно спроектированный мультивибратор генерирует импульсы с почти прямоугольной формой и малой длительностью нарастания и спада.

Что дает применение мощных ПТ в регенеративных устройствах? Очевидно, что применять дорогостоящие мощные ПТ в обычных регенеративных схемах экономически невыгодно. Поэтому релаксаторы (мультивибраторы) микро- и миллисекундного диапазона строить на мощных МДП-транзисторах нецелесообразно, хотя вполне возможно. Впрочем, одно исключение есть — такое построение разумно, если нужны регенеративные устройства большой мощности.

Иначе обстоит дело с устройствами с наносекундным и субнаносекундным диапазоном времен нарастания и спада импульсов. Схемы этого диапазона обычно работают на согласованную нагрузку ($R_H = 50, 75, 100$ или 150 Ом). Даже при отсутствии согласования значения сопротивлений в цепи стока нужно уменьшить до десятков — сотен Ом с целью снижения τ_B . При амплитуде импульсов единицы — десятки вольт требуется амплитуда токов стока

доли — единицы ампер. В этом случае применение мощных ПТ становится вполне оправданным. Как будет видно из описания практических схем, такое применение позволяет получить хорошую (близкую к прямоугольной) форму импульсов с временем нарастания и спада доли — единицы наносекунд.

Процессы в мультивибраторах на мощных МДП-транзисторах отличны от процессов в ламповых и транзисторных мультивибраторах. Связано это с тем, что входное сопротивление (активное) у мощных МДП-транзисторов чрезвычайно велико при любой полярности напряжения на затворе. У ламп входное сопротивление резко падает при положительных напряжениях на сетке из-за появления сеточных токов. Биполярные транзисторы тоже имеют резко нелинейное и очень малое в открытом состоянии входное сопротивление. Это препятствует получению хорошей формы импульсов.

10.2. Автоколебательные мультивибраторы

Основная схема автоколебательного мультивибратора на мощных МДП-транзисторах (рис. 10.3, а) по существу аналогична классической схеме лампового или транзисторного мультивибратора.

Для нормально открытых или слегка приоткрытых мощных МДП-транзисторов автоколебания возникают при $U_3 = 0$. Рекомендуется, однако, выбирать $U_3 = 1—3$ В с тем, чтобы обеспечить мягкий режим возникновения автоколебаний (при котором колебания возникают без внешнего воздействия). Форма импульсов на выходе классических мультивибраторов (на лампах, биполярных транзисторах и полевых транзисторах с управляющим р-п-переходом) резко отлична от прямоугольной из-за влияния на заряд времязадающих емкостей больших входных токов открытых активных приборов. При этом появляются характерные экспоненциальные участки медленного изменения выходного напряжения во время протекания медленных стадий.

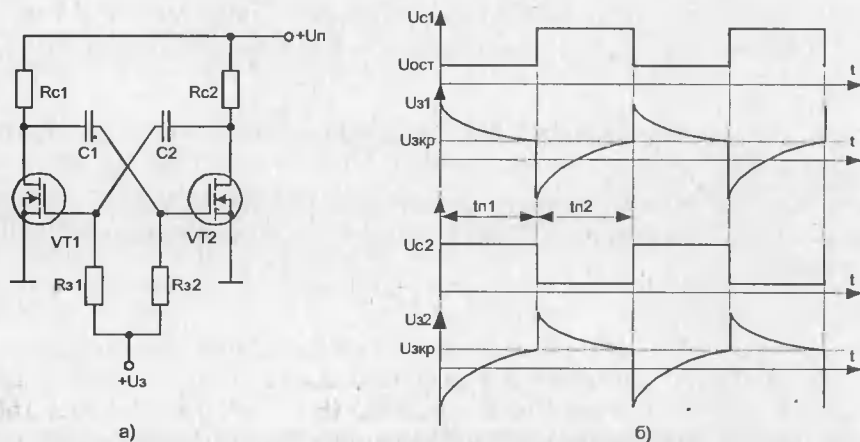


Рис. 10.3. Симметричный автоколебательный мультивибратор (а) и временные диаграммы его работы (б)

Мощные МДП-транзисторы, как отмечалось, имеют очень большое входное сопротивление при любой полярности входного напряжения. Поэтому отмеченный недостаток у мультивибраторов на мощных МДП-транзисторах практически отсутствует (см. типовую форму импульсов на рис. 10.3, б).

Мультивибратор работает следующим образом. После включения напряжения питания оба транзистора оказываются включенными и существуют условия для возникновения регенеративного процесса. Допустим, что он привел к быстрому отпиранию VT1 и запираанию VT2. Тогда на стоке VT2 формируется перепад напряжения положительной полярности амплитудой около $U_{\Pi} - U_{\text{ост}}$, поступающий через конденсатор C2 на затвор VT1 и временно поддерживающей его в открытом состоянии. Отрицательный перепад напряжения со стока VT1 поступает на затвор VT2 и поддерживает его в закрытом состоянии. Одновременно с этим происходит заряд C2 по цепи $U_c, R_{c2}, C2, R_{31}, U_3$ и разряд C1 по цепи $+U_3, R_{32}$, сток-исток VT1. В результате напряжение на затворе VT1 уменьшается, а на VT2 возрастает. В конечном счете это ведет к росту дифференциального коэффициента усиления и (как только он станет больше, чем 1) развивается регенеративный процесс схемы — VT1 запирается, а VT2 отпирается. В силу симметрии схемы вторая медленная стадия (заряд C1 и разряд C2) протекает аналогично. Длительность быстрых стадий (см. 10.1) определяется импульсной добротностью Q_{Π} каскада.

Проанализируем переходные процессы в мультивибраторе. В зависимости от выбора U_3 возможны два режима генерации колебаний. Если $U_3 < U_{3\text{кр}}$, $U_{3\text{кр}} \sim 0,5(U_{\Pi 0} + U_0)$, где $U_{\Pi 0}$ — напряжение отпирания транзистора, соответствующее условию $SR_c = 1$ (считаем $R_c \ll R_3, R_{c1} = R_{c2} = R$ и $R_{31} = R_{32} = R_3$); U_0 — пороговое напряжение, то первым запирается ранее открытый транзистор.

При этом полупериод колебаний (если $C1 = C2 = C, t_{\Pi 1} = t_{\Pi 2} = t_{\Pi}$)

$$t_{\Pi} = CR_3 \ln \frac{U_{\Pi} + U_{\Pi 0} - U_{\text{ост}} - U_3}{U_{\Pi 0} - U_3}, \quad (10.11)$$

где $U_{\text{ост}}$ — остаточное напряжение на открытом транзисторе. Если $U_3 > U_{3\text{кр}}$, то первым будет открываться ранее закрытый транзистор и полупериод колебаний

$$t_{\Pi} = CR_3 \ln \frac{U_{\Pi} + U_0 - U_{\text{ост}} - U_3}{U_3 - U_0}. \quad (10.12)$$

Длительность положительного фронта импульсов на стоке определяется временем экспоненциального заряда общей выходной емкости закрытого транзистора

$$C_{\text{оз}} \approx C_{\text{си}} + C_{\text{зс}} \quad (10.13)$$

и равна

$$t_{\Phi}^+ \approx 2,2R_c C_{\text{оз}}. \quad (10.14)$$

Длительность отрицательного сигнала фронта t_{Φ}^- существенно меньше, она определяется скоростью протекания регенеративного процесса переключения. Для мультивибратора на приборах 2П902 $t_{\Phi}^+ \approx 12$ нс, $t_{\Phi}^- \approx 45$ нс. При

$R_{31} = R_{32} = 100 \text{ кОм}$, $R_{C1} = R_{C2} = 1 \text{ кОм}$, $C1 = C2 = 100 \text{ пФ}$, $E_3 = 0$, период колебаний порядка 60 мкс.

Рассмотрим мультивибратор с повышенной стабильностью периода колебаний. Для уменьшения зависимости периода колебаний от напряжения питания U_{Π} целесообразно подавать смещение на затворы от делителя $R1, R2$ (рис. 10.4) с коэффициентом деления

$$\eta = R_2 / (R_1 + R_2). \quad (10.15)$$

Длительность полупериода колебаний t_{Π} определяется моментом времени, когда хронизирующее напряжение на затворе закрытого транзистора, изменяясь от начального уровня $u_3(0) = (2\eta U_{\Pi} - U_0) - (U_{\Pi} - U_{\text{ост}})$ и стремясь к предельному $u_3(\infty) = \eta U_{\Pi}$, достигает порога $u_3(t_{\Pi}) = U_0$. Таким образом,

$$t_{\Pi} = R_3 C \ln \frac{u_3(\infty) - u_3(0)}{u_3(\infty) - u_3(t_{\Pi})} = R_3 C \ln \frac{U_{\Pi}(1 - \eta) - U_0 - U_{\text{ост}}}{\eta U_{\Pi} - U_0}. \quad (10.16)$$

Обозначим функцию под логарифмом как $N(U_{\Pi})$. Для стабилизации t_{Π} при изменении U_{Π} положим

$$\frac{dN(U_{\Pi})}{dU_{\Pi}} = \frac{(\eta U_{\Pi} - U_0)(1 - \eta) - [U_{\Pi}(1 - \eta) + U_0 - U_{\text{ост}}]}{(\eta U_{\Pi} - U_0)^2},$$

что дает $\eta = \eta_0 = U_0 / U_{\text{ост}}$.

При $\eta = \eta_0$ из (10.16) после элементарных преобразований находим

$$t_{\Pi} = R_3 C \ln(U_{\text{ост}} / U_0 - 1). \quad (10.17)$$

Данный метод применим, если $U_{\text{ост}} > U_0$.

На рис. 10.5 приведены зависимости периода $t_0 = 2t_{\Pi}$ от U_{Π} при различных η (равенство $\eta = 0$ соответствует схеме рис. 10.3 при $U_3 = 0$).

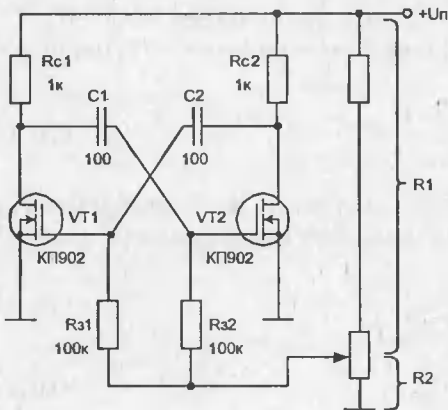


Рис. 10.4. Автоколебательный мультивибратор с повышенной стабильностью периода колебаний

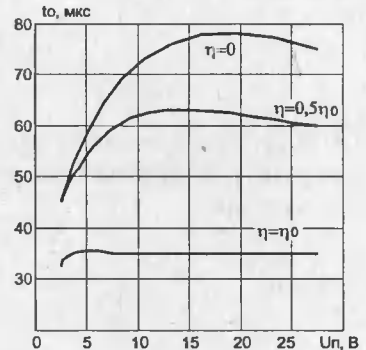


Рис. 10.5. Зависимость периода колебаний t_0 от U_{Π} при различных η

При $\eta = 0$ реализуется повышенная температурная стабильность частоты автоколебаний $f_0 = 1/T_0$. Изменение f_0 составляет около 3% при изменении температуры T от $+20$ до $+80$ °C. При стабилизации $f(\eta \neq 0)$ температурная стабильность несколько ухудшается и при $\eta = \eta_0$ может достигать 10% в указанном диапазоне изменения T . Таким образом, выбор η требует компромисса.

10.3. Ждущие мультивибраторы

Основная схема мультивибратора со сток-затворными связями приведена на рис. 10.6, а. Связь стока VT2 с затвором VT1 гальваническая, а со стока VT1 на затвор VT2 — через времязадающую RC-цепь, содержащую конденсатор C и резисторный делитель $R3 - R4$. Работает мультивибратор следующим образом (рис. 10.6, б). Ждущий режим обеспечивается отмеченной выше гальванической связью.

На затвор VT2 подано (через делитель $R3 - R4$) напряжение смещения, поддерживающее VT2 в открытом состоянии. Поэтому напряжение на затворе VT1, равное напряжению на стоке VT2, ослабленному дополнительно делителем $R1 - R2$, также мало. Для надежного запираия VT1 в цепь истока включен резистор $R_{и}$, падение напряжения на котором от тока включенного VT2 обеспечивает напряжение $U_{зи} < U_{01}$. Исходное состояние стабильно, поскольку при закрытом VT1 петлевое усиление схемы меньше 1.

При запуске импульс положительной полярности проходит через диод VD1 на затвор VT1, вызывая его отпирания. Потенциал стока VT1 уменьшается, и возникающий на нем перепад напряжения отрицательной полярности поступает через конденсатор C на затвор VT2, что ведет к его запираию. Этот процесс носит регенеративный характер. После него мультивибратор пе-

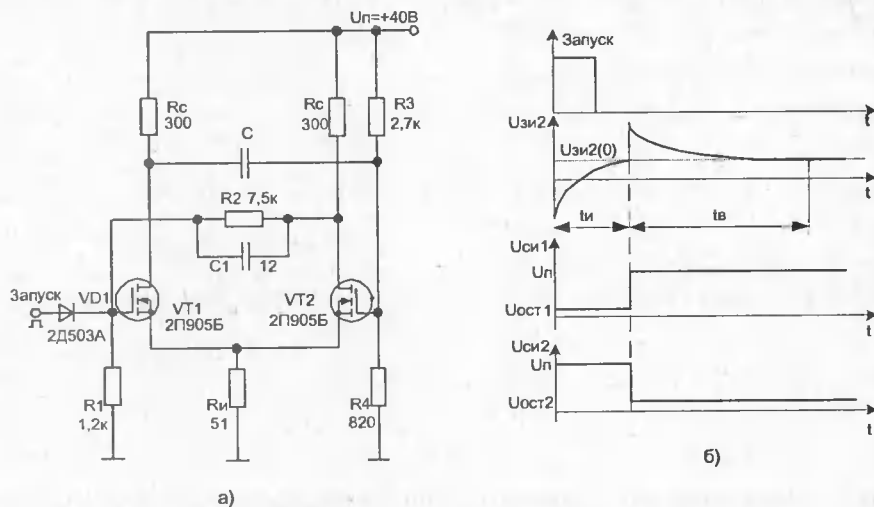


Рис. 10.6. Ждущий мультивибратор со сток-затворными связями (а) и временные диаграммы его работы (б)

переходит в квазистабильное состояние. Спустя время $t_{и}$ напряжение на затворе VT2, стремящееся к уровню

$$U_1 = U_{п}R_4/(R_3 + R_4), \quad (10.18)$$

достигает порога отпирания VT2 и развивается новый регенеративный процесс (VT1 запирается, а VT2 отпирается). Время восстановления определяется зарядом разрядившегося на стадии $t_{и}$ конденсатора С по цепи $+U_{п}$, R_{C1} , С и делитель R_3 , R_4 .

Длительность быстрых стадий аналогична отмеченной для автоколебательного мультивибратора. Для $t_{и}$ нетрудно получить выражение

$$t_{и} = C R \ln \frac{U_1 - U_{зи2}(0)}{U_1 - U_{зи2}(t_{и})} \quad (10.19)$$

где $U_{зи2}(0) = U_1 - (U_{п} - U_{ост1})R_C/(R_C + R_{и})$, $U_{зи2}(t_{и}) = (U_{п} - U_{ост1})R_{и}/(R_C + R_{и})$ и $R_{C1} = R_{C2} = R_C$, $R = R_3R_4/(R_3 + R_4)$ и U_1 дается выражением (10.18).

Типовые параметры мультивибратора на мощных полевых транзисторах КП905 при $C_0 = 10$ пФ, $R_C = 300$ Ом, $R_{и} = 51$ Ом, $R_3 = 2,7$ кОм, $R_4 = 820$ Ом, $C_1 = 15$ пФ, $C = 30$ пФ (VD1 — диод КД503А) следующие: длительность фронта импульса на стоке открывающегося транзистора порядка 1 нс, на стоке закрывающегося транзистора около 8 нс, $t_{и} \approx 25$ нс и $t_{в} \approx 3C(R + R_C) \approx 83$ нс.

Изменением емкости конденсатора С можно менять $t_{и}$ от нескольких наносекунд до любых больших значений. На рис. 10.7 представлены осциллограммы импульсов данного мультивибратора.

Вариант мультивибратора без резистора $R_{и}$ в цепи истока транзисторов показан на рис. 10.8. Здесь в исходном состоянии VT1 открыт (нужный потенциал затвора задается делителем R_1 – R_2), а VT2 закрыт.

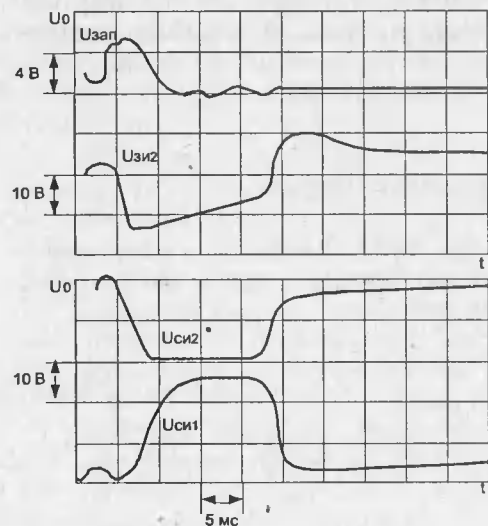


Рис. 10.7. Осциллограммы импульсов мультивибратора, приведенного на рис. 10.6, а

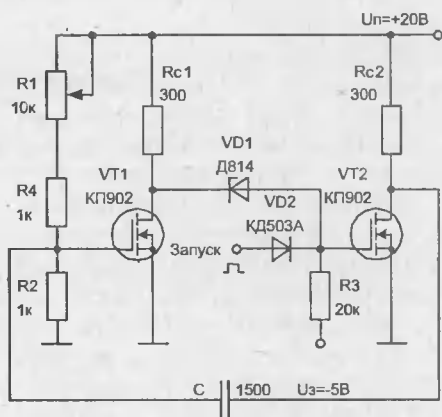


Рис. 10.8. Вариант схемы ждущего мультивибратора со связью через кремниевый стабилитрон

Для запираания VT2 в условиях довольно большого $U_{\text{ост}}$ транзистора VT1 используется кремниевый стабилитрон VD1 и резистор, подключенный к источнику напряжения $U_3 > 0$. Запускающий импульс подается на затвор VT2 через диод VD2 и отпирает VT2. Отрицательный перепад напряжения $U_{\text{п}} - U_{\text{ост}}$ поступает через конденсатор С на затвор VT1 и запирает его. Затем напряжение на затворе VT1 растет, пока (спустя время $t_{\text{и}}$) не достигнет порога отпираания $U_{\text{о1}}$ транзистора VT1.

Напряжение на затворе VT1 в момент его запираания $u_{\text{зи1}}(0) = U_1 - (U_{\text{п}} - U_{\text{ост2}})$. Оно увеличивается до уровня $u_{\text{зи1}}(t_{\text{и}}) = U_{\text{о1}}$, при предельном уровне $u_{\text{зи1}}(\infty) = U_1 = U_{\text{п}}R_2/(R_1 + R_2)$. Следовательно, длительность импульсов

$$t_{\text{и}} = C R \ln \frac{U_{\text{зи1}} - U_{\text{зи}}(0)}{U_{\text{зи1}} - U_{\text{зи}}(t_{\text{и}})}$$

причем $R = R_1R_2/(R_1 + R_2)$.

Время восстановления определяется зарядом конденсатора С по цепи $U_{\text{п}}, R_{\text{с2}}, C$ и делитель $R_1 - R_2$. Можно принять, что время восстановления $t_{\text{в}} \approx 3C(R_{\text{с2}} + R)$. Параметры мультивибратора на рис. 10.8 примерно идентичны параметрам схемы рис. 10.6. Форма импульсов этого мультивибратора показана на рис. 10.9.

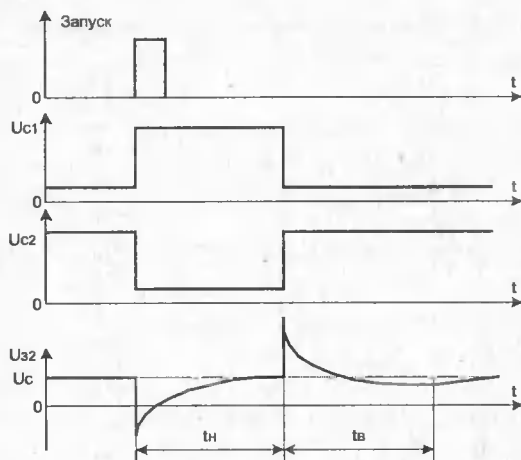


Рис. 10.9. Осциллограммы импульсов мультивибратора, приведенного на рис. 10.8

10.4. Несимметричные триггеры

Основная схема несимметричного триггера (рис. 10.10) аналогична известной схеме триггера на электронных лампах. Триггер можно использовать как регенеративное формирующее устройство нано- и субнаносекундного (при GaAs ПТ) диапазонов, способное формировать импульсы большой амплитуды. При амплитуде импульсов менее 10 В применение такого триггера нерационально по экономическим соображениям.

Схема работает следующим образом. Если $U_{\text{вх}}(t)$ меняется медленно, то, мысленно разомкнув цепь истока VT1, триггер можно рассматривать как комбинацию каскада с общим затвором (на VT1) с истоковым повторителем (на VT2). Эти каскады не инвертируют фазу, следовательно, подключение истока VT1 к $R_{\text{и}}$ означает возникновение положительной обратной связи. В результате переключение транзисторов (при несоблюдении условия баланса амплитуды) будет носить регенеративный характер (см. 10.1).

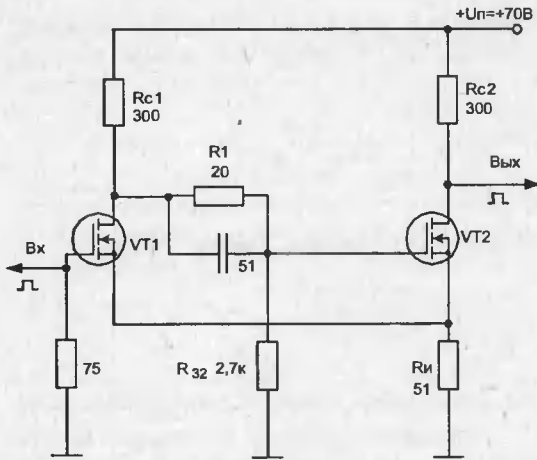


Рис. 10.10. Несимметричный триггер

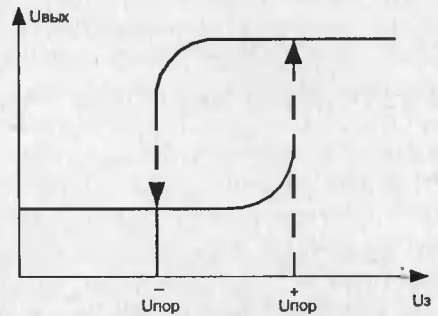


Рис. 10.11. Передаточная характеристика несимметричного триггера

Передаточная характеристика триггера имеет гистерезисный характер, если петлевое усиление выше 1 (рис. 10.11). При $U_{\text{ВХ}}(t) < U_{\text{ПОР}}$ транзистор VT1 закрыт, а VT2 открыт, и это состояние является единственным. На резисторе $R_{\text{И}}$ падает напряжение $(U_{\text{П}} - U_{\text{ОСТ2}}) R_{\text{И}} / (R_{\text{И}} + R_{\text{C2}})$. При увеличении $U_{\text{ВХ}}(t)$ VT1 начинает открываться, и если $U_{\text{ЗИ1}}$ достигнет уровня $U_{\text{ПО1}}$ (порога отпирания, при котором петлевое усиление достигает 1), то наблюдается регенеративный процесс переключения триггера. Таким образом, $U_{\text{ПОР}^+} = U_{\text{ПО1}} + (U_{\text{П}} - U_{\text{ОСТ2}}) R_{\text{И}} / (R_{\text{И}} + R_{\text{C2}})$. В ходе регенеративного процесса потенциал стока VT1 падает и возникающий при этом отрицательный перепад напряжения через цепь $R_{\text{C1}}, R1, R_{\text{З2}}$ поступает на затвор VT2. Это ведет к уменьшению тока стока VT2. Падение напряжения на $R_{\text{И}}$ уменьшается, что способствует отпиранию VT1.

В конце регенеративного процесса VT1 оказывается открытым, а VT2 закрытым. На $R_{\text{И}}$ падает напряжение $(U_{\text{П}} - U_{\text{ОСТ1}}) R_{\text{И}} / (R_{\text{И}} + R_{\text{C1}})$. Если теперь начать уменьшать $U_{\text{ВХ}}(t)$, то при $U_{\text{ЗИ1}} < U_{\text{ПЗ1}}$ (порог запираения, при котором петлевое усиление достигает 1) произойдет регенеративное переключение: VT1 начинает закрываться, а VT2 открываться. Таким образом,

$$U_{\text{ПОР}^-} = U_{\text{ПЗ1}} + (U_{\text{П}} - U_{\text{ОСТ2}}) R_{\text{И}} / (R_{\text{И}} + R_{\text{C1}}).$$

Для существования гистерезисной передаточной характеристики нужно иметь неравенство $U_{\text{ПОР}^+} > U_{\text{ПОР}^-}$. В интервале значений $U_{\text{ВХ}}(t)$ от $U_{\text{ПОР}^-}$ до $U_{\text{ПОР}^+}$ триггер находится в одном из двух возможных состояний, описанных выше. Неравенство $U_{\text{ПОР}^-} > U_{\text{ПОР}^+}$ достигается либо за счет различия крутизны у транзисторов ($S_1 < S_2$), либо за счет неравенства R_{C1} и R_{C2} ($R_{\text{C2}} < R_{\text{C1}}$).

Оценка быстродействия триггера базируется на положениях, описанных в разделе 10.1. Пусть, например, $u_{\text{ВХ}}(t)$ меняется по линейному закону $u_{\text{ВХ}}(t) \approx U_{\text{П}} t / t_0$. Тогда время регенеративного переключения [96] $t_{\text{П}} \approx \tau_{\text{В1}} \ln(1 + t_0 / \tau_{\text{В1}})$,

10. Регенеративные импульсные устройства

где $\tau_{B1} = R_{C1}[C_{3C1} + C_{C11} + C_{311} + C_{3C2}(1 + SR_{C2}) + C_{M1}]$ и C_{M1} — емкость монтажа в цепи стока VT1. Длительность фронта импульса, формируемого при запираании VT1 [96],

$$t_{\Phi 1} \approx \tau_{B1} \left(2,3 + \ln \frac{\exp(t_{\Pi} / \tau_{B1}) - 1}{t_{\Pi} / \tau_{B2}} \right),$$

и длительность фронта импульса, формируемого при запираании VT2,

$$t_{\Phi 2} \approx \tau_{B2} \left(2,3 + \ln \frac{\exp(t_{\Pi} / \tau_{B2}) - 1}{t_{\Pi} / \tau_{B2}} \right)$$

где $\tau_{B2} = R_{C2}(C_{3C2} + C_{C12} + C_{M2})$; C_{M2} — емкость монтажа в цепи стока VT2. Обычно $\tau_{B2} < \tau_{B1}$, поскольку к стоку VT2 подключена меньшая емкость. Поэтому форма импульсов, снимаемых со стока VT2, лучше, чем импульсов, снимаемых со стока VT1. Для транзисторов VT1 и VT2 типа КП905, $C_{M1} = C_{M2} = 1,5$ пф и $t_0 = 1$ нс расчет дает $t_{\Pi} \approx 0,9$ нс и $t_{\Phi 2} \approx 2,8$ нс, что близко к наблюдаемым экспериментально значениям. Триггер способен переключаться от импульсов длительностью несколько наносекунд, имеющих частоту повторения до 100 МГц.

10.5. Блокинг-генераторы

Блокинг-генераторами называют релаксационные генераторы, цепь положительной обратной связи которых создается с помощью импульсного трансформатора. Блокинг-генератор на мощном полевом транзисторе способен формировать импульсы большой амплитуды с малыми временами нарастания и спада — до нескольких нс. Типовая схема ждущего блокинг-генератора описана в [104] (рис. 10.12, а).

Она имеет некоторые особенности. При отсутствии R_C работа блокинг-генератора оказывается неустойчивой, поскольку при открытом VT1 петлевое усиление превышает 1 и возникает паразитная высокочастотная генерация.

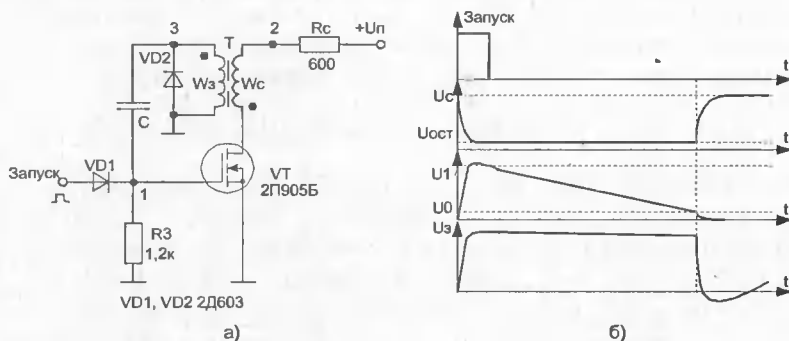


Рис. 10.12. Типовая схема блокинг-генератора (а) и временные диаграммы ее работы (б)

Включение R_C обеспечивает ключевой режим работы VT1. Диод VD2 подавляет выбросы отрицательной полярности, возникающие на обмотке W_3 импульсного трансформатора. Запирание VT1 в исходном состоянии обеспечивается за счет $U_{O1} > 0$ (R_3 подключен к земле).

Схема на рис. 10.12, а работает следующим образом. При подаче (через диод VD1) запускающего импульса положительной полярности VT1 открывается и возникает регенеративный процесс включения VT1. При этом на обмотке трансформатора W_3 формируется положительный перепад напряжения амплитудой

$$U_{зм} \approx \frac{U_{п} - U_{ост}}{n} \frac{n^2 R_3}{R_C + n^2 R_3}$$

где $n = W_C/W_3$ — коэффициент трансформации трансформатора. Этот перепад через конденсатор C поступает на затвор транзистора. Длительность формируемого импульса определяется спадом экспоненциального напряжения на затворе от уровня $U_{зм}$ до уровня U_0 : $t_{и} = CR_3 \ln(U_{зм}/U_0)$. При больших $R_C = 300\text{—}800$ Ом время спада напряжения на стоке и в точке 2 может быть существенно меньше времени роста этого напряжения. В точке 2 отрицательный фронт имеет длительность $t_{\phi}^- \approx (C_{зс} + C_{си} + C_M)(U_C - U_{ост})/SU_{зм}$. Длительность положительного фронта определяется временем заряда общей емкости стока через резистор R_c : $t_{\phi}^+ \approx 2,2R_c(C_{зс} + C_{си} + C_M)$.

При типовых $U_{ост} = 15$ В, $U_{п} = 40$ В, $U_0 = 0,83$ В, $C_{си} = 2$ пФ, $C_{зс} = 0,4$ пФ, $S = 25$ мА/В, $c_m = 5$ пФ, $C = 30$ пФ, $n = 5$, $R_C = 600$ Ом и $R_3 = 1,2$ кОм имеем $t_{\phi}^- = 1,4$ нс, $t_{\phi}^+ = 9,3$ нс и $t_{и} = 58$ нс. По осциллограммам рис. 10.13 можно определить экспериментальные значения $t_{\phi}^- = 1,6$ нс, $t_{\phi}^+ = 11$ нс, $t_{и} = 60$ нс, что близко к расчетным значениям. Трансформатор блокинг-генератора выполнен на ферритовом кольце и имеет обмотки $W_C = 20$ витков и $W_3 = 4$ витка проводом ПЭЛШО-0,15.

При запуске от источника с малым внутренним сопротивлением блокинг-генератор имеет малое время восстановления $t_B < t_{и}$, что обусловлено разрядом конденсатора C после обратного переключения (запирания транзистора) через диод VD1 и малое сопротивление источника запуска.

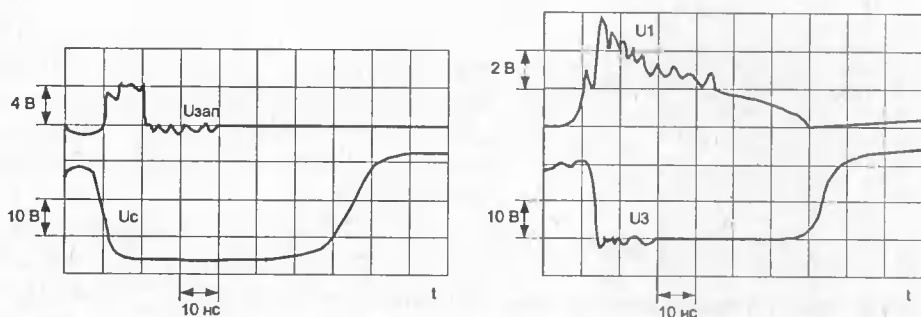


Рис. 10.13. Осциллограммы импульсов блокинг-генератора, приведенного на рис. 10.12

10.6. Рециркуляторы

Рециркуляторами являются генераторы с задержанной отрицательной или положительной обратной связью. Задержка осуществляется с помощью линий задержки с сосредоточенными (ЛЗСП) и распределенными (ЛЗРП) постоянными. Рециркуляторы по стабильности частоты повторения импульсов значительно (на 1—2 порядка) превосходят автоколебательные мультивибраторы. Они находят применение в качестве высокостабильных генераторов задающих и счетных импульсов, в хронотронах [105] с фиксированной частотой и др.

Обычно рециркуляторы строятся на биполярных транзисторах. Однако низкое и нестабильное входное сопротивление последних ухудшает условия согласования с линией задержки, снижает стабильность частоты колебаний и часто вызывает необходимость в использовании согласующих импульсных трансформаторов, что усложняет схему и конструкцию рециркуляторов.

Рециркуляторы могут выполняться на ПТ, имеющих большое входное сопротивление, пренебрежимо мало нагружающее линию. Однако до сих пор такие рециркуляторы не применялись, так как маломощные ПТ имеют малую крутизну S_0 , затрудняющую выполнение условий возникновения колебаний,

$$(0,5...1)S_0 \rho \geq 1, \quad (10.20)$$

где ρ — волновое сопротивление линии (50...150 Ом для коаксиальных кабелей), множитель 0,5 соответствует согласованию линии задержки рециркулятора с волновым сопротивлением ρ с двух сторон, множитель 1 — с одной стороны. Если $\rho = 75$ Ом, то условие (10.20) выполняется при $S \geq (13,3...26,6)$ мА/В. Такую крутизну имеют все серийные мощные ПТ и приборы средней мощности. С появлением этих приборов построение рециркуляторов на ПТ становится не только возможным, но и целесообразным. Их применение позволяет уменьшить длительность фронтов импульсов, повысить стабильность частоты, увеличить амплитуду выходных импульсов и повысить коэффициент использования питающего напряжения. При пониженном напряжении питания ПТ работают в облегченном режиме и не требуют

применения радиаторов, что упрощает конструкцию рециркуляторов.

Основная схема рециркулятора на мощном МДП-транзисторе с задержанной отрицательной обратной связью и ЛЗРП (отрезок коаксиального кабеля), приведенная на рис. 10.14, может использоваться на частотах от единиц до десятков МГц.

Так как мощные МДП-транзисторы имеют большое входное сопротивление, то они не нагружают дополнительно линию задержки нестабильным входным импедансом. Это повышает ста-

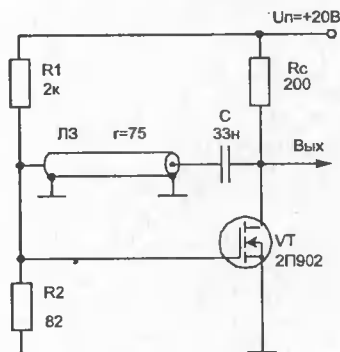


Рис. 10.14. Схема рециркулятора с задержанной ООС через отрезок коаксиального кабеля

бильность частоты $f_0 = 1/2t_3$, где t_3 — время задержки линии ($t_3 \approx 5$ нс на 1 м длины коаксиального кабеля). Емкость разделительного конденсатора следует выбирать из условия $C > 2t_3/\rho$. При выполнении этого условия форма выходных импульсов близка к прямоугольной. При невыполнении данного условия уменьшение C вызывает спад вершины импульсов и возможно возникновение генерации на двух или более частотах, причем переход от одной частоты к другой может осуществляться синхронизацией рециркулятора колебаниями соответствующей частоты. При этом $f_0 = (2n + 1)/2t_3$, где $n = 0, 1, 2, 3, \dots$

На рис. 10.15 приведены осциллограммы, иллюстрирующие работу рециркулятора в одночастотном режиме генерации. При $U_{\Pi} = 20$ В потребляемый ток этой схемы составляет около 80 мА и почти линейно снижается при уменьшении U_{Π} вплоть до 3... 5 В.

Рециркулятор с кабельной линией задержки позволяет получать время спада импульсов на стоке приблизительно до 10 нс. Зависимость частоты колебаний f_0 от напряжения питания U_{Π} и температуры окружающей среды (грелась схема без бухты кабеля), показанная на рис. 10.16, иллюстрирует слабое влияние на f_0 параметров схемы и транзистора. Уход частоты не превышает 1,7% при изменении питания в широких пределах (от 5 В до 30 В) и 0,35% при изменении T от +20 до +80 °С.

При частотах ниже нескольких МГц габариты ЛЗРП резко возрастают и целесообразно использовать рециркуляторы с ЛЗСП. Последние выполняют

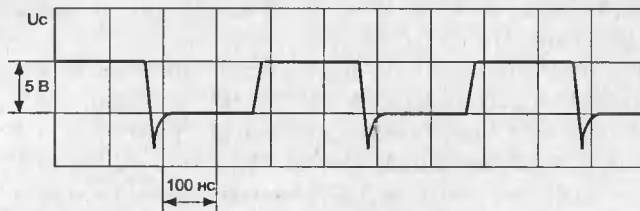


Рис. 10.15. Осциллограмма выходных импульсов рециркулятора, приведенного на рис. 10.14

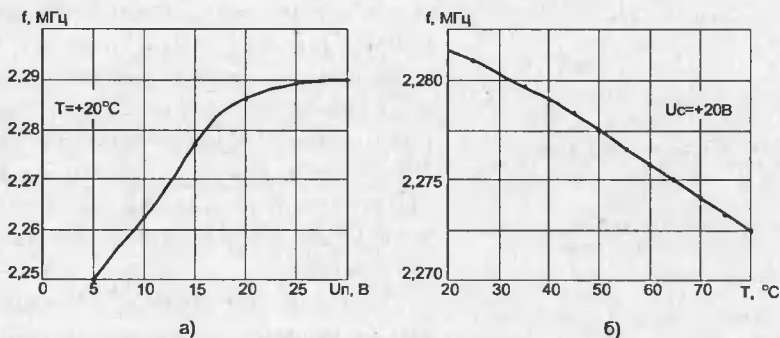


Рис. 10.16. Типичные зависимости частоты колебаний рециркулятора, приведенного на рис. 10.14, от напряжения питания U_{Π} (а) и температуры T °С окружающей среды (б)

ся серийно на широкий диапазон времен задержки. У таких линий задержки волновое сопротивление, равное $\rho = \sqrt{L / C}$, сравнительно велико (обычно сотни Ом). Поэтому условие (10.20) легко выполняется при согласовании линии с обеих сторон. Такое согласование предпочтительно для получения хорошей формы выходных импульсов. Вносимая ЛЗСП задержка

$$t_3 = N\sqrt{LC}$$

где N — число секций линии (LC-ячеек). ЛЗСП имеют относительно узкую полосу частот пропускания. Длительность фронтов импульсов на выходе такой линии определяется из выражения [44]

$$t_H = 1,13\sqrt{N}\sqrt{LC}$$

Схема рециркулятора с отрицательной обратной связью и ЛЗСП показана на рис. 10.17.

Вследствие работы транзистора в режиме усиления-ограничения крутизна фронта импульсов при отпираании транзистора в $K_0 = S_{op}/2$ раз превышает крутизну фронта импульсов на затворе. Поэтому ориентировочно время спада напряжения на стоке

$$t_{\Phi} \approx t_H / K_0 = 2,16\sqrt{N} C / S_0.$$

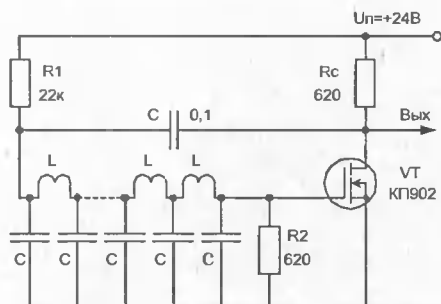


Рис. 10.17. Схема рециркулятора с задержанной ООС через линию задержки с сосредоточенными постоянными параметрами

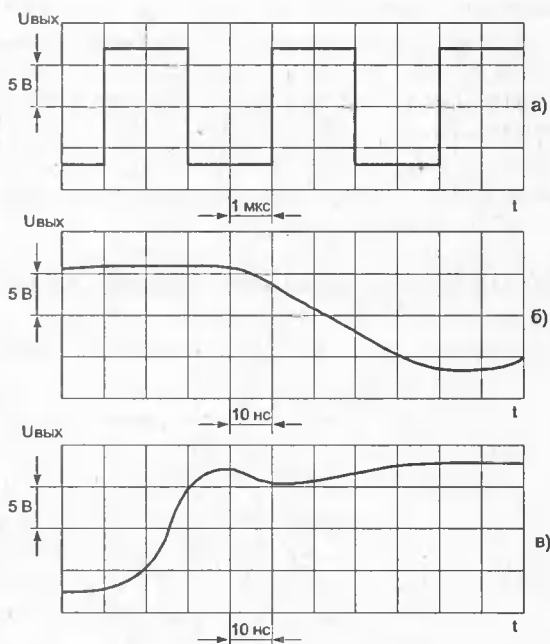


Рис. 10.18. Осциллограммы выходных импульсов рециркулятора, приведенного на рис. 10.17 (а), и их фронтов (б, в)

При запираании транзистора ток стока быстро (за время порядка t_{Φ}^-) уменьшается. Однако время нарастания импульсов напряжения на стоке в основном определяется временем заряда общей выходной емкости цепи стока $C_0 = C + C_{зс} + C_{си}$. Поэтому $t_{\Phi}^+ \approx 2,2 C_0 \cdot \rho / 2 = 1,1 C_0 \cdot \rho$. Обычно t_{Φ}^+ для линий с $\rho = 0,6 \dots 1,2$ кОм в несколько раз выше t_{Φ}^- , но существенно меньше $t_{и}$.

Осциллограммы выходных импульсов и их фронта и спада для этого рециркулятора приведены на рис. 10.18.

Зависимость частоты колебаний от $U_{п}$ и T °С для данной схемы показаны на рис. 10.19 (нагревалась схема с линией задержки). Описанные схемы работоспособны в широком диапазоне изменения напряжения $U_{п}$ от 3...5 В до 20...30 В. При $U_{п} = 20$ В коэффициент использования напряжения питания $U_{п}$ составляет 40% для рециркулятора (рис. 10.14) и порядка 63% для схемы рис. 10.17. Кратковременная нестабильность частоты составляет около 10^{-4} .

Рециркуляторы с положительной обратной связью выполняются на основе двухкаскадных усилителей. Частота автоколебаний у них $f_0 = n t_3$, где $n = 1, 2, 3 \dots$ и т.д. При $n = 1$ (одночастотный режим) она вдвое выше, чем у рециркулятора с отрицательной обратной связью. При одинаковых f_0 рециркулятор с положительной обратной связью требует применения линии с задержкой в 2 раза большей, что, как правило, является недостатком (увеличиваются габаритные размеры линии). Достоинством рециркулятора с положительной обратной связью являются большое усиление усилителя и, как следствие, меньшая длительность фронтов.

