

ПРАКТИЧЕСКАЯ СХЕМОТЕХНИКА

**ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ
ПРИБОРЫ
И ИХ ПРИМЕНЕНИЕ**



5

ISBN 5-94271-025-2



9 785942 710255

М. А. Шустов

**Практическая схемотехника
Полупроводниковые приборы
и их применение**

Книга 5

**«Альтекс-А»
Москва 2004**

Михаил Анатольевич Шустов

**Практическая схемотехника
Полупроводниковые приборы
и их применение
Книга 5**

Издание подробно рассказывает о разнообразных вариантах практического применения лавинных, инжекционно-полевых и однопереходных транзисторов, приводятся схемы устройств, использующих динисторы, тиристоры, симисторы, баристоры, туннельные и обращенные диоды. Не забыты и лямбда-диоды, диоды Ганна, а также варикапы, магнитоуправляемые и фоточувствительные полупроводниковые приборы, переключающие диоды, диодные умножители частоты и генераторы шума. Отдельно рассказывается о применении оптоэлектронных приборов.

Книга содержит свыше 400 схем и может оказаться полезной радиолюбителям и профессионалам различного уровня подготовки в их практической деятельности.

ISBN 5-94271-007-4

© «Альтекс-А», 2004
© М. А. Шустов, 2004

Содержание

Введение	4
1. Полупроводниковые приборы с отрицательным динамическим сопротивлением, их эквивалентные схемы и аналоги	5
2. Схемы на лавинных транзисторах	15
3. Применение аналогов инжекционно-полевых транзисторов	61
4. Электронные устройства на однопереходных транзисторах	65
5. Динисторы и их применение	81
6. Электронные устройства на тиристорах и симисторах . .	93
7. Баристоры и их применение	117
8. Туннельные и обращенные диоды. Схемы на туннельных диодах	125
9. Схемы на аналогах лямбда-диодов	182
10. Схемы на диодах Ганна	191
11. Варикапы — управляемые полупроводниковые конденсаторы	194
12. Магнитоочувствительные полупроводниковые приборы . .	209
13. Электронные коммутаторы и аттенюаторы на полупроводниковых диодах	214
14. Диодные умножители частоты	230
15. Генераторы шума	238
16. Применение оптоэлектронных приборов	241
17. Оптоэлектронные реле	263
18. Практическое применение мигающих светодиодов	274
19. Полупроводниковые лазеры и их применение	278
Список литературы	284

Введение

В радиоэлектронной аппаратуре наряду с линейными элементами, к числу которых относятся, например, резисторы, широко используют и нелинейные — полупроводниковые элементы, вопросам практического применения которых и посвящена настоящая книга. С одной стороны, это весьма несложные устройства — стандартные кирпичики для построения сложных радиоэлектронных конструкций. С другой стороны, они таят в себе неисчислимое разнообразие практических приемов их использования как по основному, так и по неочевидному назначению.

Нелинейными рассматриваемый класс полупроводниковых элементов называется в связи с тем, что зависимость протекающего тока здесь нелинейно зависит от величины приложенного к элементу напряжения. Если для простых полупроводниковых приборов, таких как, например, диоды, зависимость тока от напряжения описывается экспоненциальной функцией, то для целого ряда приборов таких простых описаний просто не существует. Часто их вольт-амперные характеристики описываются замысловатыми S- или N-образными кривыми: на таких кривых присутствуют участки с отрицательным динамическим сопротивлением. Иными словами, с ростом приложенного напряжения ток через полупроводниковый прибор снижается.

Благодаря разнообразию и специфике проявления своих свойств на основе нелинейных полупроводниковых элементов могут быть синтезированы тысячи вариантов принципиально различных радиоэлектронных схем. Малая толика этого постоянно пополняющегося банка данных, около четырех сотен схем, представлена в книге. Не затронуты или менее подробно освещены вопросы, детально рассмотренные в других изданиях или, напротив, представляющие интерес для узкого круга специалистов. Не вошли в книгу и многочисленные полупроводниковые датчики, терморезисторы, фоторезисторы, позисторы, варисторы, газовые датчики и сенсоры, преобразователи электрических и неэлектрических величин. Не смогли по понятной причине войти в книгу и вопросы, которые до настоящего времени остаются «землей неизведанной», ждущей своего Колумба.

1. Полупроводниковые приборы с отрицательным динамическим сопротивлением, их эквивалентные схемы и аналоги

В последние годы в радиоэлектронике достигнут значительный прогресс в плане изучения свойств и практического использования таких полупроводниковых приборов, как негатроны, обладающих вольт-амперной характеристикой (*BAX*) S- и N-типа (формы). Типовые *BAX* некоторых полупроводниковых приборов приведены на рис. 1.1 [1.1].

В связи с высокой актуальностью практического использования негатронов разработано достаточно много их аналогов — электронных приборов, имеющих на своей *BAX* участок отрицательного динамического сопротивления.

Полупроводниковые приборы с *BAX*, показанными на рис. 1.1, могут быть синтезированы с использованием современной элементной базы радиоэлектронных компонентов.

Основные разновидности управляемых и неуправляемых аналогов приборов с отрицательным динамическим сопротивлением и их вольт-амперные характеристики приведены в обзоре [1.2], см. рис. 1.2:

- а) транзисторный эквивалент *p-n-p-n*-структуры;
- б) схема *Стэдлера* [1.3];
- в) двухполюсник *p-n-p-n*-структуры с введенной отрицательной обратной связью по напряжению;
- г) схема *Нагата* [1.4], вариант I;
- д) схема *Нагата* [1.4], вариант II;
- е) симметричный двухполюсник *p-n-p-n*-структуры [1.5];
- ж) четырехполюсник *p-n-p-n*-структуры с электронным управлением параметрами *BAX*.

Как следует из сопоставления *BAX* дискретных полупроводниковых приборов (рис. 1.1) и их аналогов, выполненных на

1. Полупроводниковые приборы

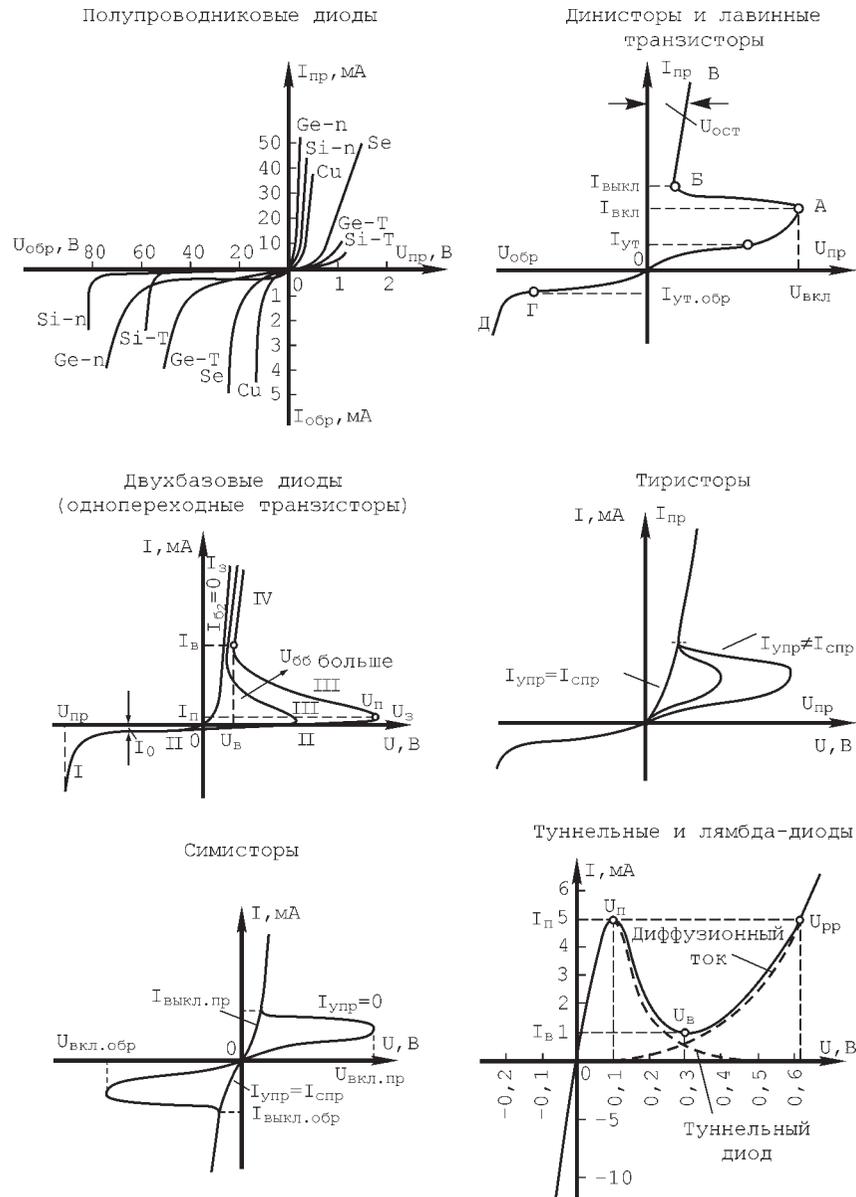


Рис. 1.1. Типовые ВАХ полупроводниковых приборов

1. Полупроводниковые приборы

транзисторах (структур *p-n-p* и *n-p-n*) и резисторах (рис. 1.2), подбором элементов схем-аналогов можно синтезировать любую вольт-амперную характеристику.

Отметим, что на рис. 1.2 не представлено направление, связанное с использованием полупроводниковых приборов с N-образной ВАХ (туннельные и лямбда-диоды). Электронные устройства и их аналоги, обладающие такими характеристиками, рассмотрены далее (главы 8 — 10, см. также [1.6]).

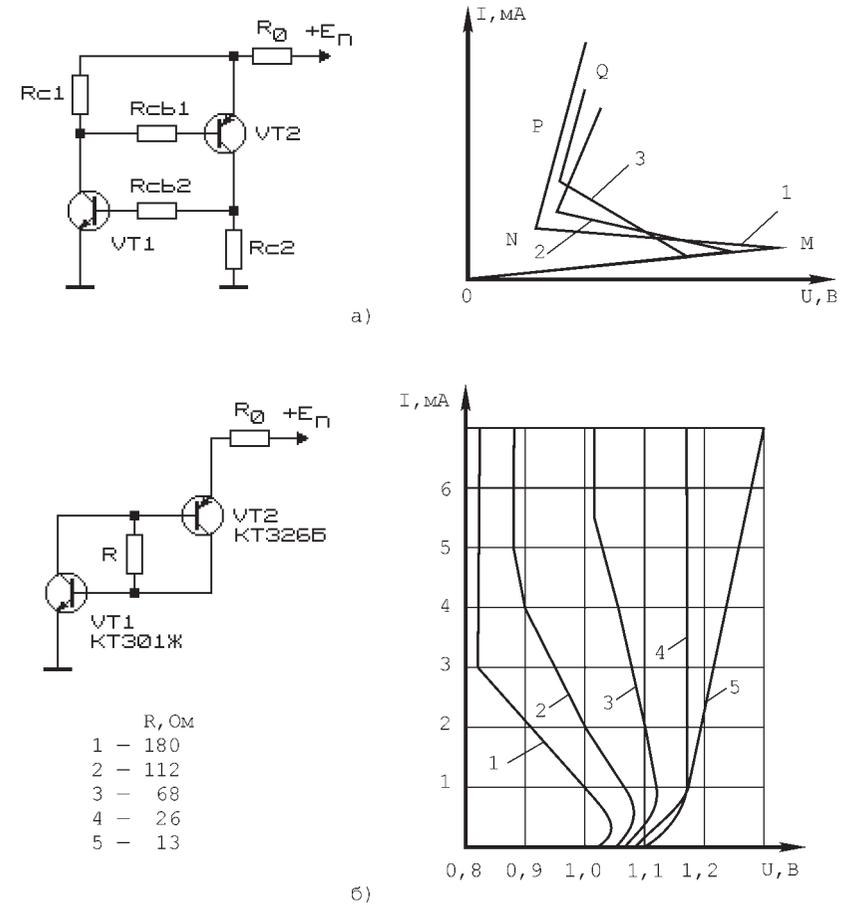


Рис. 1.2а, б. Эквивалентные схемы негатронов и вид их ВАХ при варьировании номиналов резисторов [1.2]

1. Полупроводниковые приборы

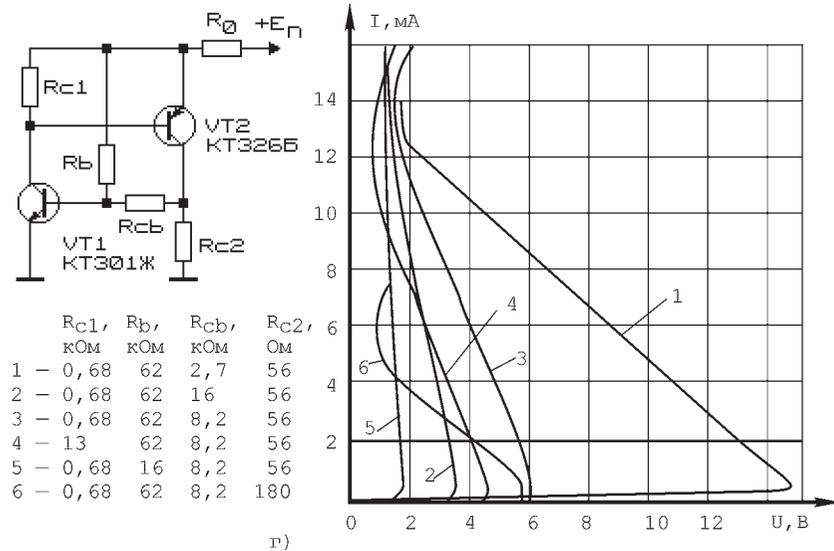
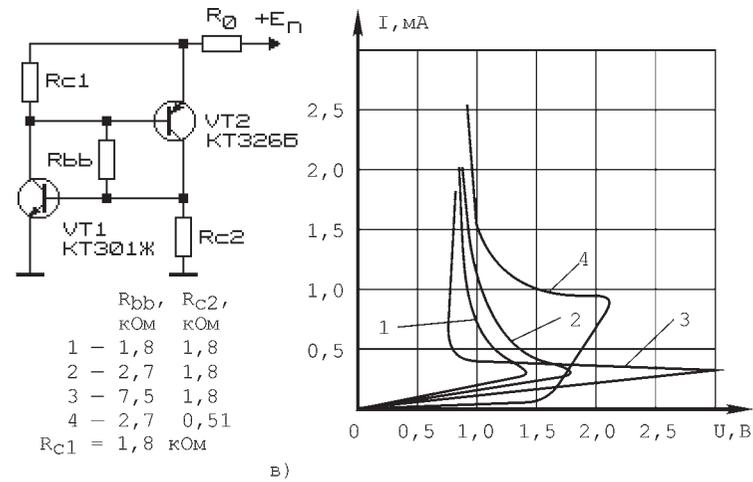


Рис. 1.2в, г. Эквивалентные схемы негатронов и вид их ВАХ при варьировании номиналов резисторов [1.2]

Опираясь на анализ источников научной и патентной информации, а также результаты собственных исследований реальных и виртуальных электронных устройств (*Electronics*

1. Полупроводниковые приборы

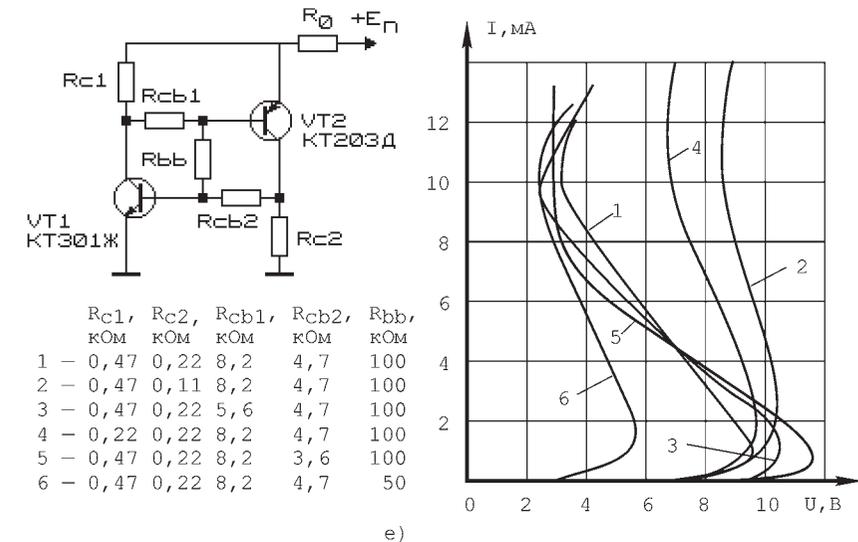
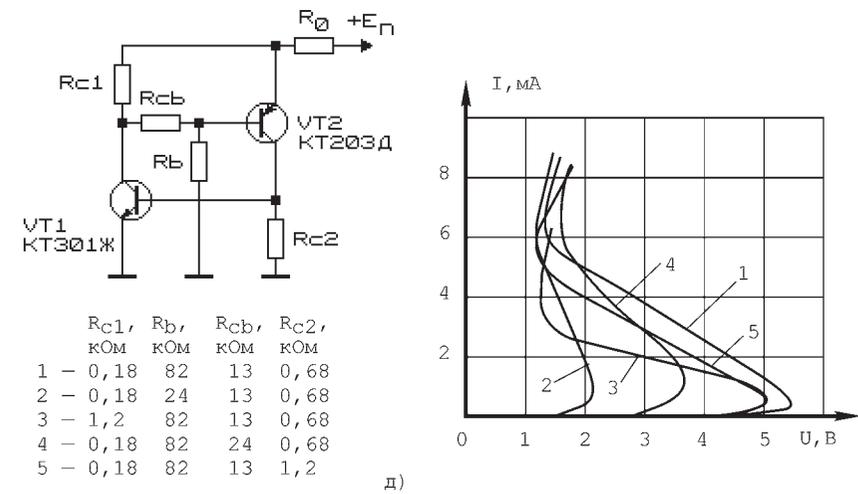


Рис. 1.2д, е. Эквивалентные схемы негатронов и вид их ВАХ при варьировании номиналов резисторов [1.2]

Workbench 5.12, Multisim-2001), нами [1.7] была предложена универсальная эквивалентная структура (рис. 1.3), позволяющая

1. Полупроводниковые приборы

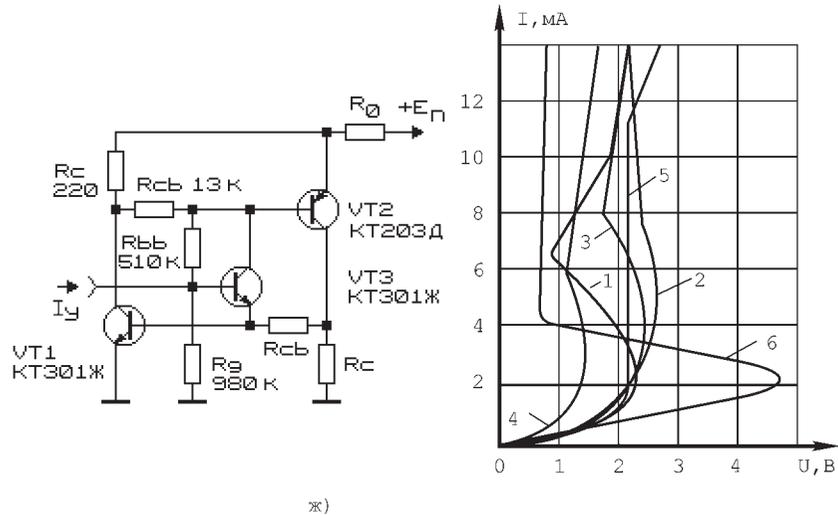
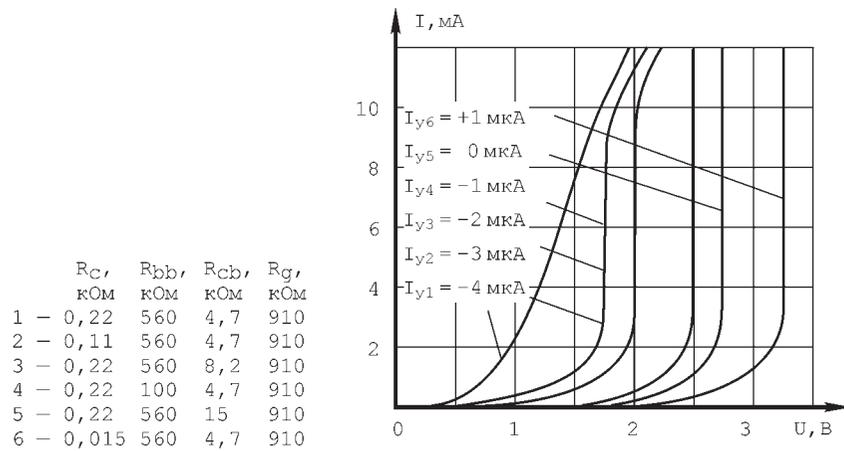


Рис. 1.2ж. Эквивалентные схемы негатронов и вид их ВАХ при варьировании номиналов резисторов [1.2]

моделировать поведение полупроводниковых приборов, обладающих участком отрицательного динамического сопротивления на ВАХ.

1. Полупроводниковые приборы

При варьировании номиналов резисторов, входящих в состав схемы, показанной на рис. 1.3, возможен синтез практически всех разновидностей S-образных ВАХ, управление углами наклонов их участков, точек перегибов.

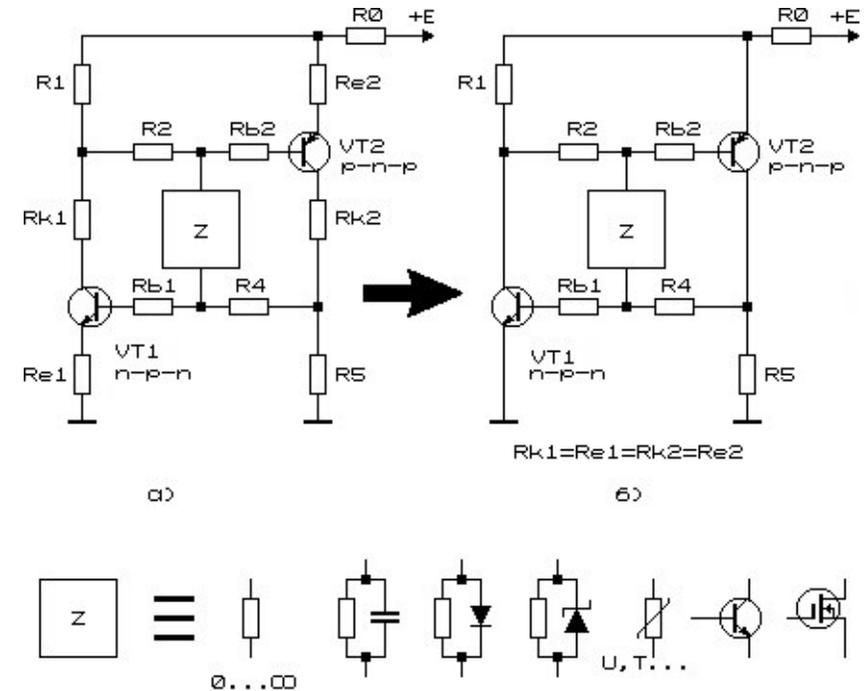


Рис. 1.3. Универсальная электрическая модель полупроводниковых приборов с отрицательным динамическим сопротивлением

В качестве Z-элемента здесь используются управляемые и неуправляемые структуры (резисторы, RC- и LC-цепи, диодно-резистивные цепи, стабилитроны, стабисторы, термисторы, варисторы, позисторы, биполярные и полевые транзисторы и др. элементы). Такие же элементы могут быть включены в разрыв эмиттерных цепей транзисторов VT1 и VT2.

Введение в состав схемы индуктивных или емкостных компонентов позволяет управлять ее свойствами при работе в

1. Полупроводниковые приборы

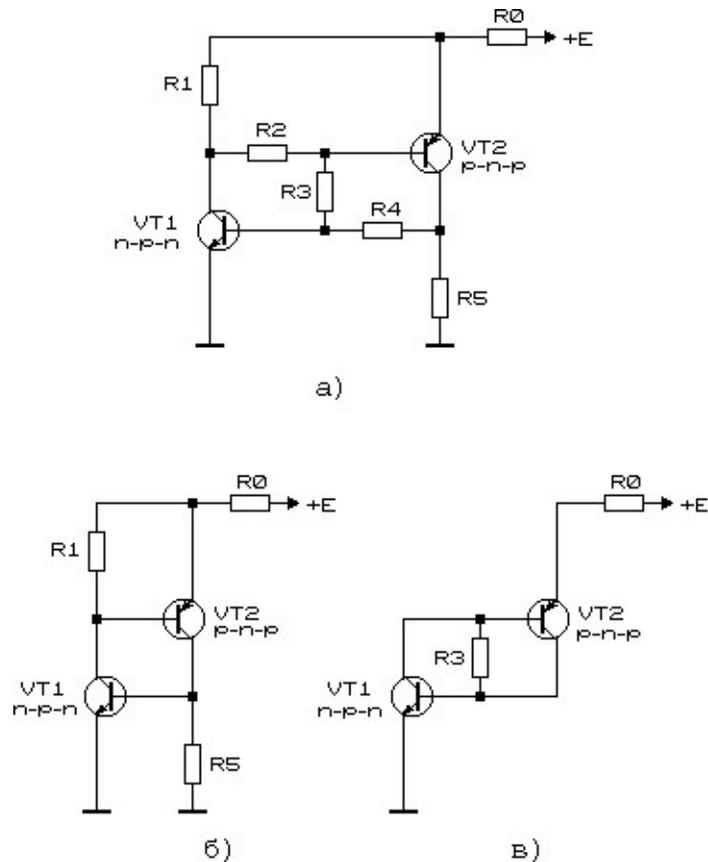


Рис. 1.4. Итоги последовательного упрощения универсальной электрической модели полупроводниковых приборов, имеющих участок отрицательного динамического сопротивления (рис. 1.3)

области повышенных частот. Использование и учет этих элементов позволяет приблизить свойства имитатора к реальным свойствам имитируемого им объекта. Заметим, что модель на рис. 1.3а трансформируется в модель на рис. 1.2а при исключении элемента Z ; в модель на рис. 1.2б при условии $R_{k1} = R_{e1} = R_{k2} = R_{e2} = 0$. В свою очередь, при последующих упрощениях эта модель преобразуется в модель, представленную

1. Полупроводниковые приборы

на рис. 1.2в, 1.4а. При таком упрощении $R_{b1} = R_{b2} = 0$; $Z = R_3$. Модель, приведенная на рис. 1.2в, 1.4а, считается наиболее пригодной для создания и исследования *p-n-p-n-полупроводниковых структур-негатронов* [1.2].