На рис. 10.20 представлена схема рециркулятора с импульсной положительной обратной связью, свободная от отмеченного недостатка [105]. Она ге-

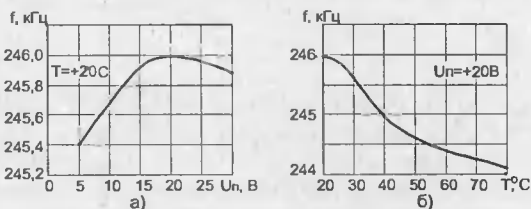


Рис. 10.19. Зависимость частоты генерации рециркулятора, приведенного на рис. 10.17, от напряжения питания (а) и температуры (б)

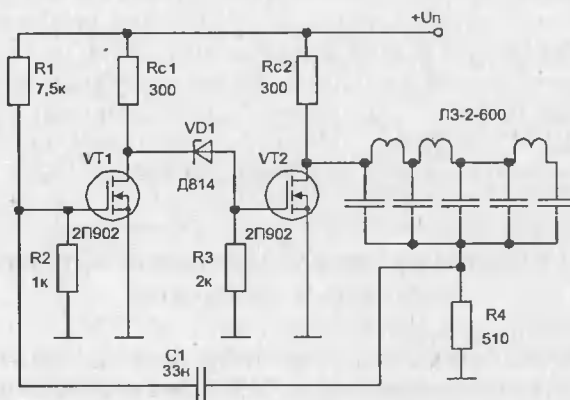


Рис. 10.20. Схема рециркулятора с импульсной положительной обратной связью

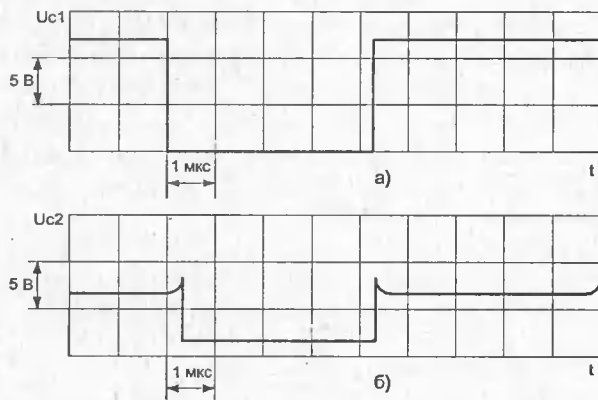


Рис. 10.21. Осциллограммы импульсов, снимаемых со стоков транзисторов схемы, приведенной на рис. 10.20: а — VT1; б — VT2

нерирует импульсы с частотой $f_0 = 1/4t_3$. Это достигается за счет включения линии в качестве накопительного элемента, времена заряда и разряда которого равны $2t_3$. При открытом VT1 VT2 закрыт и происходит заряд линии. При этом положительный импульс на резисторе R_3 поддерживает VT1 в открытом состоянии. Спустя время $2t_3$ зарядный ток прекращается, что ведет к запираению VT1 и открыванию VT2. Линия начинает разряжаться через VT2 и резистор R_4 . Напряжение на R_4 при этом имеет отрицательную полярность (в целом импульсы на R_3 имеют вид меандра, симметричного относительно нулевой линии). Спустя время $2t_3$ заканчивается разряд линии и происходит новое переключение (и т. д.).

Для мягкого режима возникновения колебаний у рециркуляторов необходимо выбрать рабочую точку транзисторов на линейном участке передаточной характеристики транзисторов. С этой целью в описанной схеме на затвор подается напряжение смещения, снимаемое с делителя R_1, R_2 . В схеме осуществлена гальваническая связь между стоком VT1 и затвором VT2 через стабилитрон, устраняющий относительно высокое остаточное напряжение VT1. Достоинством этого генератора является также строгое равенство полупериодов колебаний по длительности, хорошая форма импульсов на стоке первого транзистора, большая амплитуда импульсов на сравнительно малом (300 Ом) сопротивлении в цепи стока и малое (десятки наносекунд) время нарастания импульсов (рис. 10.21). Следует отметить, что описанные рециркуляторы практически не критичны к настройке и выбору напряжения питания U_{Π} .

10.7. Генераторы прямоугольных импульсов с линиями задержки

Для формирования прямоугольных импульсов со стабильной длительностью целесообразно использовать регенеративные схемы, стабилизированные линиями задержки. Схема такого генератора импульсов наносекундной длительности приведена на рис. 10.22. В исходном состоянии VT1 открыт, а VT2

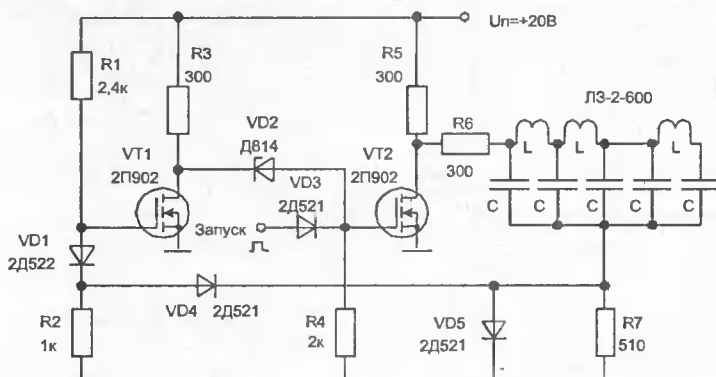


Рис. 10.24. Ждущий мультивибратор с длительностью импульса, заданной линией с сосредоточенными постоянными

стабильности амплитуды импульсов и уменьшение их времен нарастания и спада (т. е. в конечном счете улучшение формы импульсов).

10.8. Генераторы наносекундных импульсов на лавинных и мощных полевых транзисторах

Генераторы прямоугольных наносекундных импульсов на лавинных транзисторах просты схемотехнически и легко формируют импульсы с временем нарастания до 1 нс [52]. Однако амплитуда импульсов, их длительность и частота повторения ограничены импульсным перегревом структуры и малой средней мощностью рассеивания большинства лавинных транзисторов. Кроме того, для получения импульсов амплитудой около 10 В на нагрузке 50 Ом необходимо использовать относительно высоковольтные лавинные транзисторы с напряжением лавинного пробоя $U_M = 50...75$ В и выше, что ведет к увеличению необходимого питающего напряжения до 100...150 В.

Указанные недостатки могут быть устранены при комбинации маломощных транзисторов с $U_M = 25...30$ В с мощными ПТ. В отличие от ранее рассмотренных схем, в которых каскад на лавинном транзисторе запускал каскад на полевом транзисторе, здесь рассмотрены такие схемы, деление которых на каскады физически невозможно. Речь идет о комбинации одних приборов (лавинные транзисторы) с другими (полевые транзисторы), что придает им новые свойства.

На рис. 10.25 [106] показана схема автоколебательного релаксатора на основе двухполюсника с лавинным и мощным МДП-транзистором

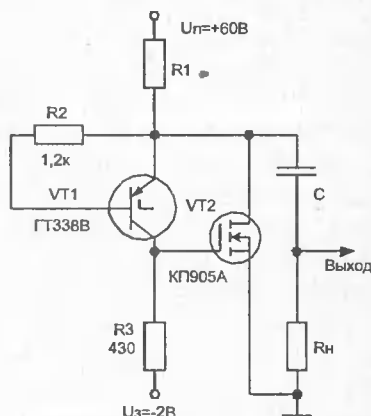


Рис. 10.25. Автоколебательный емкостной релаксатор на основе двухполюсника с лавинным и мощным МДП-транзистором

ром. Такой двухполюсник имеет S-образную вольт-амперную характеристику, причем напряжение включения его задается напряжением включения $U_{\beta} \approx U_M$ лавинного транзистора. При $U_3 = 0$ ток включения $I_{\text{вкл}} = I_{\beta} + I_{\text{С нач}}$, где I_{β} — ток включения лавинного транзистора; $I_{\text{С нач}}$ — начальный ток стока МДП-транзистора. Для уменьшения $I_{\text{С нач}}$ целесообразно запереть МДП-транзистор в паузах между импульсами, для чего и включается источник смещения $E_3 < 0$.

При включении лавинного транзистора происходит разряд конденсатора C через резистор R_3 и на затворе VT2 формируется импульс, амплитуда которого достигает значения $U_{\Pi} \approx U_{\beta}' - U_{\beta} = 15 \dots 20$ В. Этот импульс отпирает VT2, что существенно увеличивает ток разряда конденсатора C . Следует отметить, что через лавинный транзистор протекает очень кратковременный (до 1...2 нс) импульс большого тока, обеспечивающий быстрый заряд входной емкости $C_{\text{зи}}$ МДП-транзистора. Затем ток быстро уменьшается до уровня около $(U_{\beta}' - U_{\beta})/R_3$, ограниченного сопротивлением R_3 и далее относительно медленно падает по мере разряда конденсатора C . Таким образом в генераторе облегчен энергетический режим работы лавинного транзистора.

На рис. 10.26 приведены осциллограммы семейства выходных импульсов релаксатора, снятые при различных номиналах C . Из них видно, что при $C = 150$ пФ амплитуда импульсов на нагрузке 500 Ом достигает 10 В за $t_{\phi} = 1$ нс. Заметим, что релаксатор только на лавинном транзисторе ГТ338В при такой емкости формирует импульсы с меньшей амплитудой и $t_{\phi} = 2 \dots 3$ нс.

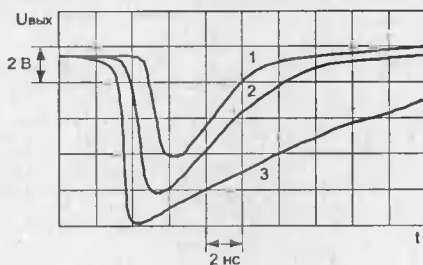


Рис. 10.26. Осциллограммы импульсов, формируемых релаксатором, приведенным на рис. 10.25, при $C = 27$ (1), 62 (2), 150 (3) пФ

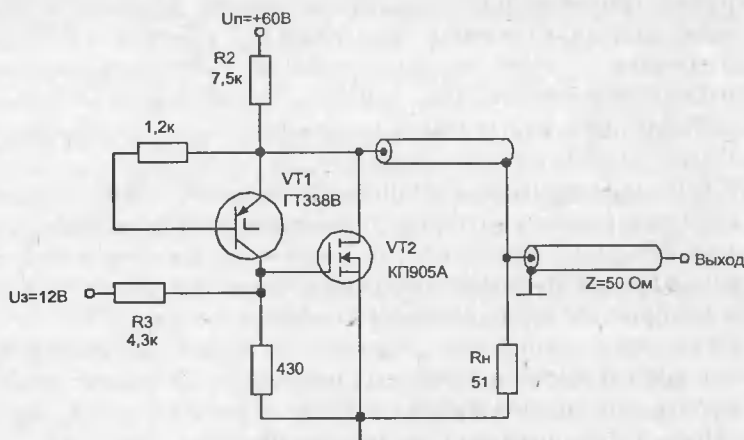


Рис. 10.27. Релаксатор с накопительной линией на основе двухполюсника с лавинным и мощным МДП-транзистором

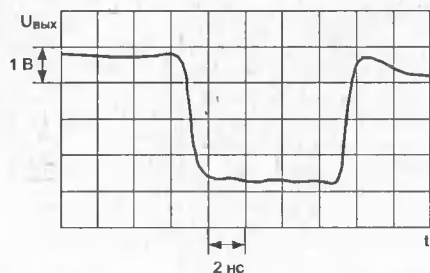


Рис. 10.28. Осциллограмма импульса, формируемая релаксатором, схема которого приведена на рис. 10.27

Уменьшение времени нарастания при использовании МДП-транзистора обусловлено его работой в резко нелинейном (ключевом) режиме и малыми значениями паразитных емкостей.

Схема генератора прямоугольных импульсов на основе описанного двухполюсника показана на рис 10.27. Вместо накопительного конденсатора в нем применена накопительная линия с распределенными параметрами (отрезок коаксиального кабеля с высоким сопротивлением 75 Ом).

Как видно из рис. 10.28, выходной импульс имеет время нарастания и спада около 1 нс при амплитуде порядка 3,5 В ($R_n = 25 \text{ Ом}$).

Частота повторения импульсов в описанных схемах задается постоянной времени заряда C или линии через резистор R_2 . Генераторы устойчиво работали при снижении R_2 до 1,5...2 кОм, что в релаксаторах на одном лавинном транзисторе недопустимо из-за их чрезмерного перегрева. Частота повторения импульсов определяется известным выражением

$$f = [R_2 C \ln(U_n / (U_n - U_p'))]^{-1},$$

где для схемы рис. 10.27 емкость C есть полная емкость накопительной линии.

В рассмотренных схемах затруднена плавная регулировка амплитуды выходных импульсов и, кроме того, в схеме с накопительной линией желательно точное согласование линии с нагрузкой для устранения отражений в линиях, искажающих форму импульсов. Это повышает критичность генераторов к настройке. Отмеченные недостатки можно устранить, комбинируя задающий генератор на лавинном транзисторе с ключом на мощном МДП-транзисторе. При этом ключ используется как быстродействующий усилитель-ограничитель. Он существенно улучшает равномерность вершины импульсов, развязывает нагрузку от задающего генератора и повышает нагрузочную способность схемы.

На рис. 10.29 показана схема генератора с плавно регулируемой амплитудой импульса, которая достигается изменением напряжения питания U_n ключа на мощном МДП-транзисторе. Длительность импульса равна двум временам задержки накопительной линии НЛ (коаксиальный кабель с волновым сопротивлением 75 Ом и задержкой около 5 нс/м).

На рис. 10.30 показаны осциллограммы выходных импульсов при различных значениях U_n . Плавно изменяя U_n от 5 до 30 В, можно плавно менять амплитуду импульсов приблизительно от 3...4 до 25 В. При этом длительность и время нарастания импульсов практически не меняются.

Благодаря ограничению вершины входных импульсов ключом при фиксированной амплитуде выходных импульсов можно использовать более про-

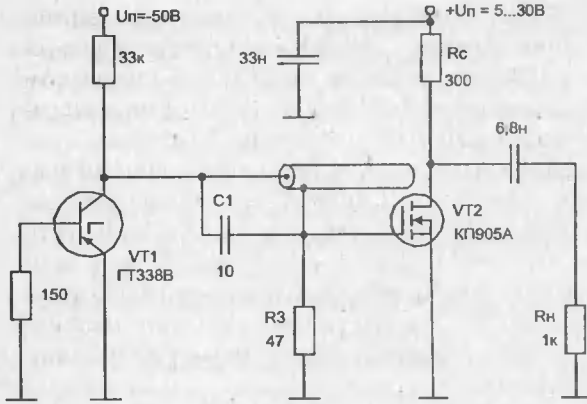


Рис. 10.29. Генератор прямоугольных импульсов с запуском ключа на мощном полевом транзисторе от релаксатора на лавинном транзисторе с накопительной линией

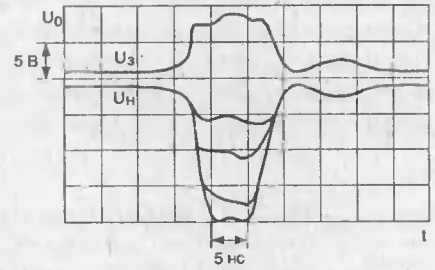


Рис. 10.30. Осциллограммы схемы, приведенной на рис. 10.29, иллюстрирующие возможности электронной регулировки амплитуды импульсов

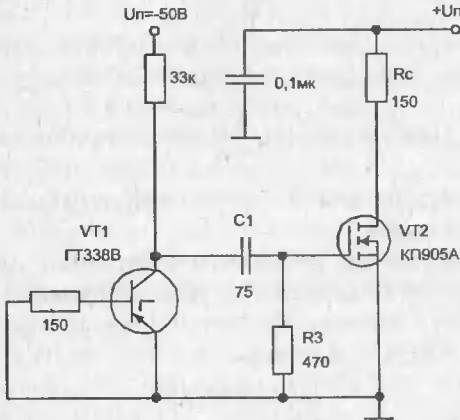


Рис. 10.31. Генератор импульсов на базе ключа на мощном МДП-транзисторе и емкостного релаксатора на лавинном транзисторе

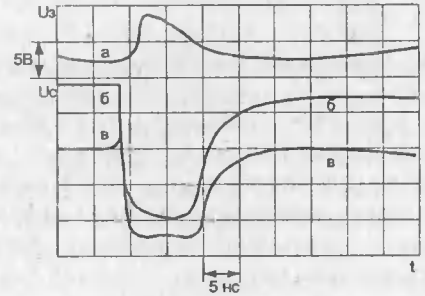


Рис. 10.32. Осциллограммы импульсов генератора, приведенного на рис. 10.31, на затворе VT2 (а) и стоке при $U_{\Pi} = 30 \text{ В}$ (б) и 20 В (в)

скую схему (рис. 10.31). В этой схеме емкостной релаксатор на лавинном транзисторе формирует (при разряде $C1$ через лавинный транзистор и $R3$) на затворе МДП-транзистора импульс амплитудой до 20...25 В с коротким (порядка 1 нс) фронтом и экспоненциальным спадом. Ключ на МДП-транзисторе срезает экспоненциальную вершину импульса, что позволяет получать на выходе импульс с плоской вершиной.

Длительность импульса задается постоянной времени $C1 R3$. Осциллограммы импульсов показаны на рис. 10.32.

Генераторы работают в автоколебательном режиме. Однако при снижении U_{Π} до 50...60 В, а также используя способы, описанные в [52], они могут быть переведены в ждущий режим работы, в котором запускаются импульсами отрицательной полярности с малой амплитудой 0,5...1 В и имеют времена задержки запуска 1...2 нс. Более мощные МДП-транзисторы КП907 обеспечивают получение в этих схемах импульсов тока до 1...2 А при $R_H = 10...30$ Ом и времени переключения 0,5...1 нс.

10.9. Генераторы импульсов с широким спектром

Одним из применений импульсов малой длительности является создание сетки (спектра) частот $n f_1$, пропорциональных частоте повторения импульсов f_1 . Частота f_1 обычно стабилизируется кварцем, что позволяет создавать сетку высокостабильных частот, применяемую в синтезаторах частот, калибраторах радиоприемников и передатчиков. Спектральная плотность импульсов $u(t)$

$$S(\omega) = \int_0^{t_H} u(t) \exp(i\omega t) dt$$

для угловых частот $\omega = 2\pi f \ll 1/t_H$ оказывается практически постоянной и равной вольт-секундной площади импульсов S_H длительностью по основанию t_H .

При $t_H = 2,5$ нс имеем $f \leq 63,7$ МГц, т. е. для получения равномерного спектра гармоник в диапазонах КВ и УКВ нужны импульсы длительностью единицы наносекунд и менее. При амплитуде импульсов 20 В и $f = 100$ кГц амплитуда гармоник составляет 2 мВ, что достаточно для калибровки радиоприемных устройств ДВ-, СВ- и КВ-диапазонов.

На рис. 10.33 представлена схема генератора, формирующего субнаносекундные импульсы с активной длительностью импульсов около 0,7 нс при амплитуде 4,5 В на нагрузке 50 Ом. Спектр импульсов равномерен до частот свыше 200 МГц.

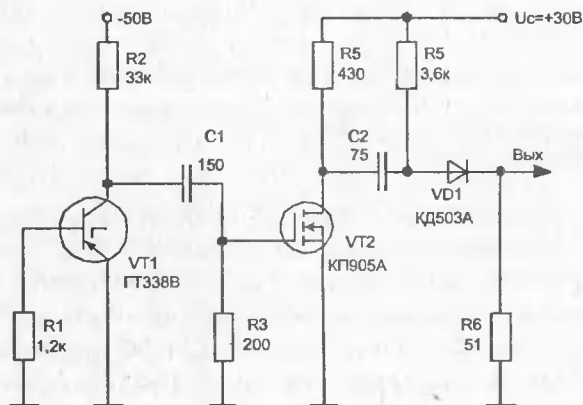


Рис. 10.33. Генератор субнаносекундных импульсов с широким спектром гармоник

Генератор содержит релаксатор на лавинном транзисторе, ключ на мощном СВЧ МДП-транзисторе и формирователь на диоде с накоплением заряда VD1. Для стабилизации частот спектра генератор на VT1 надо запускать или синхронизировать импульсами, полученными от генератора с кварцевой стабилизацией.

Как отмечалось (см. рис. 10.29), генераторы импульсов на основе ключа на мощном МДП-транзисторе обеспечивают возможность регулировки амплитуды импульсов изменением напряжения U_c . Это позволяет создавать генераторы амплитудно-модулированного спектра [109] (рис. 10.34).

В таком генераторе амплитудная модуляция одновременно всех частот спектра достигается изменением напряжения $U_c(t) = U_{co} + U_m \sin(2\pi\Omega t)$ по синусоидальному закону с частотой Ω и глубиной модуляции $m \approx U_m / (U_c - U_{ост})$, где U_m — амплитуда переменной составляющей напряжения модуляции. Генератор на лавинном транзисторе запускается с частотой f_i (обычно 10...100 кГц). Гармоники генератора легко воспринимаются любым радиоприемником ДВ-, СВ- и КВ-диапазонов, принимающим сигналы с амплитудной модуляцией.

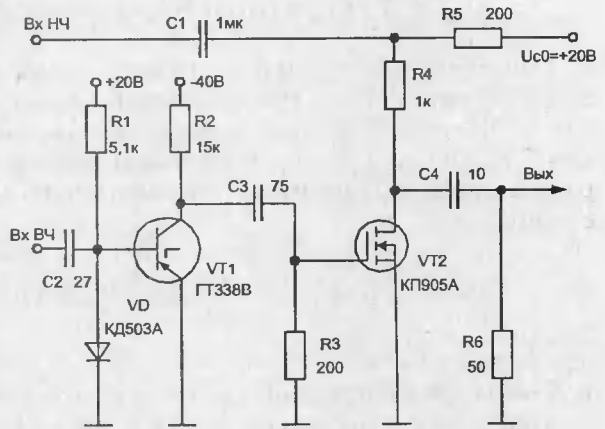


Рис. 10.34. Генератор спектра с амплитудной модуляцией гармоник

10.10. Генераторные устройства на Λ -диодах и транзисторах

Описанные ранее устройства на Λ -диодах и транзисторах могут использоваться для построения генераторов релаксационных колебаний микросекундного диапазона длительностей и выше. Теория негатронов с Λ - или N-образными ВАХ [80] показывает, что релаксаторы на них должны иметь индуктивный накопитель энергии. На рис. 10.35, а представлена типовая схема генератора на Λ -диоде. В зависимости от режима работы она может выполнять функции как LC-генератора синусоидальных колебаний, так и релаксатора.

Для автоколебательного режима работы линия нагрузки резистора R должна пересекать ВАХ в одной точке на падающем участке. Детальный анализ подобной схемы (рис. 10.35, б) описан в [80]. Согласно ему при $\sigma/4 - p < 0$ в схеме возникают гармонические колебания, а при $\sigma/4 - p > 0$ — релаксационные. Здесь $\sigma = g / L - R\Lambda C'$ и $p = (1 + r / R\Lambda) / LC'$, где $R\Lambda$ — дифференциальное сопротивление Λ -диода в рабочей точке. Предельная частота генерируемых синусоидальных колебаний $f_{пред} = Q / (2\pi C\Lambda |R\Lambda|)$, где Q — добротность контура (при Q = 100 она достигает 400 МГц).

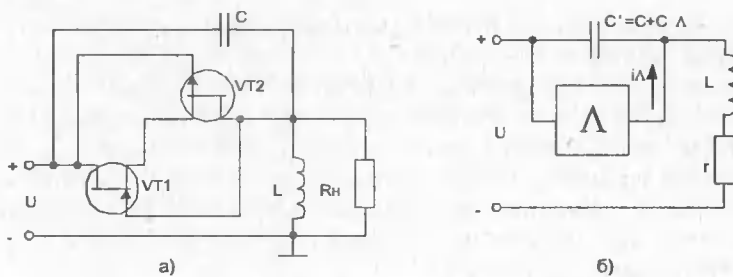


Рис. 10.35. Генератор на Λ -диоде (а) и его электрическая модель (б)

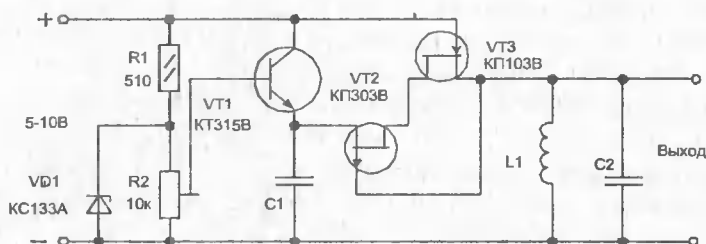


Рис. 10.36. LC-генератор

Практическая схема генератора представлена на рис. 10.36 [107]. Преимущества этой схемы заключаются в том, что для нее не требуется изготавливать катушки индуктивности с отводами от части витков и соблюдать определенную фазировку включения их выводов. Этот генератор устойчиво работает в диапазоне частот от нескольких Гц до 10—15 МГц. Частоту генератора можно перестраивать как изменением индуктивности катушки, так и изменением емкости C_2 . Подобные генераторы устойчиво работают одновременно на двух частотах, например ВЧ и ЗЧ, что позволяет строить на их основе высокочастотные генераторы с амплитудной модуляцией.

Схема высокочастотного генератора представлена на рис. 10.37. Частота колебаний ВЧ определяется параметрами контура L_1C_2 , а частота колебаний ЗЧ — параметрами контура L_2C_3 . Напряжение соответствующих колебаний снимается с гнезд X1 или X2. Включать или выключать генератор ЗЧ, а значит модулировать колебания ВЧ или нет, можно выключателем SA1. Поскольку генератор устойчив при напряжении 2 В, батарея GB может быть

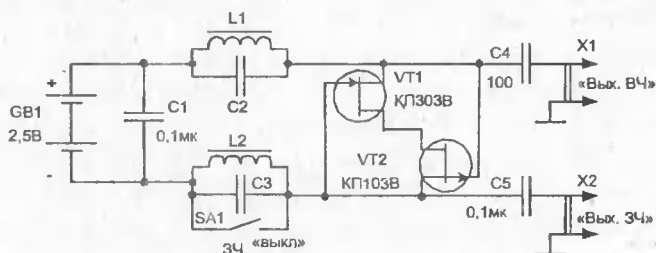


Рис. 10.37. Высокочастотный генератор с амплитудной модуляцией

составлена из двух последовательных дисковых аккумуляторов Д-0,06, Д-0,03.

В режиме релаксационных колебаний (рис. 10.38) их форма сильно отличается от синусоидальной. К сожалению, далека она и от прямоугольной. Кроме того, на низких частотах габаритные размеры и масса катушки индуктивности оказываются большими, а реализация индуктивности в микроэлектронном исполнении затруднительна (и даже невозможна).

В связи с этим особый интерес представляет релаксатор на рис. 10.39, а, предложенный в [110, 111], использующий времязадающий конденсатор, а не катушку индуктивности. Работа релаксатора основана на динамическом изменении формы Λ -образной ВАХ при изменении напряжения на конденсаторе C .

Допустим, при $u_0 = 0$ и $t = 0$ ВАХ имеет вид кривой A на рис. 10.39, б. Линия нагрузки резистора ($R_1 \ll R_2$) должна выбираться так, чтобы она проходила выше ВАХ. Тогда после включения схемы произойдет ее переключение в точку 1 и напряжение в точке «а» станет равным U_{Π} . Начнется стадия заряда C (рис. 10.39, в). В ходе заряда C управляющее напряжение $U_y = u_c(t)$ растет по экспоненциальному закону с постоянной времени $C(R_1 + R_2)$. Одновременно меняется форма ВАХ (растет ток пика и ширина ВАХ). Так продолжается до тех пор, пока ВАХ не примет вид кривой B , при котором точка 2 теряет устойчивость. При этом напряжение в точке «а» скачком падает со значения U_1 до $U_{\text{ост}}$ (точка 3). Устройство переключается в новую медленную стадию — разряд C .

Разряд C происходит через резистор R_2 с постоянной времени CR_2 . При этом ток пика I_{Π} ВАХ уменьшается, а ВАХ сужается, пока не займет другое критическое положение B' . При этом на этой стадии точка 3 переходит в положение 4, которое неустойчиво. В результате схема переключается вновь в положение 1, начинается заряд C и цикл колебаний повторяется (рис. 10.39, в).

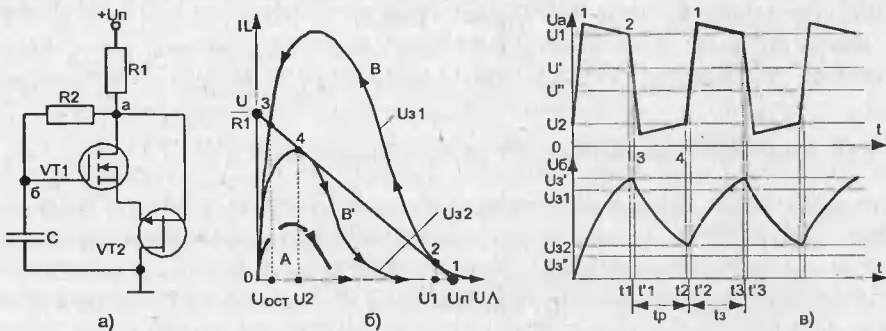


Рис. 10.39. Емкостный релаксатор на приборе с управляемой Λ -образной ВАХ (а), построение рабочих точек (б) и форма генерируемых колебаний (в)

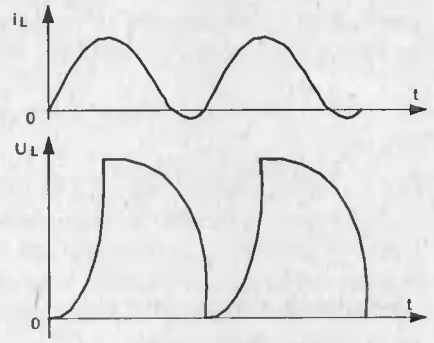


Рис. 10.38. Форма колебаний генератора, схема которого приведена на рис. 10.35, в режиме генерации релаксационных колебаний

10. Регенеративные импульсные устройства

Считая сопротивление включенного Λ -транзистора малым для времен заряда и разряда C медленных стадий, можно получить выражение

$$t_3 = C(R_1 + R_2) \ln \frac{U_{32} - U_{\Pi}}{U_{31} - U_{\Pi}}; \quad t_P \cong CR_2 \ln \frac{U_{31}}{U_{32}}$$

где U_{31} и U_{32} — пороговые напряжения на затворе VT1 при переключении.

Быстрые стадии (регенеративного переключения) описывались в третьей главе. Генератор обеспечивает получение в точке «а» практически прямоугольных импульсов с $t_3 \approx t_P$. Амплитуда импульсов $U_{\Pi} - U_{\text{ост}} \approx U_{\Pi}$ и достаточна для запуска ключей на мощных МДП-транзисторах. Таким образом, данный релаксатор лишен главных недостатков индуктивного релаксатора, приведенного на рис. 10.35, а. Он может применяться как в микросекундном диапазоне времен t_3 и t_P так и в милли- и секундном диапазонах. Поскольку входные токи VT1 ничтожно малы, величину R_2 можно выбирать очень большой (до единиц и десятков мегом). Поэтому при генерации даже низкочастотных колебаний величина C может быть малой, а габаритные размеры и масса конденсатора небольшими.

Схема сигнализатора разряда батареи, реализованная на Λ -диоде, представлена на рис. 10.40 [107]. Пока напряжение питания батареи находится в норме, напряжение на Λ -диоде превышает 3,5 В и он закрыт. По мере разряда источника питания уменьшается напряжение и на Λ -диоде. Он переключается на крутую ветвь ВАХ с малым дифференциальным сопротивлением. В результате звуковой сигнал со входа проходит через эмиттерный повторитель и Λ -диод на выход. Его можно использовать для возбуждения головных телефонов, например ТОН-2.

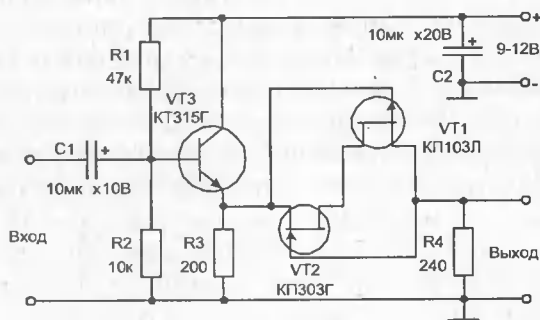


Рис. 10.40. Сигнализатор разряда батареи с напряжением 9 В

Итак, при всей своей «экзотичности» рассмотренные схемы обладают рядом достоинств. Одно из них — простота схем. Эти схемы относятся к схемам функциональной электроники, которая в будущем обещает порадовать нас новыми откровениями в создании необычных электронных устройств. Для радиолюбителей описанные выше схемы существенно расширяют возможности схемотехники и позволяют создавать довольно необычные технические решения.

11. Моделирование, настройка и представление в Интернете

Мало задуматься над применением полевых транзисторов в облюбованной схеме. Нужно воплотить задумку в «железо» при минимальном риске погубить приобретенные за немалые деньги такие приборы, как полевые транзисторы — особенно мощные. Для уменьшения риска стоит промоделировать схему, что легко позволяют современные ПК и их программное обеспечение. Затем уже можно приступить к созданию макета будущего устройства или его самого в единственном числе, если речь идет о радиолюбительстве. В этом может помочь грамотный выбор и применение измерительных приборов. Наконец в наше время с помощью Интернета можно быстро получить данные о номенклатуре нужных приборов и ознакомиться с новейшими разработками крупных фирм электронного и полупроводникового профиля. Всему этому и посвящена данная заключительная глава.

11.1. Понятия о математическом моделировании электронных устройств

При всех своих достоинствах полевые транзисторы (даже мощные) являются довольно «хрупкими» приборами, рассчитанными на определенные условия эксплуатации. Конечно, современный мощный полевой транзистор с рабочими напряжениями в сотни вольт и токами в единицы-десятки ампер уже не выведешь из строя неаккуратным прикосновением рукой к его затвору. Однако мощные приборы применяются в силовых схемах, где неверный расчет или случайные перегрузки могут в мгновение ока превратить дорогой и редкий прибор в болванку, которая годится разве что для показа студентам на лекциях. Ну а что касается маломощных приборов, то их и впрямь нетрудно повредить, коснувшись в схеме выводов затвора или стока незаземленным жалом паяльника, отверткой или даже рукой.

Все это говорит в пользу математического моделирования схем на полевых транзисторах. Современный уровень такого моделирования позволяет с поразительной точностью воспроизвести работу схем на биполярных и полевых транзисторах (и сотнях других аналоговых, ключевых и даже цифровых компонентах). При этом можно получить временные диаграммы различных процессов, графики вольт-амперных и иных статических характеристик, амплитудно-частотные характеристики на переменном токе и многое-многое другое (например, просчет разброса параметров схем методом Монте-Карло и вычисление спектров генерируемых ими сигналов).

При серьезном проектировании электронных схем математическое моделирование их становится неременным этапом проектирования, которое намного сокращает трудоемкую, дорогую и даже опасную экспериментальную доводку устройств. Достаточно отметить, что уровни рабочих напряжений и токов мощных приборов таковы, что они крайне опасны для жизни людей, забывающих о правилах работы с высоковольтными и сильнотоковыми приборами и установками.

Немаловажно и то, что математическое моделирование в настоящее время оказывается доступным любому пользователю современным ПК и обходится намного дешевле натурального испытания устройств. Все, что для этого надо, — это располагать современным ПК, иметь относящееся к моделированию программное обеспечение и понимать суть физических процессов, происходящих в электронных устройствах. Таким образом, как радиолюбители, так и специалисты могут пользоваться системами моделирования и получать из него данные, полезные для серьезного проектирования электронных устройств.

В настоящее время математическое моделирование выполняется рядом подходов:

- с помощью известных математических соотношений, описывающих работу частных схем (устройств);
- с помощью универсальных математических систем, позволяющих решать системы уравнений, описывающих работу электронных схем;
- моделирование электронных устройств с применением систем символьной математики, дающих решения в аналитическом виде;
- моделирование с помощью программ блочной симуляции систем;
- с помощью специальных программ схемотехнического моделирования, осуществляющих автоматическое создание систем дифференциальных, алгебраических и конечно-разностных уравнений по заданной топологии рассматриваемой схемы и решение их с целью получения результатов моделирования.

Первый подход имеет ограниченные области применения. Он требует достаточно развитой теории анализируемых устройств, дающей необходимые для моделирования, расчета или проектирования устройств различные выражения-формулы. Много плодотворных примеров такого подхода было дано выше и обзорно описаны в [1]. Чаще всего приближенные инженерные методы расчета простых электронных схем (например усилительных каскадов, ключей и генераторов) основаны именно на этом подходе, в ходе которого используются как расчеты по готовым формулам, так и численные методы решения уравнений. Но отнести его к полноценному модулированию едва ли можно, поскольку моделирование предполагает подмену такого подхода более гибкими и универсальными методами.

Второй подход — применение современных математических систем для моделирования работы простых устройств широко применяется на практике. Тем более что сейчас появилось свыше десятка весьма мощных и гибких математических систем, таких как Derive, MuPAD, Mathcad, Maple, Mathematica, MATLAB и других [235]. Они позволяют выполнять математические расчеты практически любой сложности. Многие расчеты выполнимы и на программируемых калькуляторах — как былых советских времен [234], так и

новейших графических (например, TI-89/92/92 PLUS корпорации Texas Instruments, имеющих встроенную систему символьной математики и даже средства для аналитического и численного решения дифференциальных уравнений) [236].

Однако недостатком такого подхода является необходимость иметь достаточно высокий уровень математической и теоретической подготовки пользователя. Как правило, ему приходится самостоятельно составлять системы уравнений, описывающих работу схем, и отыскивать их в необозримом океане книг и статей. Этот подход является приемлемым для научных работников, основная цель которых обычно заключается именно в поиске теоретических закономерностей и формул, описывающих работу новых или широко применяемых устройств. При этом сами математические системы используются в качестве удобного математического инструментария в основном на этапе решения уравнений, вычислений по полученным формулам и получения наглядных графических результатов моделирования.

Особая роль сейчас принадлежит модулированию схем с помощью систем символьной математики, позволяющих получать результаты в аналитическом виде. Этот подход к моделированию только-только начинает внедряться в научные исследования и в практику. Примером применения такого подхода при моделировании преобразовательных устройств на мощных полевых транзисторах являются работы [237, 238] в которых, по-видимому впервые, получены аналитические соотношения для ряда параметров преобразователей не с помощью ума и головы Человека, а с помощью математических систем символьной математики Mathcad и Maple V.

Для моделирования различных устройств (причем не только электронных) могут использоваться программы блочного задания и симулирования систем. Пожалуй, сейчас самая известная из них — это пакет блочного моделирования Simulink, входящий в матричную лабораторию MATLAB. В книгах [239, 240] описаны новейшие реализации этих программных средств. Simulink помимо множества прочего содержит довольно представительную библиотеку моделей преобразовательных устройств — в том числе модели мощных полевых транзисторов.

Любой из указанных четырех подходов имеет право на жизнь и использование на практике. Эти подходы наиболее удобны в тех случаях, когда исследуются достаточно простые схемы. Они незаменимы при создании новых моделей полупроводниковых приборов, что сплошь и рядом встречается в развитии такого нового класса приборов, как мощные полевые транзисторы и иные приборы на их основе. При этом созданные модели могут использоваться в специальных программах схемотехнического моделирования. Разумеется, что для применения указанных средств нужен ПК — желательно современный с микропроцессором класса Pentium II, III или даже Pentium IV [241, 242].

Последний из подходов заключается в применении специальных программ схемотехнического моделирования [243]. Эти программы подлинное чудо информационных технологий! Наиболее совершенные из них, например MicroCAP V, Electronics WorkBench, Design Center и др. [244—250], имеют удобные графические редакторы по вводу моделируемой схемы и заданию па-

раметров ее компонентов. После ввода схем программы автоматически составляют сложнейшие системы уравнений, описывающих работу произвольных набранных схем. И не только их составляют, но и решают, получая необходимые зависимости, описывающие работу схем с удивительной точностью и правдоподобием. И более того, они позволяют подключать к узлам схем необходимые виртуальные «измерительные приборы», такие как осциллографы и графопостроители, цифровые вольтметры и амперметры, частотомеры, анализаторы спектра и так далее.

Измерительная лаборатория из таких реальных приборов стоит намного дороже современного бытового или офисного компьютера, на котором можно установить и использовать такие программы, которые у нас можно приобрести за бесценок на CD-ROM. Это еще раз говорит о том, что применение современных программ схемотехнического моделирования ведет к резкому удешевлению и ускорению исследований и проектирования электронных устройств любого типа. Даже с учетом того, что на освоение этих программ необходимо потратить некоторое время.

И все же, при всех неоспоримых достоинствах программ схемотехнического моделирования они имеют принципиальный недостаток — их результаты являются виртуальными, т. е. кажущимися. Если вам задали спроектировать какую-то реальную схему, то ни один разработчик не согласится получить вместо «живого» макета, именуемого у нас «железом», кучу бумаг с описаниями схемы, ее моделей и результатов моделирования (или даже программ, имитирующих работу схемы). Все это годится для предварительных, но не окончательных отчетов по работе. В конечном итоге все же надо создать это «железо», отладить его и представить заказчику. Так что моделирование не отменяет экспериментальную доводку схемы и создание ее макета. Оно лишь позволяет приступить к этому во всеоружии — зная особенности работы схемы, происходящие в ней физические процессы, математические закономерности и даже аномалии в работе.

11.2. Программы схемотехнического моделирования

В профессиональной среде широко используются самые мощные программы схемотехнического проектирования — от уже устаревшей PSPICE до ее новых доработок, таких как Design LAB [248]. Однако для подавляющего большинства пользователей возможности этих программ явно избыточны, а работа с ними сложна и требует значительного времени для усвоения. Кроме того, эти программы слишком дороги при их легальном применении (о том, что у нас все «можно» применять нелегально, знают все пользователи IBM и Intel-совместимых ПК).

К новейшим разработкам таких программ можно отнести программу Electronics Workbench. Эта программа, подробно описанная в [249], отличается самым изысканным пользовательским интерфейсом. Это видно из примера моделирования с помощью этой программы популярной микросхемы интегрального таймера серии 555, широко применяемого для запуска мощных полевых транзисторов в преобразовательных и иных устройствах — рис. 11.1.