Эта структура (рис. 1.4а) при $R_2 = R_4 = 0$ и $R_3 = \infty$ преобразуется в схему на рис. 1.4б, обычно используемую для замены полупроводниковых приборов с отрицательным динамическим сопротивлением на ВАХ — лавинных транзисторов, диносторов и т.д. [1.2, 1.6]. При $R_2 = R_4 = 0$ и $R_1 = R_5 = \infty$ схема на рис. 1.4а переходит в структуру, показанную на рис. 1.4в, именуемую схемой *Стэдлера* [1.3]. Резистор R_0 на рис. 1.3, 1.4 является нагрузочным. Он ограничивает предельный ток через полупроводниковые приборы.

С использованием подобных эквивалентных схем были исследованы модели электронных приборов с ВАХ S- и N-типа, а также электронные устройства на их основе. В качестве примера на рис. 1.5 показан типовой внешний вид семейства ВАХ, полученных при исследовании аналога низковольтного полупроводникового прибора с S-образной ВАХ [1.3].

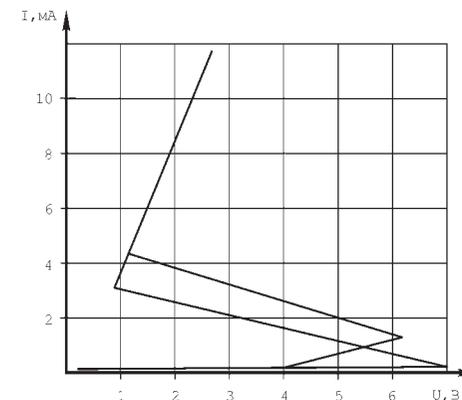


Рис. 1.5. ВАХ аналога низковольтного полупроводникового прибора с S-образной ВАХ

На рис. 1.5 отчетливо просматриваются прямая и обратная ветви вольт-амперной характеристики. При выполнении определенных условий аналогично может быть получена ВАХ, в

1. Полупроводниковые приборы

достаточной степени отображающая свойства реального полупроводникового прибора (нестабильность V_{AX} во времени, температурная зависимость пробоя и т.д.).

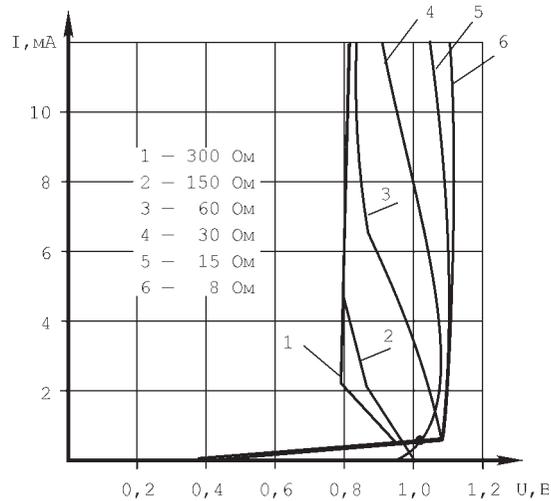


Рис. 1.6. Вольт-амперные характеристики схемы Стэдлера (рис. 1.4в) при варьировании величины сопротивления R3 (Electronics Workbench 5.12).

На рис. 1.6 показаны V_{AX} низковольтного аналога полупроводникового прибора-негатрона (схема Стэдлера, рис. 1.4а) при варьировании резистивного элемента цепи — R3.

2. Схемы на лавинных транзисторах

Лавинный транзистор представляет собой полупроводниковый прибор, обладающий S-образной вольт-амперной характеристикой. По формальным признакам он напоминает динистор — четырехслойный полупроводниковый прибор, имеющий подобную V_{AX} . Соответственно, область использования биполярного лавинного транзистора (БЛТ) та же: генераторы электрических импульсов, переключающие приборы. Устройства, выполненные на лавинных транзисторах (и их аналогах), как правило, отличаются предельной простотой.

Основное отличие лавинного транзистора от динистора заключается в том, что биполярные лавинные транзисторы, как правило, рассчитаны на работу при заметно меньших токах лавинного пробоя, зато могут работать в области более высоких частот, имеют меньшие межэлектродные емкости. Кроме того, лавинные транзисторы имеют дополнительный управляющий электрод — вывод базы. Иногда этот электрод используют для изменения вида V_{AX} биполярного лавинного транзистора, чаще всего вывод базы соединяют с выводом эмиттера через относительно высокоомное сопротивление либо оставляют свободным. Второй вариант менее предпочтителен, поскольку на вывод транзистора могут наводиться паразитные сигналы, работа прибора становится неустойчивой. В то же время, это свойство лавинного транзистора иногда используют во благо: к переходу эмиттер-база подключают различные датчики или источники управляющего напряжения.

Чаще всего в качестве биполярных лавинных транзисторов используют обычные высокочастотные (сверхвысокочастотные) транзисторы малой или средней мощности, включенные инверсно (т.е. в обратной полярности) либо неинверсно. В последнем случае напряжение лавинного пробоя полупроводникового прибора заметно выше.

Сравнительные данные полупроводниковых приборов с S-образной V_{AX} приведены в табл. 2.1.

2. Схемы на лавинных транзисторах

Таблица 2.1. Усредненные параметры полупроводниковых приборов с S-образной ВАХ

Параметр	Прибор				
	Динистор	Тиристор, симистор	Одно-переходный транзистор	Биполярный лавинный транзистор	Инжекционно-полевой транзистор
Напряжение переключения (пробоя), В	8...150	25...1000	1...10	8...150	1...30
Ток переключения (в импульсе), А	>20	>20	$10^0...10^1$	$10^{-1}...10^1$	$10^{-1}...10^1$
Частота переключения, кГц	1	10	200	200	200

Типовые схемы релаксационных генераторов импульсов (РГИ), выполненных на лавинных транзисторах, приведены на рис. 2.1 и 2.2 [2.1]. Первая из них рассчитана на работу с высокоомной, не шунтирующей времязадающий конденсатор С1, нагрузкой (обычно несколько МОм). Вторая — предназначена для работы с низкоомной нагрузкой (единицы...сотни Ом). Потенциометром R4 можно регулировать частоту следования импульсов. Резистор R1 совместно с потенциометром R4 ограничивает предельный ток, протекающий от источника питания через полупроводниковый прибор при его пробое. При указанных на схемах (рис. 2.1, 2.2) номиналах амплитуда генерируемых импульсов (по форме близких к пилообразным) достигает 30...40 В с частотой следования 5,5...20 кГц и длительностью 2...4 мкс.

Для исследования электрических процессов, протекающих в цепи заряда-разряда конденсатора С, предназначена схема, показанная на рис. 2.3. Она представляет собой классический релаксационный генератор импульсов. Его нагрузку можно переключать при помощи переключателя SA.

2. Схемы на лавинных транзисторах

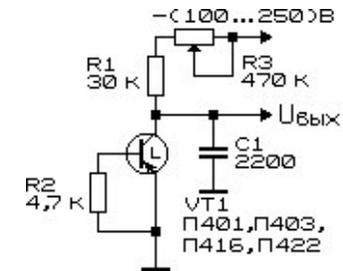


Рис. 2.1. Типовая схема регулируемого РГИ на лавинном транзисторе с высоким выходным сопротивлением

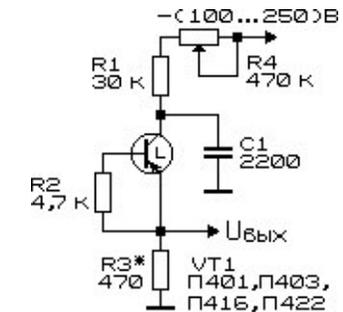


Рис. 2.2. Типовая схема регулируемого РГИ на лавинном транзисторе с низким выходным сопротивлением

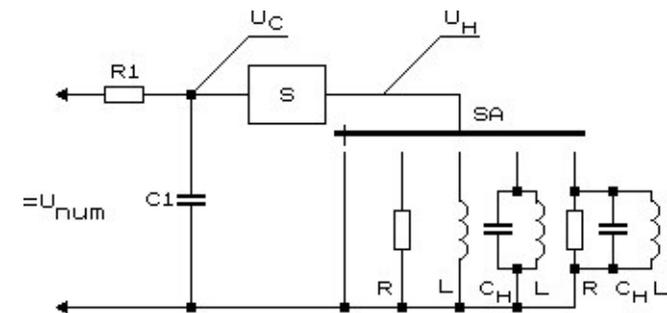


Рис. 2.3. Экспериментальная схема для исследования переходных процессов в релаксационном генераторе импульсов. S — элемент, обладающий S-образной ВАХ (динистор, лавинный транзистор)

2. Схемы на лавинных транзисторах

Диаграммы (осциллограммы) электрических процессов, протекающих в данной схеме, представлены на рис. 2.4 и 2.5.

На рис. 2.4а показаны осциллограммы, наблюдаемые на конденсаторе C при короткозамкнутой нагрузке. Как следует из рисунка, заряд конденсатора C до напряжения пробоя $БЛТ$ — $U_{проб}$ — происходит по квазиэкспоненциальному закону. Разряд конденсатора до напряжения гашения пробоя $БЛТ$ ($U_{гашен}$) происходит практически мгновенно. Скорость падения напряжения определяется внутренним сопротивлением аналога $БЛТ$ в проводящем состоянии.

Электрические процессы в указанной цепи характеризуют следующие диаграммы: рис. 2.4б — динамика изменения напряжения на времязадающем конденсаторе C при активной нагрузке и рис. 2.4в — то же на нагрузке (R_H).

Как следует из этих диаграмм, напряжение, при котором происходит переключение $БЛТ$ из проводящего состояния в непроводящее (точка B), возрастает на величину падения напряжения на сопротивлении нагрузки. Это объясняется тем, что к источнику питания оказывается подключенной последовательная цепочка токопроводящих элементов из времязадающего резистора R , сопротивления $БЛТ$ в проводящем состоянии и сопротивления нагрузки.

Полагая величину сопротивления довольно нестабильного элемента электрической цепи — $БЛТ$ — много меньшей других резистивных элементов, можно вычислить разницу в пороге отключения $БЛТ$ по формуле:

$$\Delta U = U_{пит} \frac{R_H}{R + R_H}, \quad (1)$$

когда $R_H \rightarrow 0$ или при $R \gg R_H$ ($\Delta U \rightarrow 0$).

Период колебаний релаксационного генератора импульсов T складывается из времени нарастания импульса τ_1 (заряда времязадающего конденсатора C) и времени его разряда τ_2 . Соответствующие участки кривых на диаграмме (рис. 2.4б) обозначены отрезками AB (заряд) и BC (разряд).

Динамика электрических процессов на сопротивлении нагрузки показана на рис. 2.4в. Как следует из рисунка, участку AB

2. Схемы на лавинных транзисторах

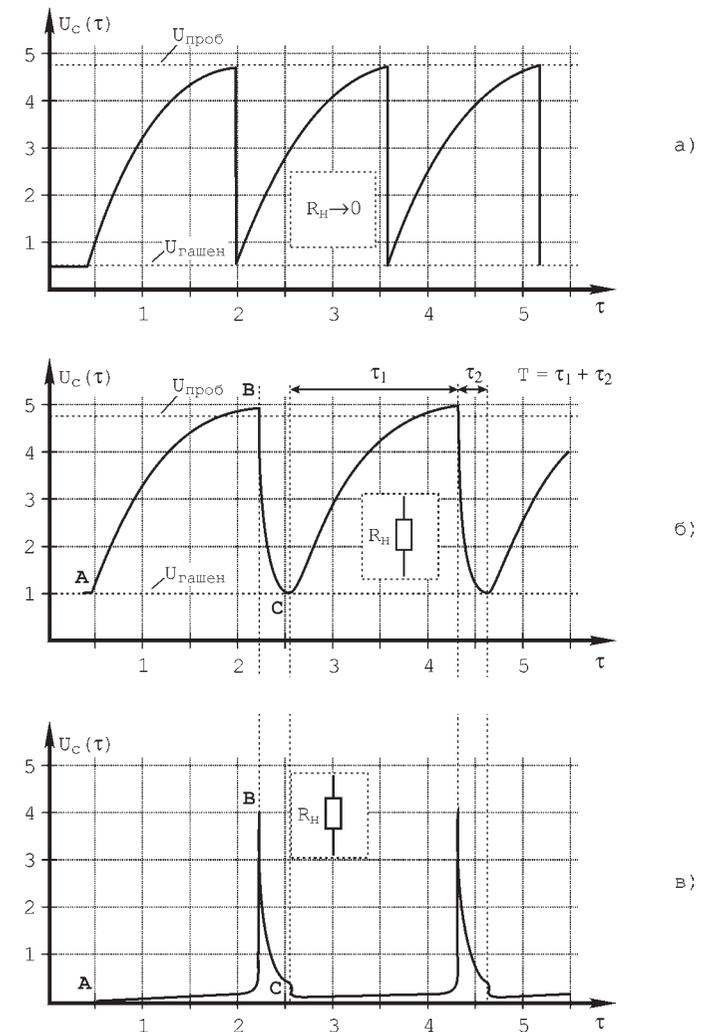


Рис. 2.4. Диаграммы сигналов на конденсаторе C (а, б) и активном сопротивлении нагрузки R_H (в)

соответствует возрастанию тока через сопротивление нагрузки, происходящее синхронно с нарастанием напряжения на времязадающем конденсаторе C . Этот процесс связан с наличием тока утечки у аналога $БЛТ$.