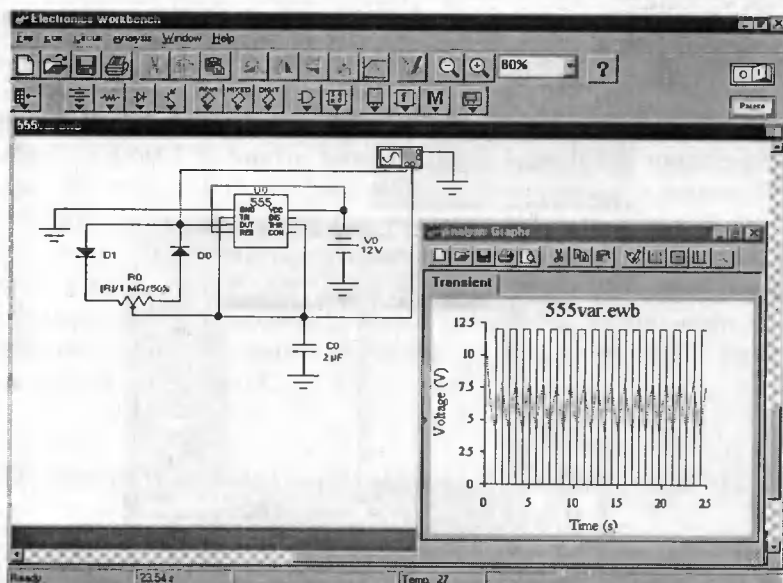


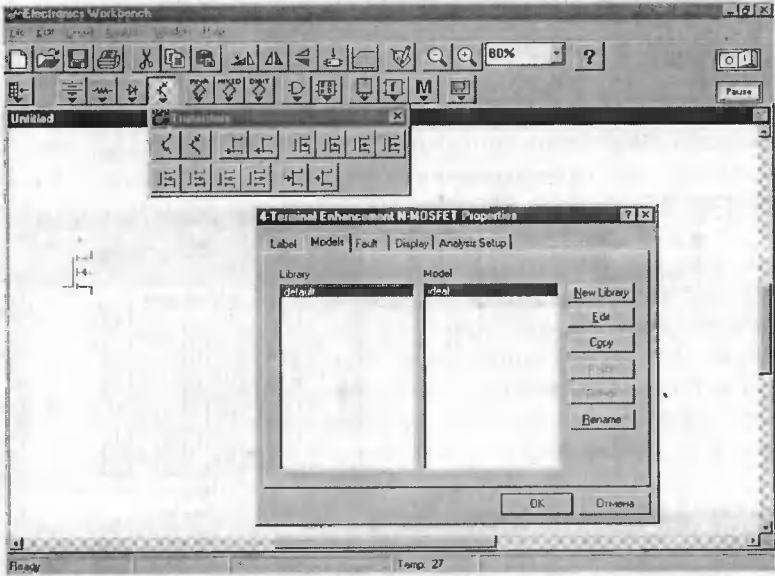
Рис. 11.1. Пример моделирования во временной области мультивибратора на интегральном таймере с помощью программы Electronics Workbench

Как видно из рис. 11.1, графический редактор программы позволяет создавать достаточно сложные устройства, содержащие не только массовые электронные компоненты (резисторы, конденсаторы, диоды, транзисторы и т. д.), но и многие типы интегральных микросхем. Для этого служат палитры компонентов, расположенные прямо над окном ввода и редактирования схемы. Раскрываясь, они предоставляют набор обозначений соответствующих компонент. Ткнув в любое обозначение, можно мышкой перетащить его прямо в окно редактирования схем — ну прямо как в популярных некогда детских радиоконструкторах с кубиками-компонентами. После взятия компонента появляется окно с установкой его параметров или выбора компонента из уже имеющейся библиотеки.

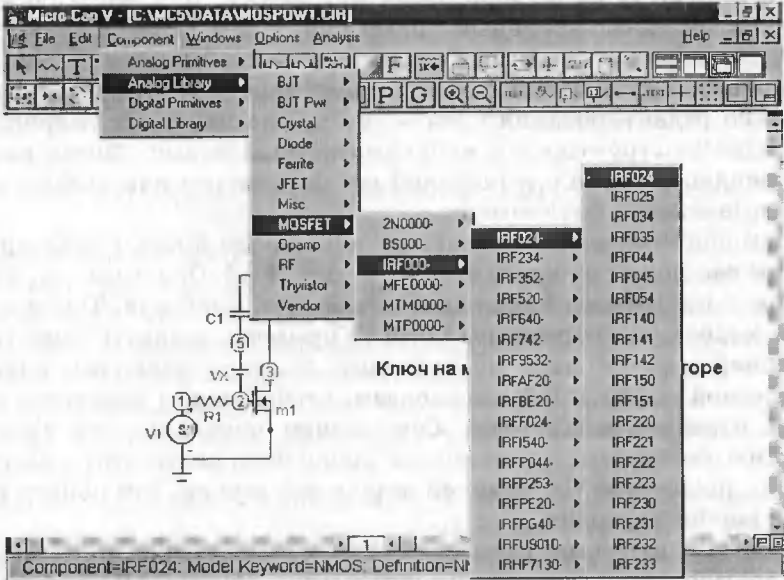
Увы, при попытке смоделировать хотя бы простой ключ на мощном МДП-транзисторе вас может ожидать фиаско — рис. 11.2. Оказывается, в библиотеке этой новой программы пока нет моделей этих приборов. Точнее, есть одна идеальная модель, все параметры которой придется задавать самостоятельно.

Этот номер для нас явно не подходит. Поэтому закончим знакомство с этой интересной программой и пожелаем, чтобы спустя некоторое время она содержала нужные библиотеки. Совершенно очевидно, что разработчики этой системы постараются в короткие сроки исправить этот недостаток, но пока данная программа (по крайней мере в той версии, что попала в руки авторов) для нас не подходит.

Из массовых программ схемотехнического моделирования остается рассмотреть другую давно известную программу — MicroCAP. Уже прежние ее версии [244, 245] имели довольно богатые и быстро пополняемые библиотеки компонентов и позволяли моделировать любые схемы на биполярных и поле-



1. The first step is to identify the problem or question that needs to be answered. This involves understanding the context and the specific requirements of the task.



Версия программы MicroCAP V [247] целиком оправдывает наши надежды. Она работает намного точнее и устойчивее, чем ее прежние версии, и имеет интерфейс в стиле «всех прелестей» операционных систем Windows 95/98. Кроме того, она объединяет возможности программ MicroCAP и MicroLOGIC [246] в части анализа аналоговых и цифровых устройств. Как видно из рис. 11.3, открытое меню активных компонент порождает огромный список n-канальных полевых транзисторов, в котором видна масса наименований приборов одной из ведущих фирм — IRF.

Сказанное позволяет сделать вывод, что для большинства наших пользователей, нуждающихся в моделировании устройств на полевых транзисторах, оптимальным выбором среди программ схемотехнического проектирования является программа MicroCAP V.

11.3. Примеры моделирования схем на полевых транзисторах в программе MicroCAP V

Учитывая наличие книги [247] и множества примеров применения этой системы в ее поставке, ограничимся только примерами применения моделирования нескольких наиболее характерных схем на полевых транзисторах — как мощных, так и маломощных. Подробное описание самой программы мы опускаем, поскольку его можно найти в указанной книге. Кроме того, Micro-CAP V поразительно проста в освоении — достаточно с часок поработать с ней и опробовать моделирование на десятке простых примеров,

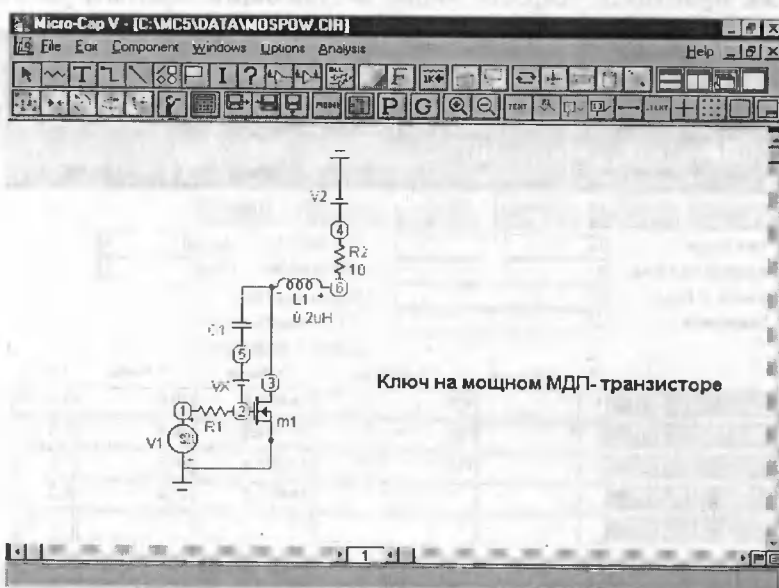


Рис. 11.4. Схема ключа на мощном МДП-транзисторе, подготовленная к моделированию в системе MicroCAP V

как возможности этой программы оказываются вполне доступными пользователю.

В качестве первого примера рассмотрим моделирование переходных процессов в схеме типового ключа на мощном полевом транзисторе IRF m1 (что означает просто модель 1) типа IRF 024. Компоненты схемы вызываются из позиции Components главного меню. После размещения в окне редактирования схем их можно перетаскивать и вращать мышкой, а также осуществлять связи между ними с помощью «проводников». Полученная таким образом схема ключа показана на рис. 11.4. Нетрудно заметить, что поясняющие надписи могут вводиться на русском языке.

Следующим этапом моделирования является подготовка к пуску схемы. Для этого в позиции Analysis главного меню запускается команда Transient Analysis — анализ переходных процессов. При этом появится окно установки параметров схемы, показанное на рис. 11.5. Особенно важна установка параметров в нижней части окна. Здесь задаются точки (узлы) схемы, графики переходных процессов, которые будут выведены на рисунках. Надо также задать временной интервал анализа, масштабы графиков (как верхние и нижние значения величин) и цвет линий. Для выбора цвета компонентов графиков используются палитры цветов.

После всех этих установок надо нажать кнопку Run в окне установки параметров. Начнется анализ схемы и появятся результаты моделирования — рис. 11.6. Сравнение временных диаграмм напряжений на затворе и стоке транзистора с реальными осциллограммами показывает полное качественное совпадение. Да и количественное совпадение обычно вполне удовлетворяет требованиям практики. Хорошо виден затухающий колебательный процесс

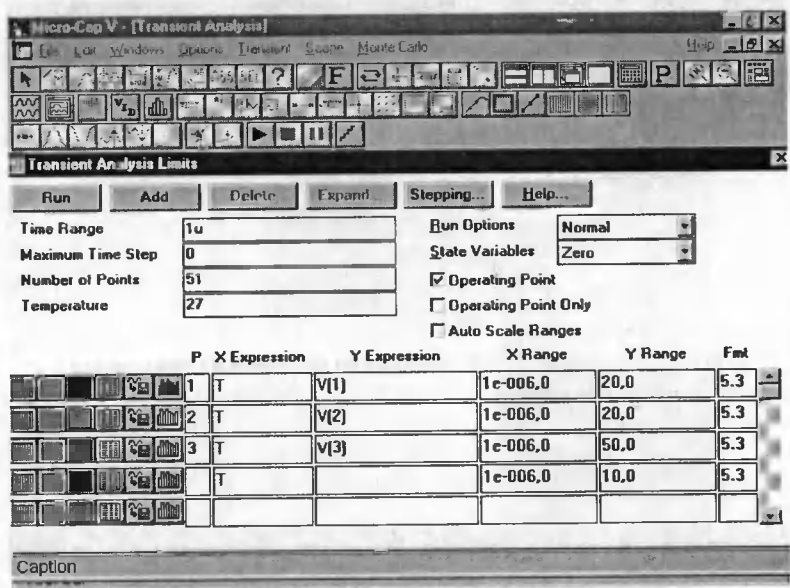


Рис. 11.5. Установка параметров перед анализом переходных процессов

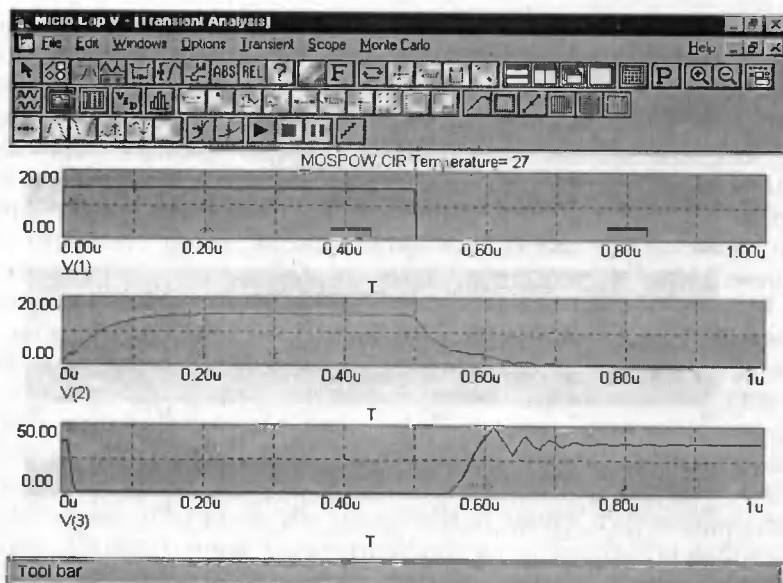


Рис. 11.6. Переходные процессы в моделируемой схеме ключа

при закрытии ключа, вызванный наличием в цепи стока индуктивности и существованием емкостей транзистора.

Следующий пример (рис. 11.7) иллюстрирует моделирование двухкаскадного дифференциального усилителя на маломощных полевых транзисторах.

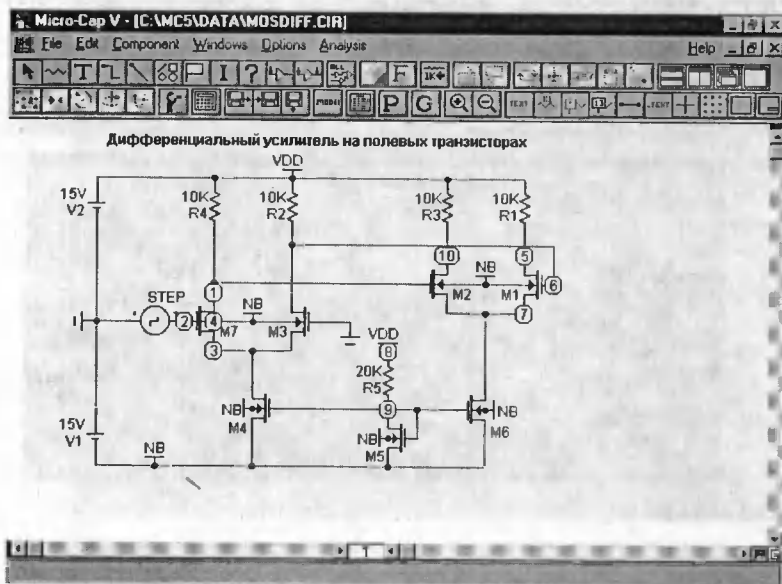


Рис. 11.7. Двухкаскадный дифференциальный усилитель на полевых транзисторах

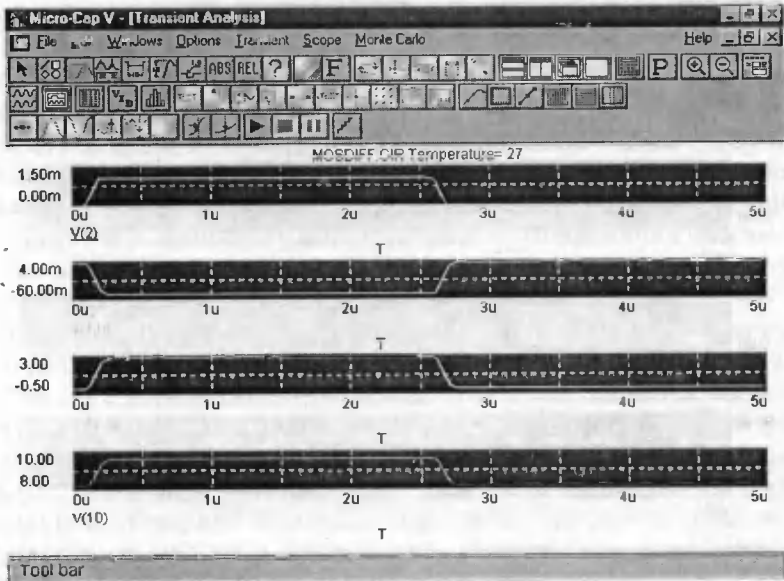


Рис. 11.8. Результаты анализа переходных процессов в схеме дифференциального уравнения

В этой схеме даже источники неизменного тока истока основных каскадов выполнены на полевых транзисторах. Таким образом, устройство целиком «построено» только на полевых транзисторах.

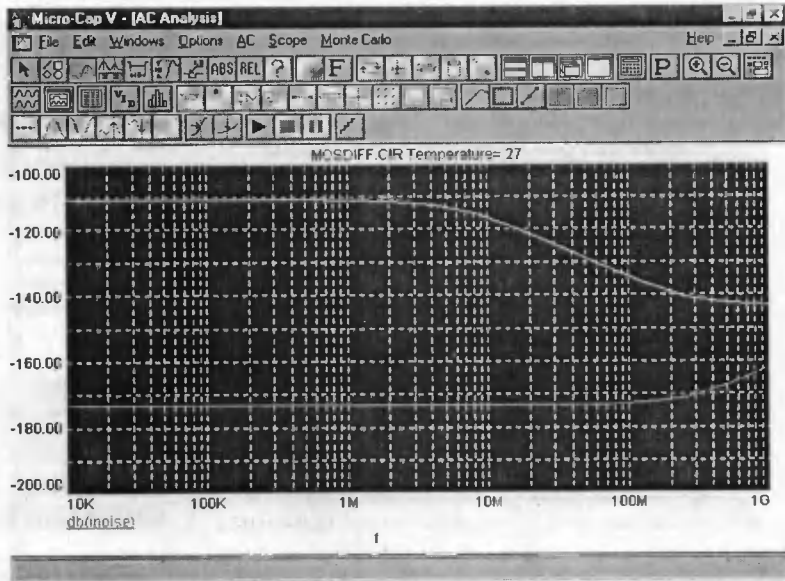


Рис. 11.9. Зависимость от частоты коэффициента усиления и уровня шумов дифференциального усилителя (в дБ)

На рис. 11.8 показаны результаты моделирования переходных процессов в схеме усилителя. Представлены временные диаграммы в четырех точках схемы усилителя.

Возможен также малосигнальный (линейный) анализ схем на переменном токе. Для этого служит команда **AC Analysis** в позиции **Analysis** главного меню. При этом на вход схемы подается синусоидальный сигнал неизменной, но малой амплитуды, частота которого меняется в заданных пределах. В результате строятся такие зависимости, как АЧХ, ФЧХ, частотная зависимость уровня шумов и т. д. На рис. 11.9 показаны зависимости коэффициента усиления и уровня собственных шумов усилителя.

Еще один вид анализа — на постоянном токе (**DC Analysis**). Он позволяет получить статическую передаточную характеристику моделируемой схемы. При этом предполагается, что на вход схемы подается медленно меняющееся постоянное напряжение. На рис. 11.10 показан результат анализа схемы дифференциального усилителя на постоянном токе. Отчетливо видна средняя, почти линейная часть передаточной характеристики (ее наклон задает малосигнальный коэффициент усиления) и почти горизонтальные участки насыщения. Передаточная характеристика дает детальную информацию о нелинейности усилителя и при необходимости может использоваться для расчета коэффициента нелинейных искажений.

На рис. 11.11 показана подготовка к моделированию еще одной схемы на маломощных полевых транзисторах — это формирователь импульсов в интегральном исполнении, выполненный в виде трех ключей на комплементарных полевых транзисторах (с разной проводимостью каналов). Кстати, на рис. 11.11 показано открытое меню позиции **Analysis** главного меню, в котором показаны описанные выше команды для проведения анализа различного вида.

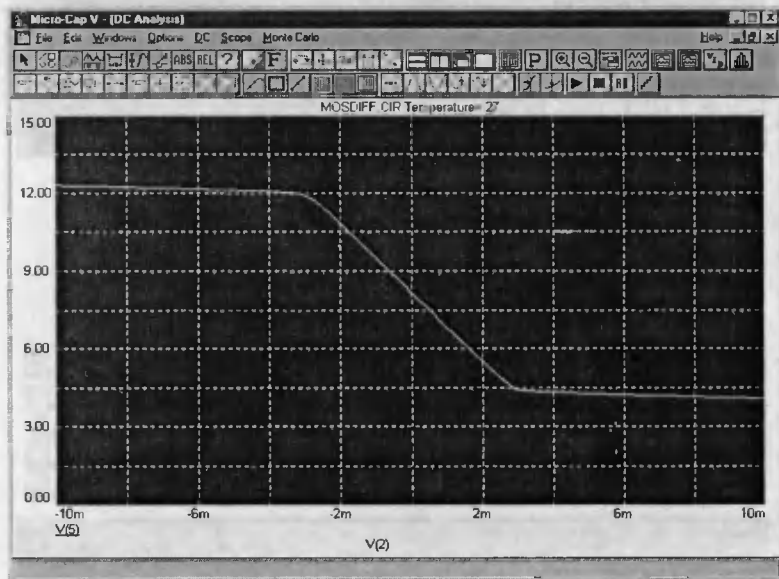


Рис. 11.10. Статическая передаточная характеристика дифференциального усилителя

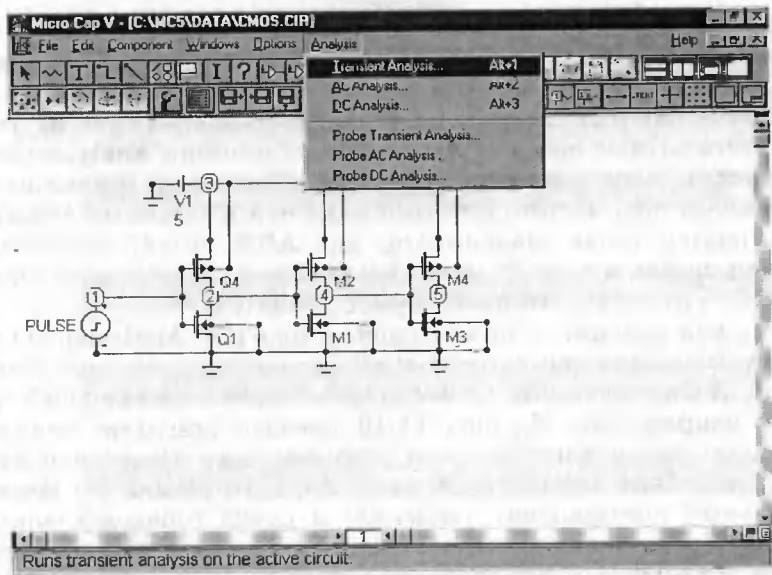


Рис. 11.11. Подготовленная к анализу схема формирователя на комплементарных полевых транзисторах

На рис. 11.12 показано окно настройки параметров для моделирования схемы, показанной на рис. 11.11. Работа с этим окном уже описывалась выше, так что оно представлено только для считывания новых установок, характерных для данной схемы. Нажатие кнопки Run запускает анализ.

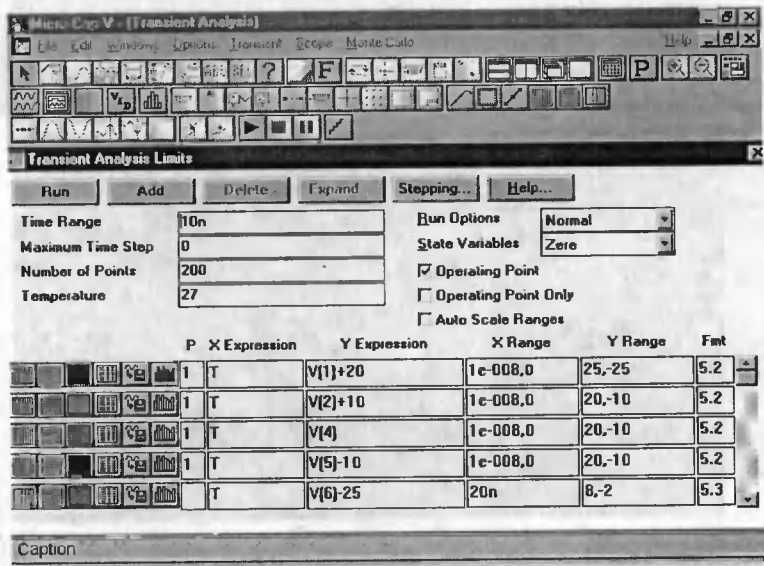


Рис. 11.12. Настройка параметров перед моделированием схемы формирователя на комплементарных полевых транзисторах

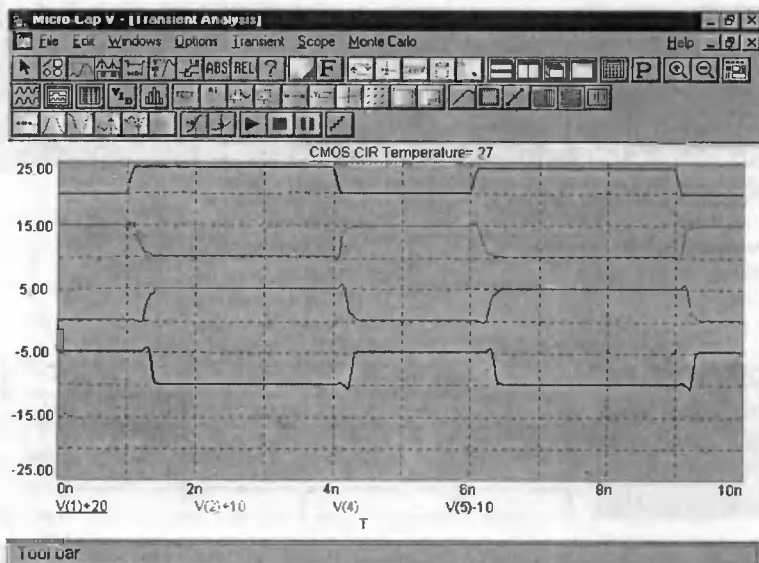


Рис. 11.13. Результаты моделирования переходных процессов формирователя на комплементарных полевых транзисторах

Результаты анализа (моделирования) во временной области представлены на рис. 11.13. В данном случае анализируется типичное нелинейное устройство, поэтому времена нарастания импульсов от каскада к каскаду почти не меняются. В определенных условиях они даже могут сокращаться.



Рис. 11.14. Схема генератора Колпитца на мощном полевом транзисторе

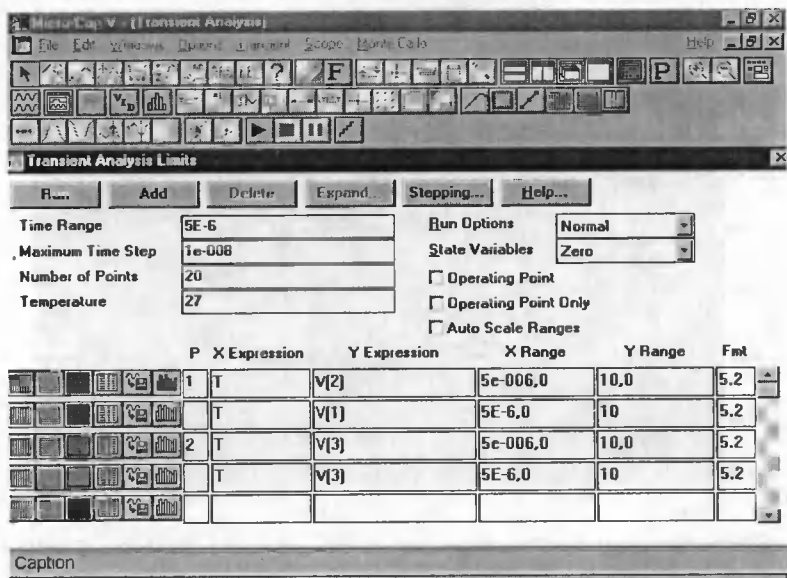


Рис. 11.15. Окно установки параметров для моделирования LC-генератора на мощном полевом транзисторе

В завершение этого раздела рассмотрим моделирование типовой схемы LC-генератора (схема Колпитца). Пример на моделирование такой схемы на маломощном биполярном транзисторе есть в числе примеров, входящих в поставку MicroCAP V. Зададимся вопросом — будет ли работать такая схема на мощном полевом транзисторе IRF 024. Для ответа на этот вопрос просто заменим биполярный транзистор на полевой. Полученная схема показана на рис. 11.14.

Здесь следует отметить, что в данном случае возникновение колебаний не произошло и пришлось корректировать параметры схемы. В частности, потребовалось уменьшить сопротивление резистора R1 со 1000 Ом до 100 Ом — оно и понятно, мощный полевой транзистор имеет большие токи стока и сопротивление резистора в его стоке надо уменьшать. Было также увеличено напряжение питания и несколько изменены номиналы контура. В результате исходные установки соответствовали показанным в окне на рис. 11.15.

На рис. 11.16 показаны результаты моделирования LC-генератора на мощном полевом транзисторе. Отчетливо видны два характерных переходных процесса. Один обуславливает установление напряжения на стоке по близкой к экспоненциальной зависимости, тогда как второй иллюстрирует постепенное возникновение незатухающих синусоидальных колебаний, частота которых определяется резонансным контуром в цепи стока. В общем, генератор «ведет себя» как и положено для подобной схемы. Любопытно отметить, что форма переменной составляющей на затворе близка к гармонической, тогда как та же составляющая на стоке имеет явно подрезанные снизу вершины синусоиды. Это связано с довольно резким переходом от горизонтальных участков выходных ВАХ ПТ к почти вертикальным.

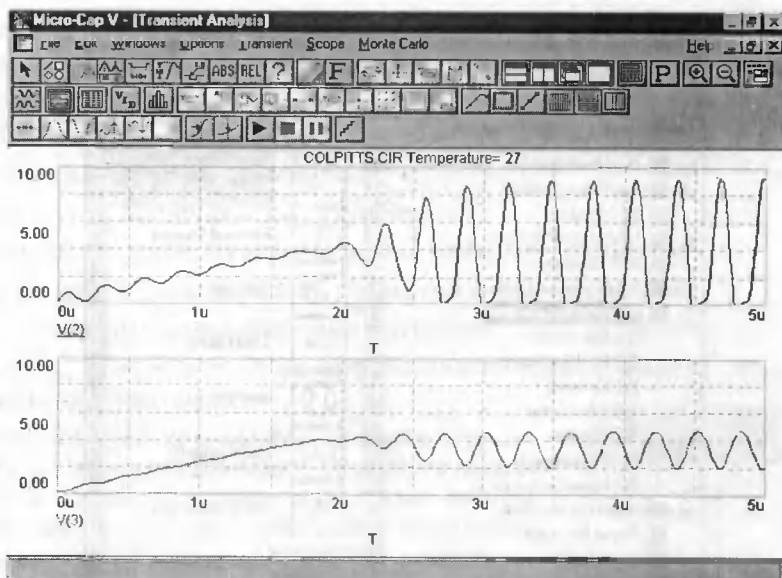


Рис. 11.16. Результаты моделирования LC-генератора на мощном полевом транзисторе

Приведенные результаты дают наглядное представление о результатах моделирования типовых электронных схем на полевых транзисторах в среде системы MicroCAP. Легкость освоения этой системы позволит заинтересованным читателям ознакомиться с множеством других возможностей этой программы — например моделированием схем при разбросе номиналов компонентов и при изменении температуры и иных параметров, испытаниями схем по методу Монте-Карло, анализом спектров сигналов в моделируемых схемах и др. Важно отметить, что модели компонентов в MicroCAP V аналогичны применяемым в еще более мощных программах класса PSPICE. И можно готовить файлы, которые затем будут исполняться последними программами.

11.4. Моделирование силовых устройств с помощью пакетов Simulink и Power System матричной лаборатории MATLAB 6

Основное достоинство описанных выше программ моделирования (использование готовых моделей конкретных устройств) оборачивается серьезным недостатком при моделировании новых устройств, особенно если они основаны на новых физических принципах и технологических решениях. В этом случае намного удобнее применение программ блочного моделирования систем, к которым относится одна из самых популярных во всем мире программ — Simulink (ее новейшая реализация Simulink 4 детально описана в [240]). Эта программа входит в состав новейшей мощной матричной лаборатории MATLAB 6 [239].

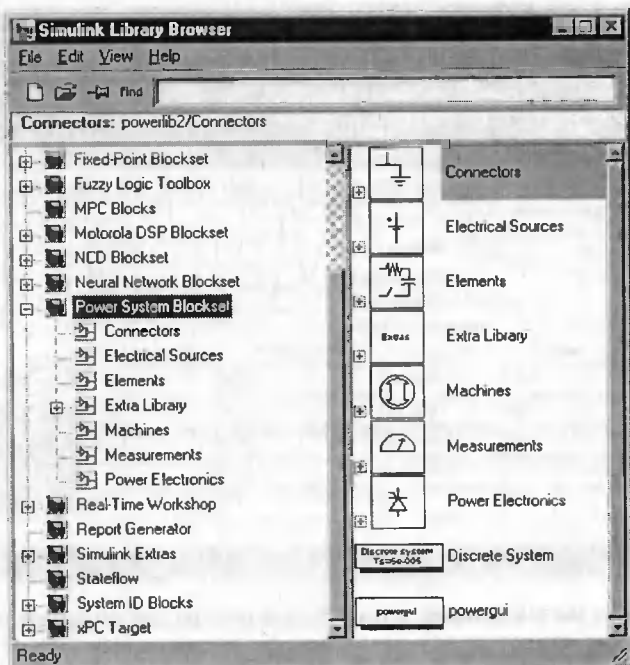


Рис. 11.17. Доступ к библиотекам пакета Power System Blockset

В свою очередь для работы с Simulink 4 предназначено расширение Power System Blockset 2.0, которое служит для моделирования энергетических (силовых) систем и устройств. Это расширение занимает особое положение, поскольку больше, чем другие пакеты, ориентировано на моделирование технических устройств и систем именно силовой электроники.

Функционально полный набор библиотек и компонентов, превосходный графический интерфейс пользователя системы Simulink, обширные вычислительные возможности базовой матричной системы MATLAB, высокая степень достоверности имитации (моделирования) энергетических устройств и систем и превосходная степень визуализации результатов моделирования — все это сделало Power System Blockset одним из лучших среди пакетов такого рода, доступных для установки на персональных компьютерах с операционной системой Windows 95/98/2000/NT.

Поскольку детальное описание интерфейса и правил работы с Simulink есть в уже упомянутых книгах, ограничимся описанием работы с пакетом Power System Blockset. Его возможности, прежде всего, определяются компонентами входящих в него библиотек. Доступ к ним обычно осуществляется из среды Simulink (рис. 11.17). В окне браузера библиотек Simulink можно выбрать библиотеку Power System Blockset.

Можно также вызвать окно с разделами библиотеки, выполнив команду powerlib в командной строке MATLAB.

В состав Power System Blockset входят библиотеки следующего назначения:

Electrical Sources — источники электрической энергии и сигналов;

Elements — линейные и нелинейные компоненты электротехнических и электронных устройств;

Power Electronics — устройства энергетической электроники;

Machines — электрические машины;

Connectors — подключающие устройства;

Measurements — измерительные и контрольные устройства;

Powerlib Extras — специальные энергетические устройства;

Demos — примеры моделирования энергетических устройств;

Powergui — графический интерфейс пользователя пакета моделирования энергетических систем.

Их применение позволяет создавать модели самых разных энергетических устройств и выполнять их моделирование в режиме работы виртуальных устройств. Это дает наглядное представление о работе реальных устройств. Рассмотрим примеры применения описанных средств.

В библиотеку рассматриваемого пакета включен достаточно представительный набор блоков коммутирующих устройств. Активизация пиктограммы Power Electronics открывает окно с пиктограммами моделей управляемых ключей (рис. 11.18).

В этой библиотеке представлены следующие типы ключей:

Ideal Swith — идеальный управляемый ключ;

Mosfet — полевой транзистор с изолированным затвором;

Gto — запираемый тиристор (Gate turn off);

Diode — полупроводниковый диод;

Thyristor — упрощенная модель тиристора;

Detailed thyristor — уточненная модель тиристора;

IGBT — силовой биполярно-полевой модуль типа IGBT;

Universal Bridge — универсальный модуль моста.

Некоторое удивление может вызвать отсутствие модели биполярного транзистора. Отчасти это связано с тем, что в последнее время силовые биполярные транзисторы повсеместно вытесняются полевыми транзисторами, а отчасти и тем, что пользователь (в случае необходимости) может составить подсистему биполярного транзистора, например на основе модели идеального ключа.

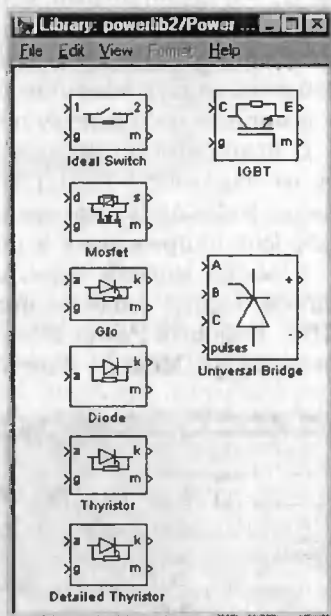


Рис. 11.18. Состав библиотеки компонентов энергетической электроники

Все модели коммутирующих элементов содержат гасящую выбросы на-
пряжения последовательную RsCs-цепь, которая подключается к силовым
выводам моделей. Задание бесконечного значения C_s и нулевого R_s закорачи-
вает модель (пиктограмма устройства при этом заменяется пиктограммой
проводника). Модели имеют также выход m для подключения измеритель-
ных приборов. На этом выходе формируется список значений тока, протека-
ющего через устройство, и напряжения на нем в процессе моделирования,
что позволяет строить системы, управляемые этими параметрами.

Идеальный ключ Ideal Swith моделирует ключ, который во включенном со-
стоянии имеет сопротивление R_{on} и индуктивность L_{on} . Сопротивление R_{on} позво-
ляет приближенно учитывать статические потери в ключе во включенном состо-
янии, а индуктивность L_{on} — инерционные процессы при переключении. Зада-
ние $L_{on} = 0$ недопустимо, поскольку ведет к неразрешимости системы уравнений,
описывающих работу электрических цепей, из-за деления на ноль. Сопротивле-
ние ключа в выключенном состоянии считается равным бесконечности. Если
требуется задать конечное сопротивление, то это легко моделируется включени-
ем резистора соответствующего номинала параллельно зажимам ключа.

В исходном состоянии ключ может быть закрыт или открыт в зависимо-
сти от параметра Initial State. Кроме того, можно использовать последовате-
льную RsCs-цепь, которая включается параллельно ключу для ограничения
выбросов напряжения и подавления дуги.

Помимо модели идеального ключа рассмотрим относящиеся к тематике
данной книги модели полевых транзисторов и силовых устройств класса
IGBT. В пакете Power System Blockset предусмотрена простая модель полевого
транзистора Mosfet. Фактически он рассматривается как силовой ключ с со-

противлением R_{on} и индуктивностью L_{on} во включенном состоянии и беско-
нечно большим сопротивлением в вы-
ключенном состоянии. Можно также
задать включение параллельно транзи-
стору диода, открытого при закрытом
транзисторе и характеризующегося со-
противлением R_d . Наконец, можно до-
бавить подключенную к выводам сток-
исток последовательную RsCs-цепь.
Все эти параметры устанавливаются в
окне параметров, представленном на
рис. 11.19.

На рис. 11.20 дан пример модели-
рования квазирезонансного преобразо-
вателя на полевом транзисторе, пе-
реключающемся в моменты прохож-
дения тока через ноль. Обратите вни-
мание на фазовый портрет процес-
сов работы преобразователя, получен-
ный с помощью блока графопострои-
теля.

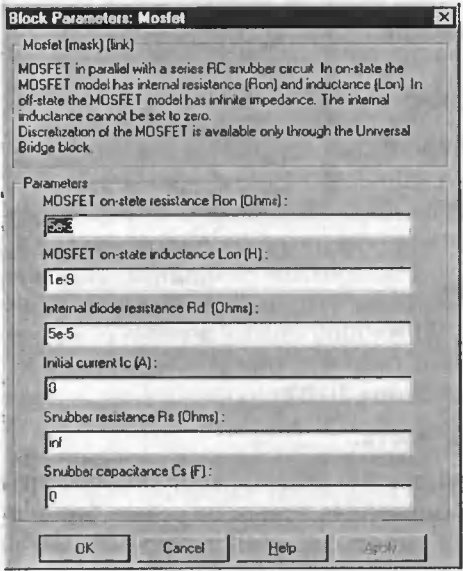


Рис. 11.19. Окно параметров полевого транзистора

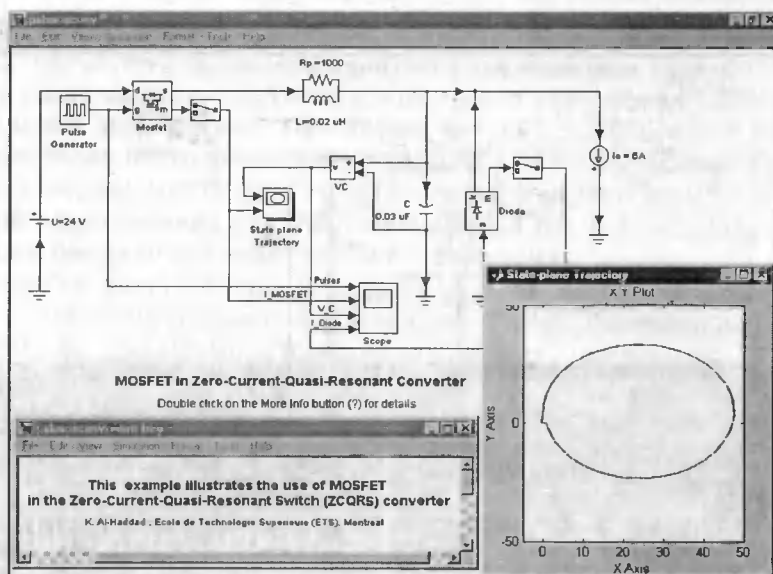


Рис. 11.20. Моделирование квазирезонансного преобразователя на полевом транзисторе

Переключение коммутирующего устройства (в нашем случае полевого транзистора) в моменты перехода тока в колебательном контуре через ноль минимизирует динамические потери в ключе и позволяет получить приемлемый коэффициент полезного действия на высоких частотах преобразова-

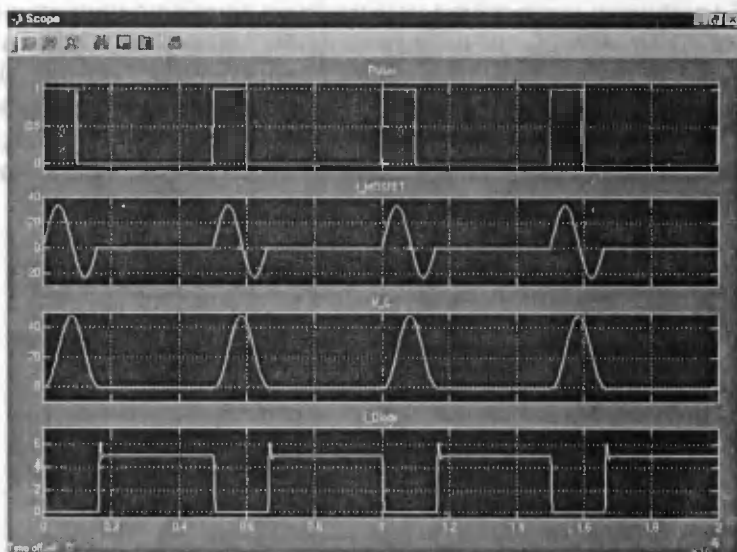


Рис. 11.21. Осциллограммы работы квазирезонансного преобразователя на полевом транзисторе

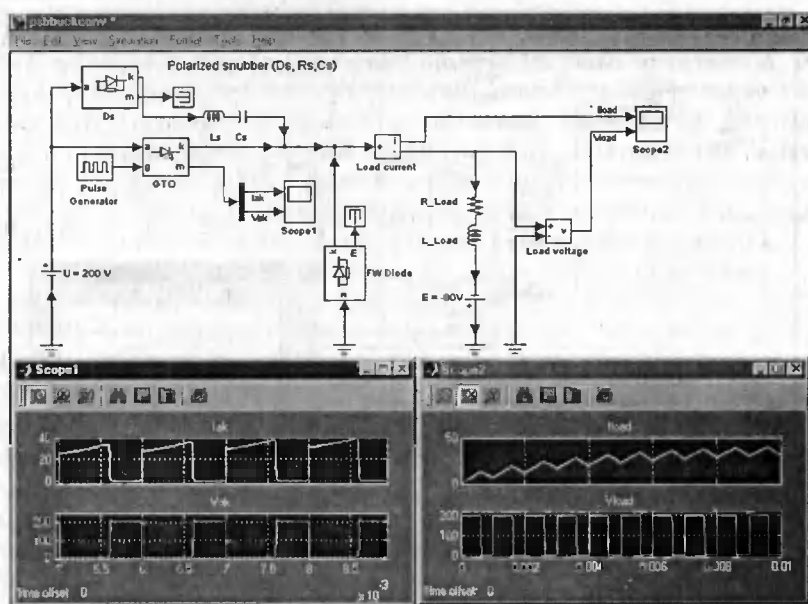


Рис. 11.22. Моделирование преобразователя постоянного напряжения с Gto-модулем

ния — вплоть до сотен кГц и даже нескольких МГц. Осциллограммы работы преобразователя представлены на рис. 11.21.

Запираемые тиристоры Gto — сравнительно новый и перспективный тип мощных силовых коммутирующих элементов. Они имеют управляющие сигналы малой мощности и способны переключать большие напряжения и токи, чем полевые транзисторы с изолированным затвором. Однако для этих устройств характерно значительное время выключения. На рис. 11.22 показана схема преобразователя постоянного напряжения, в котором используется Gto-модуль. Осциллограммы поясняют работу этой схемы. Нагрузкой преобразователя является RL-цепь и источник постоянного напряжения E (первичным источником является источник напряжения U).

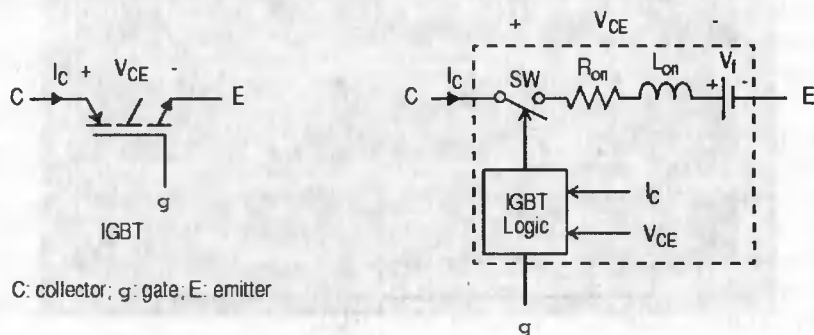


Рис. 11.23. Блок IGBT: обозначение (слева) и модель (справа)

Gto-модули обычно используются в преобразовательных устройствах, работающих на частоте промышленной сети переменного тока 50 или 60 Гц. Работе на более высоких частотах препятствует отмеченная выше инерционность процесса выключения. Они также находят применение в импульсных преобразователях постоянного тока с невысокими частотами преобразования.

Силовой модуль IGBT (рис. 11.23) — новый перспективный элемент энергетической электроники. Как уже отмечалось в главе 1, он создан на основе комбинации биполярных транзисторов с полевыми.

Статическая вольт-амперная характеристика модуля может быть представлена в виде двух отрезков прямых (рис. 11.24). Горизонтальный участок характерен для выключенного состояния модуля, наклонный — для включенного состояния. Наклон последнего задается сопротивлением устройства во включенном состоянии (оно очень мало). Остаточное напряжение при малых токах, протекающих через устройство, учитывается параметром V_f .

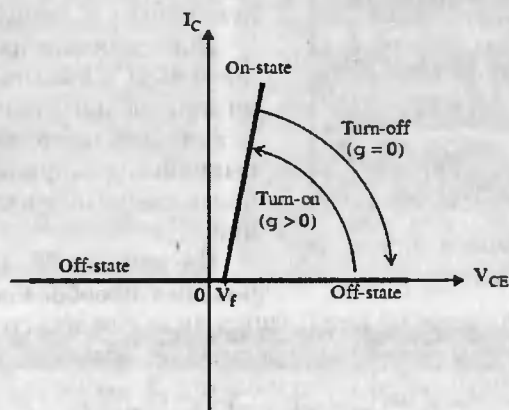


Рис. 11.24. Статическая вольт-амперная характеристика модуля IGBT

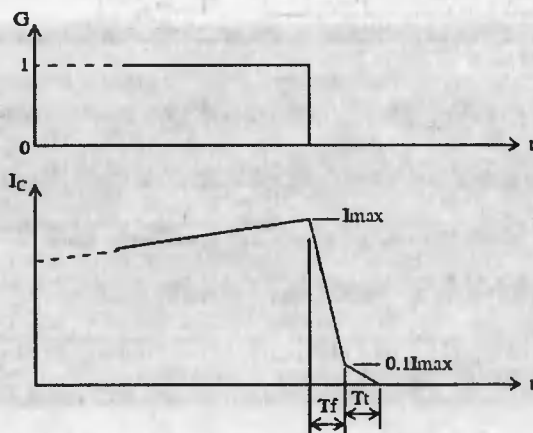


Рис. 11.25. Временные диаграммы выключения модуля IGBT

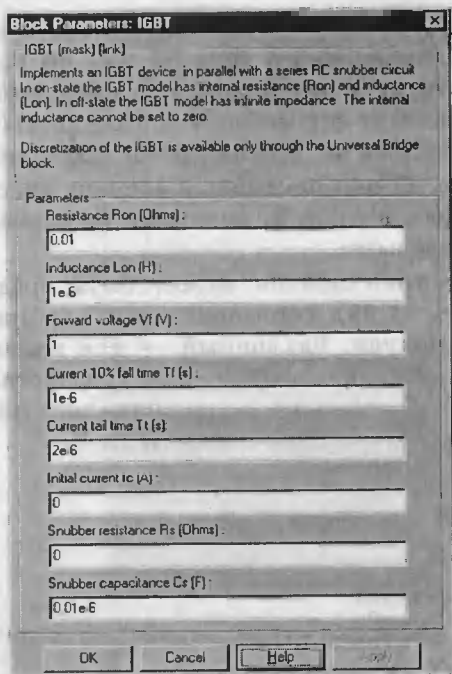


Рис. 11.26. Окно установки параметров блока IGBT

Для устройств IGBT, как и для GTO, характерен довольно медленный процесс выключения, состоящий из двух стадий. Его временные диаграммы, представленные на рис. 11.25, демонстрируют два важных временных параметра блока JGBT — время спада тока T_f и T_t .

Окно установки параметров блока IGBT представлено на рис. 11.26.

На рис. 11.27 представлен пример моделирования повышающего напряжения импульсного преобразователя на основе IGBT-модуля. Это типичный обратногоходовой преобразователь с индуктивным накопителем энергии.

Приведенные на рис. 11.27 осциллограммы показывают наличие довольно длительного переходного процесса, в ходе которого наблюдается выброс выходного напряжения, почти вдвое превышающий установившееся значение.

На рис. 11.28 дан пример моделирования преобразователя переменного

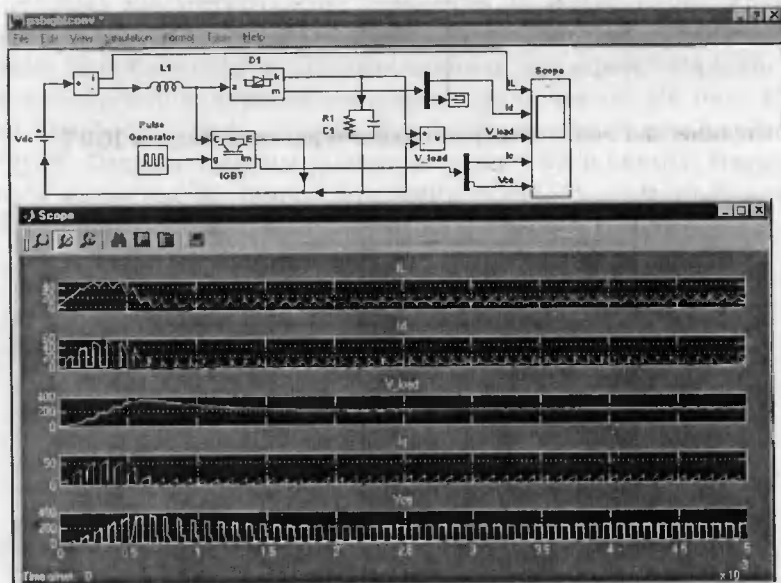


Рис. 11.27. Повышающий напряжение импульсный преобразователь на основе IGBT-модуля

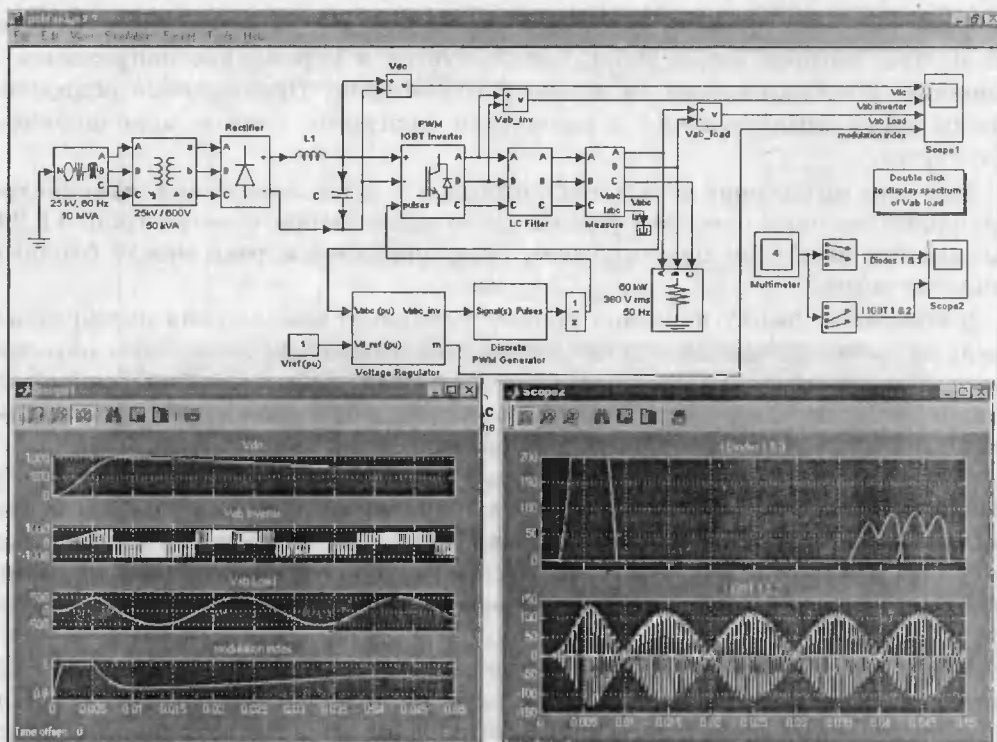


Рис. 11.28. Пример преобразователя на основе блока Universal Bridge

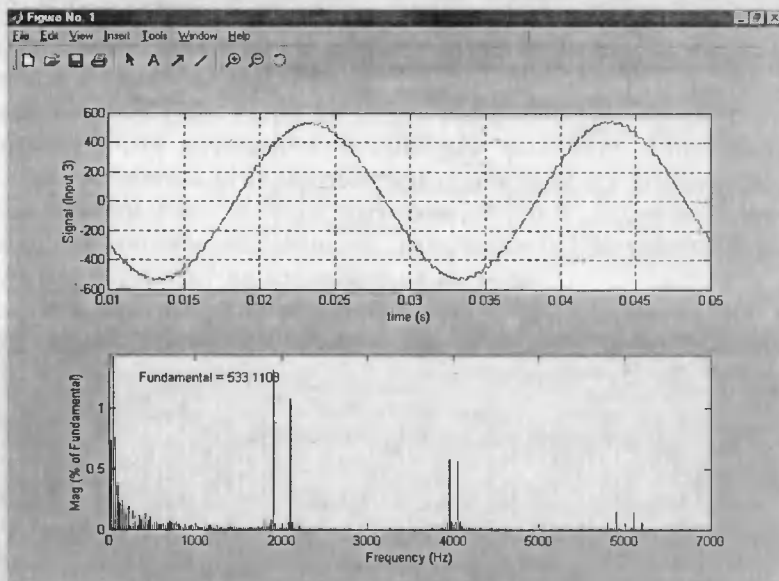


Рис. 11.29. Окно анализатора спектра

напряжения в постоянное с помощью блока универсального моста Universal Bridge, которое затем вновь преобразуется в переменное напряжение с помощью преобразователя на основе IGBT-модуля. Приведенные осциллограммы дают представление о сложности процессов в этом моделируемом устройстве.

Еще одна интересная деталь этого примера — возможность анализа спектра выходного сигнала преобразователя. Окно анализатора спектра (рис. 11.29) вызывается нажатием пиктограммы, расположенной справа между блоками осциллографов.

В этом окне сверху показана кривая выходного напряжения преобразователя, на которой отчетливо видны малые по амплитуде колебания, обусловленные процессами импульсного преобразования. Внизу показан спектр выходного сигнала. Он позволяет уяснить допустимость высокочастотных пульсаций и продумать меры по их устранению.

Описанная выше модель преобразователя (рис. 11.20) идеализирована и не содержит элементов автоматического управления. Обычно преобразователи такого рода используют для управления ключом широтно-импульсный модулятор. Рисунок 11.30 показывает одну из реализаций ШИМ, а также управляющий треугольный сигнал на его входе и выходные импульсы модулятора.

Модель построена с применением средств разработки пакета Simulink. Обратите внимание на то, что все пояснения на этой модели даны на русском языке, поскольку модель не является встроенной в библиотеку примеров системы MATLAB.

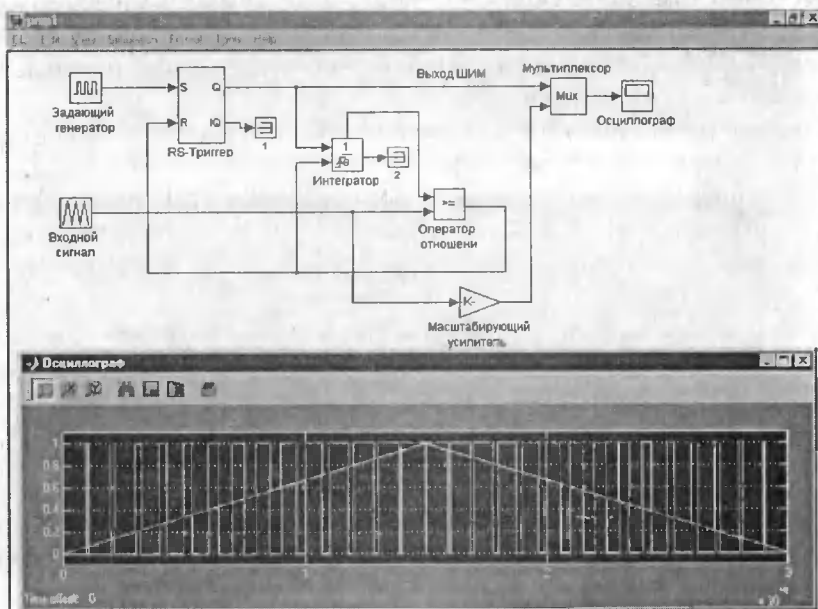


Рис. 11.30. Подсистема ШИМ

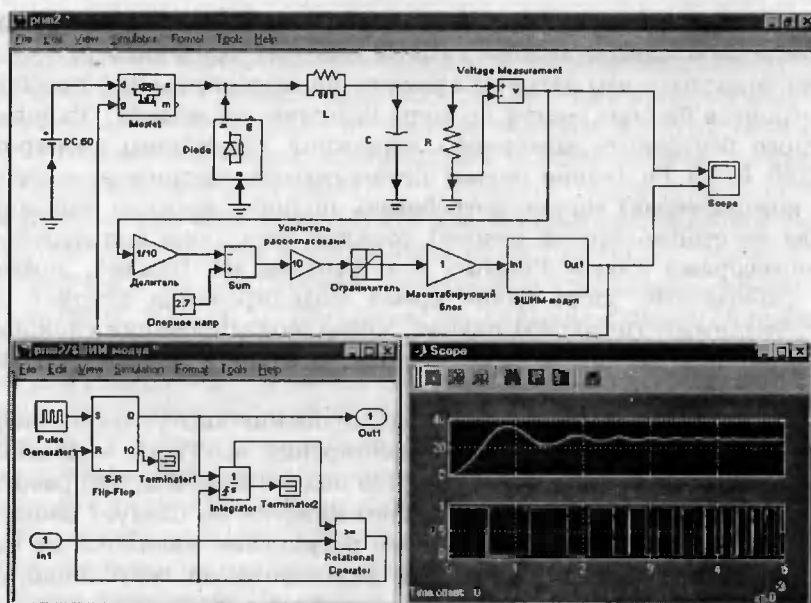


Рис. 11.31. Пример моделирования преобразователя на мощном МДП-транзисторе с субмоделью ШИМ

На рис. 11.31 показана модель импульсного преобразователя с ключом на мощном полевом транзисторе, управляемым с выхода ШИМ. Блок ШИМ оформлен как субмодель. Она включается в модель своими входами и выходами — в данном случае In1 и Out1. Применение субмоделей позволяет пользователю готовить свои законченные и отлаженные блоки, которые могут использоваться в сложных моделях.

Преобразователь рис. 11.31 является типичной замкнутой системой регулирования, которая стремится установить выходное напряжение равным опорному напряжению стандартной бортовой сети 27 В (блок 3) на нагрузке 5 Ом, зашунтированной конденсатором 100 мкФ. Если выходное напряжение превышает опорное, скважность импульсов ШИМ уменьшается и ключевой регулятор понижает напряжение на выходе.

Осциллограмма выходного напряжения, представленная на рис. 11.31, показывает, что в начале имеет место заметное перерегулирование, дающее короткий всплеск напряжения на выходе примерно до 35 В. Затем напряжение на выходе опускается до уровня примерно 27 В и после некоторого переходного процесса пульсирует около него с частотой, равной частоте модуляции.

Поведение данной модели вполне характерно для систем такого рода и свидетельствует о желательности применения дополнительных мер по коррекции динамических процессов при запуске устройства. В частности, наличие перерегулирования и отличие частоты запуска ключа от номинальной (задается источником Pulse Generator и равна 200 кГц) в начале переходного

процесса свидетельствуют о неустойчивой работе ШИМ в начале запуска. Однако в конце переходного процесса ШИМ работает устойчиво.

Следует отметить, что затраты времени на моделирование преобразовательных устройств быстро растут по мере усложнения модели. Типовая схема современного бестрансформаторного источника вторичного электропитания от сети 220 В 50 Гц (такие схемы применяются, например, в источниках питания компьютеров) может потребовать полного времени моделирования (до выхода на стационарный режим) порядка часа даже при использовании ПК с процессорами класса Pentium II и Pentium III. Однако, учитывая дешевизну работы ПК, даже такое время моделирования следует признать вполне приемлемым (известны случаи, когда моделирование сложных моделей занимало многие дни и даже месяцы, оставаясь вполне рентабельным делом).

В целом нельзя не отметить, что моделирование виртуальных энергетических систем и устройств с помощью расширения MATLAB — Simulink дает настолько реалистические результаты, что подчас кажется, что работа происходит с реальными устройствами. Однако никогда не следует забывать, что это принципиально не так и полученные результаты являются не более чем теоретической абстракцией. Хотя такое моделирование, безусловно, способно выявить предварительно многие детали работы энергетических систем и устройств и резко уменьшить временные и материальные затраты на их проектирование, невозможно обойтись без этапа натурных испытаний таких устройств. Ибо только они дают вполне реальные результаты.

11.5. Натурная отладка устройств на полевых транзисторах

Итак, даже при самых успешных результатах моделирования устройств (схем) на полевых транзисторах сохраняется важная роль следующих этапов проектирования устройств — создания опытного образца реального устройства и его отладка в натуральных условиях. В небольшом параграфе невозможно отразить все тонкости натурной отладки электронных устройств на мощных полевых транзисторах, тем более охватывающих широкие и разные классы таких устройств. Поэтому ограничимся описанием наиболее важных моментов.

Прежде всего остановимся на основных правилах работы с полевыми транзисторами и интегральными микросхемами на их основе:

- не вынимайте приборы из заводской упаковки до момента, когда они должны устанавливаться (впаиваться) в схему;
- если прибор извлечен из упаковки, не снимайте с него защитную алюминиевую фольгу и короткозамыкающие выводы, проводники или шайбы;
- перед натурными испытаниями схемы промоделируйте ее с помощью описанных выше программ, оцените возможные перегрузки приборов и аварийные ситуации в работе и не пытайтесь использовать приборы, которые по паспортным данным не способны выдержать эти перегрузки;

- если есть нужные приборы, проверьте исправность полевых транзисторов, которые вы намерены установить в испытываемую схему;
- перед установкой транзисторов (или микросхем) в испытываемую схему отключите ее от источников питания и наденьте на руку заземляющий браслет (в крайнем случае прикоснитесь к земле схемы, чтобы снять с тела электростатический заряд);
- по мере возможностей используйте для вставки транзисторов специальные колодки и разъемы и откажитесь от их пайки;
- если пайка все же необходима, используйте низковольтный паяльник с заземленным жалом и питанием от развязывающего понижающего трансформатора (ни в коем случае не автотрансформатора);
- «семь раз отмерьте», что вы собираетесь делать после включения схемы, и лишь после этого включайте ее;
- подключив к схеме осциллограф, плавно увеличивайте напряжение питания и сбрасывайте его при малейшем подозрении на перегрев любого компонента схемы (например дымок резистора или медленное нарастание тока стока) или возникновение паразитной генерации;
- никогда не используйте неисправные измерительные приборы, особенно источники электропитания схем;
- применяйте измерительные приборы хорошо себя зарекомендовавших фирм (TI, HP, Fluke и др.) и тщательно выполняйте инструкции по их применению;
- всегда осуществляйте осциллографический контроль за работой схемы;
- выполняйте макет предельно аккуратно — помните, что работа схемы, собранной «враспылку», резко отличается от работы схемы, собранной на печатной плате (а потому пробовать схему в нетипичной для нее конструкции просто не к чему).

Обычный «джентльменский» набор инструментов для отладки схем на полевых транзисторах включает в себя лабораторные источники электропитания, генераторы сигналов нужной формы, частоты и амплитуды, осциллограф и мультиметры (в крайнем случае тестеры). Практически незаменимыми являются электронные осциллографы, позволяющие наблюдать форму сигналов в схемах и отслеживать за ее изменением при прохождении сигналов по каскадам. Сейчас можно приобрести зарубежные осциллографы многих фирм, но и отечественные приборы этого типа выпускаются практически на «все случаи жизни». В последнее время широкое распространение получили всевозможные миниатюрные пробники, в том числе логические и осциллографические.

Особые трудности создает отладка высокоскоростных импульсных устройств, на работу которых сильно влияют как паразитные емкости монтажа, так и паразитные индуктивности. При длительностях фронтов импульсов порядка 1 нс и ниже проводник длиной даже в несколько мм способен до неузнаваемости изменить картину переходных процессов в схеме. Генеральный путь конструирования таких устройств — оформление в виде микрополосковой или коаксиальной конструкции с точно заданным по всему сигнальному тракту волновым сопротивлением (обычно 50 или 75 Ом). Но даже в

этом случае настройка таких устройств остается скорее искусством, чем наукой.

При настройке таких устройств используются стробоскопические осциллографы с временами нарастания переходной характеристики в десятки и сотые доли нс. Зачастую нужны и генераторы импульсов с малыми временами нарастания и спада и высокими частотами повторения. Все это уникальные и дорогие приборы. С правилами измерений в электронике можно ознакомиться по ряду книг, например [251].

При настройке силовых устройств существуют свои сложности. Рабочие напряжения в таких устройствах обычно опасны для жизни. В то же время отключение от работы таких устройств в ряде случаев невозможно, так как лишает важные объекты электроэнергии. В этих условиях к отладке таких устройств допускаются только специалисты высокой квалификации, прошедшие необходимые курсы обучения и использующие специальные защитные средства от поражения электрическим током — прежде всего изолирующие коврики и перчатки.

В таком обмундировании работать не очень просто. В этом случае миниатюрные приборчики с массой маленьких кнопок или переключателей подходят плохо. Их трудно нажимать или поворачивать рукой, обутой в толстую резиновую перчатку. Да и опасно отвлекаться на манипуляции с приборами при работе с силовыми установками. Это, кстати, справедливо и при работе голыми руками, которые чаще всего заняты щупами для подключения приборов к контрольным точкам налаживаемой установки. В таких условиях полезны различные пробники — можно наблюдать их показания не отводя глаз от точек или узлов устройства, находящегося под напряжением.

11.6. Измерительные комплексы на базе скопметров фирмы Fluke

Еще недавно квалифицированный настройщик электронного оборудования был вынужден иметь целый арсенал измерительных приборов — тестер или мультиметр, электронный осциллограф, частотомер, измеритель емкости и индуктивности, анализатор спектров и т. п.

Новую концепцию инструментальных средств и приборов для отладки электронных устройств предложила фирма Fluke (США). Помимо выпуска стандартных приборов (например мультиметров разного класса) фирма создала новый тип приборов — **скопметры**. Из самого названия этих приборов ясно, что они предназначены для измерения скопом всего, что можно только измерить: напряжения, тока, частоты, длительности импульсов и их времени нарастания, наблюдения и запоминания формы электрических и радиотехнических сигналов и т. д.

Сейчас выпускаются скопметры типа 123 и серии В. Их сравнительные характеристики, полученные от фирмы ЗАО ЮЕ-ИНТЕРНЕШНЛ (Санкт-Петербург) представлены ниже.

Сравнительные характеристики скопметров фирмы Fluke

	Fluke 123 Industrial Scopemeter	ScopeMeter серии B
Сходства	Собраны полностью на ИС. Питание от батарей. Цифровой осциллограф с памятью, измеритель истинного эффективного значения и мультиметр в одном компактном корпусе.	
	Прочная, не боящаяся падений конструкция, выдерживающая эксплуатацию в жестких условиях производства.	
	Электробезопасность измерений систем промышленного электропитания по категории III – 600 В эфф.	
	Яркий флюоресцентный дисплей с холодным катодом и фоновой подсветкой, хорошо видный в темноте и на свету.	
	Оптоэлектронный компьютерный интерфейс RS-232 с изоляцией на 600 В.	
	Полная укомплектованность аксессуарами и готовность к работе.	
	Гарантия 3 года	
Различия	Осциллограф и мультиметр с полосой 20 МГц Измерение истинного эффективного значения 5000 отсчетов/0,5% точность	Осциллограф с полосой 60 или 100 МГц. Мультиметр с полосой 5 МГц. Измерение истинного эффективного значения 3000 отсчетов/0,5% точность.
	Поддержка технологии работы Connect-and-View («без рук») для устойчивого к тряске, надежного и воспроизводимого отображения сигнала. Даже для сигналов сложной формы, как в приводах двигателей или видеосигналов	Широкие возможности схемы запуска. Синхронизация полным видеосигналом в системах NTSC, PAL, SECAM и ТВ высокого разрешения со встроенным селектором строк и кадров. Синхронизация развертки по времени, внешняя или серией импульсов для захвата практически любого сигнала.
	Двухканальный мультиметр. Режим отображения для каждого канала — полноэкранный осциллограф или дисплей мультиметра.	Измерения по курсору, наблюдение формы сигнала. Математические функции для углубленного анализа сигнала.
	Двухканальная функция TrendPlot™	ScopeRecord™, память объемом 30 к для записи большой длительности и опорной частоты для фиксации моментов времени.

Технические данные скопметра 123

Осциллограф	
Полоса пропускания	20 МГц
Максимальная частота квантования	1,25 ГГц
Число каналов	2
Время нарастания характеристики	< 17,5 нс
Скорость развертки (время/дел.)	20 нс – 60 с
Длина записи (в байтах)	512
Память Экранов/Сигналов/Установок	2 / – / 10
Задержка запуска развертки (в дел.)	От –10 до +10

11. Моделирование, настройка и представление в интернете

Цифровой мультиметр с автоматическим определением пределов измерения и измерением истинного эффективного значения	
Число каналов мультиметра	2
Разрядность дисплея (отсчетов) (основная погрешность на переменном токе 0,5%)	5000
Запись TrendPlot™ с отметками даты и времени	2 канала
Общие технические данные	
Работа от никель-кадмиевой батареи с зарядным устройством	5 ч
Автоматическая настройка	26 измерений
Размеры (выс. x шир. x глуб.)	23 x 11,5 x 5 см 9,1 x 4,5 x 2 дюйма
Вес	1,1 кг (2,5 фунта)

Комплект поставки скопметра 123: Поставляется с сетевым адаптером/зарядным устройством PM8907, комплектом экранированных щупов STL120, зажимами «крокодил» AC120, клипсами HC120, экранированными байонетными разъемами BV120, руководством по эксплуатации и аккумуляторной батареей BP120. Опционально поставляются многие другие полезные аксессуары (футляры для переноски, чехлы, пробники и зажимы, запасные аккумуляторные батареи и т. д. Пользуется популярностью комплект ЗИП SCC120, содержащий: жесткий футляр для переноски, кабель интерфейса RS232 с оптической изоляцией, экранированный коаксиальный переходник и программное обеспечение FlukeView ScopeMeter для Windows. Стоимость такого прибора с ЗИП около 1800 долларов США.

Fluke Industrial Scopemeter® 123 — мечта каждого радиолюбителя и идеальный выбор для обслуживающего персонала по поиску неисправностей в промышленном оборудовании, аппаратуре управления и в системах электропитания. Прибор представляет собой надежный двухканальный осциллограф и измеритель с возможностью «бесбумажной» записи. Новый, запатентованный метод работы «без рук» (hands off operation) Connect-and-View™ («подключайся и смотри») экономит время, затрачиваемое на поиск неисправностей, и помогает минимизировать время простоя производственных систем.

Наряду с обычными измерениями в электронных схемах скопметр 123 предназначен для проверки и поиска неисправностей в приводах двигателей постоянного и переменного тока, датчиках и исполнительных механизмах, линиях электропитания, трансформаторах и преобразователях, линейных и импульсных схемах управления. Работа по технологии Connect-and-View™ обеспечивает надежное отображение сигнала на дисплее без необходимости нажимать на кнопки — даже для самых сложных сигналов, включая приводы двигателей и видеосигналы.

Прибор имеет интуитивную легкость использования с уникальной возможностью выполнить «все» измерения за один раз. Используется один и тот же щуп для осциллографических наблюдений, измерений на мультиметре, измерений сопротивления и емкости и проверки целостности электрических цепей. И все это сочетается в миниатюрном ручном приборе (рис. 11.32) весом всего в 1,1 кг, что обеспечивает легкость переноски. Небольшие размеры

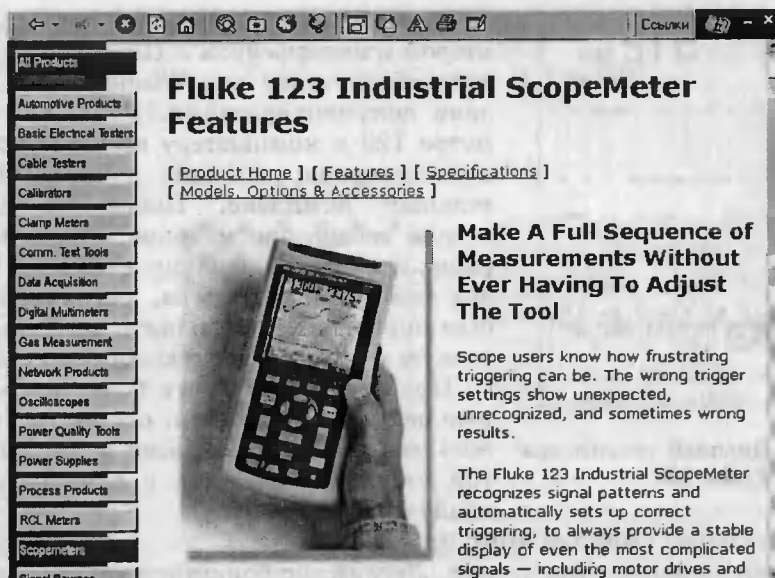


Рис. 11.32. Скопметр фирмы Fluke 123

позволяют положить прибор в карман большинства комбинезонов. Жесткая ударопрочная конструкция корпуса с чехлом-футляром обеспечивает длительный срок эксплуатации и надежной работы в производственных условиях.

Благодаря объединению трех наиболее популярных измерительных инструментов — осциллографа, мультиметра и самописца — позволяет обнаруживать неисправности и контролировать процессы от наносекундных до длительностью в месяцы. Двухканальный цифровой осциллограф с полосой пропускания 20 МГц и двухканальный цифровой мультиметр позволяют измерять за раз множество параметров. Цифровой мультиметр истинного эффективного значения с разрядностью дисплея в 5000 отсчетов при точности 0,5% обеспечивает 26 типов измерений, включая напряжение постоянного тока, эффективное напряжение переменного тока, частоту в Гц, скважность, длительность импульсов, фазовый сдвиг двух сигналов, ток, температуру, Crest Factor, дБВ, дБм, сопротивление, целостность цепей, характеристики диодов, емкость.

Двухканальная функция TrendPlot™ отслеживает сбои за счет непрерывной записи показаний в течение времени от минут до нескольких суток. Записываются максимальные и минимальные показания с отметками даты и времени. Двухканальность обеспечивает поиск по критериям «причина и результат».

Большой и яркий флуоресцентный дисплей с фоновой подсветкой и холодным катодом обладает отличным контрастом и прекрасно виден как в темном углу, так и при ярком дневном свете — рис. 11.33. Батарейное питание с индикатором позволяет пользоваться прибором в любом месте. Время работы от батарей — до 5 часов. Обеспечивается быстрая перезарядка аккумуляторов.

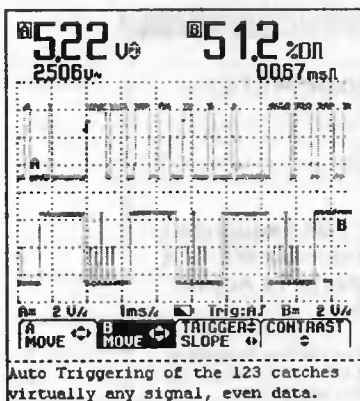


Рис. 11.33. Дисплей скопметра Fluke 123

Возможная опционально поставка с принтером и интерфейсом к ПК, а также программное обеспечение для Windows упрощают задачи документирования. Подключение скопметра 123 к компьютеру создает уникальный компьютеризированный контрольно-измерительный комплекс. Показания скопметра можно теперь просматривать на большом экране дисплея ПК, фиксировать их в устройствах памяти компьютера, распечатывать любым принтером и выполнять любую математическую и статистическую обработку данных.

Приборы серии В это более широкополосные осциллографы. Так, скопметр 99В содержит осциллограф с полосой в 100 МГц, частотой отсчетов в 5 млрд в одну секунду и 30 кбайт памяти.

Отличительные свойства этого прибора:

- Его можно взять куда угодно. Легкий, не боящийся ударов, водонепроницаемый, защищенный от попадания пыли и грязи. ScopeMeter весит всего 4 фунта (1,8 кг). Его размеры: высота 275 мм; ширина 140 мм; толщина 65 мм. С аккумуляторной батареей, рассчитанной на 4 часа работы, вы можете проводить измерения в любом месте.
- Высокая верность отображения сигнала обеспечивается полосой в 100 МГц, двухканальным сигнальным трактом и непрерывной частотой отсчетов в $5 \cdot 10^9$ 1/с.
- Яркий, высококонтрастный жидкокристаллический дисплей, способный соперничать с настольными осциллографами, обеспечивает легкую читаемость при работе в любом месте.
- Внешний запуск позволяет легко решить сложные проблемы синхронизации. Возможен запуск по фронту, от видеосигнала, ждущий или по счетчику импульсов. Задержка запуска меняется от —20 делений (опережение) до 640 делений шкалы развертки.
- Функция прогнозирования (TrendPlot®) с отметкой даты и времени записывает любое из 28 измерений на срок до 40 дней. Она помогает указать тенденцию (мин., макс., средн.) и точно отметить момент достижения.
- Память объемом 30 К. Экранная запись позволяет сохранить до 125 экранных изображений. Работает в режиме однократной или непрерывной развертки, схватывая только начальные события или полный машинный цикл. Идеальное средство для контроля запуска машин, полного рабочего цикла, источников питания и систем бесперебойного питания.
- Дополнительная память способна хранить до 40 пользовательских установок, 20 осциллограмм и 10 экранных изображений для мгновенного вызова, сравнения или печати.
- Разнообразные средства измерения с помощью курсора включают измерения среднего напряжения, эффективного значения переменного на-



Рис. 11.34. Внешний вид скопметра Fluke 90 серии B

пряжения, частоты, времени нарастания и спада, размаха, временного промежутка между курсорами, временной отметки курсора (времени суток или времени от начала), разность напряжений между минимальным и пиковым, фазовый сдвиг, мгновенное значение напряжения под курсором. Возможна оцифровка шкалы в амперах.

- Запуск от видеосигнала с выбираемым номером строки. Выбор из систем NTSC, PAL, PAL/M, SECAM или прогрессивной развертки с выбором номера строки до 32000.

В приведенных ниже таблицах указаны параметры скопметров серии B фирмы Fluke.

Сводная таблица приборов ScopeMeter® B

Функции осциллографа				
Тип прибора	Fluke 105B	Fluke 99B	Fluke 96B	Fluke 92B
Полоса пропускания	100 МГц	100 МГц	60 МГц	60 МГц
Макс. частота повторения отсчетов	5 Гвыб/с	5 Гвыб/с	2,5 Гвыб/с	2,5 Гвыб/с
Количество каналов	2+внеш. зап.	2+внеш. зап.	2+внеш. зап.	2+внеш. зап.
Время нарастания переходной характеристики	< 3,5 нс	< 3,5 нс	< 5,7 нс	< 5,7 нс
Развертка Время/дел	5 нс – 60 с	5 нс – 60 с	5 нс – 60 с	5 нс – 60 с
Масштаб по вертикали В/дел	1 мВ – 100 В	1 мВ – 100 В	5 мВ – 100 В	5 мВ – 100 В
Длина записи (байт)	512	512	512	512
Экран/Осциллограмма/Память установок	10/20/40	10/20/40	5/10/20	-/-/-

11. Моделирование, настройка и представление в интернете

Функции осциллографа				
Непрерывная самонастройка	•	•	•	•
Фиксирование пиков длительностью в 40 нс	•	•	•	•
Запуск от видеосигнала NTSC, PAL, SECAM и TBBЧ (с выбором строк и полей)	•	•	•	•
Опережение/задержка запуска (в делениях)	-20 / +640	-20 / +640	-20 / +640	-20 / +640
Режим огибающей (мин/макс) и сглаживания осциллограммы	•	•	•	•
Измерение тока со спец. зажимами (дополн.)	•	•	•	•
ScopeRecord™ – Память осциллограмм 30 к	•	•	•	•
Измерения с курсором	•	•	•	•
Мат. операции над осциллограммами (умножение, интегрирование, +, -, фильтрация)	•	•	•	•
Функции мультиметра с автовыбором диапазона и измерением истинного эффективного значения				
Тип прибора	Fluke 105B	Fluke 99B	Fluke 96B	Fluke 92B
Шкала дисплея (основная погрешность 0,5%)	3000 отсч.	3000 отсч.	3000 отсч.	3000 отсч.
Дополнител. возможности (измерение температуры, тока, скважности, длит. импульсов, дБ, частоты, тока, дБм, об/мин. и др.)	•	•	•	•
Проверка диодов и звуковая сигнализация отсутствия обрывов	•	•	•	•
Функция TrendPlot (мин/макс) с отметкой даты и времени	•	•	•	•
Функции цифрового мультиметра над осциллограммой	•	•	•	•
Общие характеристики				
	Fluke 105B	Fluke 99B	Fluke 96B	Fluke 92B
Высококонтрастный полутоновый черно-белый ЖК дисплей с фоновой подсветкой	•	•	•	•
Передача осциллограммы и содержимого экрана в ПК, дистанционное управление	•	•	•	•
Передача содержимого экрана в ПК	•	•	•	•
Зарядное устройство и NiCd батарея на 4 часа работы	•	•	•	•
Принтерный интерфейс с оптронной развязкой и (дополн.) интерфейсный кабель к ПК (для 105B)	•	•	•	•
Справочная информация по вызову	•	•	•	•
Защита IEC-1010-1, EN61010-1 кат. III и UL на 600 В эфф.	•	40	40	28
Автоматическая установка измерений Генератор/Выход проверки компонентов	•	•	+	+
Программное обеспечение для ПК и кабель PM 9080	40	+	+	
Жесткий корпус для переноски	•			

Внешний вид экрана скопметра Fluke серии В показан на рис. 11.35. Экран позволяет отображать различную информацию — осциллограммы, численные данные измерений и текстовые сообщения.

Скопметры серии В имеют ряд новинок: развертка произвольных строк телевизионных сигналов множества форматов, работа в качестве запоминающего осциллографа (могут фиксироваться сигналы за месяцы наблюдений), хранение многих экранов в памяти, математическая обработка сигналов и др. Как и скопметры серии 123, они могут подключаться к компьютерам и на их основе возможно создание компьютерных измерительных комплексов. К сожалению, цена наиболее продвинутых моделей этой серии достигает 5000 долларов США.

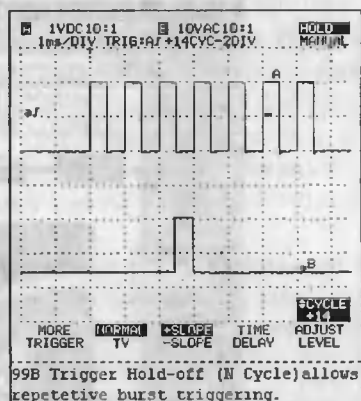


Рис. 11.35. Внешний вид экрана скопметра Fluke серии В

11.7. Как тематика книги отражена в Интернете

Полевые транзисторы (особенно мощные) и устройства на них — бурно развивающееся направление. Поэтому не стоит удивляться, что оно широко представлено в глобальной сети Интернет. Характер этой книги исключает описание особенностей работы в Интернете. Так что мы остановимся только на отдельных вопросах такой работы, полагая, что общие принципы ее читателю известны. В противном случае следует ознакомиться с одной из книг по Интернету, например [252, 253].

Читателю надо иметь в виду, что никакая книга (в том числе и эта) не способна уследить за всеми новинками в области разработки и применения полевых транзисторов. Только с помощью Интернета можно быть в курсе этих новинок. Информация в Интернете представлена в виде страниц (сайтов) с гипертекстовыми (подчеркнутыми снизу фразами) или гипермедиа (в виде всевозможных рисунков) ссылками. Активизируя ту или иную гиперссылку, можно попасть на другую страницу и так далее. Ввиду обилия информации в сети поиск конкретной информации представляет значительные трудности, несмотря на наличие специальных поисковых систем, таких как Alta-Vista, Apport, Googly и др. Для просмотра Интернет-страниц используются специальные программы просмотра — браузеры, такие как Microsoft Internet Explorer 3.0/4.0/5.0/6.0, Netscape Navigator 3.0/4.0/5.0 или Opera 5/6.

Обычно фирмы-разработчики мощных полевых транзисторов и иных массовых компонентов выносят на свои страницы в Интернете достаточно подробные данные о выпускаемой номенклатуре приборов, числу их типонаименований, параметрах, типах корпусов и т. д. Нередко приводятся типовые схемы применения приборов и даже полные описания модулей с их применением.