2. Схемы на лавинных транзисторах

Спад напряжения на нагрузке при разряде конденсатора C (рис. 2.4в) происходит в две стадии. Первая часть процесса (участок BC) определяется экспоненциальным спадом напряжения на обкладках конденсатора C при его разряде на последовательную цепочку: БЛТ и сопротивление нагрузки. На втором участке кривой стремительный спад напряжения обусловлен практически мгновенным разрывом цепи за счет отключения БЛТ.

Амплитуда ступеньки (точка С, рис. 2.4в) характеризует остаточное напряжение на сопротивлении нагрузки. Это остаточное напряжение обусловлено протеканием тока от источника питания через времязадающее сопротивление R , БЛТ — S , а также сопротивление нагрузки R_H и соответствует ΔU — разнице в пороге отключения БЛТ (см. выше).

На следующей диаграмме (рис. 2.5) показана динамика электрических процессов в цепи индуктивной нагрузки и нагрузки, имеющей комбинированный характер.

На рис. 2.5а показано, как затухают электрические колебания в цепи с идеализированной индуктивной нагрузкой. Амплитуда генерируемых высокочастотных колебаний довольно высока, однако они затухают практически мгновенно.

Электрические колебания имеют выраженный затухающий характер и поддерживаются продолжительное время в зависимости от соотношения L/C , если в цепь нагрузки включен колебательный контур (рис. 2.5б) и отсутствуют активные потери. Спад огибающей амплитуды сигналов и их форма описывается приближенным выражением [2.2]:

$$U_H(\tau) = \frac{P_{\text{имп}} e^{-\alpha\tau}}{C_H} \left(\cos \omega\tau - \frac{\alpha}{\omega} \sin \omega\tau \right) \quad (2)$$

где $P_{\text{имп}}$ — площадь импульса возбуждения при его представлении в виде импульса прямоугольной формы.

Электрические колебания в контуре продолжаются и после отключения БЛТ (см., например, соответствующие кривые на рис. 2.4в и 2.5б).

Реальная нагрузка любого устройства имеет емкостную, индуктивную и активную составляющие. Для формирования необходимых пользователю характеристик нагрузочной цепи в ее состав обычно включают дополнительные R , L или C компоненты.

2. Схемы на лавинных транзисторах

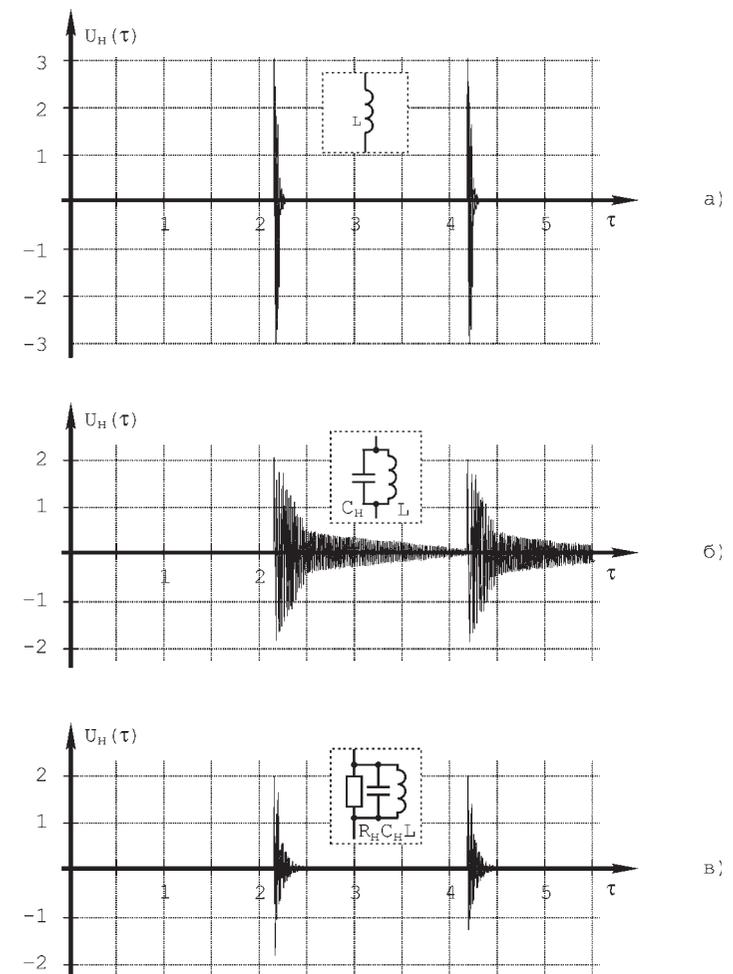


Рис. 2.5. Диаграммы сигналов на L -нагрузке (а), LC -нагрузке (б) и RLC -нагрузке (в)

Диаграмма, представленная на рис. 2.5в, характеризует электрические процессы при разряде конденсатора на RLC -нагрузку. В этом случае затухание электрических колебаний также происходит по экспоненциальному закону, причем скорость спада напряжения обратно пропорциональна величине активного (омического) сопротивления нагрузки.

2. Схемы на лавинных транзисторах

Частоту (f) или период ($T = 1/f$) следования импульсов такого генератора можно определить следующим образом.

При использовании источника постоянного стабилизированного напряжения $U_{\text{пит}}$ время заряда конденсатора C (τ) до напряжения, равного напряжению пробоя биполярного лавинного транзистора $U_{\text{проб}}$, определяется соотношением:

$$\tau_1 = R_a C \ln \frac{U_{\text{пит}}}{U_{\text{пит}} - U_{\text{проб}}}$$

С некоторым приближением временной интервал процесса разряда можно оценить с использованием выражения:

$$\tau_2 \cong (R_{VT} + R_n) C \ln \frac{U_{\text{проб}}}{U_{\text{гашен}}}$$

где R_{VT} — усредненная величина электрического сопротивления лавинного транзистора в проводящем состоянии при разряде конденсатора; $U_{\text{гашен}}$ — напряжение, при котором разряд прерывается; R_n — сопротивление нагрузки.

Аналитически вычислить значение $R_{VT} + R_n$, и, тем более, учесть его изменение во времени в процессе разряда конденсатора C довольно проблематично. Однако, поскольку $T \cong \tau_1 + \tau_2$ и $\tau_1 \gg \tau_2$, где τ_1 — время заряда конденсатора C , τ_2 — время его разряда, частота генерации определяется как $f \cong 1/\tau_1$. Обычно частота следования импульсов РГИ лежит в пределах от долей Гц до десятков кГц.

Таким образом, частота следования импульсов целиком обуславливается параметрами зарядной цепи:

$$f = - \frac{1}{RC \ln[1 - (U_{\text{проб}}/U_{\text{пит}})]}$$

Поскольку обычно $\ln[1 - (U_{\text{проб}}/U_{\text{пит}})] \approx \text{const}$, частота разрядов (импульсов) обратно пропорциональна произведению RC времязадающей цепочки.

Одна из простейших, классических схем генераторов импульсов, выполненных с использованием биполярного лавинного транзистора, приведена на рис. 2.6 [2.3]. В качестве активного элемента в схеме генератора использован специально разработанный германиевый транзистор ГТ338. Этот транзистор,

2. Схемы на лавинных транзисторах

вероятнее всего, является боковой ветвью развития сверхвысокочастотных германиевых транзисторов серии ГТ311/ГТ313 и близок им по строению. Времязадающая цепочка генератора, определяющая частоту переключения активного элемента, состоит из резистора R1 и конденсатора C1. Минимальная величина сопротивления R1 ограничена максимально возможной величиной тока через биполярный лавинный транзистор и может составлять доли...единицы мА. Максимальная емкость времязадающего конденсатора C1 также ограничена величиной предельного неразрушающего тока (его кратковременного броска) через транзистор VT1. Базовый электрод транзистора по постоянному току соединен с эмиттером. Нагрузкой генератора является низкоомное сопротивление R3 (обычно доли...сотни Ом).

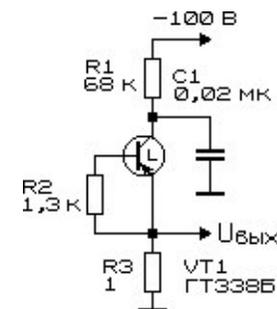


Рис. 2.6. Типовая схема релаксационного генератора импульсов на биполярном лавинном транзисторе

В табл. 2.2. приведены основные характеристики генератора импульсов, выполненного по схеме на рис. 2.6 [2.4].

Таблица 2.2. Характеристики РГИ на БЛТ

Тип транзистора VT1	$U_{\text{проб}}, В$	$U_{\text{ост}}, В$	$R_{VT}, Ом$	$I_{\text{разр}}, А$	$t_{\text{фронта}}, нс$	$t_{\text{имп. (max)}, нс$
ГТ338Б	50	20	7	<4,3	0,5	2,17
КТ312	120	30	5	<18	0,48	4,8
КТ603	140	40	5	<20	0,6	6,7

2. Схемы на лавинных транзисторах

Обозначения в таблице: $U_{\text{проб}}$, B — напряжение лавинного пробоя; $U_{\text{ост}}$, B — остаточное напряжение на транзисторе при пробое; R_{VT} , Ом — последовательное сопротивление лавинной структуры в момент пробоя; $I_{\text{разр}}$, A — максимальная амплитуда разрядного тока в цепи нагрузки; $t_{\text{фронта}}$, нс — длительность фронта импульса; $t_{\text{имп}}$, (max) , нс — максимальная длительность импульса.

Ток в нагрузке при разряде конденсатора затухает по экспоненциальному закону. Максимальная амплитуда тока в нагрузке определяется величиной емкости конденсатора $C1$, сопротивления нагрузки $R3$ и сопротивления открытого перехода эмиттер-коллектор биполярного лавинного транзистора в момент пробоя. Как следует из табл. 2.2, амплитуда тока в нагрузке может достигать значений, обычно характерных для сварочных аппаратов. Однако мощность при разряде незначительна, в противном случае произошло бы расплавление полупроводникового перехода, через который протекает ток. Величина энергии, расходуемой при разряде накопительного конденсатора $C1$, определяется его емкостью и не может превышать значения

$$E = \frac{C1 \cdot U^2}{2}.$$

Для того чтобы повысить амплитуду тока в нагрузке без риска повреждения транзистора, используют схемотехническое решение, показанное на рис. 2.7: параллельно сопротивлению, на которое происходит разряд конденсатора $C1$, подключают трансформатор (автотрансформатор), к выходной обмотке которого присоединяют сопротивление нагрузки R_H .

При использовании транзистора $ГТ338Б$ (рис. 2.7) максимальный ток разряда в импульсе достигал 3...4 А, для $КТ603Б$ — превышал 12 А. Максимальная частота генерируемых импульсов — сотни кГц [2.4].

Альтернативным схемотехническим решением, позволяющим многократно увеличить выходной ток в нагрузке, является параллельное включение нескольких активных элементов ($БЛТ$). Однако напрямую осуществить такое решение не удастся: напряжение лавинного пробоя каждого из $БЛТ$ заметно отличается друг от друга. Пробой будет постоянно происходить в

2. Схемы на лавинных транзисторах

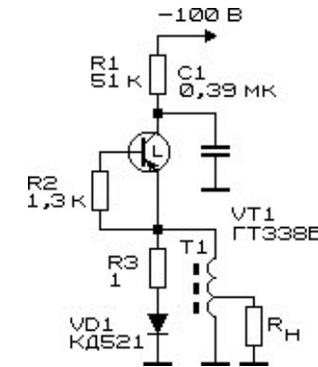


Рис. 2.7. Схема РГИ на биполярном лавинном транзисторе с повышенным выходным током и с автотрансформаторной нагрузкой

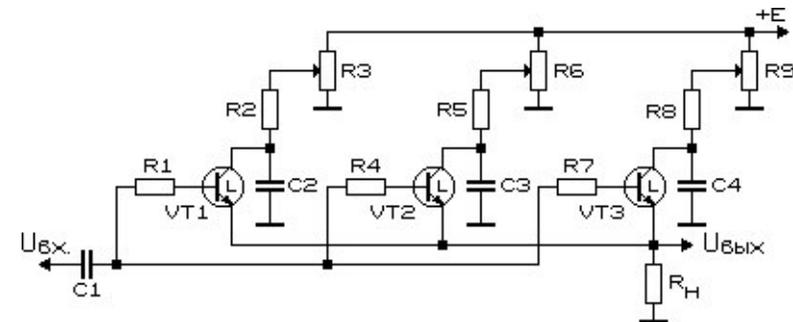


Рис. 2.8. Способ повышения выходного тока за счет параллельного включения нескольких РГИ

полупроводниковом приборе, имеющем меньшее напряжение лавинного пробоя, остальные транзисторы схемы в процессе генерации импульсов не будут задействованы. Чтобы решить эту проблему, используют параллельное включение нескольких $РГИ$ на $БЛТ$, работающих на общую нагрузку (рис. 2.8) [2.5].

Для синхронизации момента пробоя лавинные транзисторы управляются одновременно по цепи базы внешним импульсом [2.5]. Недостатком такого схемного решения является то, что требуется индивидуальный подбор режима работы каждого из транзисторов, входящих в схему.