11. Моделирование, настройка и представление в интернете



Рис. 11.36. Главная страница фирмы International Rectifier

Определенную проблему может вызвать поиск узлов в Интернете или сайтов, принадлежащих конкретным фирмам. Нередко удается найти нужный сайт сразу, задав следующий адрес:

www.имя_фирмы.com

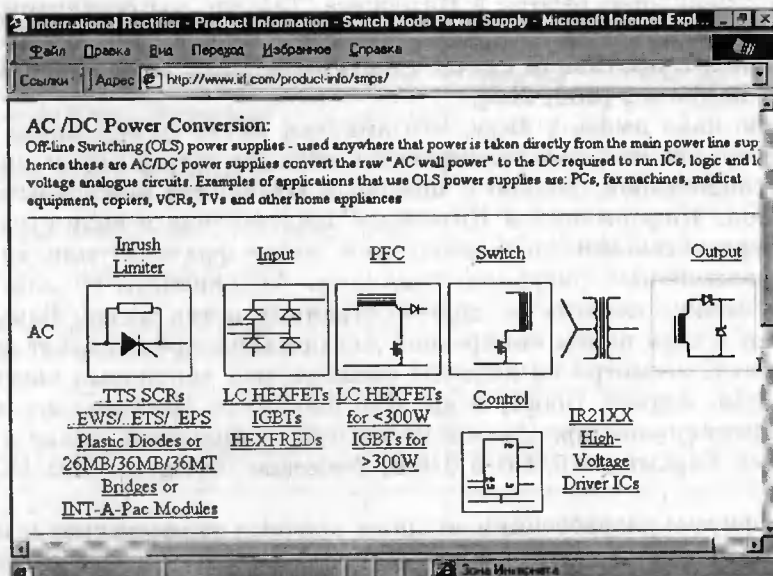


Рис. 11.37. Оглавление раздела сайта, посвященного элементной базе преобразовательных устройств

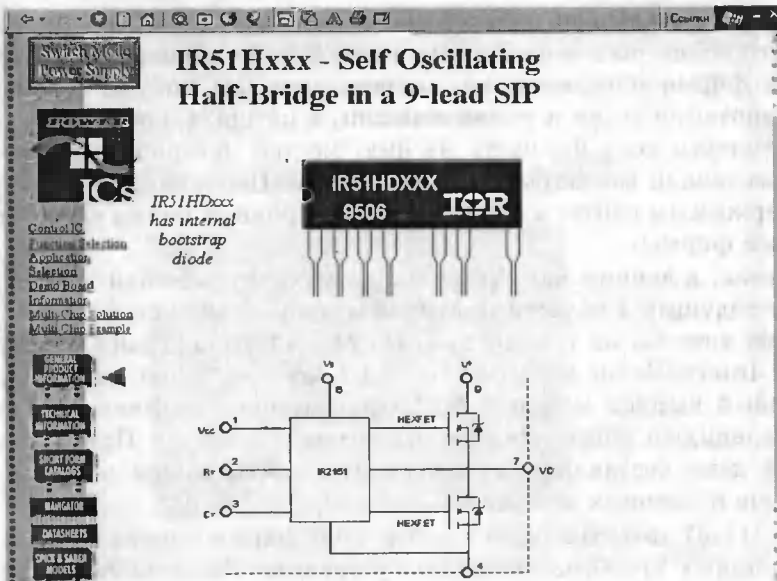


Рис. 11.39. Пример информации по одной из микросхем для запуска мощных полевых транзисторов

Пример информации по одной из микросхем IR2151, предназначенной для запуска мощных полевых транзисторов, представлен на рис. 11.39. На странице представлен внешний вид микросхемы и пример ее включения. Ни-

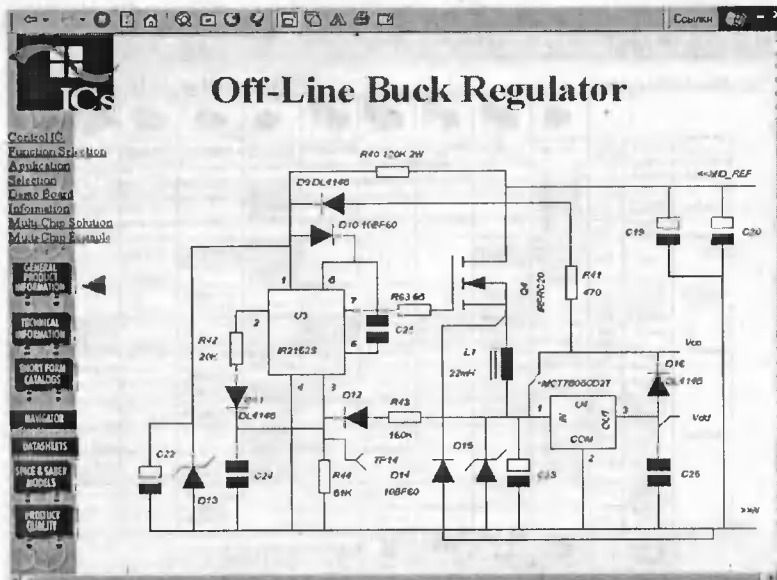


Рис. 11.40. Пример применения изделий фирмы International Rectifier в регуляторе напряжения

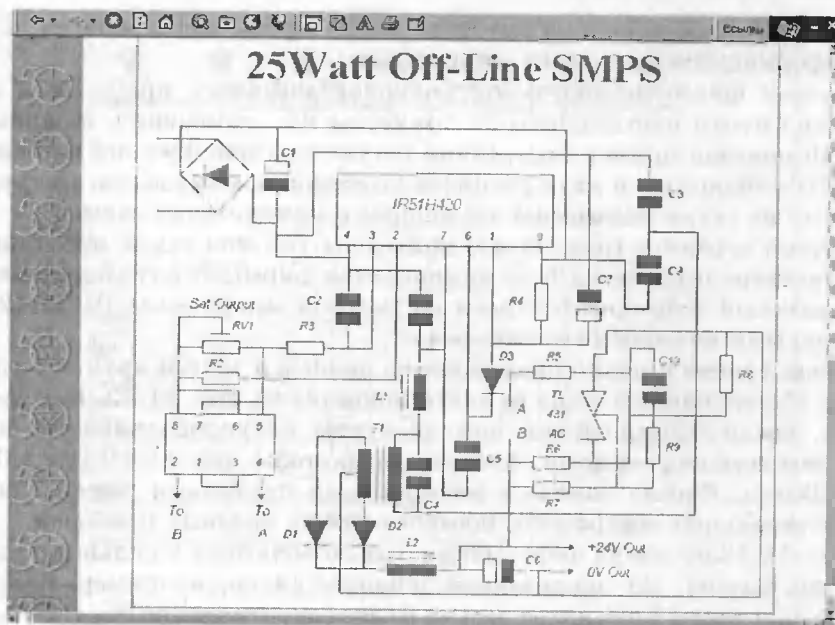


Рис. 11.41. Пример применения изделий фирмы International Rectifier для построения источника вторичного электропитания без силового низкочастотного трансформатора

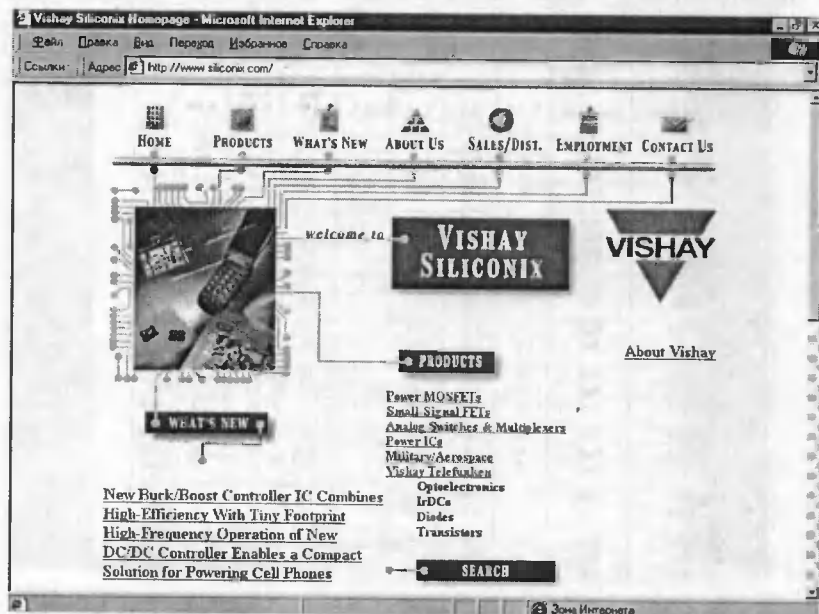


Рис. 11.42. Начальная страница сайта фирмы Siliconix

же можно найти данные о параметрах этой микросхемы. Аналогично приводится информация и по другим микросхемам.

На сайтах фирм-разработчиков полупроводниковых приборов и микросхем можно найти информацию по примерам их применения. Например, на рис. 11.40 показан пример построения регулятора напряжения на базе мощного МДП-транзистора и двух специализированных микросхем. Нетрудно заметить, что на схеме приведены все данные о компонентах схемы.

На другой странице (рис. 11.41) приведена типовая схема источника вторичного электропитания на базе компонентов фирмы International Rectifier. Этот 25-ваттный источник построен на силовой микросхеме IR51H420 с дополнительными навесными элементами.

Не менее броско и полно представлены данные о другой крупной фирме — Siliconix. Начальная страница ее сайта показана на рис. 11.42. Как нетрудно заметить, среди обширнейшей номенклатуры полупроводниковых изделий этой фирмы есть как мощные полевые транзисторы, так и СВЧ GaAs ПТ с барьером Шотки. Фирма наряду с дискретными приборами также выпускает массу интегральных микросхем, построенных на полевых приборах.

На рис. 11.43 показана информация о низковольтных и силовых приборах этой фирмы. Из приведенной таблицы видно, например, что прибор Si4420DY при токе 12,5 А имеет весьма малое сопротивление $R_{\text{си вкл}} = 0,009 \text{ Ом}$ при напряжении на затворе 10 В и 0,013 Ом при напряжении на затворе 4,5 В. Последнее означает, что этот прибор (как и остальные в данной таблице) может напрямую управляться с выхода ТТЛ-микросхем.

На рис. 11.44 представлена еще одна таблица — с параметрами мощных полевых транзисторов на напряжения более 50 В. Представленные приборы

Siliconix									
Low Voltage MOSFETs									
Part Number	Configuration	V _{DS} (V)	10 V	4.5 V	2.5 V	Max. I _D (A)	Typical Q _g (nC)	P _D (W)	Package
Si4420DY	Single	30	0.0085	0.014	-	13	19.3	2.5	SOIC-4
Si4420DY	Single	30	0.009	0.013	-	12.5	35	2.5	SOIC-4
Si4420DY	Single	30	0.012	0.020	-	11	19.3	2.5	SOIC-4
Si4420DY	Single	30	0.0135	0.020	-	10	23.5	2.5	SOIC-8
Si4420DY	Single	30	0.014	0.021	-	7.8	22	1.5	TSSOP-8
Si4420DY	Single	30	0.016	0.020	-	9.0	13	1.5	SOIC-8
Si4420DY	Single	30	0.0185	0.033	-	9.0	8.7	2.5	SOIC-4
Si4420DY	Single	30	0.021	0.035	-	6.9	30	1.0	SOIC-4
Si4420DY	Dual	30	0.025	0.035	-	6.9	15	2	SOIC-8
Si4420DY	Single	30	0.020	0.042	-	7.0	19.3	2.5	SOIC-8
Si4420DY	Single	30	0.020	0.042	-	5.6	18	1.5	TSSOP-8
Si4420DY	Single	30	0.030	0.050	-	7.0	24	2.5	SOIC-4
Si4420DY	Dual	30	0.035	0.050	-	4.0	9	1.0	TSSOP-8
Si4420DY	Dual	30	0.037	0.055	-	5.8	10	2	SOIC-4
Si4420DY	Single	30	0.045	0.065	-	5.1	5.7	2	TSSOP-4
Si4420DY	Single	30	0.045	0.070	-	4.4	13	1.5	TSSOP-8
Si4420DY	Dual	30	0.050	0.080	-	5.0	13.5	2	SOIC-4
Si4420DY	Single	30	0.057	0.094	-	3.5	4.2	1.35	SOI-23
Si4420DY	Dual	30	0.065	0.095	-	3.9	9.8	1.0	TSSOP-8
Si4420DY	Single	30	0.065	0.095	-	4.2	8	2.0	TSSOP-4
Si4420DY	Dual	30	0.09	0.175	-	2.5	7	1.0	TSSOP-8
Si4420DY	Dual	30	0.10	0.20	-	3.5	9	2.0	SOIC-4
Si4420DY	Single	30	0.117	0.100	-	2.5	24	1.35	SOI-23
Si4420DY	Single	30	-	0.030	0.040	6	11	2.5	SOIC-4

Рис. 11.43. Таблица с параметрами новых низковольтных силовых МДП-транзисторов фирмы Siliconix

11. Моделирование, настройка и представление в интернете

HOME PRODUCTS What's New ABOUT US SALES/DIST. EMPLOYMENT CONTACT US

N-Channel ≥ 50 V Drain-Source Rated

To view a data sheet click on a part number.

Part Number	Configuration	V_{DS} (V)	$V_{GS} = V_{DS}$			Static I_D (A)	Typical Q_g (nC)	P_D (W)	Package
			10 V	4.5 V	2.5 V				
SP430DY	Single	60	0.024	0.092*	-	7.5	31	2.3	SO-8
SP430LY	Single	80	0.035	0.092*	-	8.0	30	2.3	SO-8
SP430DY	Dual	60	0.035	0.075	-	4.5	19	2	SO-8
SP430LY	Single	100	0.060	0.092*	-	4.6	30	2.3	SO-8
SP430DY	Dual	80	0.075	0.092*	-	3.7	15	2.0	SO-8
SP430LY	Dual	60	0.090	0.100	-	3.7	11	2.4	SO-8
SP430LY	Single	60	0.10	0.13	-	3.3	8	2.0	TSOP-6
SP430LY	Dual	60	0.10	0.30	-	3.3	15	2.0	SO-8
SP430LY	Dual	100	0.150	0.220*	-	3.6	15	2.0	SO-8
SP430LY	Single	60	0.16	0.22	-	3.0	4.9	1.2	SOT-23
SP430LY	Single	200	0.420	-	-	1.7	13	2.3	SO-8
SP430DY	Single	200	1.0	-	-	1.0	0.6	2.3	SO-8
SP430LY	Dual	240	8	8	-	0.6	4.6	2	SO-8

*Values shown at range at a slightly different V_{GS} . Please consult the data sheet.

TOP OF PAGE SITE MAP

| Home | Products | What's New | About Us | Sales /Dist| Employment | Contact Us |

Рис. 11.44. Таблица с параметрами транзисторов фирмы Siliconix с рабочими напряжениями от 60 до 240 В

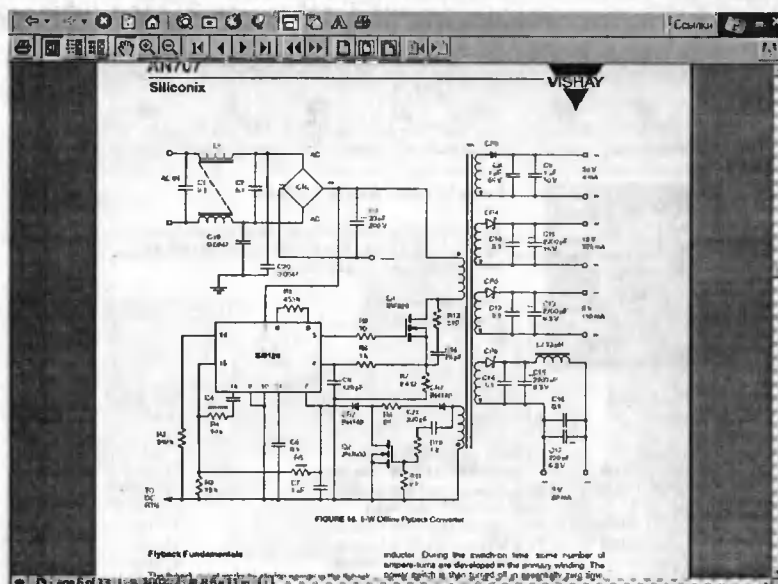


Рис. 11.45. Пример построения бестрансформаторного источника вторичного электропитания на базе микросхемы фирмы Siliconix и ключевого высоковольтного транзистора фирмы International Rectifier

обладают хотя и не рекордными, но достаточно приличными параметрами, открывающими перед ними возможность применения во многих устройствах промышленной и бытовой электроники.

На Интернет-страницах фирмы Siliconix можно найти и примеры применения ее продукции в различных устройствах. Например, на рис. 11.45 представлена полная схема бестрансформаторного источника вторичного электропитания от сети переменного тока, построенная на базе микросхемы Si9120. Любопытно, что ключевым транзистором выбран прибор IRF820 другой фирмы — International Rectifier. Это косвенно свидетельствует о дружеских отношениях между этими двумя фирмами и определенной степенью их специализации (высоковольтные транзисторы выпускает International Rectifier).

Фирма Siliconix выпускает множество силовых модулей, выполненных на миниатюрных печатных платах. Рис. 11.46 показывает страницу с информацией о таких модулях. Виден также характерный внешний вид одного из таких модулей. При активизации гиперссылки с названием соответствующего модуля можно вызвать его подробное описание, составленное в формате файлов PDF, для просмотра которых нужно программное приложение Adobe Acrobat.

На рис. 11.47 представлен фрагмент такого описания для модуля Si9130DB, который представляет собой законченный источник вторичного электропитания для малогабаритных персональных компьютеров класса Notebook, получивших в последнее время огромное распространение. Эта информация несколько дополняет изложенный выше материал данной книги, где этому виду источников электропитания не было уделено серьезного внимания. Между тем число технических устройств с такими модулями питания



Power IC Demo Boards Available

Vishay Siliconix is pleased to announce the availability of the following Power IC demo boards to aid its customers with the design-in of its power integrated circuits

Click on the part number to download a pdf User's Guide

Demo Board Number	Description	Price per Board
Si756	Notebook Dual Power Supply	\$130.00
Si9118 - New	Programmable Duty Cycle Controller	\$130.00
Si9119 - New	Programmable Duty Cycle Controller	\$130.00
Si9120	Notebook Dual Power Supply	\$130.00
Si9125 - New	Programmable Duty Cycle Controller	\$130.00
Si9136 - New	Programmable Duty Cycle Controller	\$130.00
Si9145	Low Voltage Switchmode Controller	\$130.00
Si9160	Power Amplifier Boost Converter	\$130.00
Si9161 - New	Power Amplifier Boost Converter/Light Load	\$130.00
Si9163 - New	Power Amplifier Buck/Boost Converter	\$130.00

Рис. 11.46. Страница с перечнем силовых модулей фирмы Siliconix

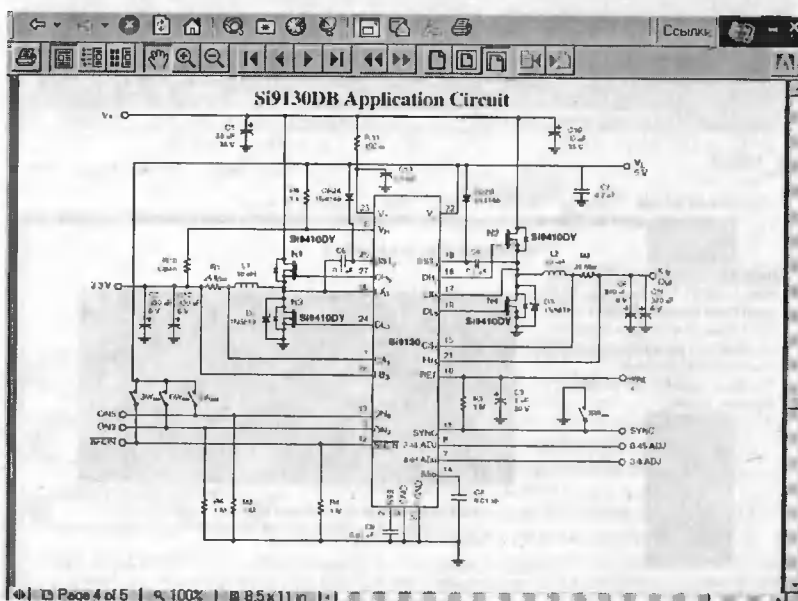


Рис. 11.47. Страница со схемой модуля электропитания малогабаритных персональных компьютеров класса Notebook

в быту исключительно велико — это не только ПК класса Notebook, но и переносные радиоприемники и телевизоры, музыкальные центры и магнитофоны, автомобильная аудиотехника и и т. п.

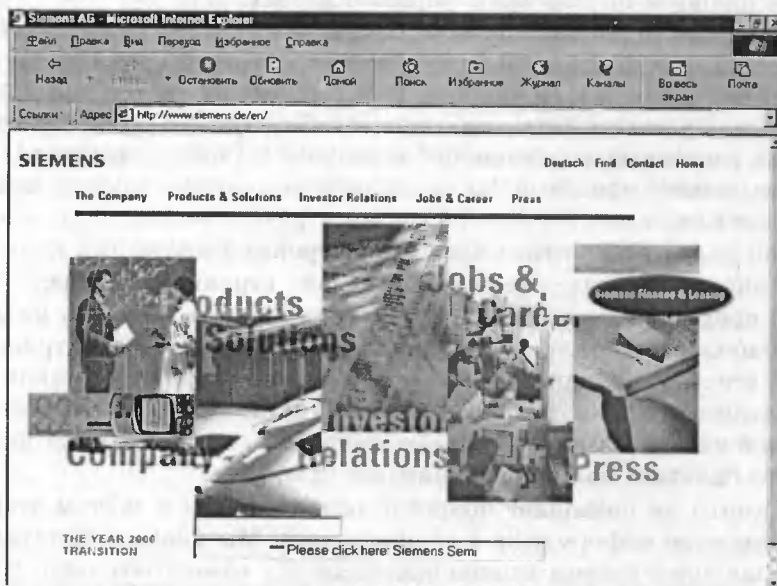


Рис. 11.48. Главная страница электронного гиганта — фирмы Siemens

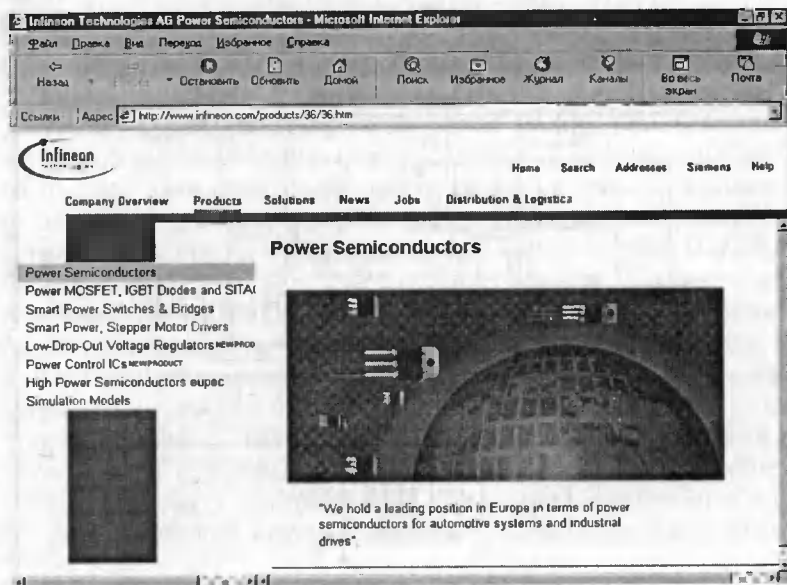


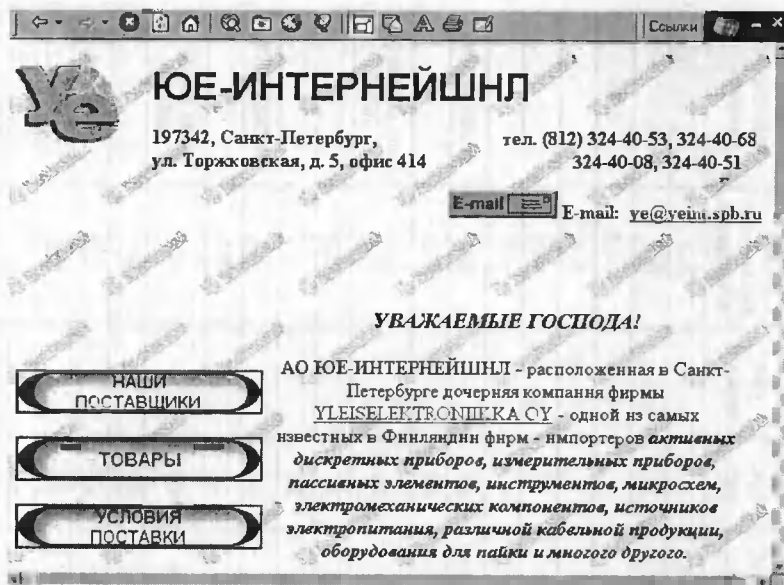
Рис. 11.49. Начальная страница раздела силовых приборов фирмы Siemens

Этот модуль преобразует напряжение первичного источника (аккумуляторная батарея) в стабилизированное напряжение 5 В. В этом модуле используется мостовая схема преобразователя на 4 транзисторах Si9410DY и интегральная схема управления Si9130. Таким образом, ключевые узлы этого источника выполнены на приборах фирмы Siliconix.

Следует отдать должное фирме Siliconix — описание ее силовых модулей дано настолько полно и детально, что может служить прекрасным пособием для лекций по силовой электронике. В описаниях не только подробно описаны применяемые компоненты, но и на высоком научном уровне (с применением нужных расчетных соотношений и результирующих графиков) описываются основы проектирования таких устройств и рационального выбора компонентов для них.

Большой вклад в развитие силовой электроники и мощных полевых транзисторов внесла фирма Siemens, главная страница которой (www.siemens.com) представлена на рис. 11.48. Фирма Siemens известна во всем мире своей высококлассной бытовой, промышленной и военной электроникой. Она выпускает все — от транзисторов и микросхем до радиоприемников и телевизоров, холодильников и стиральных машин, комнатных антенн и систем спутниковой связи. На рис. 11.49 показана начальная страница раздела, посвященного силовым полупроводниковым приборам.

Объем книги не позволяет подробно ознакомиться с сайтом этой фирмы, содержащим море информации о ее продукции. Мы указали читателю, с чего начать, а дальше с сайтом можно ознакомиться самостоятельно. Как это делается, было описано на примерах знакомства с сайтами фирм International Rectifier и Siliconix.

Рис. 11.50. Главная страница сайта www.yeint.ru

А в заключение этого раздела приведем вид главной страницы ЗАО ЮЕ ИНТЕРНЕЙШНЛ (www.yeint.ru) — рис. 11.50, из которого нами была взята информация о замечательных приборах фирмы Fluke, облегчающих настройку схем на полевых транзисторах, да и вообще любых схем. С этого сайта или напрямую вы можете также выйти на Интернет-страницу фирмы Fluke (www.fluke.com), где можно ознакомиться с другими полезными приборами этой фирмы — щупами и пробниками, осциллографами и генераторами, измерителями частоты, мощности, температуры и многими другими.

Таким образом, свежая информация из Интернета позволит вам всегда дополнить информацию, которую вы можете получить из книг и других источников. Надо ли говорить, что в наше время именно информация является залогом любой успешной работы — особенно в быстроразвивающихся областях науки и техники, к коим и относится разработка и проектирование устройств самого различного назначения на полевых транзисторах.

Приложение 1. Параметры отечественных полевых транзисторов и их зарубежных аналогов

Тип прибора	P_{max} , Вт	I_c , А	$I_{с\ нач}$ макс, мА	$U_{си\ max}$, В	$R_{вых}$, Вт	$K_{ур, дБ}$	$t_{вкл/выкл}$, мкс	$S_{min/max}$, мА/В	C_{11} , пФ	Тип корпуса	Номер рис. (вариант исполнения)	Зарубежные аналоги
КТ601А	2.0		400	20				40/87		КТ-3-12	П2.1	
2П601А	2.0		400	20				50/76		КТ-3-12	П2.1	
2П601А9	1.0		400	20				50/87		КТ-47	П2.2 (2)	CM860
КТ601Б	2.0		400	20				40/87		КТ-3-12	П2.1	
2П601Б	2.0		400	20				50/87		КТ-3-12	П2.1	
АП602А-2	0.9		320	7				20/100	2.5		П2.3	DXL3501, FSX52WF
3П602А-2	0.9		320	7				20/100	2.5		П2.3	
АП602Б-2	0.9		280	7				20/80	2.5		П2.3	FSX51X, M4AF005-500, TC9502
3П602Б-2	0.9		280	7				20/80	2.5		П2.3	
3П602Б-5	0.9		280	7				20/80	2.5			
АП602В-2	0.9		200	7				20/70	2.5		П2.3	DXL3503, FSX51WF
3П602В-2	0.9		200	7				20/70	2.5		П2.3	
АП602Г-2	1.8		640	7.5				40/200	5.0		П2.3	AT8101, FSX51WF, HMF-0620
3П602Г-2	1.8		640	7.5				40/200	5.0		П2.3	
АП602Д-2	1.8		560	7.5				40/160	5.0		П2.3	M4AF004-918
3П602Д-2	1.8		560	7.5				40/160	5.0		П2.3	
3П602Д-5	1.8		560	7.5				40/160	5.0			
АП603А-2	2.5		600	8				50/180	6.0		П2.4	
АП603А1-2	2.5		600	8				50/180	6.0		П2.4	

Тип прибора	R _{max} , Вт	I _c , А	I _c нач max, мА	U _{си} max, В	R _{вых} , Вт	Кур. дБ	t вкл./выкл., мс	S min/max, мА/В	C _{11и} , пФ	Тип корпуса	Номер рис. (вариант исполнения)	Зарубежные аналоги
ЗП603А1-2	2.5		600	8	0.5	3.0		50/180	6.0		П2.4	
ЗП603А-2	2.5		600	8	0.5	3.0		50/180	6.0		П2.4	
ЗП603А-5	2.5		600	8				50/180	6.0			
АП603Б-2	2.5		600	8				80/180	6.0		П2.4	
АП603Б1-2	2.5		600	8				80/180	6.0		П2.4	
ЗП603Б1-2	2.5		600	8	1.0	3.0		80/180	6.0		П2.4	
ЗП603Б-2	2.5		600	8	1.0	3.0		80/180	6.0		П2.4	
АП604А-2	0.9		180	7				20/40			П2.5	
ЗП604А-2	0.9		180	8				20/40			П2.5	
АП604Б-2	0.9		180	7				15/40			П2.5	
ЗП604Б-2	0.9		180	8				15/40			П2.5	
ЗП604Б-5	0.9		180	8				15/40				
АП604В-2	0.5		70	7				10/20			П2.5	
ЗП604В-2	0.5		70	8				10/20			П2.5	
АП604Г-2	0.5		70	7				10/20			П2.5	
ЗП604Г-2	0.5		70	8				10/20			П2.5	
ЗП604Г-5	0.5		70	8				10/20				
АП605А-2	0.45		150	6				30/			П2.6	CFY12, DXL3501A- P100F, HMF-0301A
ЗП605А-2	0.45		150	6				30/			П2.6	
ЗП605А-5	0.45		150	6				30/				
АП606А-2	2.0		500	8	0.4	4.0		70/150	3.5		П2.4	MGF1802
ЗП606А-2	2.0		500	8				70/150	3.5		П2.4	AT8101, MGF1801

Параметры отечественных ПТ и их зарубежных аналогов

Тип прибора	Р _{мах} , Вт	I _с , А	I _с нач мах, мА	Уси мах, В	Р _{вых} , Вт	Кур, дБ	t вкл/выкл, мкс	S min/мах, мА/В	C _{11н} , пФ	Тип корпуса	Номер рис. (вариант исполнения)	Зарубежные аналоги
АП606Б-2	2.0		500	8	0.4	6.0		90/150	3.5		П2.4	
ЗП606Б-2	2.0		500	8				90/150	3.5		П2.4	AT8101, MGF1801
ЗП606Б-5	2.0		500	8				90/150	3.5			
АП606Б-2	2.0		500	8	0.75	5.0		100/160	3.5		П2.4	
ЗП606Б-2	2.0		500	8				100/160	3.5		П2.4	AT8151, FSX52X
ЗП606Б-5	2.0		500	8				100/160	3.5			
ЗП607А-2	3.5		1600		1.2	7.0		80/400			П2.7	AT8101, AT8151, HMF-1200, HMF-2400
АП608А-2	0.6			7				15/30			П2.7	
ЗП608А-2	0.6			8				15/30			П2.7	IS8863-AS
ЗП608А-5	0.6			8				15/30				
АП608Б-2	1.1			7				20/60			П2.7	
ЗП608Б-2	1.1			8				20/60			П2.7	IS8864-AS
2П701А	40	17	30	500			0.03/0.04	800/2100		КТО-41-1	П2.8 (2)	МР3N50, IRF820, RFM3N50, IRF422, MTM7N50
2П701Б	40	17	30	400			0.03/0.04	800/2100		КТО-41-1	П2.8 (2)	МР3N50, IRF820, VMC340N1, IRF320, ZVMC340M
2П702А	50	16	10	300			0.06/0.08	800/2100		КТ-57	П2.9 (2)	2SK233, IRF626
2П703А	60	25	5.0	150				800/1200		КТ-57	П2.9 (2)	IRF623, YTF623, IRF623
2П703Б	60	25	5.0	100				650/		КТ-57	П2.9 (2)	МР3N50

Тип прибора	P_{\max} , Вт	I_c , А	$I_{c \text{ нач}}$ макс, мА	$U_{\text{сн макс}}$, В	$R_{\text{вых}}$, Вт	$K_{\text{ур}}$, дБ	$t_{\text{вкл/выкл}}$, мкс	$S_{\text{инп/мах}}$, мА/В	$C_{\text{инп}}$, пФ	Тип корпуса	Номер рис. (вариант исполнения)	Зарубежные аналоги
КП704А	75	10	0,5	200			0,1/0,1	1000/2500		КТ-28-2	П2.10 (3)	2SK757, BUZ32, IRF530, VN220N5
КП704Б	75	10	0,8	200			0,1/0,1	1000/2500		КТ-28-2	П2.10 (3)	BUZ83A, BWK426-10008(A), BWK454-208(A), RF530, IRF532
КП705А	125	5,4	7,0	1000			0,06/0,08	1000/1300	1500	КТ-9	П2.11 (3)	APT100A, BUZ53A
КП705Б	125	5,4	7,0	800			0,06/0,08	1000/1300	1500	КТ-9	П2.11 (3)	
КП705В	125	5,4	5,0	800			0,06/0,08	1000/1300	1500	КТ-9	П2.11 (3)	
2П706А	100	15	10	500				1500		КТ-61	П2.21	2SK1162(A), 2SK1248
2П706Б	100	15	10	400				1500		Т-61	П2.21	APT4065GN, BUZ326, M7W10N40E, IRF350
2П706В	100	15	10	400				1500		Т-61	П2.21	APT4065GN
КП707А	100	15	0,25	400			0,025/0,08	1500/	1600	КТЮ-3-20	П2.12(2)	2SK298, IRF332, VN0340N1
КП707А1	50	15	0,25	400			0,025/0,08	1500/	1600	КТ-28-2	П2.10(3)	
КП707А2	50	15	0,25	400			0,025/0,08	1500/	1600	КТ-28-2	П2.10(3)	
КП707Б	100	10	0,25	600			0,025/0,08	1500/	1600	КТЮ-3-20	П2.12(2)	MTM3N60, BUZ83A, IRFAC30, 2SK1117
КП707Б1	50	10	0,25	600			0,025/0,08	1500/	1600	КТ-28-2	П2.10(3)	
КП707В	100	7,0	0,25	800			0,025/0,08	1500/	1600	КТЮ-3-20	П2.12(2)	MTM3N60, BUZ83A, IRFAC30, 2SK1117
КП707В1	50	7,0	0,25	800			0,025/0,08	1500/	1600	КТ-28-2	П2.10(3)	
КП707В2	50	7,0	0,25	800			0,025/0,08	1500/	1600	КТ-28-2	П2.10(3)	
КП707Г	100	8,0	0,25	700			0,025/0,08	1500/	1600	КТЮ-3-20	П2.12(2)	
КП707Г1	50	8,0	0,25	700			0,025/0,08	1500/	1600	КТ-28-2	П2.10(3)	

Тип прибора	P _{max} , Вт	I _c , А	I _c нач max, мА	U _{сн} max, В	P _{вых} , Вт	Кур. дБ	1 вкл./выкл., мс	S min/max, мА/В	C ₁₁ н, нФ	Тип корпуса	Номер рис. (вариант исполнения)	Зарубежные аналоги
КП707Д1	50	12	0,25	500			0,025/0,08	1500/	1800	КТ-28-2	П2.10(3)	
КП707Е	100	8,0	0,25	750			0,025/0,08	1500/	1800	КТ-3-20	П2.12(2)	
КП707Е1	50	8,0	0,25	750			0,025/0,08	1500/	1800	КТ-28-2	П2.10(3)	
КП709А	75	4,0	0,5	600			0,05/	2000		КТ-28-2	П2.10	КТР4N50A, NK5009D
КП709Б	75	4,0	0,5	600			0,05/	2000		КТ-28-2	П2.10	BUZ90A, MTP6N60E, КТР4N60
КП712А	50	10	1,0	80			0,13/0,35	2000/3000	1500	КТ-57	П2.9	
2П712А	50	10	3,0	80				2000/	1800	КТ-57	П2.9	МТР12Р08
КП712Б	50	10	1,0	100			0,13/0,35	2000/3000	1500	КТ-57	П2.9	ИРF5532
2П712Б	50	10	3,0	100				2000/	1800	КТ-57	П2.9	2N7089
КП712В	50	8,0	1,0	100			0,13/0,35	1800/2400	1500	КТ-57	П2.9	
2П712В	50	8,0	3,0	100				1800/	1800	КТ-57	П2.9	МТР8Р10, ИРF932, RFP8Р10
КП717А	150	15	0,05	350			0,07/0,35	8000	3600	КТ-9	П2.11(2)	ИРF350, МТМ14N50E, VN0440N1
КП717А1	150	15	0,05	350			0,07/0,35	8000	3600	КТ-9	П2.11(2)	ИРF350, МТМ14N50E, VN0440N1
КП717Б	150	15	0,05	400			0,07/0,35	8000	3600	КТ-9	П2.11(2)	ИРF350, МТМ14N50E, VN0440N1
КП717Б1	150	13	0,05	400			0,07/0,35	8000	3600	КТ-9	П2.11(2)	ИРF350, МТМ14N50E, VN0440N1
КП717В	150	13	0,05	350			0,07/0,35	7000	3600	КТ-9	П2.11(2)	ИРF350, МТМ14N50E, VN0440N1
КП717В1	150	13	0,05	350			0,07/0,35	7000	3600	КТ-9	П2.11(2)	ИРF350, МТМ14N50E, VN0440N1

Тип прибора	P _{max} , Вт	I _c , А	I _c max, А	U _{сн} max, В	P _{вых} , Вт	K _{ур} , дБ	t _{вкл/выкл} , мкс	S _{min} /max, мА/В	C _{11и} , пФ	Тип корпуса	Номер рис. (вариант исполнения)	Зарубежные аналоги
КП717Г	150	13	0,05	400			0,07/0,35	7000	3600	КТ-9	П2.11(2)	IRF350, МТМ14N50Е, VNO440N1
КП717Г1	150	13	0,05	400			0,07/0,35	7000	3600	КТ-9	П2.11(2)	IRF350, МТМ14N50Е, VNO440N1
КП717Д	150	11	0,05	350			0,07/0,35	6000	3600	КТ-9	П2.11(2)	IRF350, МТМ14N50Е, VNO440N1
КП717Д1	150	11	0,05	350			0,07/0,35	6000	3600	КТ-9	П2.11(2)	IRF350, МТМ14N50Е, VNO440N1
КП717Е	150	11	0,05	400			0,07/0,35	6000	3600	КТ-9	П2.11(2)	IRF350, МТМ14N50Е, VNO440N1
КП717Е1	150	11	0,05	400			0,07/0,35	6000	3600	КТ-9	П2.11(2)	IRF350, МТМ14N50Е, VNO440N1
КП718А	125	9,6	0,05	500			0,195/0,57	2700	4000	КТ-9	П2.11(2)	BUZ45, IRF452, ZVNO445M
КП718А1	125	9,6	0,05	500			0,195/0,57	2700	4000	КТ-9	П2.11(2)	BUZ45, IRF452, ZVNO445M
КП718Б	125	9,6	0,05	450			0,195/0,57	2700	4000	КТ-9	П2.11(2)	BUZ45, IRF452, ZVNO445M
КП718Б1	125	9,6	0,05	450			0,195/0,57	2700	4000	КТ-9	П2.11(2)	BUZ45, IRF452, ZVNO445M
КП718В	125	8,3	0,05	500			0,195/0,57	2700	4000	КТ-9	П2.11(2)	BUZ45, IRF452, ZVNO445M
КП718В1	125	8,3	0,05	500			0,195/0,57	2700	4000	КТ-9	П2.11(2)	BUZ45, IRF452, ZVNO445M
КП718Г	125	8,3	0,05	450			0,195/0,57	2700	4000	КТ-9	П2.11(2)	BUZ45, IRF452, ZVNO445M
КП718Г1	125	8,3	0,05	450			0,195/0,57	2700	4000	КТ-9	П2.11(2)	BUZ45, IRF452, ZVNO445M
КП718Д	125	10	0,05	500			0,195/0,57	2700	4000	КТ-9	П2.11(2)	BUZ45, IRF452, ZVNO445M

Тип прибора	P_{max} , Вт	I_c , А	$I_{с\ нач}$ макс, мА	$U_{сн\ max}$, В	$R_{вых}$, Вт	Кур. дБ	$t_{вкл/выкл}$, мкс	$S_{min/max}$, мА/В	C_{114} , пФ	Тип корпуса	Номер рис. (вариант исполнения)	Зарубежные аналоги
КП718Д1	125	10	0,05	500			0,195/0,57	2700	4000	КТ-9	П2.11(2)	BUZ45, IRF452, ZVN0445M
КП718Е	125	10	0,05	450			0,195/0,57	2700	4000	КТ-9	П2.11(2)	BUZ45, IRF452, ZVN0445M
КП718Е1	125	10	0,05	450			0,195/0,57	2700	4000	КТ-9	П2.11(2)	BUZ45, IRF452, ZVN0445M
КП722А	125	22	0,05	200			0,17/0,56	9000	2700	КТ-9	П2.11(2)	BUZ36, IRF252, МТМ40N20
КП723А	125	50	0,05	60			0,05/0,25	15000/	3500	КТ-28-2	П2.10(3)	IRFZ44, SMP50N06, МТН40N06, IRFP141
КП723Б	125	50	0,05	50			0,05/0,25	15000/	3500	КТ-28-2	П2.10(3)	IRFZ45, SMP50N06, STP36N06, МТН40N06, IRFP141
КП723В	88	30	0,05	60			0,05/0,25	10000/	3500	КТ-28-2	П2.10(3)	RFZ34, STP30N06, МТН40N06, IRFP141, SMP60N06
КП723Г	125	50	0,05	50			0,05/0,25	17000/	3500	КТ-28-2	П2.10(3)	IRFZ40, SMP50N05, МТН40N06, IRFP141, SMP60N06
КП724А	125	6,0	0,05	600			0,21/0,32	2000	1800	КТ-28-2	П2.10(3)	МТР6N60, IRFBC40
КП724Б	125	6,0	0,05	500			0,21/0,32	2000	1800	КТ-28-2	П2.10(3)	МТР6N60, IRFBC40
КП725А	150	13	0,05	500			0,105/0,22	8700	3000	КТ-9	П2.11(2)	IRF450, МТМ13N50Е, VNO450N1
КП726А	75	4,0	0,05	600			0,105/0,2	1000	2000	КТ-28	П2.10(3)	BUZ30, МТР6N60Е
КП727А	40	14	0,05	50			0,115/0,2	3000/	650	КТ-28	П2.10	BUZ71, IRF541, RFPZ3N05

Тип прибора	Р _{ном} , Вт	Ю, А	Is max, мА	Уси max, г	Р _{вых} , Вт	Кур, дБ	t эксл/выкл, мкс	S min/max, мА/В	C ₁₁ , нФ	Тип корпуса	Номер рис. (вариант исполнения)	Зарубежные аналоги
КП727Б	90	30	0,05	50			0,115/0,2	9300/	650	КТ-28-2	П2.10(3)	IRF230, BUZ11, STP30N05
КП727В	90	30	0,05	60			0,115/0,2	9300/	650	КТ-28-2	П2.10(3)	
КП727Г	90	25	0,05	50			0,115/0,2	6000/	650	КТ-28-2	П2.10(3)	
КП727Д	75	17	0,05	50			0,115/0,2	3000/	650	КТ-28-2	П2.10(3)	
КП727Е	90	14	0,05	80			0,115/0,2	8700/	650	КТ-28-2	П2.10(3)	
КП727Ж	90	25	0,05	80			0,115/0,2	5000/	650	КТ-28-2	П2.10(3)	
КП728	75	3,0	0,05	800			0,11/0,3	800	2100	КТ-43-1	П2.13(2)	BUZ307, STH4N80, IRF630, MTP8N20, ZVN1220L, IRF634, IRF635
КП737А	74	9,0		200			0,041/0,059	3800/	1300	КТ-28-2	П2.10(3)	IRF630, MTP8N20, ZVN1220L, IRF634, IRF635
КП737Б	74	8,0		250			0,03/0,062	3600/	1300	КТ-28-2	П2.10(3)	
КП737В	74	6,5		250			0,03/0,062	2900/	1300	КТ-28-2	П2.10(3)	IRF630, MTP8N20, ZVN1220L, IRF634, IRF635
КП742А	200	75		60				25000/	5200	КТ-43-1	П2.13(2)	STH75N06, STH80N05
КП742Б	200	80		50				25000/	5200	КТ-43-1	П2.13(2)	STH75N06, STH80N05
КП746А	150			100			0,065/0,082	8700	2200	КТ-28-1	П2.10(3)	IRF540, IRF541, MTP33N10E, VN2306N5, IRF542
КП746Б	150			80			0,065/0,082	8700	2200	КТ-28-1	П2.10(3)	IRF540, MTP33N10E, VN2310N5, IRF541, MTP33N10E

Параметры отечественных ПТ и их зарубежных аналогов

Тип прибора	P _{max} , Вт	I _c , А	I _c нач max, мА	U _{сн} max, В	P _{вых} , Вт	Кур. лБ	t _{акл/выкл} , мкс	S _{min} /max, мА/В	C ₁₁₄ , пФ	Тип корпуса	Номер рис. (вариант исполнения)	Зарубежные аналоги
КТП746В	150			100			0,065/0,082	8700	2200	КТ-28-2	П2.10(3)	IRF540, МПР33N10Е, VN2310N5, IRF541, МПР33N10Е
КТП746Г	150			100			0,179/0,115	12000	2860	КТ-28-2	П2.10(3)	IRF540, МПР33N10Е, VN2310N5, IRF541, МПР33N10Е
КТ801А	60	5,0		75				600/		КТ-9	П2.11(2)	2N6656, 2N40204M
КТ801Б	60	5,0		75				450/		КТ-9	П2.11(2)	
КТ801В	100	8,0		110				800/		КТ-9	П2.11(2)	
КТ801Г	100	8,0		140				600/		КТ-9	П2.11(2)	
КТ802А	40	2,5	4500	500			0,04/0,015	800/2000		КТ-9	П2.11(3)	
2П802А	40	2,5	4500	500			0,08/0,03	800/2000		КТ-9	П2.11(3)	
КТ802Б	40	2,5	4500	450			0,04/0,015	800/2000		КТ-9	П2.11(3)	
2П802Б	40	2,5	4500	450				800/2000		КТ-9	П2.11(3)	
КТ803А	60	2,6	10	1000			0,03/0,06	750/		КТ-57	П2.9(2)	ВУ2310, IRFBG30
2П803А	60	2,6	7,0	1000			0,03/0,06	750/1200		КТ-57	П2.9(2)	ВУ2310, ВУ2310, IRFBG30
КТ803Б	60	3,0	10	800			0,03/0,06	750/		КТ-57	П2.9(2)	2SK513, IRFBG30, ВУ2310
2П803Б	60	3,0	7,0	800			0,03/0,06	750/1200		КТ-57	П2.9(2)	2SK513, IRFBG30, ВУ2310, КТР3N80(А)
КТ805А	60	2,0	1,0	600			0,19/0,22	2500/	1300	КТ-28-2	П2.10(3)	ВУ290, МПР5N60Е, КТР4N60А

Тип прибора	R _{max} , Вт	I _c , А	I _c нач max, мА	U _{си} max, В	P _{вых} , Вт	K _{ур} , дБ	t _{вкл/выкл} , мс	S _{min} /max, мА/В	C _{11и} , пФ	Тип корпуса	Номер рис. (вариант исполнения)	Зарубежные аналоги
КП805Б	60	2,0	1,0	600			0,18/0,22	2500/	1300	КТ-28-2	П2.10(3)	ВУ290А, ВУ455- 600В(А), ВУ290А, ДУТ4А60А
КП805В	60	2,0	1,0	500			0,18/0,22	2500/	1300	КТ-28-2	П2.10(3)	ВУ2216, ДУТ4А60А, УТФ832, ИРФ832
КП809А	100	25	0,25	400				1500/	3000	КТ-9	П2.11(2)	ДУТ3А80(А)
КП809А1	100	25	0,25	400				1500/	3000	КТ-43-1	П2.13(2)	
КП809Б	100	20	0,25	500				1500/	3000	КТ-9	П2.11(2)	ДУТ3А80(А)
КП809Б1	100	20	0,25	500				1500/	3000	КТ-43-1	П2.13(2)	
КП809В	50	10	0,25	600				1500/	3000	КТ-9	П2.11(2)	ВУ290
КП809В1	50	10	0,25	600				1500/	3000	КТ-43-1	П2.13(2)	
КП809Г	50	15	0,25	700				1500/	3000	КТ-9	П2.11(2)	ВУ290
КП809Г1	50	15	0,25	700				1500/	3000	КТ-43-1	П2.13(2)	
КП809Д	50	10	0,25	800				1500/	3000	КТ-9	П2.11(2)	ВУ290(А)
КП809Д1	50	10	0,25	800				1500/	3000	КТ-43-1	П2.13(2)	
КП809Е	50	8,0	0,25	750				1500/	3000	КТ-9	П2.11(2)	ВУ290(А)
КП809Е1	50	8,0	0,25	750				1500/	3000	КТ-43-1	П2.13(2)	
КП809Б1-5	100	20	0,25	500				1500/				
КП809Б2-5	100	20	0,25	500				1500/				
КП810А	50	7,0		1300			>200	3000		КТ-43-1	П2.14(2)	ДУ2216
КП810Б	50	7,0		1000			>200	3000		КТ-43-1	П2.14(2)	ДУ2216, УТФ832, ИРФ832
КП810В	50	7,0		1300			>200	3000		КТ-43-1	П2.14(2)	ДУ2216, УТФ832, ИРФ832
КП901А	20	3,7	200	70	10	7,0		50/160	50	КТ-4-2	П2.15(2)	

Параметры отечественных ПТ и их зарубежных аналогов

Тип прибора	Р _{мах} , Вт	Іс, А	Іс мах, мА	U _{си} мах, В	Р _{вых} , Вт	Кур, дБ	t вкл/выкл, мс	S min/мах, мА/В	С11и, пФ	Тип корпуса	Номер рис. (вариант исполнения)	Зарубежные аналоги
2П901А	20	4,0	200	70	10	7,0		50/160	50	КТ-4-2	П2.15(2)	
КП901Б	20	1,8	200	70	6,7	7,0		60/170	50	КТ-4-2	П2.15(2)	
2П901Б	20	4,0	200	70	6,7	7,0		60/170	50	КТ-4-2	П2.15(2)	
2П901А-5	20	4,0	200	70	10	7,0		50/160				
2П901Б-5	20	4,0	200	70	6,7	7,0		60/170				
КП902А	3,5	0,2	10	50	0,8	9,0		10/25	11	КТ-4-2	П2.15(2)	2N3971, 2N4392,BSY79, 2N3972, 2N4393, BSY80
2П902А	3,5	0,2	10	50	0,8	6,6		10/26	11	КТ-4-2	П2.15(2)	
КП902Б	3,5	0,2	10	50	0,8	9,0		10/25	11	КТ-4-2	П2.15(2)	
2П902Б	3,5	0,2	10	50	0,8	6,6		10/26	11	КТ-4-2	П2.15(2)	
КП902В	3,5	0,2	10	50	0,8	9,0		10/25	11	КТ-4-2	П2.15(2)	
КП903А	6,0	0,7	700	20	0,09	7,6		85/140	15	КТ-4-2	П2.15(2)	
2П903А	6,0	0,7	700	20	0,09	7,6		85/140	15	КТ-4-2	П2.15(2)	
КП903Б	6,0	0,7	480	20	0,09	7,6		50/130	15	КТ-4-2	П2.15(2)	
2П903Б	6,0	0,7	480	20	0,09	7,6		50/130	15	КТ-4-2	П2.15(2)	
КП903В	6,0	0,7	600	20	0,09	7,6		60/140	15	КТ-4-2	П2.15(2)	
2П903В	6,0	0,7	600	20	0,09	7,6		60/140	15	КТ-4-2	П2.15(2)	
2П903А-5	6,0	0,7	700	20		7,6		85/140				
2П903Б-5	6,0	0,7		20		7,6		50/130				
2П903В-5	6,0	0,7		20		7,6		60/140				
КП904А	75	10	350	70	50	13		250/520	200	КТ-5-2	П2.16(2)	

Тип прибора	Р _{мах} , Вт	I _с , А	I _с вач мах, мА	U _{си} мах, В	Р _{вых} , Вт	Кур, дБ	t _{вкл/выкл} , мкс	S _{мгн/мах} , мА/В	C _{11и} , нФ	Тип корпуса	Номер рис. (вариант исполнения)	Зарубежные аналоги
2П904А	75	5,0	350	70	50	13		250/520	200	КТ-5-2	П2.16(2)	
КТ904Б	75	5,0	350	70	30	13		250/520	200	КТ-5-2	П2.16(2)	
2П904Б	75	3,0	350	70	50	13		250/520	200	КТ-5-2	П2.16(2)	
КТ905А	4,0	0,35	20	60	1,0	7,0		18/39	7,0	КТ-16-2	П2.17(2)	
2П905А	4,0	0,35	20	60	1,0	8,0	0,1/0,1	18/39	7,0	КТ-16-2	П2.17(2)	
КТ905Б	4,0	0,35	20	60		6,0		18/39	7,0	КТ-16-2	П2.17(2)	
2П905Б	4,0	0,35	20	60	1,0	6,0	0,1/0,1	18/39	11	КТ-16-2	П2.17(2)	
КТ905В	4,0	0,35	20	60		4,0		18/39	11	КТ-16-2	П2.17(2)	
2П905А-5	4,0	0,25	20	60		8,0		18/39	13			
КТ907А	11,5	1,7	100	60	4,0	5,0	0,002/0,002	110/200	20	КТ-16-2	П2.17(2)	
2П907А	11,5	1,7	100	60	4,0	5,0	0,002/0,002	110/200	20	КТ-16-2	П2.17(2)	
КТ907Б	11,5	1,3	100	60	7,0	4,0	0,002/0,002	100/200	20	КТ-16-2	П2.17(2)	
2П907Б	11,5	1,3	100	60	7,0	4,0	0,002/0,002	110/200	20	КТ-16-2	П2.17(2)	
КТ907В	11,5	1,0	100	60	5,0	4,5	0,002/0,002	80/110	20	КТ-16-2	П2.17(2)	СР652, 2N5432
КТ908А	3,5	0,35	25	40	1,0			24/40	6,5	КТ-16-2	П2.17(2)	3N169, SD211
2П908А	3,5	0,28	25	40	1,0			24/40	4,8	КТ-16-2	П2.17(2)	3N169, SD211
КТ908Б	3,5	0,15	25	40				24/40	4,5	КТ-16-2	П2.17(2)	
2П908Б	3,5	0,20	25	40	1,0			24/40	6,5	КТ-16-2	П2.17(2)	
КТ909А	60	6,5	200	50	50	3,0	0,004/0,004	350/1000	190	КТО-18-1	П2.18(2)	3N169
2П909А	60	6,5	200	50	50	3,0	0,004/0,004	350/	190	КТО-18-1	П2.18(2)	3N169
КТ909Б	60	4,0	200	50	30	3,0	0,004/0,004	350/1000	190	КТО-18-1	П2.18(2)	3N169

Параметры отечественных ПТ и их зарубежных аналогов

Тип прибора	P _{max} , Вт	I _c , А	I _c нач max, мА	Уси max, В	P _{вых} , Вт	Кур. дБ	t _{вкл./выкл.} , мкс	S _{min/max} , мА/В	C _{1н} , пФ	Тип корпуса	Номер рис. (вариант исполнения)	Зарубежные аналоги
2П909Б	60	4.0	200	50	30	3.0	0.004/0.004	350/	190	КПО-18-1	П2.18(2)	3Н169
КП909В	60	5.0	200	50	30	4.0	0.004/0.004	350/1000	190	КПО-18-1	П2.18(2)	3Н169
2П909В	60	5.0	200	50	30	4.0	0.004/0.004	350/	190	КПО-18-1	П2.18(2)	3Н169
2П909Г		5.0	30	50				350/	190	КПО-18-1	П2.18(2)	
3П910А2	3.0		2000	7	0.5	3.0		100/300			П2.3	
3П910А-5	3.0		2000	7	0.5	3.0		100/300				
3П910Б2	3.0		2000	7	1.0	3.0		100/300			П2.3	
2П911А	30	5.0	150	50	10	3.0		200/600	70	КПО-18-1	П2.18(2)	
2П911Б	30	4.0	70	50	10	3.0		200/600	70	КПО-18-1	П2.18(2)	
2П912А	40	0.9	20	100			0.03/	800/2200	480	КТ-9	П2.11(2)	
2П912Б	40	0.9	20	60			0.03/	800/2200	480	КТ-9	П2.11(2)	
2П913А	100	14	300	50	100	4.0		1000/2500	350	КТ-19-2	П2.19(2)	
2П913Б	100	10	300	50	70	4.0		1000/2500	350	КТ-19-2	П2.19(2)	
2П914А	2.5		250	50		3.0		10/30	10	КТ-3-12	П2.1	
3П915А2	12		5000	7	5.0	3.0		350/1200			П2.22	
3П915Б2	12		5000	7	3.0	3.0		300/1000			П2.22	
2П917А	30	0.15	40	300			0.03/0.06	200/1700		КТ-9	П2.11(2)	F1053
2П917Б	30	0.15	40	150			0.03/0.06	200/1700		КТ-9	П2.11(2)	F1053

Параметры отечественных ПТ и их зарубежных аналогов

Тип прибора	Р _{мах} , Вт	Ю, А	Is _{нач} тах, мА	U _{сж} тах, В	Р _{вых} , Вт	Кур, дБ	t _{вкл/выкл} , мс	S _{min/тах} , мА/В	C ₁₁₄ , пФ	Тип корпуса	Номер рис. (вариант исполнения)	Зарубежные аналоги
2П18А	45	6,0	60	45	25	4,0		550/700	120	КТ-55	П2.20(2)	
2П18Б	45	4,0	60	45	17	4,0		550/700	120	КТ-55	П2.20(2)	
2П19А												
2П19В												
2П19С												
2П19Д												
2П19Е												
2П19Ж												
2П19З												
2П19И												
2П19К												
2П19Л												
2П19М												
2П19Н												
2П19О												
2П19П												
2П19Р												
2П19С												
2П19Д												
2П19Е												
2П19Ж												
2П19З												
2П19И												
2П19К												
2П19Л												
2П19М												
2П19Н												
2П19О												
2П19П												
2П19Р												
2П19С												
2П19Д												
2П19Е												
2П19Ж												
2П19З												
2П19И												
2П19К												
2П19Л												
2П19М												
2П19Н												
2П19О												
2П19П												
2П19Р												
2П19С												
2П19Д												
2П19Е												
2П19Ж												
2П19З												
2П19И												
2П19К												
2П19Л												
2П19М												
2П19Н												
2П19О												
2П19П												
2П19Р												
2П19С												
2П19Д												
2П19Е												
2П19Ж												
2П19З												
2П19И												
2П19К												
2П19Л												
2П19М												
2П19Н												
2П19О												
2П19П												
2П19Р												
2П19С												
2П19Д												
2П19Е												
2П19Ж												
2П19З												
2П19И												
2П19К												
2П19Л												
2П19М												
2П19Н												
2П19О												
2П19П												
2П19Р												
2П19С												
2П19Д												
2П19Е												
2П19Ж												
2П19З												
2П19И												
2П19К												
2П19Л												
2П19М												
2П19Н												
2П19О												
2П19П												
2П19Р												
2П19С												
2П19Д												
2П19Е												
2П19Ж												
2П19З												
2П19И												
2П19К												
2П19Л												
2П19М												
2П19Н												
2П19О												
2П19П												
2П19Р												
2П19С												
2П19Д												
2П19Е												
2П19Ж												
2П19З												
2П19И												
2П19К												
2П19Л												
2П19М												
2П19Н												
2П19О												
2П19П												
2П19Р												
2П19С												
2П19Д												
2П19Е												
2П19Ж												
2П19З												
2П19И												
2П19К												
2П19Л												
2П19М												
2П19Н												
2П19О												
2П19П												
2П19Р												
2П19С												
2П19Д												
2П19Е												
2П19Ж												
2П19З												
2П19И												
2П19К												
2П19Л												
2П19М												
2П19Н												
2П19О												
2П19П												
2П19Р												
2П19С												
2П19Д												
2П19Е												
2П19Ж												
2П19З												
2П19И												
2П19К												
2П19Л												
2П19М												
2П19Н												
2П19О												
2П19П												
2П19Р												
2П19С												
2П19Д												
2П19Е												
2П19Ж												
2П19З												
2П19И												
2П19К												
2П19Л												
2П19М												
2П19Н												
2П19О												
2П19П												
2П19Р												
2П19С												
2П19Д												
2П19Е												
2П19Ж												
2П19З												
2П19И												
2П19К												
2П19Л												
2П19М												
2П19Н												
2П19О												
2П19П												
2П19Р												
2П19С												
2П19Д					</							

Параметры отечественных ПТ и их зарубежных аналогов

Тип прибора	P _{max} , Вт	I _c , А	I _c нач max, мА	U _{си} max, В	P _{вых} , Вт	Кур, дБ	t вкл/выкл, мкс	S min/max, мА/В	C _{11и} , нФ	Тип корпуса	Номер рис. (вариант исполнения)	Зарубежные аналоги
КП923В	50	6,0	25	50	25	4,0		550/		КТ-55	П2.20(2)	F2013
2П923В	50	6,0	25	50	25	13,8		550/700		КТ-55	П2.20(2)	F1053, НРТ7N05
КП923Г	50	4,0	25	50	17	4,0		350/		КТ-55	П2.20(2)	F2013
2П923Г	50	4,0	25	50	17	22,5		350/600		КТ-55	П2.20(2)	F1053, МПSPN05, RPP8P08, VN110N5, НРТ7N05
3П925А2	7,0		3000	8	2,0	4,5		300/700			П2.22	IM3742-3
3П925Б2	7,0		3000	8	2,0	4,5		300/700			П2.22	IMM4450-3
2П926А	50	16,5		450			0,1/0,1	2000/		КТ-9	П2.11(2)	
2П926Б	50	16,5		400			0,1/0,1	2000/		КТ-9	П2.11(2)	
3П927А2	2,5		600	7	0,5	3,0		50/150			П2.7	FLM5964-4С, FLM5964-8С
3П927Б2	2,5		600	7	0,5	5,0		50/200			П2.7	FLV5964-8С
3П927В2	2,5		600	7	0,5	5,0		50/200			П2.7	MSM5964-2
3П927Г2	2,5		600	7	0,5	3,0		50/200			П2.7	FLM5964-8С, MSM5964-5
3П927Д2	2,5		600	7	0,5	3,0		50/			П2.7	MSM5964-10
2П928А	250	15	150	50	250	6,2		1000/2300		КТ-77	П2.23	F1027
2П928Б	250	15	150	55	200	6,0		1000/2300		КТ-77	П2.23	F1027
3П930А2	21		4000	8	7,0	7,0		1000/1300		КТ-55	П2.20	FLM5964-4С, FLM5964-8С, MSM5964-2

Параметры отечественных ПТТ и их зарубежных аналогов

Тип прибора	P _{max} , Вт	I _c , А	I _c нач max, мА	U _{сн} max, В	P _{вых} , Вт	Кур. дБ	t вкл./выкл., мс	S min/max, мА/В	C ₁₁ и, пФ	Тип корпуса	Номер рис. (вариант исполнения)	Зарубежные аналоги
3П930Б2	21		4000	8	7,5	5,0		1000/1300		КТ-55	П2.20	MGFC41V5964, MSM5964-2
3П930В2	21		4000	8	10	4,5		1000/1300		КТ-55	П2.20	MGFC41V5964, MSM5964-2
КТ931А	20	5,0		800			0,04/	>20		КТ-28-2	П2.10(4)	НП7Н05
КТ931А1	20	5,0		800			0,04/			КТ-28-2	П2.10(4)	
КТ931А2	20	5,0		800			0,04/			КТ-28-2	П2.10(4)	
КТ931Б	20	5,0		600			0,04/	>20		КТ-28-2	П2.10(4)	НП7Н05
КТ931Б1	20	5,0		600			0,04/			КТ-28-2	П2.10(4)	
КТ931Б2	20	5,0		600			0,04/			КТ-28-2	П2.10(4)	
КТ931В	20	5,0		450			0,04/	>20		КТ-28-2	П2.10(4)	НП7Н05
КТ931В1	20	5,0		450			0,04/			КТ-28-2	П2.10(4)	
КТ931В2	20	5,0		450			0,04/			КТ-28-2	П2.10(4)	
КТ932А	10	0,3	100	250				55/63	20	КТ-27-2	П2.24(2)	МПСН05, RFF6P08, VN110N5, НП7Н05
2П933А	160	9,0	75	45	70			650/1400		КТ-61	П2.21(2)	F1053, F2013H, MF175, ST1023
2П933Б	160	7,5	75	45	60			550/1400		КТ-61	П2.21(2)	F1053, F2013H, MF175, ST1023
КТ934А	40	15		450			0,06/	10000/		КТ-9	П2.11(3)	F1053
2П934А	50	15		450				10000/		КТ-9	П2.11(3)	2SK1409
КТ934Б	40	15		300			0,06/	10000/		КТ-9	П2.11(3)	ST1053
КТ934В	40	15		400			0,06/	10000/		КТ-9	П2.11(3)	MSC0204100

Параметры отечественных ПТ и их зарубежных аналогов

Тип прибора	P _{max} , Вт	I _c , А	I _c нач макс, мА	U _{сн} макс, В	P _{вых} , Вт	Кур. дБ	t вкл/выкл, мкс	S min/мах, мА/В	C _{11и} , пФ	Тип корпуса	Номер рис. (вариант исполнения)	Зарубежные аналоги
КП934В1	20	15		400			0,06/	1000		КТ-28-2	П2.10(3)	
КП936А	75	10	1,4	350			0,12/0,12	1000/2500	2300	КТ-28-2	П2.10(3)	
КП936Б	75	7,0	1,4	400			0,12/0,12	1000/2500	2300	КТ-28-2	П2.10(3)	IRF730, MTP5N40E, ZVN0340L
КП936В	75	10	1,4	350			0,12/0,12	1000/2500	2300	КТ-28-2	П2.10(3)	
КП936Г	75	7,0	1,4	400			0,12/0,12	1000/2500	2300	КТ-28-2	П2.10(3)	
КП936Д	75	10	1,4	300			0,12/0,12	1000/2500	2300	КТ-28-2	П2.10(3)	
КП937А	50	17,5		450						КТ-9	П2.11(3)	2SK1409, 2SK1454
КП937А-5	50	17,5		450								
КП938А	50	12		500			0,2/			КТ-9	П2.11(3)	
2П938А	50	15		500			0,2/			КТ-9	П2.11(3)	
КП938Б	50	12		500			0,2/			КТ-9	П2.11(3)	
2П938Б	50	15		500			0,2/			КТ-9	П2.11(3)	
КП938В	50	12		450			0,2/			КТ-9	П2.11(3)	
2П938В	50	15		450			0,2/			КТ-9	П2.11(3)	
КП938Г	50	12		400			0,2/			КТ-9	П2.11(3)	
2П938Г	50	15		400			0,2/			КТ-9	П2.11(3)	
КП938Д	50	12		300			0,2/			КТ-9	П2.11(3)	
2П938Д	50	15		300			0,2/			КТ-9	П2.11(3)	
2П941А	3,0	20	10	36	3,0			200/	200	КТ0-25-2	П2.25	BUF521, MRF136
2П941Б	15	8,5	20	36	15			600/	100	КТ-55	П2.20	BUF544B

Параметры отечественных ПТ и их зарубежных аналогов

Тип прибора	Р _{мах} , Вт	I _с , А	I _с нач тах, мА	U _{сн} тах, В	Р _{вых} , Вт	Кур., лб	t _{акл/выкл} , мс	S _{min/мах} , мА/В	C _{11п} , пФ	Тип корпуса	Номер рис. (вариант исполнения)	Зарубежные аналоги
2П941В	30	8,0	30	36	30			1200/	200	КТ-55	П2.20	БЛФ521, БЛФ544В, БЛФ545, ДВ1006, ДВ1006, F1008
2П941Г	25	4,0	30	36	25			1000/	200	КТ-55	П2.20	БЛФ544В, БЛФ545, ДВ1006, F1014
2П941Д	30	8,5	20	36	30			600/	200			БЛФ545, ДВ1006, F1008, F1014
2П942А	40	10		800			0,1/0,1		200	КТ-9	П2.11(2)	МРФ136
2П942Б	40	10		700			0,1/0,1		200	КТ-9	П2.11(2)	МРФ136
2П942В	40	10		600			0,1/0,1		100	КТ-9	П2.11(2)	МРФ136
2П942А-5	40	10		800			0,1/0,1		200			
2П942Б-5	40	10		700			0,1/0,1		200			
2П942В-5	40	10		600			0,1/0,1		200			
КП944А	30	15	0,5	50			0,09/0,12		3000	ТО-252	П4.93	ИРFR024
КП944Б	30	10	0,5	60			0,09/0,12		3000	ТО-252	П4.93	ИРFR024
КП945А	30	15	0,5	50			0,06/0,18	2300/	600	ТО-252	П4.93	ИРFR024
КП945Б	30	10	0,5	70			0,06/0,18	2300/	600	ТО-252	П4.93	ИРFR024
КП951А2	3,0	0,6	1,0	36	3,0			200/			П2.26	
КП951Б2	6,0	1,5	2,0	36	6,0			500/			П2.26	
КП951В2	15	3,0	2,0	36	15			1000/			П2.26	F1201
КП953А	50	15		800			0,07/			КТ-43-1	П2.13(2)	БЛФ544В
КП953Б	50	15		800			0,07/			КТ-43-1	П2.13(2)	БЛФ544В

Параметры отечественных ПТ и их зарубежных аналогов

Тип прибора	Р _{мах} , Вт	Ю, А	Ис нач мах, мА	Уси мах, В	Р _{вых} , Вт	Кур, дБ	t _{вкл/выкл} , мс	S _{пай/мах} , мА/В	С _{1пн} , пФ	Тип корпуса	Номер рис. (вариант исполнения)	Зарубежные аналоги
КП953В	50	15		700			0,07/			КТ-43-1	П2.13(2)	BLF544B
КП953Г	50	15		600			0,07/			КТ-43-1	П2.13(2)	F1014
КП953Д	50	15		800			0,07/			КТ-43-1	П2.13(2)	
КП954А	40	20		150			0,05/			КТ-28-2	П2.10(4)	8FL545
КП954Б	40	20		100			0,05/			КТ-28-2	П2.10(4)	8FL545
КП954В	40	20		60			0,05/			КТ-28-2	П2.10(4)	
КП954Г	40	20		20			0,05/			КТ-28-2	П2.10(4)	
КП954Д	40	20		60			0,05/			КТ-28-2	П2.10(4)	
КП954Е	40	20					0,05/			КТ-28-2	П2.10(4)	
КП957А	10	1,0		800			>0,11			КТ-27-2	П2.24(2)	
КП957Б	10	1,0		800			>0,11			КТ-27-2	П2.24(2)	
КП957В	10	1,0		700			>0,11			КТ-27-2	П2.24(2)	
							.					
КП959А	7,0	0,2		220				>40	2	КТ-27-2	П2.24(2)	ВМ462
КП959Б	7,0	0,2		200				>40	2	КТ-27-2	П2.24(2)	ВМ462
КП959В	7,0	0,2		120				>40	2	КТ-27-2	П2.24(2)	ВМ462
КП960А	7,0	0,2		300						КТ-27-2	П2.24(2)	2S4659
КП960Б	7,0	0,2		250						КТ-27-2	П2.24(2)	2S4659
КП960В	7,0	0,2		200						КТ-27-2	П2.24(2)	2S4659
КП961А	10	5,0		250			0,05/			КТ-27-2	П2.24(2)	LF242(A)
КП961Б	10	5,0		160			0,05/			КТ-27-2	П2.24(2)	BLF242(A)

Тип прибора	P_{\max} , Вт	I_c , А	$I_{c \text{ нач}}$ max, мА	Уси max, В	$R_{\text{вых}}$, Вт	$K_{\text{ур}}$, дБ	t вкл/выкл, мкс	S min/max, мА/В	C_{11} н, пФ	Тип корпуса	Номер рис. (вариант исполнения)	Зарубежные аналоги
КП961В	10	5,0		120			0,05/			КТ-27-2	П2.24(2)	BU7242(A)
КП961Г	10	5,0		60			0,05/			КТ-27-2	П2.24(2)	
КП961Д	10	5,0		20			0,05/			КТ-27-2	П2.24(2)	
КП961Е	10	3,0		10			0,05/			КТ-27-2	П2.24(2)	
АП967А-2	14			8	4,0	7,0						
АП967Б-2	14			8	5,0	7,0						
АП967В-2	7,0			8	2,0	6,0						
АП967Г-2	7,0			8	2,0	6,0						
АП967Д-2	7,0			8	2,0	6,0						
АП967Е-2	14,0			8	4,0	7,0						
АП967Ж-2	14,0			8	5,0	7,0						

1. Перечень основных параметров:

- а) P — постоянная рассеиваемая мощность;
 б) $R_{\text{вых}}$ — выходная мощность;
 в) I_c — ток стока постоянный;
 г) $I_{c \text{ нач}}$ — ток стока начальный;
 д) U_{ci} — напряжение сток-исток постоянное;
 ж) S — крутизна характеристики;
 з) $t_{\text{вкл}}$ — время включения;
 и) $t_{\text{выкл}}$ — время выключения;
 е) $K_{\text{ур}}$ — коэффициент усиления по мощности;
 к) C_{11} и — входная емкость.

2. Транзисторы 703, 712, 944 и 960 — р-канальные, остальные — п-канальные.

Приложение 2. Типы корпусов и расположение выводов отечественных полевых транзисторов

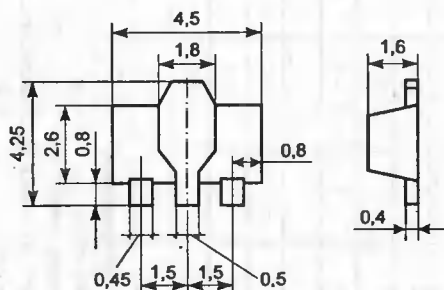


Рис. П2.2. КТ-47

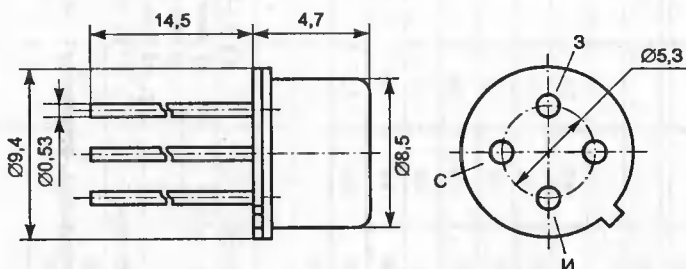


Рис. П2.1. КТ-3-12

Вариант исполнения	Обозначение вывода		
	1	2	3
1	Э	К	Б
2	С	3	И
3	К	А	

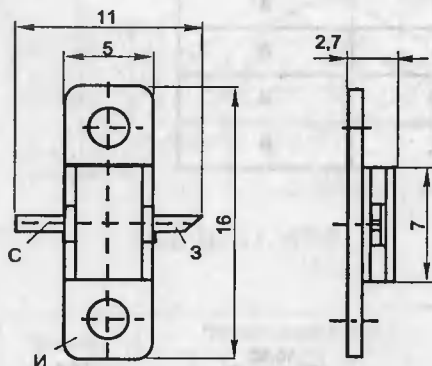


Рис. П2.3

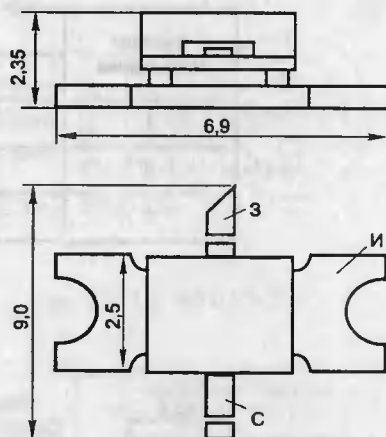


Рис. П2.4

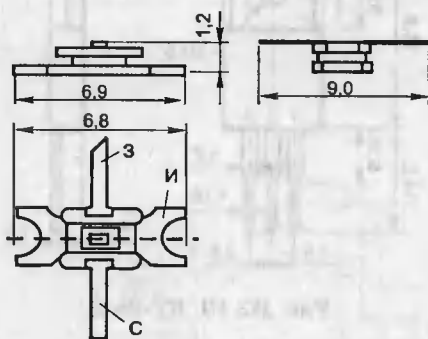


Рис. П2.5

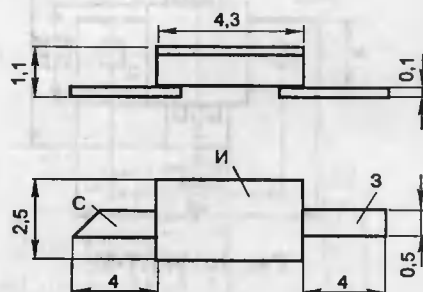


Рис. П2.6

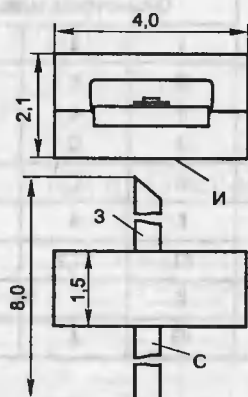


Рис. П2.7

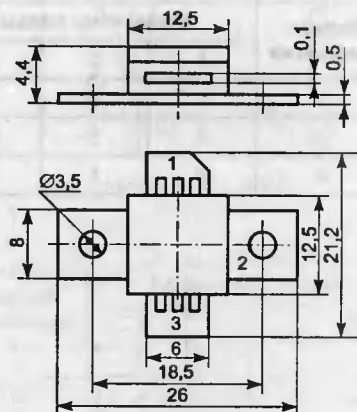


Рис. П2.8. КТЮ-41-1

Типы корпусов и расположение выводов отечественных ПТ

Вариант исполнения	Обозначение вывода		
	1	2	3
1	К	Б	Э
2	3	С	И
3	Э	К	Б

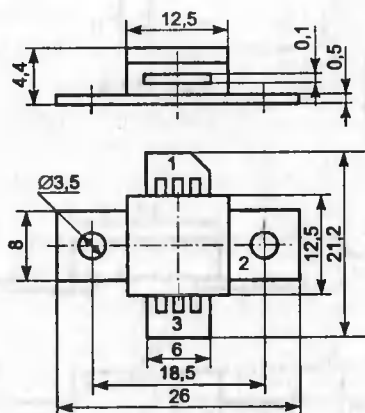


Рис. П2.9. КТ-57

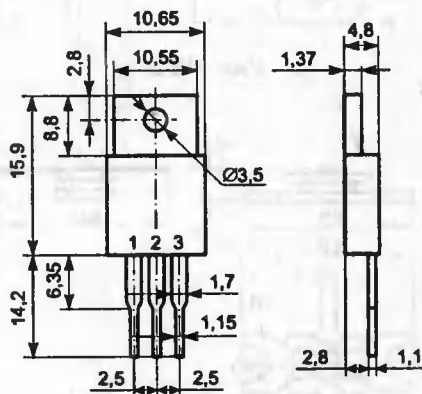


Рис. П2.10. КТ-28-2

Вариант исполнения	Обозначение вывода		
	1	2	3
1	К	Б	Э
2	3	С	И
3	Э	К	Б

Вариант исполнения	Обозначение вывода		
	1	2	3
1	Б	К	Э
2	Э	К	Б
3	3	С	И
4	И	С	3
5	К	А	
6	А1	К1,2	А2
7	К		А
8	УЭ	А	К

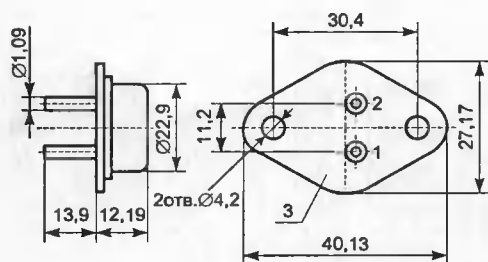


Рис. П2.11. КТ-9

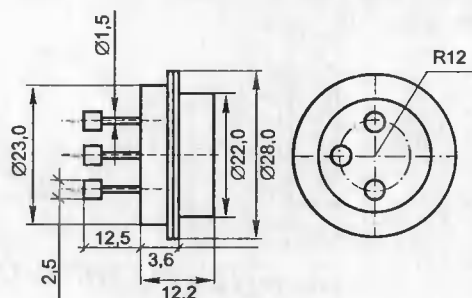


Рис. П2.12. КТЮ-3-20

Вариант исполнения	Обозначение вывода		
	1	2	3
1	Э	Б	К
2	Б	Э	К
3	3	И	С

Вариант исполнения	Обозначение вывода		
	1	2	3
1	К	Б	Э
2	С	И	3

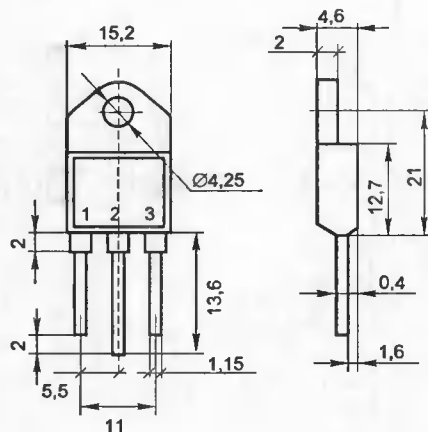


Рис. П2.13. КТ-43-1

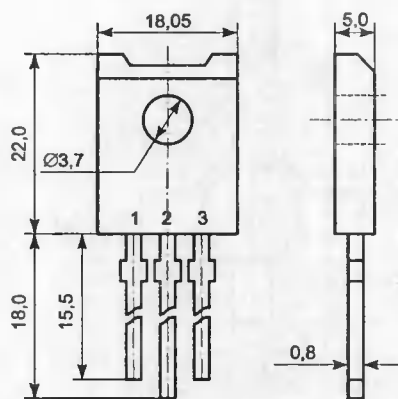


Рис. П2.14. КТ-43-2

Вариант исполнения	Обозначение вывода		
	1	2	3
1	Б	К	Э
2	3	С	И

Вариант исполнения	Обозначение вывода		
	1	2	3
1	Б	К	Э
2	3	С	И

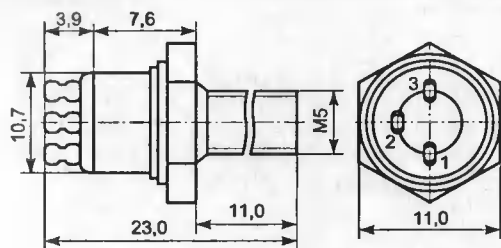


Рис. П2.15. КТ-4-2

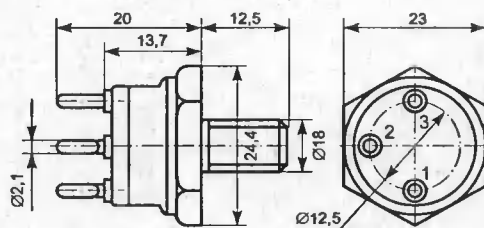


Рис. П2.16. КТ-5-2

Вариант исполнения	Обозначение вывода		
	1	2	3
1	Э	Б	К
2	С	З	И

Вариант исполнения	Обозначение вывода		
	1	2	3
1	Э	Б	К
2	С	И	З

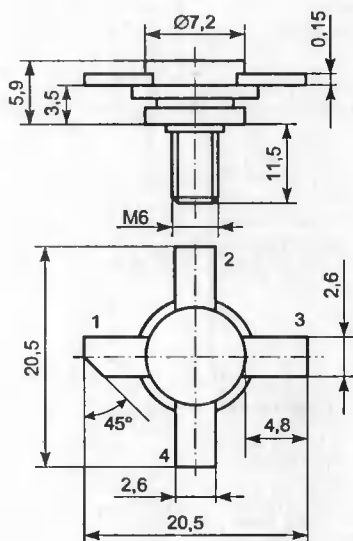


Рис. П2.17. КТ-16-2

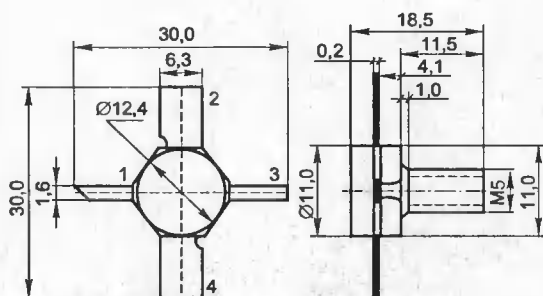


Рис. П2.18. КТЮ-18-1

Вариант исполнения	Обозначение вывода			
	1	2	3	4
1	К	Э	Б	Э
2	И	С	И	З

Вариант исполнения	Обозначение вывода		
	1	2,4	3
1	К	Э	Б
2	С	И	З

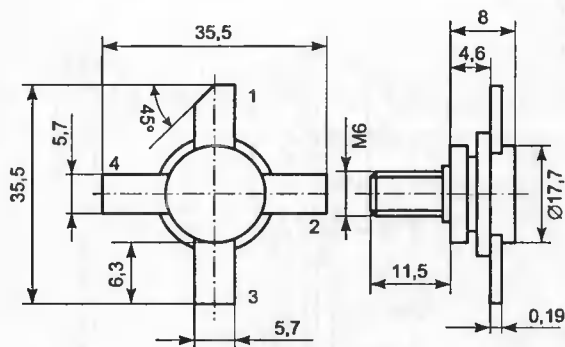


Рис. П2.19. КТ-19-2

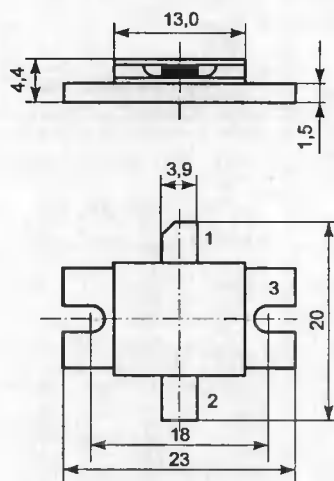


Рис. П2.20. КТ-55

Вариант исполнения	Обозначение вывода		
	1	2	3
1	К	Э	Б
2	С	И	3

Вариант исполнения	Обозначение вывода		
	1	2	3
1	К	Б	Э
2	С	И	3

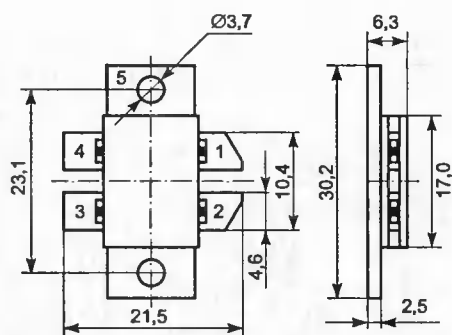


Рис. П2.21. КТ-61

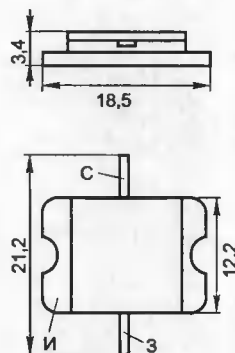


Рис. П2.22

Вариант исполнения	Обозначение вывода				
	1	2	3	4	5
1	К	К	Э	Э	Б
2	С	С	3	3	И

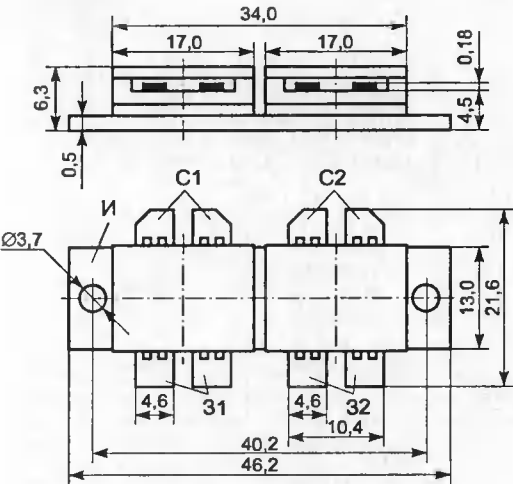


Рис. П2.23. КТ-77

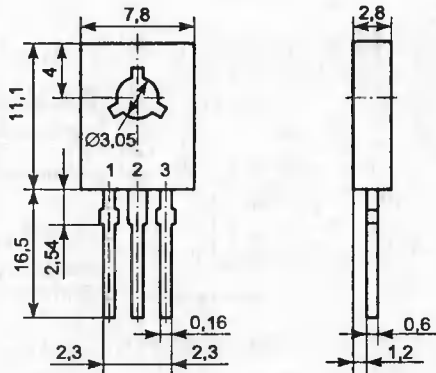


Рис. П2.24. КТ-27-2

Вариант исполнения	Обозначение вывода		
	1	2	3
1	К	Б	Э
2	3	С	И
3	Э	К	Б

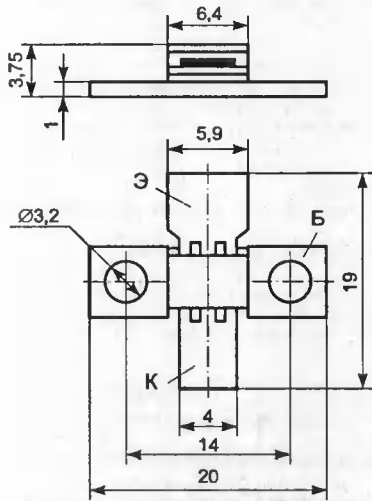


Рис. П2.25. КТЮ-25-2

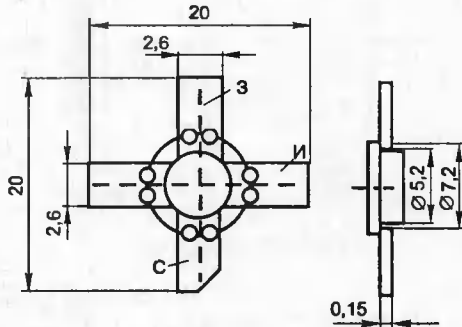


Рис. П2.26

Приложение 3. Кодовое обозначение полевых транзисторов зарубежных фирм

Обозначение транзистора	Фирма-изготовитель	Страна	Тип корпуса
2N, 3N	EIA-Jedec	США	
2SJ, 3SJ	Japanese (JIS)	Япония	
2SK, 3SK	Japanese (JIS)	Япония	
A	Ampere (AMP)	США	
AD	Analog Devices (AND)	США	
BC	Euro		
BD	Euro		
BF	Euro		
BFQ	Euro		
BFR	Euro		
BFS	Euro		
BFT	Euro		
BFW	Euro		
BFX	Euro		
BS2N	Siliconix (SLX)	США	
BS	Euro		
BSR	Euro		
BSS	Euro		
BSV	Euro		
BSW	Euro		
BSX	Euro		
BUK	Euro		
BUP	Euro		
BUZ	Siemens	Германия	TO220, TO3
C	Crystalonics, Semitron	США	
CC, CM, CP	Crystalonics		
D	Dickson		