2. Схемы на лавинных транзисторах

Как следует из табл. 2.2, минимальное значение напряжения питания релаксационных генераторов импульсов на основе биполярных лавинных транзисторов определяется напряжением пробоя активного элемента. Так, для транзисторов типа ГТ338 это напряжение обычно превышает 30...50 В. Для того чтобы генераторы импульсов могли работать при низких питающих напряжениях, используют оригинальные схемотехнические решения, пример одного из которых представлен на рис. 2.9 [2.6]. Генератор серии импульсов, работающий в ждущем режиме, способен работать при напряжении питания всего 15...30 В. Снижение рабочего напряжения питания обусловлено тем, что это напряжение удваивается на период действия управляющего импульса прямоугольной формы: при подаче на базу транзистора VT1 управляющего импульса он открывается, конденсатор C2, ранее заряженный через диод VD1 и резистор R2 до напряжения 15 В (напряжение питания устройства), оказывается подключенным положительно заряженной обкладкой через открытый транзистор VT1 к шине питания, а его отрицательно заряженная обкладка оказывается подключенной к цепи питания релаксационного генератора импульсов. Таким образом, напряжение питания генератора импульсов удваивается. Генератор вырабатывает серию импульсов, частота и амплитуда которых изменяются во времени вследствие разряда конденсатора C2. Максимальная частота генерации составляет 200 кГц.

В случае, когда от РГИ на БЛТ требуется получить выходные сигналы с увеличенной амплитудой, используют каскодное их включение (рис. 2.10) [2.5]. Если транзисторы по своим характеристикам идентичны, приложенное к ним напряжение распределяется между транзисторами равномерно, следовательно, суммарное напряжение пробоя такой составной структуры можно принять равным сумме напряжений лавинного пробоя каждого из транзисторов (или произведению числа последовательно включенных транзисторов на напряжение пробоя одного транзистора).

Последовательное включение лавинных транзисторов в целях получения мощных ультразвуковых импульсов применено в схеме на рис. 2.11 [2.7]. Генератор импульсов нагружен на активное сопротивление R5, параллельно которому подключен ультразвуковой излучатель BQ1.

2. Схемы на лавинных транзисторах

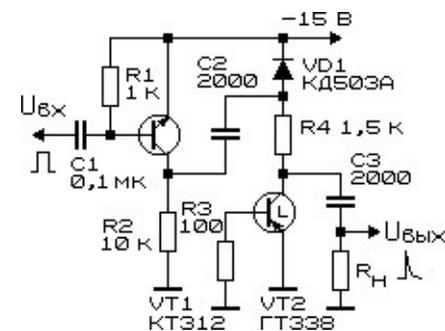


Рис. 2.9. Схема генератора серии импульсов на лавинном транзисторе с пониженным вдвое напряжением питания

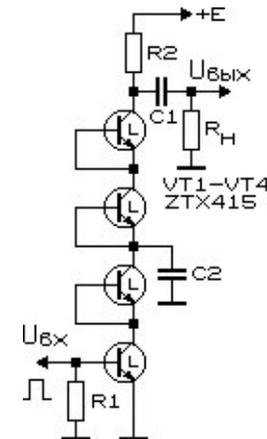


Рис. 2.10. Схема РГИ с последовательно включенными БЛТ

В порядке сопоставления на рис. 2.12 показана схема генератора аналогичного назначения, но выполненная на однокаскадном активном элементе [2.1]. Устройство содержит два последовательно включенных РГИ, первый из которых и является, собственно, генератором ультразвуковых импульсов, а второй РГИ управляется от первого через разделительный конденсатор C2. Сигнал со второго РГИ подается на вход ОУ «Внешняя синхронизация» осциллографа, работающего в ждущем режиме и предназначенного для визуального наблюдения переходных процессов.

2. Схемы на лавинных транзисторах

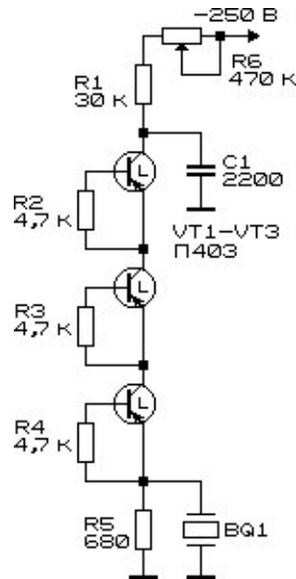


Рис. 2.11. Каскодное включение БЛТ в РГИ для пьезокерамического излучателя

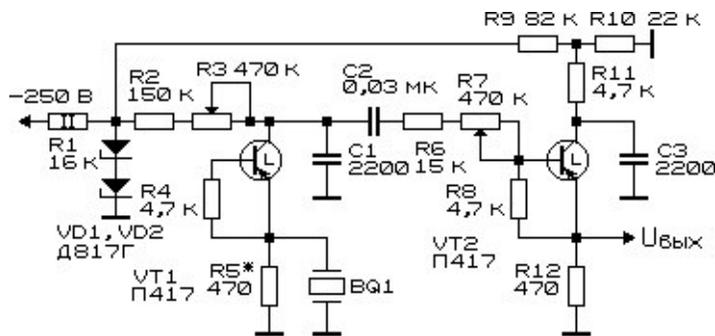


Рис. 2.12. Схема генератора мощных ультразвуковых импульсов на лавинном транзисторе

Работой генератора импульсов на лавинном транзисторе можно управлять не только за счет изменения RC-параметров времязадающей цепи или напряжения источника питания. На рис. 2.13 показан пример управления свойствами биполярного

2. Схемы на лавинных транзисторах

лавинного транзистора импульсами света [2.8]. Фактически в схеме использован лавинный фототранзистор: у обычного транзистора, работающего в режиме лавинного пробоя, спилена крышка. Переход транзистора облучают импульсом света, и при его воздействии напряжение лавинного пробоя транзистора заметно и весьма быстро снижается. Устройство генерирует электрический импульс практически синхронно с запускающим световым сигналом.

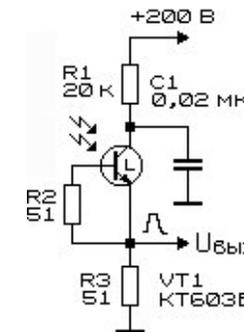


Рис. 2.13. Схема релаксационного генератора импульсов со световым запуском на лавинном фототранзисторе

Амплитуда генерируемых импульсов в зависимости от величины емкости конденсатора $C1$ достигает 70 В при длительности импульса 5 нс .

На основе лавинных фототранзисторов могут быть созданы высокочувствительные к действию света устройства (рис. 2.14) [2.9]. В исходном состоянии, в темноте, лавинный транзистор $VT1$ не проводит, транзистор $VT2$ — закрыт, конденсатор $C1$ заряжен через резисторы $R3$ и $R4$ и формирующую линию задержки $L3$ до напряжения 36 В . Соответственно, закрыт и транзистор $VT3$, сигнал на выходе устройства равен нулю. Если на лавинный фототранзистор $VT1$ подать импульс света, произойдет пробой его перехода, откроется транзистор $VT2$, конденсатор $C1$ подключится к общей шине через линию задержки, играющую одновременно роль индуктивности, и разрядится через эту индуктивность и резистор $R4$. Сформированный таким образом импульс запустит генератор импульсов на транзисторе $VT3$. На период действия

2. Схемы на лавинных транзисторах

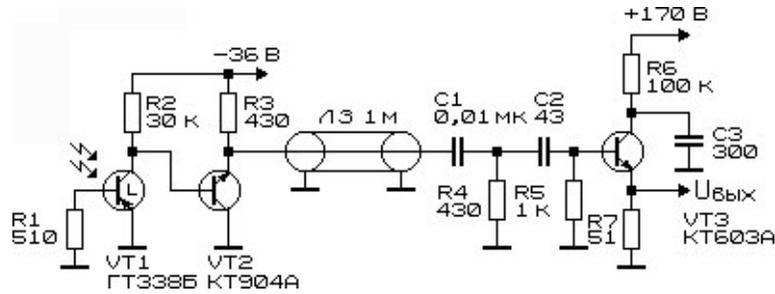


Рис. 2.14. Схема управляемого светом генератора импульсов с фотодатчиком на лавинном транзисторе

управляющего импульса этот транзистор открывается, конденсатор C3 разрядится на сопротивление нагрузки R7.

Чувствительность подобного пускового устройства чрезвычайно высока. Порог срабатывания устройства к действию светового импульса инфракрасного диапазона (1,06 мкм) составляет $1,5 \times 10^{-9}$ Дж; для длины волны 0,53 мкм — $0,6 \times 10^{-9}$ Дж. Для сравнения: если вместо лавинного фототранзистора VT1 поставить фотодиод ЛФД-2А, пороги срабатывания составят 10^{-4} и $2,2 \times 10^{-4}$ Дж соответственно.

В качестве активных элементов с лавинным пробоем используют не только высокочастотные транзисторы, но и высокочастотные диоды. Это свойство полупроводниковых элементов часто применяют при создании микромощных стабилизаторов напряжения, работающих в диапазоне напряжений 7...200 В. На основе высокочастотных диодов, работающих в режиме лавинного пробоя, могут быть созданы простейшие генераторы импульсов.

Генератор импульсов, выполненный на диоде Д2Б (рис. 2.15), работает при напряжении питания порядка 260 В и вырабатывает пилообразные импульсы амплитудой до 14 В [2.10]. Недостатком устройства является то, что на активном элементе выделяется значительная мощность, диод перегревается, частота следования импульсов нестабильна. В результате перегрева через некоторое время диод выходит из строя, поэтому на практике схему можно использовать только в очень ограниченных случаях, например, для запуска тиристорных устройств с последующим самоотключением элемента запуска.

2. Схемы на лавинных транзисторах

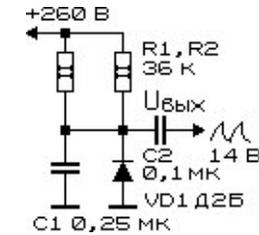


Рис. 2.15. Схема генератора импульсов на обратносмещенном германиевом диоде

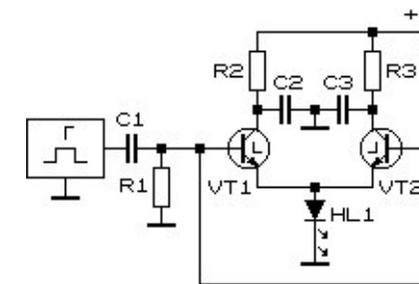


Рис. 2.16. Схема генератора световых импульсов

На управляемых внешним синхронизирующим импульсом биполярных лавинных транзисторах собран генератор световых импульсов (рис. 2.16) с высокой частотой их повторения (до 20...50 кГц) [2.11]. Подобные устройства перспективны для создания экономичных высокоэффективных линий связи и управления.

На основе РГИ можно создать оригинальные безындуктивные линии задержки. Так, при подаче на вход устройства (рис. 2.17) импульса отрицательной полярности напряжением до 5 В и длительностью 5...10 нс при частоте следования до 30 кГц на выходе можно получить импульс амплитудой 7...8 В, задержанный на 3...30 нс [2.12].

Устройство содержит два генератора импульсов, работающих в ждущем режиме. Ждущий режим генераторов устанавливается индивидуальной регулировкой питающих напряжений (потенциометры R3 и R11). При помощи потенциометра R8 подбирают скорость изменения напряжения на выходе устройства.

2. Схемы на лавинных транзисторах

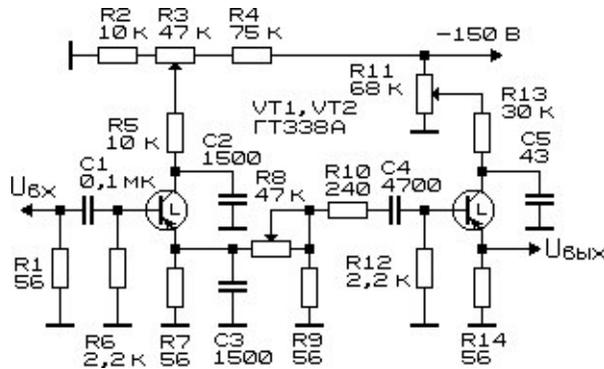


Рис. 2.17. Схема линии задержки на лавинных транзисторах

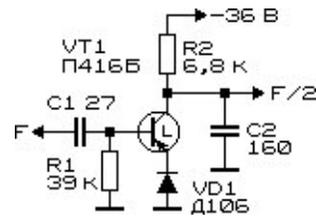


Рис. 2.18. Схема делителя частоты

На базе РГИ может быть создан делитель частоты (рис. 2.18) [2.13].

В формирователе импульсов по схеме на рис. 2.19 в цепи нагрузки используется повышающий трансформатор Т1, на первичную обмотку которого разряжается времязадающий конденсатор С1. На выходе устройства формируется сигнал прямоугольной формы, примерно соответствующий по форме входному, но заметно превосходящий его по амплитуде [2.5].

Формирователь затухающего по амплитуде квазисинусоидального сигнала [2.5] запускается внешним управляющим сигналом прямоугольной формы (рис. 2.20).

В РГИ (рис. 2.21) времязадающий конденсатор С1 выполнен в виде отрезка коаксиального кабеля, к центральной жиле которого подсоединено сопротивление нагрузки, а оплетка соединена с коллектором транзистора VT1 [2.5].

2. Схемы на лавинных транзисторах

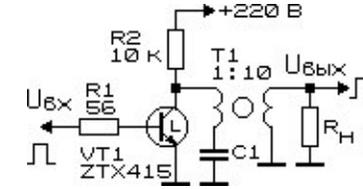


Рис. 2.19. Схема формирователя импульсов

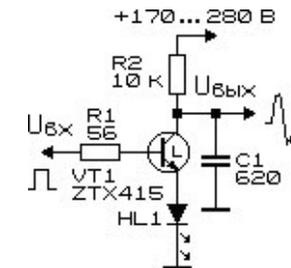


Рис. 2.20. Схема генератора затухающего по амплитуде синусоидального сигнала

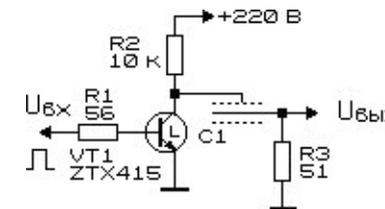


Рис. 2.21. Схема РГИ с внешним управлением

В РГИ (рис. 2.22) времязадающий конденсатор С1 также выполнен в виде отрезка коаксиального кабеля [2.5]. Емкость такого конденсатора пропорциональна длине кабеля.

В формирователе сигнала синусоидальной формы (рис. 2.23) применены LC-цепочки, используемые в качестве накопительных элементов [2.5].

Простой преобразователь неэлектрических и электрических величин в частоту (рис. 2.24) выполнен всего на четырех элементах, каждый из которых может служить датчиком: резистор R1, конденсатор С1, транзистор VT1 или сопротивление

2. Схемы на лавинных транзисторах

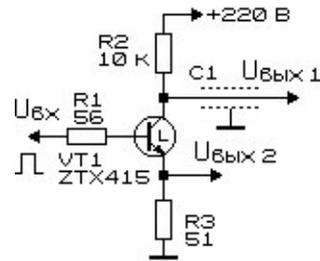


Рис. 2.22. Вариант подключения нагрузки в РГИ с внешним управлением

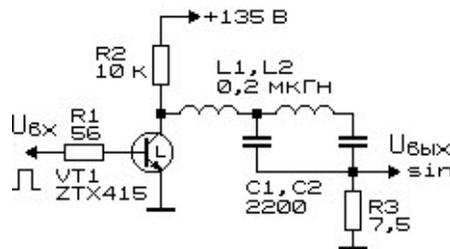


Рис. 2.23. Схема формирователя сигнала синусоидальной формы

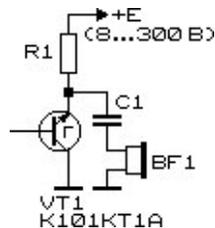


Рис. 2.24. Схема простейшего генератора звуковой частоты на инверсно включенном БЛТ

нагрузки (одновременно звуковой излучатель) BF1. При изменении параметров любого из входящих в состав устройства компонентов под действием внешнего источника, например, температуры, частота генерации РГИ изменяется. В качестве чувствительных элементов преобразователя могут быть использованы фоторезисторы, терморезисторы, магниточувствительные элементы, варикапы, вариконды и другие элементы.

2. Схемы на лавинных транзисторах

После проведения соответствующей калибровки и при использовании цифрового частотомера устройство можно использовать для следующих измерений: преобразования в частоту при помощи резистивных или емкостных датчиков измеряемого параметра (интенсивности светового потока, температуры, давления, влажности и т.д.).

Преобразователь (рис. 2.24) является простейшим релаксационным генератором, выполненным на транзисторе микросхемы K101KT1A с инверсным включением последнего в режиме с «оборванной» базой. Резистор R1 ограничивает ток через транзистор при коротком замыкании в цепи резистивного датчика. Произведение RC1 (где $R = R1 + R_{датч}$) определяет рабочую частоту генерации преобразователя. В качестве индикатора звуковых колебаний используют высокоомные головные телефоны ТОН-1.

Устройство работоспособно в широком интервале изменения параметров R и C1. Возможна работа генератора в ждущем режиме: при замыкании базы транзистора на землю генерация срывается.

Технические характеристики преобразователя:

Сопротивление резистивного датчика (в зависимости от напряжения питания), Ом — $2 \times 10^5 \dots 3,5 \times 10^7$.

Емкость емкостного датчика, пФ — $10^2 \dots 10^7$.

Частота генерации, Гц — $10^{-1} \dots 10^5$.

Напряжение питания, В — ≥ 8 .

Потребляемый ток, мкА — не более 150.

Преобразователь допустимо использовать также в режиме сенсорного ключа, в качестве индикатора жил многожильного кабеля, а также простейшего R- и C-метра или перестраиваемого широкодиапазонного генератора импульсов и т.д.

Устройство (рис. 2.25) представляет собой минимально усовершенствованный РГИ (рис. 2.24), оно может быть использовано для генерирования импульсов с регулируемой частотой следования, например, путем емкостного преобразования неэлектрических величин в частоту [2.14]. Основное отличие генераторов (рис. 2.24 и 2.25) заключается в том, что включение параллельно р-п-переходу транзистора VT1 (рис. 2.25) дополнительного конденсатора переменной емкости C1 малой величины

2. Схемы на лавинных транзисторах

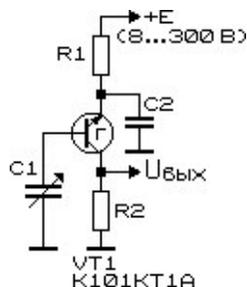


Рис. 2.25. Схема управляемого генератора релаксационных колебаний

(десятки...сотни пФ) позволяет управлять частотой следования выходных импульсов в широких пределах. В качестве этого конденсатора возможно использование емкостного датчика.

Поскольку мощность выходных сигналов, снимаемых с РГИ на основе БЛТ, невелика, для существенного ее увеличения используют схему, показанную на рис. 2.26. Предельный ток через сопротивление нагрузки, например, светодиод HL1 или их цепочку, ограничивает резистор R3, величину которого определяют как:

$$R = \frac{U_{\text{пит}} - U_{\text{HL}} - U_{\text{ост.VT2}}}{I_{\text{maxHL}}}$$

Здесь $U_{\text{пит}}$ — напряжение питания; U_{HL} — падение напряжения на светодиоде (светодиодах); $U_{\text{ост.VT2}}$ — остаточное напряжение на открытом транзисторе VT2; I_{maxHL} — максимальный ток через светодиод. В цепи нагрузки можно использовать последовательно-параллельное соединение светодиодов, работающих как в инфракрасном, так и в видимом диапазонах длин волн, в том числе современные, так называемые, сверхяркие светодиоды. Генератор световых импульсов (рис. 2.26) может быть использован для дистанционной передачи данных, систем оптического управления, охранных систем.

Несложный индикатор электрического поля [2.15] собран на основе РГИ по схеме, приведенной на рис. 2.27. Полевой транзистор VT1 образует управляемый изменением напряженности внешнего электрического поля резистор, включенный последовательно с резисторами R1 и R3. Эти элементы определяют

2. Схемы на лавинных транзисторах

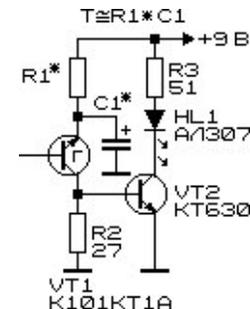


Рис. 2.26. Схема генератора мощных световых импульсов видимой или инфракрасной областей спектра

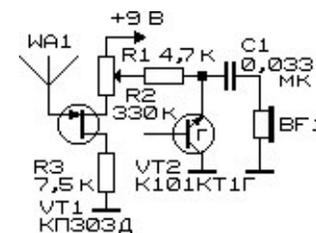


Рис. 2.27. Схема индикатора электрического поля на РГИ с регулируемым порогом срабатывания

пределы изменения напряжения, снимаемого с движка потенциометра R1 для питания РГИ. Сам РГИ выполнен по традиционной схеме (см., например, рис. 2.24). Перед началом измерений ручку потенциометра R1 выставляют таким образом, чтобы генератор работал в пороговом режиме. При изменении (увеличении) напряженности электрического поля сопротивление канала полевого транзистора изменяется (увеличивается), напряжение питания РГИ возрастает, он начинает вырабатывать колебания, воспроизводимые телефонным капсюлем BF1 в виде щелчков, частота которых нарастает с ростом напряженности электрического поля.

Генератор акустического шума (рис. 2.28) предназначен для формирования маскирующих акустических сигналов — срыва прослушивания конфиденциальных разговоров через оконные стекла [2.16]. При разговоре в помещении звуковые волны, воздействуя на оконные стекла, вызывают их вибрацию, поэтому,

2. Схемы на лавинных транзисторах

применяя узконаправленные микрофоны или системы оптического контроля, можно дистанционно считывать информацию.

Устройство с сетевым питанием (рис. 2.28) содержит два генератора импульсов, частоты которых не стабилизированы и отличаются друг от друга. Нагрузка генераторов — общая, в этой связи импульсы (щелчки, следующие с частотой в сотни Гц) подаются через буферный каскад, выполненный на транзисторе VT2, на пьезокерамические излучатели HA1 — HA3. Период времени между импульсами постоянно изменяется, в связи с чем считывание информации со стекол в условиях аperiодических акустических помех с использованием фильтров и т.п. устройств затруднено. Громкость звукового сигнала можно плавно регулировать потенциометром R4. Нагрузкой буферного каскада являются пьезокерамические излучатели, например, типа ЗП-19, наклеенные на оконные стекла.

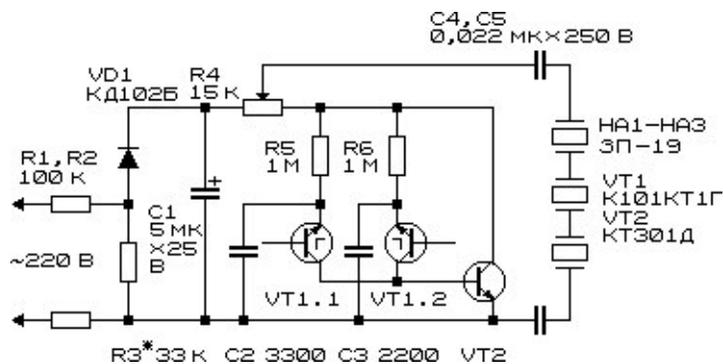


Рис. 2.28. Схема генератора маскирующих акустических сигналов

На основе БЛТ могут быть собраны и «бесконденсаторные» генераторы импульсов (рис. 2.29). Роль конденсаторов в своеобразном мультивибраторе, выполненном на основе лавинных транзисторов микросхемы K101KT1, играют управляемые полупроводниковые емкости — варикапы, в качестве которых применены стабилитроны VD1 и VD2 (стабилитроны Д814Д либо варикапы Д901). Изменение напряжения источника питания от 11 до 41 В вызывает изменение амплитуды выходного сигнала (генерируемых импульсов) от 350 до 370 мВ.

2. Схемы на лавинных транзисторах

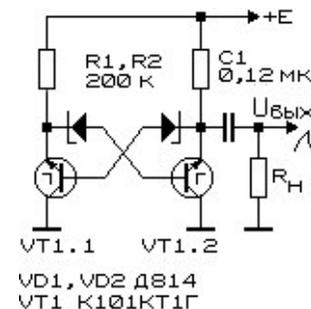


Рис. 2.29. Схема «бесконденсаторного» генератора импульсов

Устройство работает следующим образом: при подаче напряжения питания активные сопротивления всех полупроводниковых элементов схемы на несколько порядков (3 — 4) превышают сопротивление времязадающих резисторов R1 и R2. Варикапы — VD1 и VD2 — образуют динамические емкости, емкость и сопротивление этих приборов зависит от величины приложенного напряжения (с ростом напряжения емкость и сопротивление снижаются). Поскольку VD1 и VD2 обладают емкостью порядка сотен пФ, происходит заряд этих емкостей через времязадающие резисторы — R1 и R2. Напряжение на варикапах VD1 и VD2 растет до тех пор, пока в одном из БЛТ, например, VT1, не произойдет лавинный пробой. При этом сопротивление эмиттер-коллектор указанного транзистора скачкообразно уменьшится (до сотен Ом), напряжение на участке эмиттер-коллектор понизится до минимального значения, а заряженная емкость, образованная варикапом VD1, будет подключена к переходу база-коллектор биполярного лавинного транзистора VT2, запирая последний. Емкость эмиттер-коллектор БЛТ составляет единицы пФ, что на два порядка ниже емкостей варикапов и в этой связи в расчеты не принимается. Так как БЛТ VT2 заперт, будет продолжаться заряд емкости, образованной варикапом VD2; когда конденсатор (варикап) VD1 разрядится и напряжение на транзисторе VT2 достигнет напряжения лавинного пробоя, произойдет его пробой, сопротивление эмиттер-коллектор указанного транзистора скачкообразно уменьшится, произойдет переключение схемы, затем процесс повторится. Таким образом, схема будет генерировать электрические импульсы.

2. Схемы на лавинных транзисторах

Генератор экономичен: потребляет ток не более 100 мкА.

Генератор импульсов (рис. 2.30) по а. с. 521653 В. П. Дьяконова [2.17] по характеру включения элементов очень напоминает «перевернутый» симметричный мультивибратор. Однако, в силу того что в генераторе использованы лавинные транзисторы, эмиттеры и коллекторы транзисторов «обычного» мультивибратора как бы поменялись местами. Резисторы R2 и R5 являются второстепенными элементами схемы — они предназначены для повышения надежности работы лавинных транзисторов. Особенностью генератора является и то, что сопротивление нагрузки — R4 (десятки...сотни Ом) — включено последовательно в цепь питания генератора. Кроме того, в состав цепи питания входит RC-фильтр на элементах R3C1. При определенном соотношении номиналов конденсаторов и резисторов устройства параметры этой цепочки могут влиять на частоту и форму генерируемых сигналов.