Кодовое обозначение ПТ зарубежных фирм

Обозначение транзистора	Фирма-изготовитель	Страна	Тип корпуса
DM	Dickson		
DN	Dickson		
DNX	Dickson		
DP	Teledyne	США	
DPT	TRW (Motorola)	США	
DU	Intersil (Harris)	США	
DV	Siliconix	США	
E	Siliconix, Teledyne	США	
ESM	Thomson – CSF	Франция	
F	Fairchild(National)	США	
FE, FI	Fairchild(National)	США	
FF	Crystallonics		
FM	Fairchild(National)	США	
FN	Raytheon	США	
FP	Siliconix	США	
FT	Fairchild(National)	США	
G	Siliconix	США	
GET	General Electric	США	
GME	General Microelectronics	США	
HA	Hughes	США	
HEP	Motorola	США	
HEPF	Motorola	США	
HS	Hitachi	Япония	
HSC	Helioc		
IMF	International Rectifier	США	
IRF	International Rectifier	США	
IRFA	International Rectifier	США	TO3
IRFF	International Rectifier	США	TO39
IRFG	International Rectifier	США	DIL14
IRFH	International Rectifier	США	TO61
IRFJ	International Rectifier	США	TO66
IRFK	International Rectifier	США	TO240
IRFM	International Rectifier	США	TO254

Обозначение транзистора	Фирма-изготовитель	Страна	Тип корпуса
IRFP	International Rectifier	США	TO247
IRFR	International Rectifier	США	TO252
IRFS	International Rectifier	США	TO243 (SOT89)
IRFU	International Rectifier	США	TO251
IRFZ	International Rectifier	США	TO220
IRH	International Rectifier Radiation Hard	США	
IT	Intersil (Harris)	США	
ITE	Intersil(Harris)	США	
IVN	Intersil(Harris)	США	
J	Siliconix	США	
JH	Solidev	США	
K	KMG Semiconductor	США	
KE	Intersil(Harris)	США	
LDF	Mullard	Англия	
LS	Ledel		
M	Siliconix, Intersil (Harris)	США	
MEF	Microelectronics	Гонг-Конг	
MEM	General Instruments	США	
MFE	Motorola	США	
MXM	Motorola	США	TO254
MXR	Motorola	США	TO258
MXT	Motorola	США	TO257
MK	Mitcubishi	Япония	
MMF	Motorola	США	
ML	GEC-Plessey Semiconductors	Англия	
MMT	Motorola	США	
MP	Motorola	США	
MPF	Motorola	США	
MT	Microeletronics, Plessey		
MTA	Motorola	США	ISO220
MTB	Motorola	США	D2PAK
MTD	Motorola	США	TO251/2

Обозначение транзистора	Фирма-изготовитель	Страна	Тип корпуса
MTH	Motorola	США	TO218
MTG	Motorola	США	ISO218
MTM	Motorola	США	TO3
MTP	Motorola	США	TO220
MTW	Motorola	США	TO247
NDF	National Semiconductor	США	
NF	National Semiconductor, International Rectifier	США	
NKT	Newmarket		
NPC	Nucleonic Products	США	
P	Teledyne, Siliconix	США	
PF	National Semiconductor, International Rectifier	США	
PFN	Dickson		
PH	Akers		
PL	Texas Instruments	США	
PN	Siliconix	США	
RCA	RCA (Harris)	США	
RFD	Harris	США	TO251/2
RFG	Harris	США	TO247
RFM	Harris	США	TO3
RFP	Harris	США	TO220
S	Akers		
SC	Philco		
SD	Solid State Scientific, Siliconix	США	
SES	Thomson-CSF	Франция	
SFF	Thomson-CSF	Франция	
SFT	Sescosem	Франция	
SI	Akers		
SMD	Siliconix	США	TO252
SMM	Siliconix	США	TO3
SMP	Siliconix	США	TO220
SMU	Siliconix	США	TO251
SMV	Siliconix	США	TO250

Обозначение транзистора	Фирма-изготовитель	Страна	Тип корпуса
SMW	Siliconix	США	TO247
STH	SGS-Thomson	Франция	TO218, ISO218
STK	SGS-Thomson	Франция	SOT82/194
STP	SGS-Thomson	Франция	TO220, ISO220
SU	Teledyne	США	
T	Siliconix	США	
TA	RCA (Harris)	США	
TIS	Texas Instruments	США	
TIHM	Texas Instruments	США	
TIS	Texas Instruments	США	
TN	Teledyne, Supertex	США	
TP	Teledyne	США	
U	Siliconix, Teledyne	США	
UC	Solitron	США	
UFN	Unitrode	США	
UT	Siliconix	США	
VC	Supertex	США	
VCR	Siliconix	США	
VF	SGS-Thomson	Франция	
VI	United Aircraft	США	
VMP	Siliconix	США	
VN	Siliconix, Supertex, Intersil	США	
VP	Siliconix, Supertex	США	
VQ	Siliconix, Supertex	США	
WK	Walbern	США	
ZFT	Ferranti (Zetex)	Англия	
ZTX	Ferranti (Zetex)	Англия	
ZYC	Ferranti (Zetex)	Англия	
ZVN	Ferranti (Zetex)	Англия	
ZVP	Ferranti (Zetex)	Англия	

Приложение 4. Типы корпусов зарубежных транзисторов

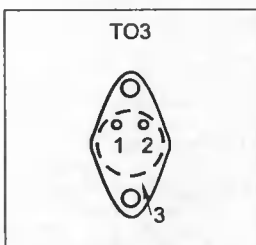


Рис. П4.1

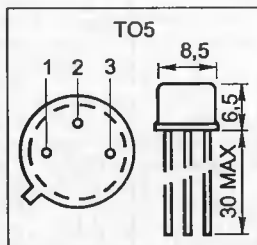


Рис. П4.2

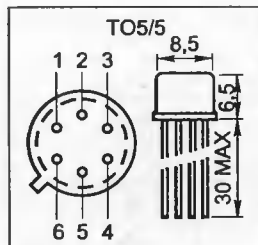


Рис. П4.3

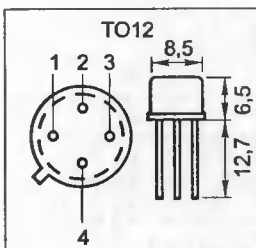


Рис. П4.4

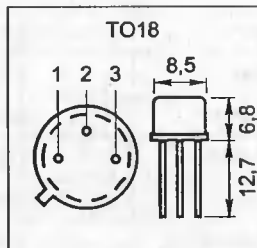


Рис. П4.5

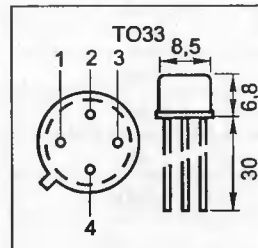


Рис. П4.6

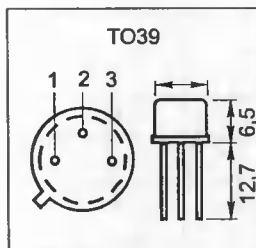


Рис. П4.7

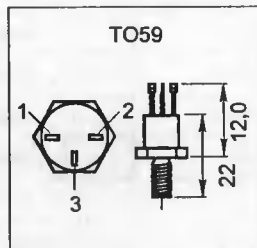


Рис. П4.8

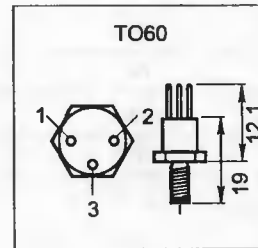


Рис. П4.9

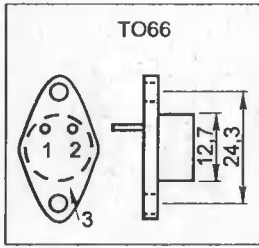


Рис. П4.10

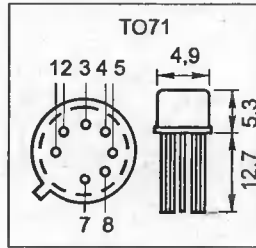


Рис. П4.11

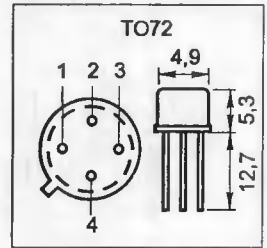


Рис. П4.12

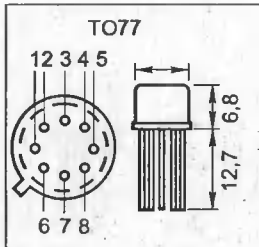


Рис. П4.13

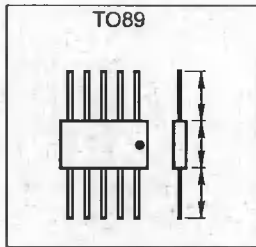


Рис. П4.14



Рис. П4.15

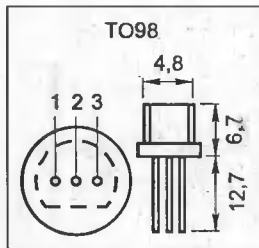


Рис. П4.16

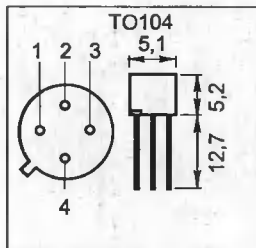


Рис. П4.17



Рис. П4.18

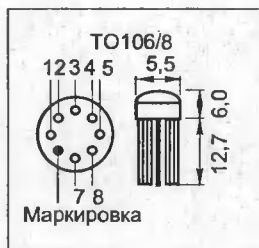


Рис. П4.19

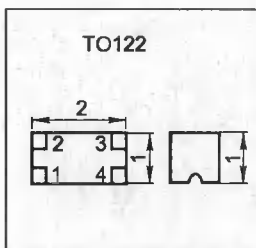


Рис. П4.20

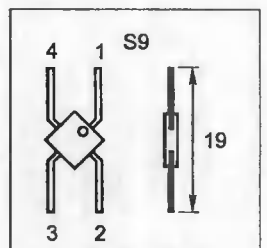


Рис. П4.21

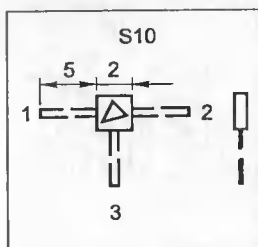


Рис. П4.22

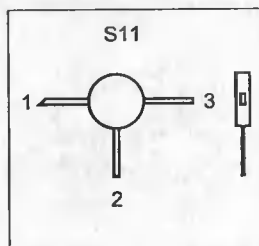


Рис. П4.23

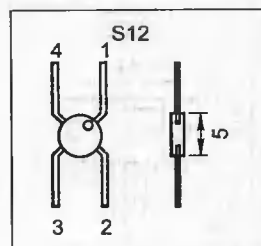


Рис. П4.24

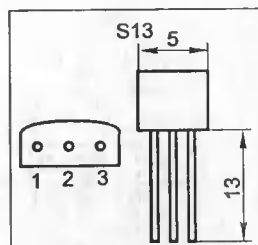


Рис. П4.25

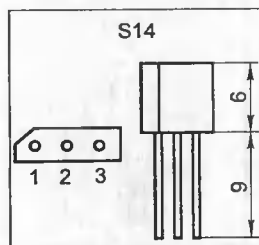


Рис. П4.26

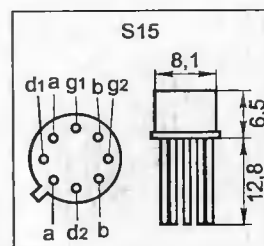


Рис. П4.27

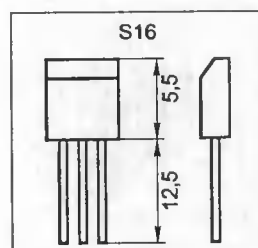


Рис. П4.28

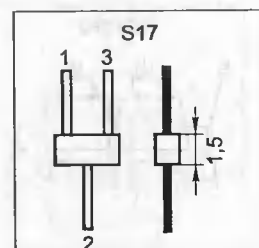


Рис. П4.29

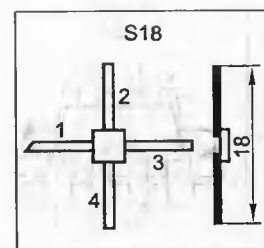


Рис. П4.30

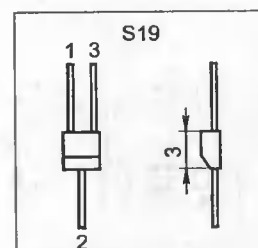


Рис. П4.31

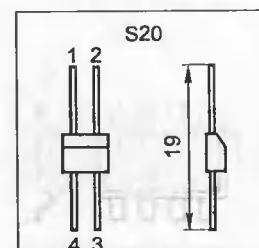


Рис. П4.32

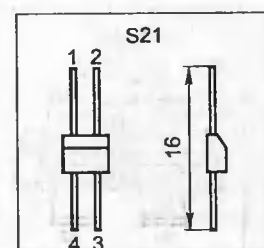


Рис. П4.33

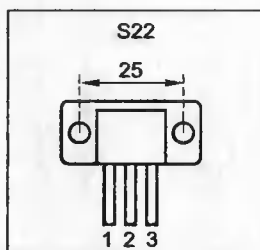


Рис. П4.34

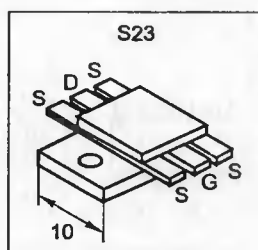


Рис. П4.35

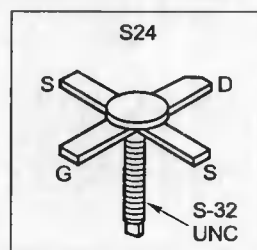


Рис. П4.36

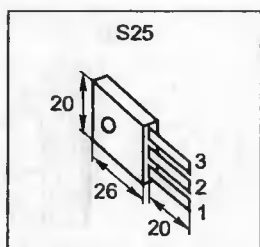


Рис. П4.37

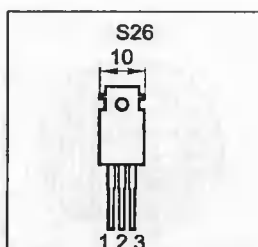


Рис. П4.38

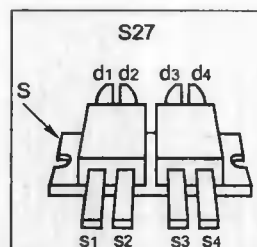


Рис. П4.39

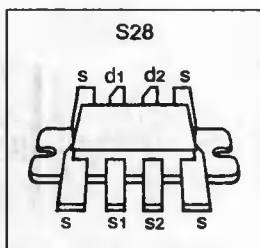


Рис. П4.40

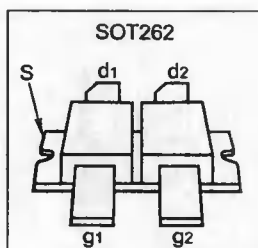


Рис. П4.41

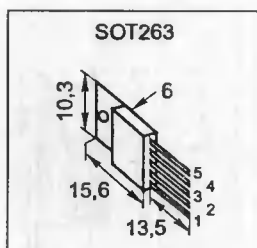


Рис. П4.42

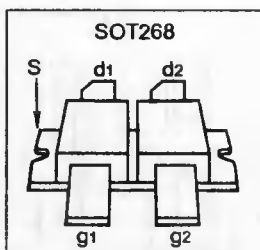


Рис. П4.43

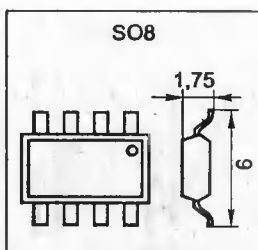


Рис. П4.44

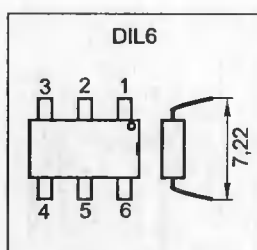


Рис. П4.45

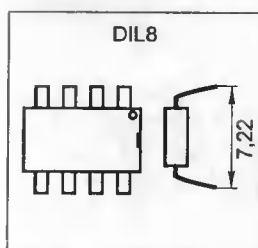


Рис. П4.46

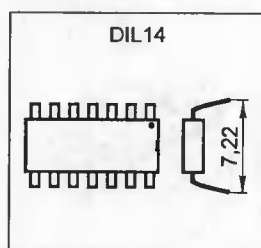


Рис. П4.47

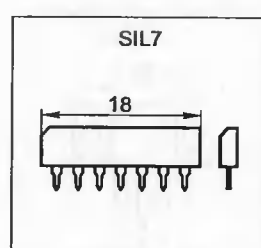


Рис. П4.48

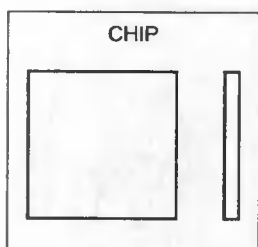


Рис. П4.49

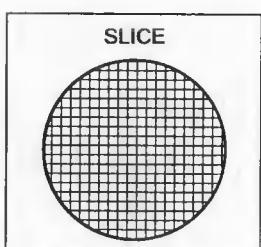


Рис. П4.50

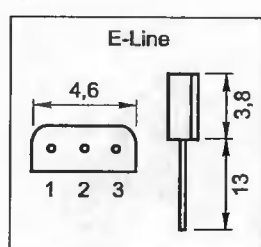


Рис. П4.51

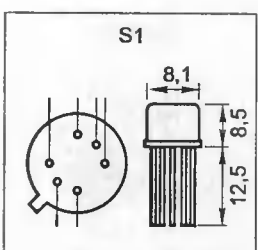


Рис. П4.52

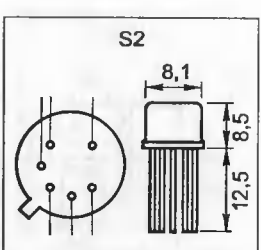


Рис. П4.53

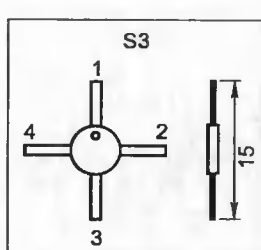


Рис. П4.54

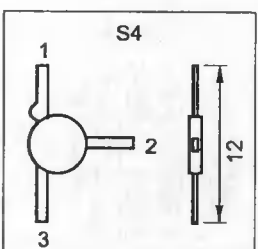


Рис. П4.55

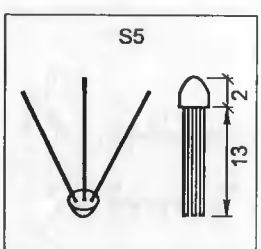


Рис. П4.56

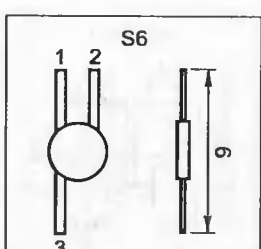


Рис. П4.57

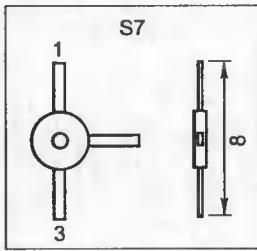


Рис. П4.58

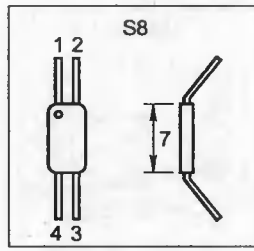


Рис. П4.59

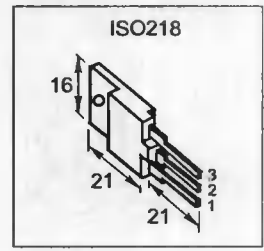


Рис. П4.60

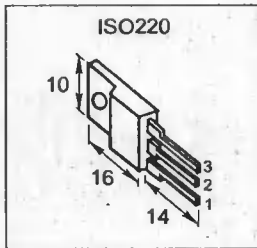


Рис. П4.61

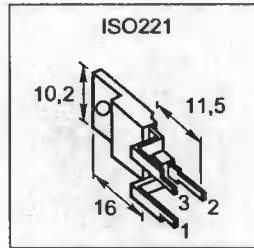


Рис. П4.62

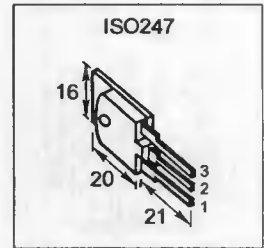


Рис. П4.63

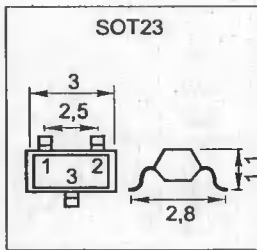


Рис. П4.64

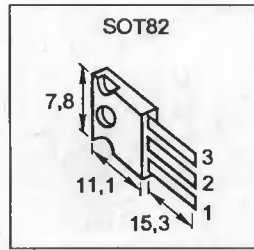


Рис. П4.65

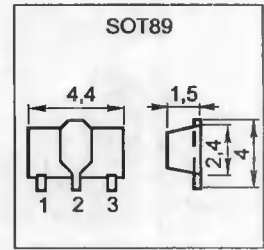


Рис. П4.66

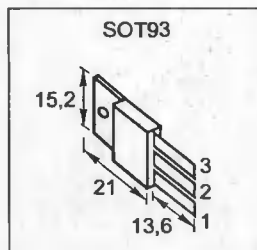


Рис. П4.67

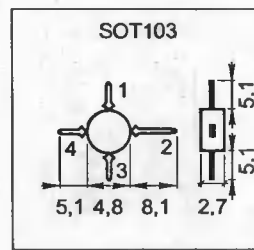


Рис. П4.68

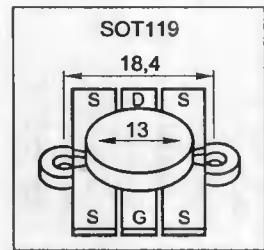


Рис. П4.69

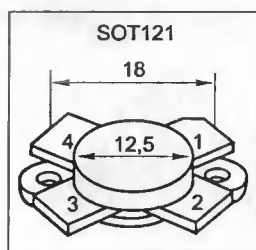


Рис. П4.70

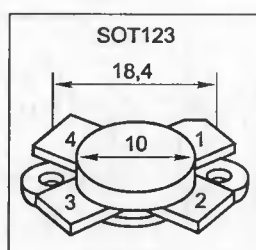


Рис. П4.71

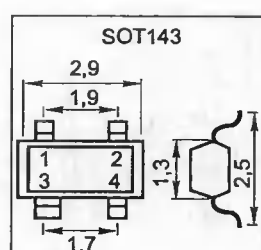


Рис. П4.72

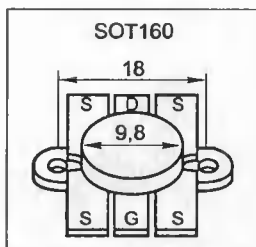


Рис. П4.73

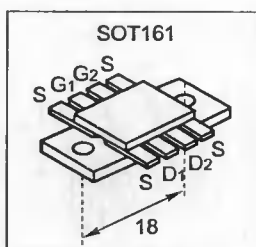


Рис. П4.74

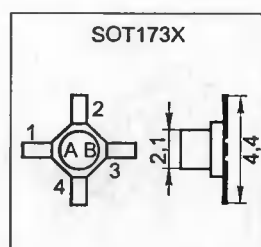


Рис. П4.75

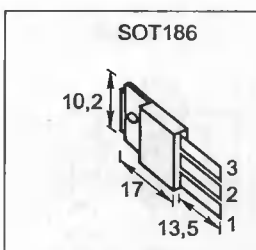


Рис. П4.76

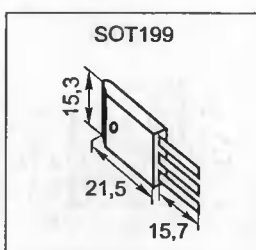


Рис. П4.77

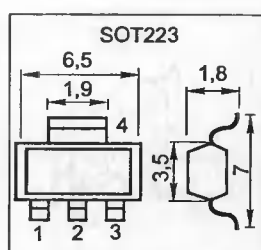


Рис. П4.78

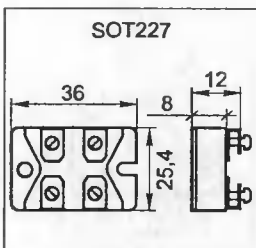


Рис. П4.79

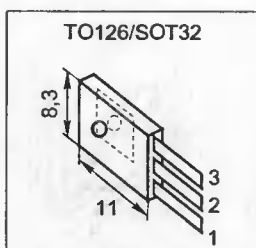


Рис. П4.80

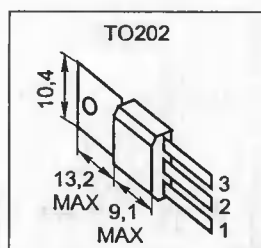


Рис. П4.81

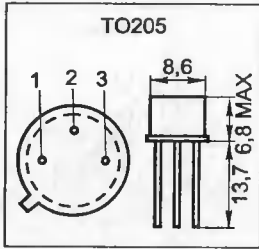


Рис. П4.82

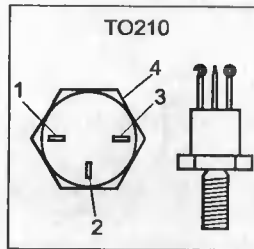


Рис. П4.83

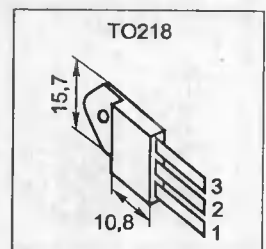


Рис. П4.84

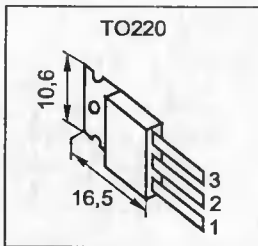


Рис. П4.85

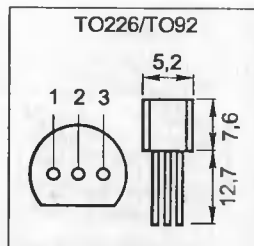


Рис. П4.86

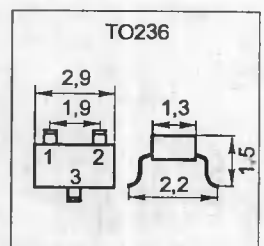


Рис. П4.87

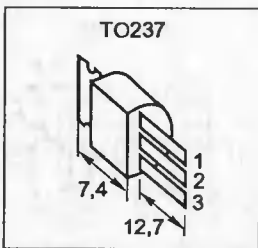


Рис. П4.88

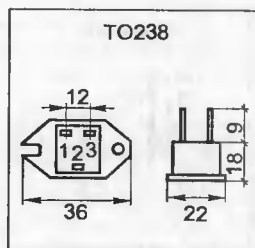


Рис. П4.89

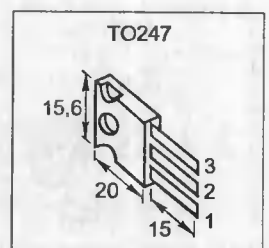


Рис. П4.90

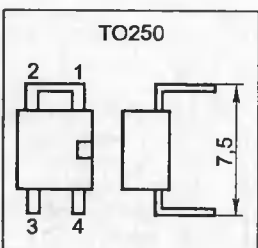


Рис. П4.91

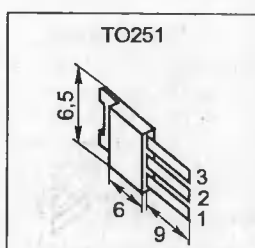


Рис. П4.92

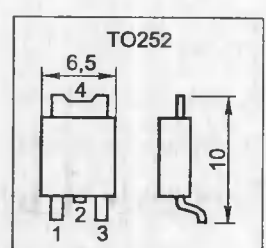


Рис. П4.93



Список литературы

1. Схемотехника устройств на мощных полевых транзисторах. Под редакцией В. П. Дьяконова./ Бачурин В. В., Ваксенбург В.Я., Дьяконов В. П., Максимчук А. А., Ремнев А. М., Смердов В.Ю. М.: Радио и связь, 1994. 280 с.
2. Зи. С. Физика полупроводниковых приборов. М.: Мир, 1984. 456 с.
3. Полупроводниковые приборы. Транзисторы средней и большой мощности / А. А. Зайцев, А. И. Миркин, В. В. Мокрянов и др.; Под ред. А. В. Голомедова. М.: Радио и связь, 1989. 640 с.
4. Узберг С. Новые дискретные мощные МОП-транзисторы фирмы Motorola//Электроника. 1988. № 14. с. 38—39.
5. Гудинаф Ф. Новые технологические процессы — прочная основа для создания следующего поколения аналоговых, смешанных и мощных ИС//Электроника. 1992. № 9. с. 29—39.
6. Фьюри А. Силовые схемы с развернутым управлением—переворот в области силовых управляющих устройств // Электроника. 1988. № 9. с. 66—73.
7. Мощные МДП-транзисторы и их применение в радиоэлектронных схемах / В. В. Бачурин, А. К. Бельков, А. И. Пыхтунова. М.: ЦНИИ «Электроника», 1980. 68 с. (Обзоры по электронной технике. Сер. 2. Полупроводниковые приборы; Вып. 1).
8. Мощные МДП-транзисторы и их применение в радиоэлектронных схемах / В. В. Бачурин, А. К. Бельков, В. П. Дьяконов. М.: ЦНИИ «Электроника», 1981. Ч. 2. 60 с. (Обзоры по электронной технике. Сер. 2. Полупроводниковые приборы; Вып. 7).
9. Мощные переключающие МДП-транзисторы и их применение / В. В. Бачурин, В. П. Дьяконов, В. С. Ежов, А. М. Ремнев. М.: ЦНИИ «Электроника», 1983. Ч. 1: Проблемы конструирования. 64 с. (Обзоры по электронной технике. Сер. 2. Полупроводниковые приборы; Вып. 10).
10. Мощные переключающие МДП-транзисторы и их применение / В. В. Бачурин, В. П. Дьяконов, В. С. Ежов, А. М. Ремнев. ЦНИИ «Электроника», 1981. Ч. 2. 45 с. (Обзоры по электронной технике. Сер. 2. Полупроводниковые приборы; Вып. 1).
11. Мощные ВЧ и СВЧ МДП-транзисторы — импульсные приборы наносекундного диапазона / О. В. Сопов, В. В. Бачурин, В. П. Дьяконов и др. // Электронная техника. Сер. 2. Полупроводниковые приборы. 1978. Вып. 5, 6. с. 103—116.
12. Мощные высоковольтные ключевые МДП-транзисторы для бестрансформаторных источников питания / Бачурин В. В., Дьяконов В. П., Левин А. Б., Смердов В. Ю.// Электричество. 1986. № 3. с. 56—58.
13. Бачурин В. В., Дьяконов В. П. Наносекундные сильноточные и высокочастотные ключи на мощных МДП-транзисторах //ПТЭ. 1979. № 5. с. 134—136.
14. Дьяконов В. П. Анализ переходных процессов в ключе на мощном МДП-транзисторе // Радиотехника и электроника. 1980. Т. 25, № 2. с. 399—406.
15. Дьяконов В. П. Мощные МДП-транзисторы в импульсных устройствах // ПТЭ. 1980. № 3 с. 115—117.
16. Исследование динамических параметров мощных МДП-транзисторов / В. В. Бачурин, В. П. Дьяконов, Т. А. Самойлова, О. А. Фролков // Электронная техника. Сер. 2. Полупроводниковые приборы. 1983. Вып. 5. с. 43—52.
17. Бачурин В. В., Никонов А. с., Садовская Е.А., Сопов О. В. Мощный ВЧ полевой транзистор с изолированным затвором КП902 // Электронная промышленность. 1975. № 4. с. 86—88.
18. Бачурин В. В., Дьяконов В. П., Сопов О. В. Мощный высокочастотный МДП-транзистор КП904 // Электронная промышленность. 1979. № 5. с. 9—10.
19. Бачурин В. В., Бычков С. С., Дьяконов В. П., Прушинский А. К. Мощный кремниевый МДП-транзистор КП908 // Электронная промышленность. 1980. № 1. с. 44—46.
20. Бачурин В. В., Бельков А. К., Левин А. Б., Садовская Е. А. Кремниевый мощный высокочастотный МДП-транзистор К.П909 // Электронная промышленность. 1982. №1. с. 24—27.
21. Мощный высоковольтный МДП-транзистор КП701 / В. В. Бачурин, А. К. Бельков, В. П. Дьяконов и др. // Электронная промышленность. 1985. № 9. с. 21—24.
22. Высоковольтный мощный МДП-транзистор КП702 / В. В. Бачурин, А. К. Бельков, В. П. Дьяконов и др. // Электронная промышленность. 1986. № 2. с. 22—23.

23. Генераторный МДП-транзистор КП920 / В. В. Бачурин, А. К. Бельков, В. В. Полехов и др. // Электронная промышленность. 1986. № 2. с. 21—22.
24. Севериз Р. Новые достижения в области мощных МДП-транзисторов // Электроника. 1980. № 12. с. 52—65.
25. Потапчук В. А., Потапчук В. Б. Эволюция производства мощных МДП-транзисторов в 70-е годы // Электротехническая промышленность. Сер. Преобразовательная техника. 1982. № 2. с. 10—15.
26. Окснер Э. с. Мощные полевые транзисторы и их применение: Пер. с англ. М.: Радио и связь, 1985. 288 с.
27. Дьяконов В. П. Силовые полевые транзисторы в энергетических устройствах // Электричество. 1984. № 4. с. 27—32.
28. Мощные полевые транзисторы и их применение в преобразовательной технике / А. К. Шидловский, Ю. И. Драбович, И. А. Криштафович и др. Препринт-540. Киев, 1987. 54 с. (ИЭД АН УССР, № 540).
29. Лементуева Н. В., Пыхтунова А. И. Мощные полевые транзисторы с p-n переходом. М.: ЦНИИ Электроника, 1978. 84 с. (Обзоры по электронной технике. Сер. 2. Полупроводниковые приборы; Вып. 7).
30. Антонов М. И., Данилов В. с., Корнилова с. Н., Максименко Ю. Н. Мощный полевой транзистор со статической индукцией КП801А.Б // Электронная промышленность. 1984. № 8. с. 36—39.
31. Fast Static Induction Transistor Control up to 150 kW // Electronic Design. 1984. Vol. 32. N 2. P. 109—110.
32. Smart SIPMOS: Leistungs Halbleiter mit Intellellgenz // Siemens Components. 1987. N 5. P. 182—186.
33. Полевые транзисторы на арсениде галлия. Принцип работы и технология изготовления / Под ред. Д. В. Ди Ларенца и Д. Д. Канделоула: Пер. с англ. под ред. Г. В. Петрова. М.: Радио и связь, 1988. 320 с.
34. Шур М. Современные приборы на основе арсенида галлия. М. Мир, 1991. 210 с.
35. Данилин З. Н. Современный уровень и перспективы развития разработок полевых транзисторов на арсениде галлия. М.: ЦНИИ «Электроника», 1979. 37 с. (Обзоры по электронной технике. Сер. 2. Полупроводниковые приборы; Вып. 8).
36. Browne J. A GaAs FET Guide For Transistor Specifiers // Microwaves & RF. 1987. Vol. 26, N 5. P. 270—271.
37. Чуа Л. О., Лин П. М. Машинный анализ электронных схем: Пер. с англ. / Под ред. В. Н. Ильина. М.: Энергия, 1980. 640 с.
38. Влах И., Сингхад К. Машинные методы анализа и проектирования электронных схем: Пер. с англ. / Под ред. А. А. Туркина. М.: Радио и связь, 1988. 500 с.
39. Minasian R. A. Power MOSFET Dynamic Large-Signal Model // IEE PROc. 1983. Vol. 130, N 2. P. 73—75.
40. Бачурин В. В., Дьяконов В. П., Самойлова Т. А. Нелинейная статическая модель мощного МДП-транзистора // Изв. вузов СССР. Сер. Радиоэлектроника. 1983. № 11. с. 41—45.
41. Швешкеев П. А., Фомин Н. Моделирование полевого транзистора с барьером Шотки в режиме большого сигнала // Электронная техника. Сер. 3. Электроника СВЧ. 1985. № 9. с. 40—42.
42. Рябинин Ю. с. Аналитическая теория полевых транзисторов с коротким затвором Шотки. М.: ЦНИИ лектроника, 1984. 42 с. (Обзоры по электронной технике. Сер. 2. Полупроводниковые приборы; Вып. 1).
43. Старосельский В. Н. Нелинейная модель арсенид-галлиевых транзисторов с затвором Шотки // Радиотехника и электроника. 1981. № 6. с. 1299—1302.
44. Дьяконов В. П. Расчет нелинейных и импульсных устройств на программируемых микрокалькуляторах. М.: Радио и связь, 1984. 176 с.
45. Дьяконов В. П. Справочник по расчетам на микрокалькуляторах. М.: Наука, 1989. 464 с.
46. Дьяконов В. П. Справочник по алгоритмам и программам на языке Бейсик для персональных ЭВМ. М.: Наука, 1989. 240 с.
47. Дьяконов В. П. Применение персональных ЭВМ и программирование на языке Бейсик. М.: Радио и связь, 1992. 288 с.
48. Зубчук Е. П., Шпаковский А. А. Метод аппроксимации нелинейных характеристик электронных компонентов // Изв. вузов СССР. Сер. Радиоэлектроника. 1982. № 12. с. 75—77.
49. Дьяконов В. П., Смердов В. Ю., Фролков О. А. Нелинейная аппроксимация передаточных и выходных характеристик мощных МДП-транзисторов // Полупроводниковая электроника в технике связи: Сб. статей / Под ред. И. Ф. Николаевского. М.: 1985 Вып. 25. с. 163—167.