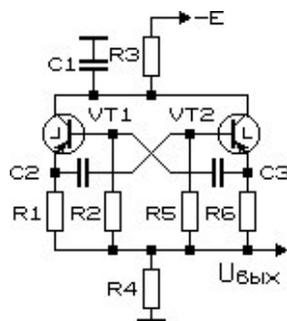


Рис. 2.30. Схема генератора импульсов на лавинных транзисторах

Генератор импульсов на лавинном транзисторе с внешним управлением (рис. 2.31) позволяет генерировать импульсы, частота которых зависит от уровня управляющего сигнала. Этот сигнал изменяет с помощью транзистора VT1 величину времязадающего резистора, включенного в эмиттерную цепь лавинного транзистора VT2 [2.13].

Генератор импульсов (рис. 2.32) также следует отнести к управляемым извне устройствам: частота следования генерируемых импульсов зависит от величины приложенного управляющего напряжения U_6 [2.18]. Выходной сигнал снимают с

2. Схемы на лавинных транзисторах

конденсатора C2. В зависимости от величины управляющего напряжения U_6 изменяется эквивалентное электрическое сопротивление транзистора VT1 (полупроводникового управляемого времязадающего резистора). Соответственно, изменяется частота генерируемых импульсов.

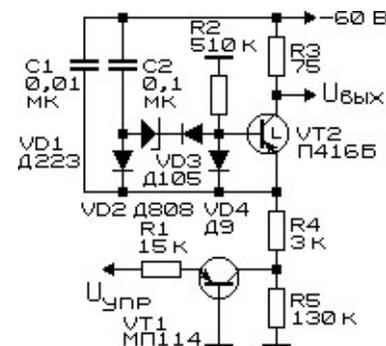


Рис. 2.31. Схема генератора импульсов на лавинном транзисторе с внешним управлением

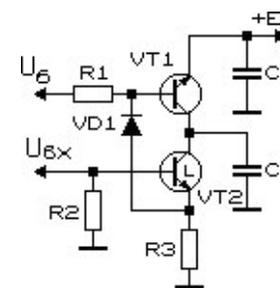


Рис. 2.32. Схема импульсного генератора

Второй управляющий сигнал — $U_{вх}$ — поступает на базу лавинного транзистора VT2. Этот сигнал фактически разрешает/запрещает работу генератора. В качестве такого сигнала можно использовать и последовательность прямоугольных импульсов.

Генератор периодически повторяющихся акустических импульсов — метроном — собран по схеме, изображенной на рис. 2.33 [2.19]. Частота следования импульсов (щелчков) регулируется в пределах 0,5...1000 Гц. Грубо частоту генерируемых

2. Схемы на лавинных транзисторах

импульсов можно устанавливать, переключая времязадающие конденсаторы переключателем SA1. Плавно, в пределах избранного диапазона, частота регулируется потенциометром R2. Питается метроном от сети 220 В через простейший выпрямитель. Резистор R3 ограничивает предельный ток через лавинный транзистор, одновременно он защищает пользователя от поражения электрическим током более целесообразно разделить этот резистор на два по 51 кОм, один из которых включить на место R3, а второй — последовательно с потенциометром R2 (со стороны конденсатора C4). При эксплуатации метронома все ручки управления должны иметь надежную изоляцию.

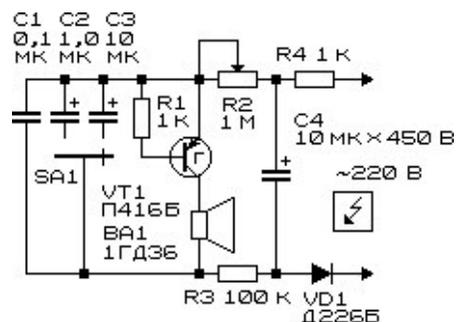


Рис. 2.33. Схема метронома на лавинном транзисторе с сетевым питанием

Более безопасный в использовании метроном можно выполнить по схеме на рис. 2.34 [2.19]. Схема отличается тем, что в ней использован кремниевый высокочастотный транзистор иной структуры, также работающий в режиме лавинного пробоа. Соответственно, полярность подаваемого питания и полярности включения электролитических конденсаторов иные. Как и в предыдущем случае, подбором (переключением) RC-элементов частоту акустических импульсов можно изменять в широких пределах — от долей до десятков Гц.

Регуляторы (рис. 2.35 и 2.36) позволяют выполнять две функции: автоматически поддерживать заданный уровень освещенности вне зависимости от изменения уровня внешней

2. Схемы на лавинных транзисторах

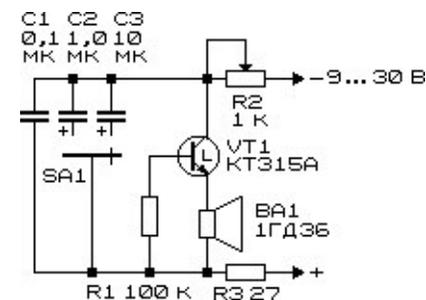


Рис. 2.34. Схема метронома на лавинном транзисторе с батарейным питанием

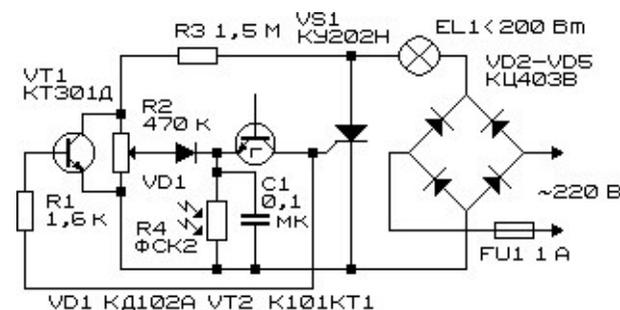


Рис. 2.35. Схема тиристорного светорегулятора с использованием БЛТ

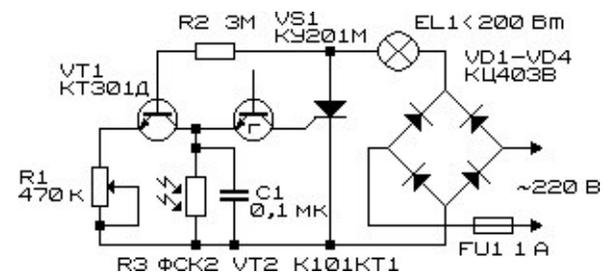


Рис. 2.36. Схема авторегулятора интенсивности светового потока

освещенности; плавно регулировать задаваемый уровень освещенности [2.20]. Отмеченные свойства регуляторов позволяют использовать их для поддержания постоянной освещенности

2. Схемы на лавинных транзисторах

коридорных площадок, при фотопечати, задании теплового (светового) режима в установках производственного и бытового назначения (инкубаторах, аквариумах, теплицах, термо- и фотостатах и т.п. устройствах).

Светоизлучающий элемент (лампа накаливания) мощностью до 200 Вт можно включить по постоянному току (в цепь нагрузки тиристора) либо по переменному — в разрыв сетевого провода.

Управление работой тиристора осуществляется от релаксационного RC-генератора, выполненного на лавинном транзисторе VT2 (*K101KT1*). В начальный момент времени заряд конденсатора C1 осуществляется от положительного полупериода напряжения, снимаемого с анода тиристора VS1 через резистор R2 и транзистор VT1 (рис. 2.36) или резисторы R2 и R4 и диод VD1 (рис. 2.35). Транзистор VT1 (рис. 2.35) предназначен для «синхронизации» начала формирования импульса управления с пульсациями выпрямленного питающего напряжения. Параллельно конденсатору C1 подключен сернистокадмиевый фоторезистор типа ФСК-2, сопротивление которого в темноте превышает 3 МОм. Таким образом, если фоторезистор находится в затемненной зоне (при отсутствии оптической связи между светоизлучателем EL1 и фоторезистором), последний почти не шунтирует конденсатор C1. Когда напряжение на обкладках конденсатора превысит 8 В, произойдет лавинный пробой транзистора VT2 и разряд конденсатора на управляющий электрод тиристора VS1. Тиристор открывается, и на лампу накаливания подается текущий полупериод напряжения сети. Для каждого последующего полупериода сетевого напряжения процесс повторяется. На лампе выделяется до 95% от подводимой мощности, что характерно для всех типов тиристорных и симисторных регуляторов. Если освещенность фотосопротивления повышать, его сопротивление будет понижаться до 200 кОм (и менее). Поскольку фоторезистор подключен параллельно накопительному конденсатору C1 генератора, то его шунтирование приведет к снижению скорости заряда конденсатора и отсрочке момента включения тиристора. В итоге лампа накаливания в каждый полупериод начинает включаться с задержкой, пропорциональной уровню освещенности в точке нахождения фоторезистора. Соответственно, суммарная освещенность будет стабилизирована на

2. Схемы на лавинных транзисторах

определенном (заданном) уровне. Потенциометр R1, включенный в эмиттерную цепь транзистора VT1 (рис. 2.36), или R2, подключенный параллельно коллектору-эмиттеру транзистора VT1 (рис. 2.35), предназначены для задания максимальной освещенности и позволяют плавно регулировать этот уровень.

При необходимости устройство можно превратить в терморегулятор, работающий по подобному принципу. При монтаже устройства следует располагать фоторезистор таким образом, чтобы свет от лампы накаливания напрямую не попадал на рабочую площадку фоторезистора, т.к. в противном случае возможно возникновение генерации вспышек света, частота которых повышается при приближении лампы к фоторезистору. Подобное явление (оптической обратной связи) может быть использовано для генерации импульсов света, определения расстояния между отражающим покрытием и излучателем/приемником света, в других радиоэлектронных устройствах.

Высоковольтные газоразрядные индикаторы (типа ИН-14) довольно плохо согласуются с современными микромощными КМОП-микросхемами, например, *K564ИЕ8*, *K564ИЕ9* и т.п.

Схема питания газоразрядных индикаторов и КМОП-микросхем (рис. 2.37) позволяет обеспечить питание 10...30 микросхем серии *K176*, *K164*, *K561* или *K564*, стабильный режим индикации (стабилизация напряжения питания газоразрядных индикаторов с одновременным повышением среднего срока их эксплуатации за счет снижения напряжения питания до нижней границы паспортного значения и уменьшения разрядного тока) [2.21]. В цепях согласования газоразрядных индикаторов с КМОП-микросхемами (например, *K564ИЕ8*, *K561ИЕ9* и др.) использованы транзисторы *KT301*, работающие в режиме лавинного пробоя.

В случае, если устройство хорошо изолировано от корпуса, может быть использовано бестрансформаторное питание.

Устройство состоит из выпрямителя (см. рис. 2.37), параметрического стабилизатора, выполненного в виде цепочки последовательно соединенных стабилитронов, с которой снимаются стабилизированные напряжения +9 и +170 В для питания микросхем и газоразрядных индикаторов (*ИН-14*).

2. Схемы на лавинных транзисторах

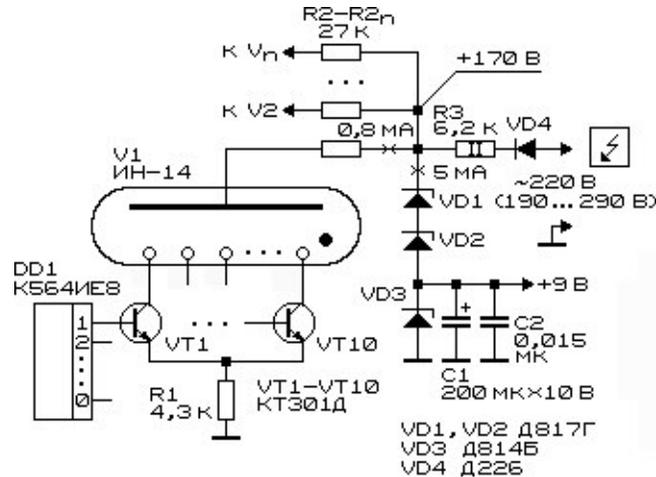


Рис. 2.37. Схема питания газоразрядных индикаторов и КМОП-микросхем с выходными каскадами на неинверсно включенных БЛТ типа КТ301Д

Технические характеристики устройства:

Напряжение питания, В — 190...290.

Ток — постоянный или переменный.

Потребляемый ток, мА — 8.

Напряжение на газоразрядных индикаторах, В — 170.

Напряжение для питания микросхем, В — 9.

Блок можно использовать в цифровых измерительных и счетных приборах: электронных часах, счетчиках и реле времени, измерителях различных электрических величин.