50. Stein E., Schroder D. Computing the Switching Behavior of Power MOSFET to Optimize the Circuit Design. IPEC Tokyo, 1983. 336 p.
51. Жаркой А. Г., Туев В. И. Аппроксимация вольт-амперных характеристик GaAs ПТШ со стабильными областями отрицательного сопротивления // Техника средств связи. Сер. Радиоизмерительная техника. 1988. Вып. 8. с. 36—39.
52. Дьяконов В. П. Лавинные транзисторы и их применение в импульсных устройствах. М.: Радио и связь, 1973. 208 с.
53. Кернер Б. С., Козлов В. А., Нечаев А. Н., Синкевич В. Ф. Исследование механизмов пробоя в структуре полевых транзисторов на GaAs // Микроэлектроника. 1983. Т. 12, вып. 3. с. 212—217.
54. Завражнов Ю. В. Характеристики и параметры мощных генераторных приборов // Электронная техника. Сер. 2. Полупроводниковые приборы. 1982. № 1 с. 12—18.
55. Завражнов Ю. В., Пупыкин Г. А. Методика определения характеристик и параметров мощных полевых транзисторов // Электронная техника. Сер. 2. Полупроводниковые приборы. 1980. № 5. с. 72—77.
56. Машуков Е. В., Хрунов Е. М., Шевцов Д. А. Моделирование ключей на силовых МДП-транзисторах // Электронная техника в автоматике: Сб. статей / Под ред. Ю. И. Конева М., 1986. Вып. 17. с. 168—182.
57. Самойлова Т. А. Учет нелинейности емкостей мощного МДП-транзистора в режиме большого сигнала // Изв. вузов СССР. Сер. Радиоэлектроника. 1981. № 11. с. 31—35.
58. Копаянко В. К., Романов В. А. Эквивалентная схема ПТШ для расчета нелинейных СВЧ-устройств // Изв. вузов СССР. Сер. Радиоэлектроника. 1987. № 1. с. 47—50.
59. Дьяконов В. П., Адамов П. Г. Моделирование на ЭВМ быстродействующих импульсных формирователей на мощных GaAs полевых транзисторах // Радиотехника и электроника, 1990. № 2. с. 406—409.
60. Завражнов Ю. В., Арапов В. Т. Параметры шума мощных высокочастотных полевых транзисторов // Электронная техника. Сер. 2. Полупроводниковые приборы. 1989. Вып. 5. с. 52—55.
61. Дьяконов В. П. Графоаналитический расчет импульсных схем на полевых транзисторах // Изв. вузов СССР. Сер. Приборостроение. 1979. № 5. с. 63—65.
62. Дьяконов В. П., Фролков О. А. Наносекундные двухтактные ключи на мощных МДП-транзисторах // ПТЭ. 1983. № 2 с. 102—103.
63. Шляхтин А. Е., Смердов В. Ю., Адамов П. Г. Быстродействующие двухтактные ключи на мощных МДП-транзисторах // Техника средств связи. Сер. Радиоизмерительная техника. 1985. Вып. 3. с. 112—114.
64. Дьяконов В. П., Бачурин В. В., Ремнев А. М. Статические вольт-амперные характеристики ненасыщающихся составных транзисторов на биполярных и МДП приборах // Изв. вузов СССР. Сер. Приборостроение. 1980. № 4. с. 64—68.
65. Дьяконов В. П., Ремнев А. М., Смердов В. Ю. Особенности работы составного ключа с МДП-транзистором // Тез. докл. на IV. Всесоюз. конф. проблемы преобразовательной техники. М., 1986. с. 103—105.
66. Бачурин В. В., Дьяконов В. П., Ремнев А. М. Сильноточные ненасыщающиеся ключи на составном транзисторе // Электронная промышленность. 1981. Вып. 2. с. 56—57.
67. Конев Ю. И., Машуков Е. В. Силовые ключи на МДП-транзисторах // Электронная техника в автоматике: Сб. статей / Под ред. Ю. И. Конева. М., 1983. Вып. 14. с. 5—13.
68. А. с. 155849, СССР. Транзисторный ключ / Ю. М. Чугуев, А. М. Ремнев, В. Ю. Смердов и др. Оpubл. 1990. Бюл. № 13.
69. Дьяконов В. П., Ремнев А. М., Смердов В. Ю. Моделирование процессов переключения мощных МДП-транзисторов в регуляторах напряжения // Техническая электродинамика. 1989. № 2. с. 82—86.
70. Машуков Е. В., Конев Ю. И., Леоненко И. М. Процессы переключения силовых МДП-транзисторов в импульсных регуляторах мощности: Сб. статей / Под ред. Ю. И. Конева // Электронная техника в автоматике М, 1982. Вып. 13. с. 8—16.
71. Ненахов с. Н., Дубова М. В. Энергетические проблемы миниатюризации низковольтных импульсных ИВЭП малой мощности. М.: ЦНИИ лектроника, 1988. 51 с. (Обзоры по электронной технике. Сер. 5. Радиодетали и компоненты; Вып. 7).
72. Regan P. V-MOS improves efficiency through swithing performance // Electronic and Power 1979 Vol. 35, N 9. P. 629—633.
73. Гауен К. Схемы управления мощными МДП-транзисторами // Электроника. 1990. № 11. с. 55—56.

74. Akagietal H. 130 kHz 7.5 kW. Current Soure Inverters. Using Static Induction Transistor for Induction Heating Application. // IEEE Trans. on Power Electronics. 1988. Vol. 3, N 3. P. 304—309.
75. Кано Г., Шваза Х., Такачи Х., Тирамото Ч. Лямбда-диод — многофункциональный прибор с отрицательным сопротивлением // Электроника. 1975. № 13. с. 48—50.
76. Дьяконов В. П., Семенова О. В. Расчет статических вольт-амперных характеристик лямбда- транзисторов на ЦВМ // Изв. вузов СССР. Приборостроение. 1977. № 12. с. 64—68.
77. Дьяконов В. П., Семенова О. В. Температурная зависимость вольт-амперных характеристик полевых лямбда-диодов и транзисторов // Изв. вузов СССР. Приборостроение. 1978. № 1. с. 69—71.
78. Семенова О. В. Расчет переходных процессов в переключающей схеме на лямбда-транзисторе // Электронная техника в автоматике: Сб. статей / Под ред. Ю. И. Конева. М., 1980. Вып. 11. с. 260—264.
79. А. с. 1195422, СССР. Устройство с лямбда-образными вольт-амперными характеристиками / В. П. Дьяконов, О. В. Семенова. Оpubл. 1984. Бюл. № 44.
80. Горяинов С.А., Абезгауз И. Д. Полупроводниковые приборы с отрицательным сопротивлением. М.: Энергия, 1970. 320 с.
81. Машуков Е.В., Конев Ю. И. Силовые МДП-ключи // Электронная техника в автоматике: Сб. статей / Под ред. Ю. И. Конева. М., 1975. Вып. 7. с. 5—13.
82. Бачурин В. В., Дьяконов В. П., Новожилов А. М. Мощные полевые транзисторы во вторичных источниках питания // Электронная промышленность, 1982. Вып. 1. с. 27—30.
83. Уитсон Д. Ш. 500 практических схем на ИС: Пер. с англ. М.: Мир, 1992. 376 с.
84. Дьяконов В. П., Долин В. М. Компенсационные стабилизаторы с регулирующим мощным МДП-транзистором // ПТЭ. 1982. № 1. с. 158—160.
85. Зиенко с. И. Импульсные регуляторы и стабилизаторы с регулирующим мощным МДП-транзистором // ПТЭ. 1982. № 1. с. 158—160.
86. Полнкарпов А. Г., Сергиенко Е. Ф. Однотактные преобразователи напряжения в устройствах электропитания РЭА. М.: Радио и связь, 1989 160 с.
87. KroczeK K. D. Bessere Schaltnetzteile durch VMOS- Leistung Transistoren // Eltktron. Des. 1978. N 4. P. 108—110.
88. Convertisseur de tension 9 V/150V // Inter Elektronique. 1981. N 9. P. 27.
89. Rebold I.,Schultz W. Low-Cost. Closed-Loop DC Motor Controller //PCIM. 1988. Vol. 14, N 8. P. 67.
90. Кибакин В. М. Основы ключевых методов усиления. М.: Энергия, 1980. 232 с.
91. Роер Б. Повышение частоты преобразователя напряжения при помощи VМОП-транзистора // Электроника. 1980. № 26. с. 60—61.
92. Heinzer W. Don't trade off analog-switch specs // Electron. Des. 1977. N 15. P. 56—61.
93. Schumbrutzki W. Aufwandame SIPMOS-Hall Brucke fur Frequenzum richter /// IEEE. 1985. N 10. S. 43—46.
94. Gaskrodger D. M. Opto-isoketed high voltage driver // Electron. Eng. 1986. Vol. 58, N 74. P. 33—35.
95. Берн У. У., Кочечки Дж. Энергетическая электроника для микрокомпьютерной техники // ТИИЭР. Т. 76, № 4 с. 10—24.
96. Бассет Д. Импульсные источники питания: тенденции развития // Электроника. 1988. № 1. с. 72—77.
97. Дж. Касалян, М. Ф. Шлехт. Высокочастотные преобразователи высокой удельной объемной мощности для распределенных систем электропитания // ТИИЭР. 1988. Т. 76, № 4. с. 67—83.
98. Правильный выбор источника питания // Электроника. 1981. № 12. с. 103—108.
99. Семенова О. В. Стабилизирующий преобразователь на мощных МДП-транзисторах // Высокоэффективные источники и системы вторичного электропитания РЭА. М.: МДНТП. 1986. с. 107—109.
100. Ли Ф. Будущее — за резонансными источниками питания // Электроника. 1990. № 2. с. 71—72.
101. Ли Ф. Высокочастотные квазирезонансные преобразователи // ТИИЭР. 1989. Т. 76, № 4. с. 83—97.
102. Источники вторичного электропитания / В. А. Головацкий, Г. Н. Гуляковнч, Ю. И. Конев и др.; Под ред. Ю. И. Конева. М.: Радио и связь, 1990. 230 с.
103. Работа мощных СВЧ МДП-транзисторов в импульсном режиме / В. В. Бачурин В. П. Дьяконов, с. И. Зиенко и др. // Микроэлектроника и полупроводниковые приборы: Сб. статей / Под ред. А. А. Васенкова и Я. А. Федотова. М., 1980. Вып. 5. с. 59.
104. Дьяконов В. П. Мощные МДП-транзисторы в импульсных устройствах //ПТЭ. 1980. № 3. с. 115—117.

105. Дьяконов В. П. Рециркуляторы на мощных высокочастотных МДП-транзисторах // ПТЭ. 1990. № 4. с. 99—102.
106. Дьяконов В. П. Генератор наносекундных импульсов на лавинных и мощных МДП-транзисторах // ПТЭ. 1980. № 4. с. 101—103.
107. Нечаев И. Лямбда-диоды в радиолюбительских конструкциях // Радио. 1996. № 5. с. 35—37.
108. Дьяконов В. П. Амплитудные дискриминаторы наносекундных импульсов на лавинном и мощном МДП-транзисторах // ПТЭ. 1981. № 2. с. 103—105.
109. Дьяконов В. П. Генераторы импульсов с широким спектром на лавинном и мощном СВЧ МДП-транзисторах // Полупроводниковая электроника в технике связи: Сб. статей / Под ред. И. Ф. Николаевского. М., 1984. Вып. 24. с. 5—8.
110. Дьяконов В. П., Семенова О. В. Генератор импульсов. А. с. № 661721 СССР. Оpubл. 1979. Бюл. № 17.
111. Дьяконов В. П., Семенова О. В. Генератор импульсов на лямбда-транзисторе // ПТЭ. 1979. № 6. с. 100—102.
112. Агаханян Т. М. Линейные импульсные усилители. М.: Связь, 1970. 470 с.
113. Лурье О. Б. Усилители видеочастоты. М.: Радио и связь, 1981. 675 с.
114. Дьяконов В. П. Мощные широкополосные импульсные усилители на МДП-транзисторах // ПТЭ. 1980. № 4. с. 96—98.
115. Агаханян Т. М., Гаврилов Л. Е., Мищенко Б. Г. Основы наносекундной импульсной техники. М.: Атомиздат, 1976. 376 с.
116. Шапиро Л. Я. Усилители с распределенным усилением. М.: Связь, 1965. 240 с.
117. Алексеев О. В. Усилители мощности с распределенным усилением. Л.: Энергия, 1968. 223 с.
118. Складенко А. И. Линейные импульсные усилители с распределенным усилением на МДП-транзисторах // ПТЭ. 1980. № 5. с. 109—112.
119. Смердов В. Ю., Адамов П. Г. Усилители с распределенным усилением на мощных МДП-транзисторах и фильтрах М-типа // Изв. вузов СССР. Сер. Радиоэлектроника. 1984. Т. 27, № 3. с. 61—63.
120. Дьяконов В. П., Смердов В. Ю. Усилитель на мощных МДП-транзисторах с субнаносекундным временем установления // ПТЭ. 1980. № 3. с. 127—129.
121. Смердов В. Ю., Адамов П. Г. Усилители и формирователи на мощных полевых GaAs-транзисторах с барьером Шотки // ПТЭ. 1985. № 5. с. 113—114.
122. Алыбин В. Г., Петров К. И., Смоляков Л. В., Шапошников А. А. Монолитные сверхширокополосные усилители с распределенным усилением на полевых транзисторах с барьером Шотки. М.: ЦНИИ электроника, 1987. 42 с. (Обзоры по электронной технике. Сер. Электроника СВЧ; Вып. 22).
123. Коротаев В. М., Кузьмин А. А., Василии В. Н. Сверхширокополосный усилитель с распределенным усилением на полевых транзисторах с затвором Шотки // ПТЭ. 1990. № 3. с. 122—124.
124. Дьяконов В. П. Мощные каскодные усилители на МДП-транзисторах с временем установления порядка 1 нс // Полупроводниковая электроника в технике связи: Сб. статей / Под ред. А. с. Николаевского. М., 1981. Вып. 21. с. 16—21.
125. Бачурин В. В., Дьяконов В. П., Смердов В. Ю. Формирователь мощных наносекундных импульсов // ПТЭ. 1985. № 5. с. 106—107.
126. Сантимиров М. Г., Сатучи Р. З., Смирнов И. А., Ямалетдинов А. Г. Цифроаналоговый формирователь высоковольтных импульсов для управления электрооптическим затвором твердотельного лазера // ПТЭ. 1990. № 3. с. 115—118.
127. Дьяконов В. П., Адамов П. Г., Шляхтин А. Е. Импульсный усилитель на мощных полевых GaAs-транзисторах с субнаносекундным временем установления // ПТЭ. 1987. № 2. с. 111—112.
128. Авдоченко Б. И., Ильюшенко В. Н., Донских Л. Н. Пикосекундные усилительные модули на транзисторах с затвором Шотки // ПТЭ. 1987. № 3. с. 119—122.
129. Фролков О. А. Широкополосный оконечный двухтактный усилитель на мощных МДП-транзисторах // ПТЭ. 1982. № 6. с. 82—83.
130. Строев К. Н., Фролков О. А. Быстродействующий двухтактный усилитель на мощных МДП-транзисторах // ПТЭ. 1985. № 6. с. 100—101.
131. Зиенко С. И. Усилители-формирователи импульсов напряжения на мощных МДП-транзисторах // ПТЭ. 1980. № 2. с. 121—123.

132. Дьяконов В. П. Параллельные ограничители амплитуды наносекундных импульсов на мощном МДП-транзисторе // Полупроводниковая электроника в технике связи: Сб. статей / Под ред. А. с. Николаевского М., 1982. Вып. 22. с. 23—26.
133. Ильющенко В. Н., Авдоченко Б. И. Усилитель-формирователь импульсов с частотой следования до 3 ГГц // ПТЭ. 1988. № 2. с. 83—85.
134. Мелихов с. В., Титов А. А. Широкополосный усилитель средней мощности с регулируемым усилением // ПТЭ. 1989. № 5. с. 166—167.
135. Могилин В.И., Смердов В. Ю. Генераторы субнаносекундных импульсов на мощных GaAs- полевых транзисторах // ПТЭ. 1989. № 5. с. 146—148.
136. Дьяконов В. П., Ваксенбург В. Я., Адамов П. Г. Генераторы субнаносекундных импульсов на арсенид-галлиевых полевых транзисторах // ПТЭ. 1987. № 5. с. 86, 87.
137. Дьяконов В. П., Адамов П. Г., Иванов А. И. Формирователь импульсов тока амплитудой 10 А с субнаносекундными фронтами // ПТЭ. 1988. № 6. с. 102—103.
138. Могилин В. И., Смердов В. Ю., Хлыбов А. И. Формирователи импульсов на сверхбыстродействующих GaAs-интегральных схемах // ПТЭ. 1990. № 5. с. 122—125.
139. Конторов М. Д., Максимчук А. А., Могилин В. И., Смердов В. Ю. Генераторы серий наносекундных импульсов на быстродействующих интегральных схемах эмиттерно- связанной логики // ПТЭ. 1990. № 6. с. 89—92.
140. Бачурин В. В., Дьяконов В. П., Смердов В. Ю., Фролков О. А. Формирователи сильно- точных наносекундных импульсов на мощных МДП-транзисторах с вертикальным каналом // ПТЭ. 1984. № 5. с. 105—107.
141. Дьяконов В. П., Смердов В. Ю. Быстродействующий высоковольтный формирователь импульсов на мощных полевых транзисторах // Техническая электродинамика. 1988. № 5. с. 99—101.
142. Саладин Х., Пшенич Э. Увеличение допустимого тока ключевой схемы путем параллельного соединения МДП-транзисторов // Электроника. 1982. № 7. с. 74—76.
143. Зиенко С. И., Грудень М.Н., Смердов В. Ю. Формирователь импульсов тока на мощных МДП-транзисторах // ПТЭ. 1984. № 3. с. 114—115.
144. Хэмстра Р. Генератор мощных коротких импульсов на биполярных и VМОП- транзисторах // Электроника. 1979. № 25. с. 62—63.
145. Дьяконов В. П., Смердов В. Ю. Формирователи сильноточных импульсов на мощных VМОП-транзисторах // Радиотехника. 1985. № 9. с. 83—86.
146. Дьяконов В. П., Смердов В. Ю., Новиков А. А. Моделирование на ЭВМ каскадов на мощных МДП-транзисторах с вертикальным каналом и низкоомной нагрузкой // Электронная техника в автоматике: Сб. статей/Под ред. Ю. И. Конева М., 1985 Вып. 16. с. 110—116.
147. Дьяконов В. П., Грудень М. Н., Зиенко С. И., Смердов В. Ю. Импульсные источники питания полупроводниковых инжекционных лазеров // ПТЭ. 1986. № 5. с. 7—18.
148. Грудень М. Н., Дьяконов В. П., Зиенко С. И., Смердов В. Ю. Импульсные источники питания мощных инжекционных лазеров. М.: ЦНИИ лектроника, 1984. 52 с. (Обзоры по электронной технике. Сер. 11. Лазерная техника и оптоэлектроника; Вып. 45).
149. Зиенко С. И., Пак Г. Т., Смердов В. Ю. Формирователь импульсов для питания полупроводниковых излучателей света // ПТЭ. 1984. № 2. с. 100—101.
150. Дьяконов В. П., Калинин А.Г., Ватутин В. М., Конторов М. Д. Модуляторы полупроводниковых лазерных диодов с запуском от логических микросхем // ПТЭ. 1983. № 3. с. 102—103.
151. Дьяконов В. П., Ватутин В. М., Калинин А. Г., Бабии с. В. Генератор субнаносекундных импульсов тока с управлением цифровой схемой пьедесталом // ПТЭ. 1983. № 6. с. 113—115.
152. Орлов В. И., Смердов В. Ю., Фомин Ю. В. Импульсный источник тока для питания лавинопролетных диодов // ПТЭ. 1985. № 5. с. 139—140.
153. Вареник А. П., Журии А. А. Стабильный экономичный модулятор тока светодиодов // ПТЭ. 1988. № 3. с. 153—154.
154. Дьяконов В. П., Адамов П. Г., Ватутин В. М., Ваничкин П. Г. Генератор сверхвысоко- частотных субнаносекундных импульсов тока // ПТЭ. 1988. № 1. с. 146—148.
155. Сиднев А. Н. Генератор наносекундных импульсов для модуляции полупроводниковых лазеров // ПТЭ. 1989. № 3. с. 112—114.
156. Дьяконов В. П., Смердов В. Ю. Импульсный источник электропитания полупроводниковых лазерных решеток на мощных ключевых МДП-транзисторах // ПТЭ. 1985. № 4. с. 102—104.
157. Дьяконов В. П., Смердов В. Ю. Импульсный трансформатор для регистрации токов наносекундного диапазона // ПТЭ. 1987. № 2. с. 103—105.
158. Шляхтин А. Е., Смердов В. Ю., Ремнев А. М. Генератор наносекундных импульсов тока // Техника средств связи. Сер. Радионизмерительная техника. 1989. Вып. 7. с. 85—88.

159. Дьяконов В. П., Смердов В. Ю. Формирователь импульсов для твердотельного модулятора света // ПТЭ. 1983. № 6. с. 125—126.
160. Войшвилло Г. В. Усилительные устройства. М.: Связь, 1975. 384 с.
161. Дьяконов В. П. Мощные полевые транзисторы в усилителях мощности низких и высоких частот // Радиотехника. 1982. № 9. с. 13—18.
162. Бачурин В.В., Дьяконов В. П. Мощные МДП-транзисторы в усилителях мощности звуковых и ультразвуковых частот // Электросвязь. 1980. № 3. с. 52—55.
163. Цыкин Г. С. Отрицательная обратная связь и ее применение. М.: Связьиздат, 1940. 136 с.
164. Borbety E. High power high quality amplifier using MOSFETS// Wireless World. 1983. N 3. P. 69—72.
165. Дьяконов В. П., Семенова О. В. Резонансные усилители мощности и их расчет на ЭВМ // Радиотехника. 1982. № 3. с. 83—85.
166. Богачев В. М., Никифоров В. В. Транзисторные усилители мощности. М.: Энергия, 1978 344 с.
167. Максимчук А.А. Исследование и разработка высокочастотных усилителей мощности на полевых транзисторах: Дис. кайд. техн. наук. М., 1985. 156 с.
168. Завражнов Ю. В. Коэффициент шума усилителя мощности на полевых транзисторах // Радиотехника. 1984. № 5. с. 17—19.
169. Мощные полевые транзисторы с VМОП-структурой — перспективные конкуренты мощных биполярных приборов / Эванс, Хоффман, Окснер и др.// Электроника. 1978. № 13. с. 29—38.
170. Мощные полевые СВЧ МОП-транзисторы / Маталита, Ямагути, Морита и др.// Дэнси дайре. 1975. № 8. с. 51—53.
171. Маттей Д., Янг Л., Джонс Е. Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи. М.: Связь. 1971. Т. 1. 439 с.
172. Широкополосные радиопередающие устройства / Алексеев О. В., Голованов А. А., Полевой В. В. и др. Под ред. О. В. Алексеева. М.: Связь, 1979. 304 с.
173. Мейлинг В., Стари Ф. Наносекундная импульсная техника: Пер. с англ./Под ред. Е. А. Мелешко. М.:Атомиздат, 1973. 384 с.
174. Solid State Radio Engineering/Kraus, Herbert L., Charles W. Bostian and Frederick H.//Raal. New York: John Wiley Sons, Ins., 1980. 247 p.
175. Карсон Р. Высокочастотные усилители: Пер. с англ./Под ред. В. Р. Магнусевского. М.: Радио и связь, 1981. 216 с.
176. Шварц Н. З. Усилители СВЧ на полевых транзисторах. М.: Радио и связь, 1987. 200 с.
177. Гупта К., Гардж Р., Чадха Р. Машинное проектирование СВЧ устройств: Пер. с англ. М.: Радио и связь, 1987. 432 с.
178. Полевые МДП-транзисторы КП905 и их применение в усилителях СВЧ-диапазона/В. В. Бачурин, с. А. Березников Г. В. Петров и др. // Микроэлектроника и полупроводниковые приборы: Сб. статей // Под ред. А. А. Васенкова и Я. А. Федотова. М., 1980. Вып. 5. с. 53—59.
179. Балябин А. И., Конягин Б. А., Лысенко В. Я. и др. Малошумящий усилитель двухсантиметрового диапазона волн на полевых транзисторах // Полупроводниковая электроника в технике связи: Сб. статей/Под ред. И. Ф. Николаевского. М., 1986. Вып. 26. с. 74—81.
180. Савельев В. С. Транзисторные усилители СВЧ диапазона. М.: ЦНИИ «Электроника», 1979. 51 с. (Обзоры по электронной технике. Сер. 1; Вып. 5).
181. Рыжик Э. И., Кальфа А. А. Малошумящие усилители миллиметрового диапазона длин волн. М.: ЦНИИ электроника, 1990. 27 с. (Обзоры по электронной технике. Сер. Электроника СВЧ; Вып. 11).
182. Гоноровский И. С. Радиотехнические цепи и сигналы. М.: Радио и связь, 1977. 608 с.
183. Завражнов Ю. В., Аралов В. Т. Мощный автогенератор на полевом транзисторе // Электросвязь. 1982. № 6. с. 42—44.
184. Губарев В. Ф. СВЧ-генератор на полевом транзисторе с обращенным каналом // Электронная техника. Сер. Электроника СВЧ. 1985. Вып. 11 с. 17—19.
185. Гребенников А. В., Никифоров В. В. Октавные автогенераторы УВЧ диапазона на МДП-транзисторах // Полупроводниковая электроника в технике связи: Сб. статей/Под ред. И. Ф. Николаевского. М., 1986. Вып. 26. с. 188—194.
186. Копаненко В.К., Романюк В. А. Метод проектирования СВЧ-генераторы на полевых транзисторах // Изв. вузов СССР. Сер. Радиозлектроника. 1988. № 10. с. 32—35.
187. Судаков Ю. И., Петров Е. А. Температурная стабильность и КПД мощных кварцевых автогенераторов на гибридных составных транзисторах // Радиотехника 1988 № 6 с. 38—40.

188. Гребенников А. В., Никифоров В. В. Транзисторные электронно-перестраиваемые автогенераторы СВЧ—СВЧ диапазонов // Полупроводниковая электроника в технике связи: Сб. статей/Под ред. Н. Ф. Николаевского. М., 1988. Вып. 27. с. 120—130.
189. Методические указания по курсовым работам по расчету схем // Автоматизированный анализ электронных устройств / Н. Н. Удалов, В. Д. Разевиг, А. А. Новиков и др. М.: МЭИ, 1990 99 с.
190. Очков В. Ф., Хмельюк В. А. От микрокалькулятора к персональному компьютеру. М.: МЭИ, 1990. 224 с.
191. Дьяконов В. П. Автоматизация математических расчетов с помощью системы MathCAD // Мир ПК. 1991. № 8. с. 114—116.
192. Дьяконов В. П., Самойлова Т. А. Расчет и моделирование на ЭВМ каскада с общим истоком на мощном МДП-транзисторе // Изв. вузов СССР. Сер. Радиоэлектроника. 1980. № 6. с. 97—100.
193. Дьяконов В. П., Самойлова Т. А. Расчет и моделирование на ЭЦВМ импульсных усилителей на мощных МДП-транзисторах с высокочастотной коррекцией // Радиотехника. 1981. № 3. с. 44—47.
194. Дьяконов В. П. Справочник по алгоритмам и программам на языке Бейсик для персональных ЭВМ класса IBM Pc. М.: Наука, 1993. 532 с.
195. Каталог по применению полевых транзисторов/Под ред. Н. М. Тугова, с. Д. Федорова. Донецк, Синапс. 1992. 150 с.
196. Д.Ж.Унтсон. 500 практических схем на Ис. М.: Мир, 1992. 376 с.
197. П. Хоровиц, У.Хилл. Искусство схемотехники. М.: Мир, 1993. 413 с.
198. Р.Граф. Электронные схемы. 1300 примеров. М.: Мир, 1989. 688 с.
199. Колесниченко О.В., Шнигиин И.В., Обрученков В.А. Интегральные микросхемы зарубежной бытовой видеоаппаратуры. Справочное пособие. Спб.: Лань, 1996. 272 с.
200. Родин А.В., Тюнин Н.А., Воронов М.А. Ремонт мониторов. Вып.12. М.: Солон, 1997. 287 с.
201. Фомичев Ю., Луккин Н. Источники питания современных телевизоров. Киев: СП НИЦ «Наука и техника», 1997. 125 с.
202. Ефименко С., Прибыльский А., Силян А. и др. Микросхема управления импульсным стабилизатором // Радиолюбитель. 1997. № 6. с. 39—42.
203. Константинов А. И. Высоковольтный транзисторный формирователь коротких импульсов. Электронная техника. Сер. Электроника СВЧ. Вып.1. 1986. с.10—12.
204. Ремнев А.М., Смердов В.Ю., Березин М.Ю. Источники питания лазерных установок.. Смоленск, СФМЭИ, 1997. 111 с.
205. А.М.Ремнев, В.Ю.Смердов, О.А.Фролков. Источник питания для твердотельных охлаждающих устройств// ПТЭ. 1996. № 4. с. 71—72.
206. SiPMOS Leistungstransistoren. Datenbuch November. 1990. 111с.
207. Ефименко С., Прибыльский А., Силян А. и др. Микросхема управления импульсным стабилизатором//Радиолюбитель. 1997. № 6. с. 39—43.
208. Ромаш Э.М., Драбович Ю.И., Юрченко Н.Н., Шевченко П.М. Высокочастотные транзисторные преобразователи. М.: Радио и связь, 1988. 288с.
209. Луккин А., Кастров М. Полумостовой преобразователь напряжения с резонансным переключением// Электроника: Наука, Технология, Бизнес. 1998. № 2. с. 31—35.
210. Шелекасов Е. Усилитель мощности// Радиолюбитель. 1991. № 4. с.11.
211. Степанов Б.Г., Лаповок Я.С., Ляпин Г.Б. Любительская радиосвязь на КВ. М.: Радио и связь, 1991. 120с.
212. Opto-isolated high voltage driver. Gaukrodger D.M. // Electron.Eng.(Gr.Br.), 1986. № 74. с. 33.
213. Ремнев А.М., Смердов В.Ю., Фролков О.А. Импульсные модуляторы полупроводниковых лазерных решеток. // ПТЭ. 1996. № 1. с. 74—77.
214. Иванов Е. Обмен опытом // Радиолюбитель. 1996. № 4. с. 39.
215. Новиков В. Обмен опытом //Радиолюбитель. 1993. № 7. с. 43.
216. Ред Э. Справочное пособие по высокочастотной схемотехнике. М.: Мир, 1990. 256 с.
217. Горюшков Б.И. Элементы радиоэлектронных устройств. М.: Радио и связь, 1988. 177 с.
218. Перельман В.И. Полупроводниковые приборы. Справочник. М.: СОЛОН, МИКРОТЕХ, 1996. 176 с.
219. Полевые транзисторы. Технические данные и аналоги. Справочник. Faber, STM, 1997. 140 с.
220. Лаймен Д. Функциональные модули простой способ реализации мощных гибридных ИС// Электроника. 1998. № 7. с. 53—55.
221. Флоренцев С.Н., Ковалев Ф.И. Современная элементная база силовой электроники.- Электротехника, 1996, №4. с. 2—8.

222. Ковалев Ф.И., Флоренцев С.Н. Силовая электроника: вчера, сегодня и завтра. Электротехника, 1997, №11. с. 2—6.
223. Флоренцев С.Н. Состояние и перспективы развития приборов силовой электроники на рубеже столетий (анализ рынка). Электротехника, 1999, №4. с. 2—10.
224. IGCT появление новой технологии для сверхмощных экономически эффективных преобразователей. Р.К. Steimer и др. Электротехника, 1999, №4. с. 10—18.
225. Поташников М. Ю. COOL MOSTM: Сименс прорывает барьер. Электротехника, 1999, №4. с. 18—20.
226. Семенов В. Ю. Силовая электроника для любителей и профессионалов. М.: Солон- Р. 2001. 328 с.
227. Дьяконов В.П., Ремнев А.М., Смердов В.Ю. Корректоры мощности. Ремонт и сервис электронной техники, 2000, № 12. с. 53—56.
228. Дьяконов В.П., Ремнев А.М., Смердов В.Ю. Электронные балласты. Ремонт и сервис электронной техники, 2001, № 9. с. 29—38.
229. Ремнев А.М., Смердов В.Ю. Анализ силовых ключей импульсных источников питания. Схемотехника, 2001, № 6. с. 8—11.
230. Вискушенко А.А., Ремнев А.М., Смердов В.Ю. Высоковольтный формирователь пачек импульсов. - Приборы и техника эксперимента, 2001, № 1. с. 77—79.
231. Граф Р., Шиитс В. Энциклопедия электронных схем. Том 7. Часть I: Пер.с англ.-М.: ДМК Пресс, 2001. 304 с.
232. Граф Р., Шиитс В. Энциклопедия электронных схем. Том 7. Часть II: Пер.с англ.-М.: ДМК Пресс, 2001. 416 с.
233. Граф Р., Шиитс В. Энциклопедия электронных схем. Том 7. Часть III: Пер.с англ. М.: ДМК, 2001. 384 с.
234. Дьяконов В. П. Справочник по расчетам на микрокалькуляторах. Издание 3-е, дополненное и переработанное. М.: Москва. Наука. Физматлит. 1989. 464 с.
235. Дьяконов В. П. Компьютерная математика. Теория и практика. М.: Нолидж. 2001. 1396 с.
236. В. Дьяконов. Графические микрокалькуляторы TI-89 и TI-92 PLUS фирмы Texas Instruments. Ремонт&Сервис. 2001, № 2. с. 2.
237. Дьяконов В. П., Пеньков А. А. Расчет регулировочной характеристики транзисторных преобразователей напряжения с резонансным контуром в системе Mathcad 7.0 PRO. Электротехника, 1999, № 4. с. 58—62.
238. Дьяконов В. П. Пеньков А. А. Моделирование транзисторных преобразователей напряжения с последовательным резонансным контуром. Электричество, Электротехника, 1998, № 12. с. 48—51.
239. Дьяконов В. П. MATLAB 6. Учебный курс. СПб.: Питер. 2001. 592 с.
240. Дьяконов В. П. Simulink 4. Специальный справочник. СПб.: Питер. 2002. 528 с.
241. Станислав Ветров. Компьютерное «железо». М.: Солон-Р. 2001. 560 с.
242. В. Дьяконов. Новый микропроцессор Intel Pentium 4. Ремонт&Сервис. 2001, № 5. с. 2.
243. Дьяконов В. П. От моделирования схем к их сквозному проектированию. Монитор-Аспект, 1994, № 1. с. 32—36.
244. Новиков А.А. Руководство по использованию системы автоматического анализа электронных схем MicroCAP II/ Под ред. В. П. Дьяконова. Смоленск: СФМЭИ. 1992. 108 с.
245. Дьяконов В. П., Новиков А.А. Интегрированная система схемотехнического моделирования MicroCAP III. Смоленск.: СФМЭИ. 1995. 92 с.
246. Дьяконов В. П., Новиков А.А. Интегрированная система схемотехнического моделирования логических схем MicroLOGIC. Смоленск.: СФМЭИ. 1995. 62 с.
247. Разевиг В. Д. Система схемотехнического моделирования Micro-CAP V. М.: Солон. 1997. 274 с.
248. Разевиг В. Д. Система сквозного схемотехнического проектирования электронных устройств DesignLab 8.0. М.: Солон. 1999. 704 с.
249. Карлацук В. И. Электронная лаборатория на IBM PC. Программа Electronics Workbench и ее применение. Изд-е второе, переработанное и дополнено. М.: СОЛОН-Р. 2001. 736 с.
250. Разевиг В. Д. ACCEL EDA 15.0 (P-CAD 2000). М.: СОЛОН-Р. 2000. 416 с.
251. Измерения в электронике. Справочник/В. А. Кузнецов, В. А. Долгов, В. М. Коневских и др./ Под ред. В.А. Кузнецова. М.: Энергоатомиздат. 1987. 512 с.
252. Дьяконов В. П. Internet. Настольная книга пользователя. Издание 3-ое издание. М.: Солон- Р. 2001. 602 с.
253. Дьяконов В. П. Краткий самоучитель пользователя Internet. М.: СОЛОН-Р. 2001. 336 с.

Содержание

Введение	3
Об авторах	8
Предупреждения	10
Благодарности и адреса для переписки	11
1. Основные типы полевых транзисторов	12
1.1. Полевые транзисторы — активные приборы	12
1.2. Генераторные мощные полевые транзисторы	16
1.3. Мощные ключевые полевые транзисторы	21
1.4. Мощные полевые транзисторы со статической индукцией	23
1.5. Арсенид-галлиевые мощные полевые СВЧ-транзисторы	26
1.6. Новые приборы силовой электроники с полевым управлением	28
2. Основные характеристики и особенности применения мощных полевых транзисторов	35
2.1. Вольт-амперные характеристики мощных полевых транзисторов	35
2.2. Вольт-амперные характеристики мощных полевых транзисторов с управляющим р-п переходом	42
2.3. Аппроксимация вольт-амперных характеристик мощных полевых транзисторов	46
2.4. Аппроксимация режимных зависимостей емкостей мощных полевых транзисторов	56
2.5. Эквивалентные схемы и модели мощных полевых транзисторов	61
2.6. Шумовые свойства мощных полевых транзисторов	65
2.7. Область безопасной работы полевых транзисторов	67
2.8. Защита полевых транзисторов при эксплуатации	70
3. Силовые ключи и особенности их управления	74
3.1. Типовая схема ключа на полевых транзисторах	74
3.2. Особенности работы ключа силового узла на разные виды нагрузки	81
3.3. Комбинированные ключи на полевых транзисторах	89
3.4. Особенности параллельного включения полевых транзисторов	96
3.5. Способы управления мощными МДП-транзисторами	100

3.6. Управление мощными полевыми транзисторами со статической индукцией	109
3.7. Ключи на устройствах с Λ -образной вольт-амперной характеристикой	111
3.8. Практические ключевые схемы	117
4. Основы построения источников вторичного электропитания	122
4.1. Классификация источников вторичного питания	122
4.2. Регулятор I типа	130
4.3. Регулятор II типа	135
4.4. Регулятор III типа	139
4.5. Однотактный обратногоходовой преобразователь напряжения	142
4.6. Прямоходовой преобразователь	145
4.7. Полумостовой преобразователь напряжения	150
5. Практические схемы источников питания	151
5.1. Линейные стабилизаторы напряжения	151
5.2. Источники питания на базе импульсных регуляторов	159
5.3. Источники питания на базе однотактных преобразователей напряжения	166
5.4. Источники питания на базе двухтактных преобразователей	173
5.5. Силовые интегральные схемы в источниках напряжения	177
5.6. Резонансные преобразователи напряжения	188
5.7. Корректоры мощности	196
5.8. Электронные балласты	200
5.9. Высоковольтные источники питания	206
6. Импульсные и широкополосные усилители	211
6.1. Общие сведения об импульсных и широкополосных усилителях	211
6.2. Элементарные каскады усилителей	214
6.3. Усилители с высокочастотной коррекцией	219
6.4. Каскодные усилители на полевых транзисторах	225
6.5. Каскоды на полевом и биполярном транзисторах	228
6.6. Каскоды на мощных полевых транзисторах и электронных лампах	229
6.7. Усилители с распределенным усилением на линиях задержки с дискретными компонентами	232
6.8. Усилители с распределенным усилением на микрополосковых линиях	239
6.9. Дифференциальные усилители	242
6.10. Последовательно-балансный каскад	244
6.11. Выходной каскад импульсного генератора	244
6.12. Усилитель магнитной отклоняющей системы ЭЛТ	246
6.13. Усилители-ограничители и усилители-формирователи	247
6.14. Пикосекундные усилители	254

7. Импульсные устройства высокого быстродействия	261
7.1. Генераторы нано- и пикосекундных импульсов с запуском мощных полевых транзисторов от лавинного транзистора	261
7.2. Высокочастотный генератор импульсов	264
7.3. Формирователь импульсов с запуском от генератора импульсов на лавинном транзисторе с накопительной линией	265
7.4. Генераторы импульсов на полевых транзисторах с задающими каскадами на микросхемах	266
7.5. Быстродействующие формирователи для линий связи	268
7.6. Быстродействующие формирователи высоковольтных и сильноточных импульсов	271
7.7. Импульсные устройства для исследования динамических характеристик полупроводниковых излучателей	279
7.8. Импульсные модуляторы полупроводниковых излучателей малой и средней мощности	283
7.9. Источники импульсного питания лазерных светоизлучающих решеток	290
7.10. Источник питания для лавинно-пролетных СВЧ-диодов	294
7.11. Устройство запуска модулятора лазерного излучения	296
7.12. Имитаторы импульсных помех	297
8. Низкочастотные усилители мощности	300
8.1. Трансформаторные однотактные усилители мощности	300
8.2. Трансформаторные двухтактные усилители мощности	307
8.3. Усилители мощности с бестрансформаторным включением нагрузки	311
8.4. Бестрансформаторные усилители мощности класса В (АВ)	314
8.5. Усилители для высококачественного звуковоспроизведения класса Hi-Fi	316
8.6. Усилители мощности на полевых транзисторах со статической индукцией	322
8.7. Усилители мощности с импульсным регулированием класса D	324
9. ВЧ- и СВЧ-усилители мощности и генераторы	327
9.1. Общие сведения о ВЧ- и СВЧ-усилителях мощности	327
9.2. Особенности работы резонансных усилителей мощности	329
9.3. Резонансные усилители мощности с параллельным контуром на выходе	330
9.4. Анализ усилителей мощности методом Берга	331
9.5. Особенности работы резонансных усилителей на высоких частотах	334
9.7. Расчет ключевых однотактных ВЧ-усилителей мощности	336

9.8. Двухтактный ВЧ-усилитель мощности	342
9.9. Практические схемы узкополосных усилителей мощности	342
9.10. Широкополосные высокочастотные усилители мощности	350
9.11. Основы проектирования СВЧ-усилителей	360
9.12. Практические схемы СВЧ-усилителей	364
9.13. Автогенераторы ВЧ- и СВЧ- гармонических колебаний	368
9.14. Радиолюбительские схемы ВЧ-генераторов и усилителей	379
10. Регенеративные импульсные устройства	384
10.1. Общие сведения о регенеративных устройствах	384
10.2. Автоколебательные мультивибраторы	389
10.3. Ждущие мультивибраторы	392
10.4. Несимметричные триггеры	394
10.5. Блокинг-генераторы	396
10.6. Рециркуляторы	398
10.7. Генераторы прямоугольных импульсов с линиями задержки	402
10.8. Генераторы наносекундных импульсов на лавинных и мощных полевых транзисторах	404
10.9. Генераторы импульсов с широким спектром	408
10.10. Генераторные устройства на Λ -диодах и транзисторах	409
11. Моделирование, настройка и представление в Интернете	413
11.1. Понятия о математическом моделировании электронных устройств	413
11.2. Программы схемотехнического моделирования	416
11.3. Примеры моделирования схем на полевых транзисторах в программе MicroCAP V	419
11.4. Моделирование силовых устройств с помощью пакетов Simulink и Power System матричной лаборатории MATLAB 6	427
11.5. Натурная отладка устройств на полевых транзисторах	438
11.6. Измерительные комплексы на базе скопметров фирмы Fluke	440
11.7. Как тематика книги отражена в Интернете	447
Приложение 1. Параметры отечественных полевых транзисторов и их зарубежных аналогов	458
Приложение 2. Типы корпусов и расположение выводов отечественных полевых транзисторов	478
Приложение 3. Кодовое обозначение полевых транзисторов зарубежных фирм	485
Приложение 4. Типы корпусов зарубежных транзисторов	490
Список литературы	499

Дьяконов В. П., Максимчук А. А., Ремнев А. М., Смердов В. Ю.

ЭНЦИКЛОПЕДИЯ УСТРОЙСТВ НА ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРАХ

Ответственный за выпуск

В. Митин

Верстка

А. Виноградов

Обложка

Е. Жбанов

Издательство «СОЛОН-Р»

123242, Москва, а/я 20

Телефоны:

(095) 254-44-10, 252-36-96, 252-25-21

E-mail: Solon-R@coba.ru

*Приглашаем к сотрудничеству авторов — специалистов
в области компьютерных технологий*

E-mail: Solon-Avtor@coba.ru

ООО Издательство «СОЛОН-Р»

ЛР № 066584 от 14.05.99

Москва, ул. Тверская, д. 10, стр. 1, ком. 522

Формат 70×100/16. Объем 32 п. л. Тираж 3000

ООО «Арт-диал»

Москва, Б. Переяславская, 46

Заказ № 7