Одна из разновидностей схем релаксационных генераторов импульсов на лавинном транзисторе [2.13] представлена на рис. 2.38. Особенностью схемы является необычное подключение накопительного конденсатора — через полупроводниковый диод VD1. При включении устройства конденсатор C1 разряжен, поэтому зарядный ток протекает через резистор R2 и диод VD1. После того как напряжение на конденсаторе сравнивается с напряжением пробоя лавинного транзистора, диод VD1 закроется. Напряжение на конденсаторе C1 будет экспоненциально спадать за

2. Схемы на лавинных транзисторах

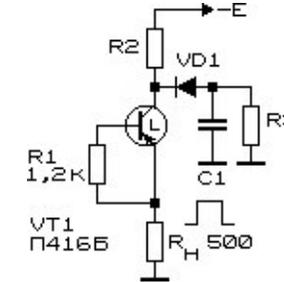


Рис. 2.38. Схема РГИ на БЛТ с разделительным диодом в цепи накопительного конденсатора

счет разряда конденсатора на сопротивление R3. На все это время транзистор VT1 остается в состоянии пробоя, следовательно, на сопротивлении нагрузки будет формироваться выходной сигнал прямоугольной формы.

После того как конденсатор C1 разрядится, диод VD1 вновь откроется, транзистор VT1 переключится в закрытое состояние, и процесс повторится.

Максимальное напряжение на конденсаторе (и, соответственно, на лавинном транзисторе) не может превышать значения

$$E \frac{R3}{R2 + R3},$$

где E — напряжение питания.

На основе маломощного релаксационного генератора импульсов выполнен генератор, обладающий повышенной нагрузочной способностью (рис. 2.39). Подобную схему включения полупроводниковых элементов можно рассматривать как составной лавинный транзистор. Устройство работает в диапазоне питающих напряжений 9...40 В.

Формирователь ступенчатообразных импульсов [2.13] (рис. 2.40) работает следующим образом: при подаче на вход продолжительного по времени импульса на выходе устройства формируется сигнал ступенчатой формы на период действия этого импульса. При отсутствии сигнала на входе транзистор VT1 открыт и шунтирует лавинный транзистор VT2, генерация отсутствует. Если на базу транзистора VT1 подать управляющий импульс

2. Схемы на лавинных транзисторах

положительной полярности, транзистор закрывается, релаксационный генератор импульсов на БЛТ VT2 начнет работать, конденсатор C2 станет периодически разряжаться на сопротивление нагрузки R4, поскольку параллельно этому сопротивлению подключен накопительный конденсатор C1 относительно большой емкости ($C1 > C2$), а каждый разряд конденсатора C2 вызовет ступенчатое приращение напряжения (заряда) на этом конденсаторе. После окончания действия управляющего импульса транзистор VT1 откроется и зашунтирует активный элемент РГИ — транзистор VT2. Конденсатор C1 разрядится на сопротивление нагрузки R4. Устройство вернется в исходное состояние.

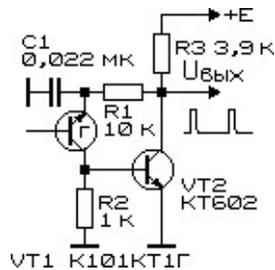


Рис. 2.39. Схема генератора импульсов на БЛТ с улучшенной формой выходного импульса и повышенной нагрузочной способностью

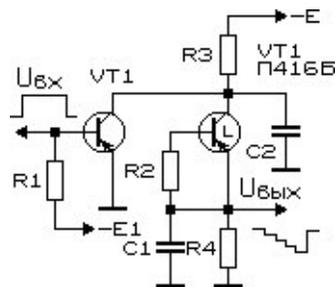


Рис. 2.40. Схема генератора ступенчатого напряжения

Делитель частоты импульсов (рис. 2.41) выполнен на основе РГИ на двух БЛТ [2.13]. Управляющие (входные) импульсы подаются в цепь нагрузки генератора на полупроводниковый диод VD1. Изначально (при отсутствии управляющих импульсов) этот

2. Схемы на лавинных транзисторах

диод закрыт и генерация отсутствует. На период действия импульса диод VD1 открывается, происходит переключение лавинных транзисторов. Для того чтобы вернуть схему в исходное состояние, необходима подача на вход устройства второго управляющего импульса. Таким образом, на выходе устройства изменение выходного напряжения будет происходить с частотой, вдвое меньшей частоты следования управляющих импульсов.

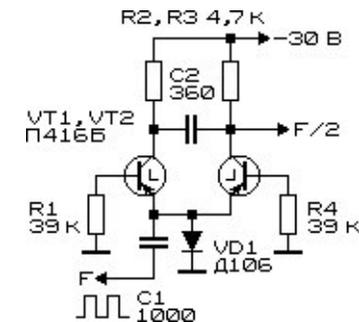


Рис. 2.41. Схема делителя частоты на лавинных транзисторах

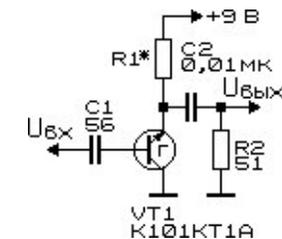


Рис. 2.42. Схема генератора импульсов на лавинном транзисторе с внешним запуском

Генератор импульсов на лавинном транзисторе с внешним запуском (рис. 2.42) можно использовать в качестве управляемого делителя частоты [2.13]. В зависимости от номиналов RC-элементов схемы, коэффициент деления устройства можно изменять в широких пределах.

Пример такого делителя приведен на следующем рисунке. Делитель частоты на базе РГИ подбором его RC-элементов потенциально можно настроить на любой разумно заданный коэффициент деления. Так, на рис. 2.43 показан делитель частоты

2. Схемы на лавинных транзисторах

на десять: при подаче на вход делителя сигнала частотой 10 кГц на выходе при подборе номиналов резисторов будут получены импульсы частотой 1 кГц [2.13].

На основе РГИ могут быть собраны не только делители, но и умножители частоты. Пример такого устройства приведен на рис. 2.44 [2.13]. При подаче на вход «умножителя» частоты импульса управления (одновременно это и питающее напряжение) генератор начинает вырабатывать короткие импульсы, частота которых зависит от постоянной времени R_1C_1 . После отключения напряжения питания (управляющего импульса) генерация прекращается. Таким образом, если на вход устройства подавать управляющие импульсы разной частоты (или продолжительности), на его выходе будут присутствовать короткие импульсы, число которых будет превосходить число входных.

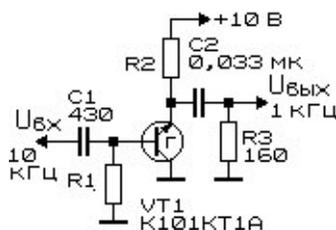


Рис. 2.43. Схема декадного делителя частоты

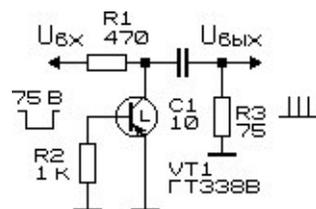


Рис. 2.44. Схема умножителя частоты на лавинном транзисторе

Другой вариант практического выполнения «умножителя» частоты показан на рис. 2.45 [2.13]. Принцип его действия заметно отличается от изложенного выше: питающее напряжение на генератор подается постоянно, однако генерация происходит только тогда, когда БЛТ в паузах внешних управляющих импульсов закрыт, смещение на его базе равно нулю, транзистор VT1

2. Схемы на лавинных транзисторах

готов для лавинного пробоя коллекторного перехода. При положительном смещении на базе транзистор VT1 открыт, генерация отсутствует. Устройство за время паузы входного импульса генерирует серию коротких выходных импульсов. Ориентировочный номинал резистора R4 — 100...200 кОм.

РГИ на основе БЛТ способны генерировать не только сигналы весьма своеобразной — дельтавидной — формы, но, при определенных усовершенствованиях, могут использоваться для генерации сигналов синусоидальной и иной формы. Пример схемы такого генератора приведен на рис. 2.46 [2.13]. Специфика формируемого выходного синусоидального сигнала определяется тем, что в цепь нагрузки РГИ включен последовательный колебательный контур L1C2.

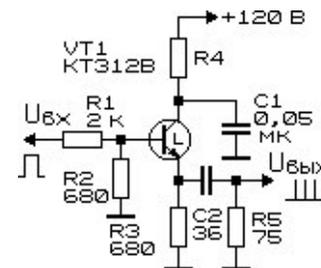


Рис. 2.45. Вариант умножителя частоты на лавинном транзисторе

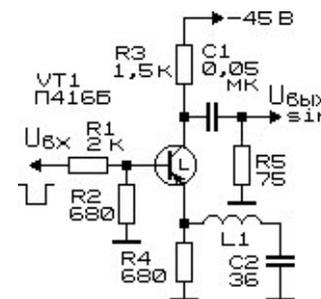


Рис. 2.46. Схема формирователя сигналов синусоидальной формы

В составе РГИ для придания его колебаниям необходимой пользователю формы могут включаться разнообразные компоненты (R, L, C). На рис. 2.47 показана схема формирования

2. Схемы на лавинных транзисторах

выходного сигнала синусоидальной формы за счет включения колебательного контура $L1C2$ в состав времязадающего конденсатора [2.13].

Как и для всех RC-генераторов, частота электрических колебаний, вырабатываемая РГИ, весьма нестабильна. Для того чтобы повысить стабильность вырабатываемой генератором частоты используют элементы стабилизации, традиционно используемые в этих целях, например, кварцевые резонаторы (рис. 2.48) [2.13].

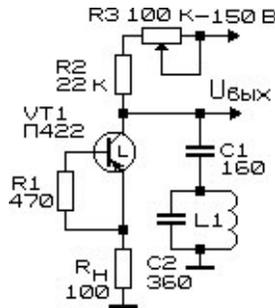


Рис. 2.47. Схема формирователя сигнала синусоидальной формы

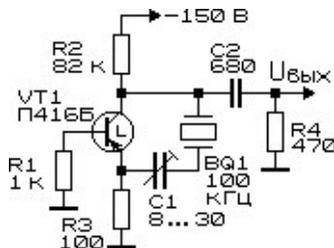


Рис. 2.48. Схема генератора импульсов с кварцевой стабилизацией на основе лавинного транзистора

Интересным схемным решением является использование в составе РГИ индуктивных элементов, именуемых линиями задержки (рис. 2.49 и 2.50) [2.13]. Их использование позволяет не только модифицировать форму генерируемых сигналов, но и повысить их стабильность.

Вариант включения линии задержки в схему РГИ показан на рис. 2.50 [2.13].

2. Схемы на лавинных транзисторах

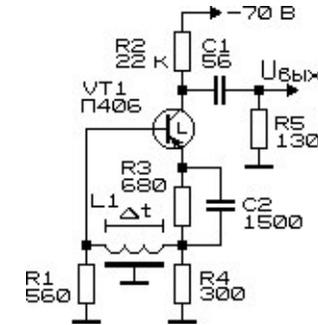


Рис. 2.49. Схема генератора импульсов на БЛТ с использованием линии задержки

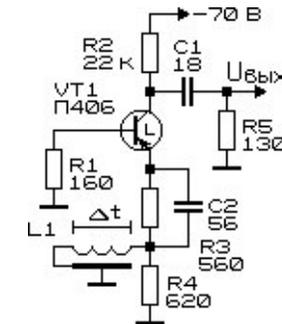


Рис. 2.50. Вариант включения линии задержки в схему РГИ

Схемы генераторов, дополнительно содержащих полупроводниковые диоды (и стабилитроны), показаны на рис. 2.51 и 2.52 [2.13].

Для повышения стабильности частоты генерируемых импульсов в схеме, показанной на рис. 2.53, в качестве времязадающего резистора использован генератор стабильного тока. Его использование позволяет предопределить постоянство зарядного тока времязадающего конденсатора $C1$ даже при значительных по величине колебаниях питающего напряжения [2.13]. Рабочая точка генератора устанавливается подстройкой потенциометра $R3$.

Двухкасадный («двухэтажный») генератор импульсов ступенчатой формы выполнен по схеме, показанной на рис. 2.54 [2.13]. Фактически устройство состоит из двух РГИ,

2. Схемы на лавинных транзисторах

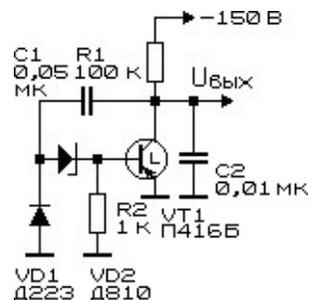


Рис. 2.51. Схема генератора импульсов на БЛТ

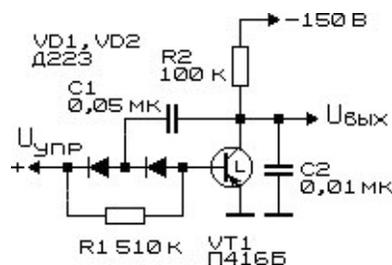


Рис. 2.52. Схема генератора импульсов с внешним управлением

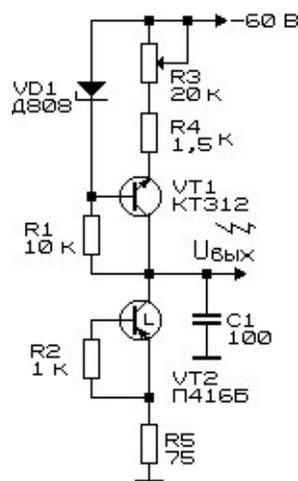


Рис. 2.53. Схема релаксационного генератора импульсов на основе БЛТ со стабилизацией зарядного тока

2. Схемы на лавинных транзисторах

времязадающая цепочка первого из которого (верхнего) выполнена из резистора R3 и конденсатора C1. Времязадающая цепочка нижнего по схеме генератора выполнена по гораздо более сложной схеме. При работе первого генератора будет происходить ступенчатый подзаряд конденсатора C2 (рис. 2.54), а после того как напряжение на этом конденсаторе достигнет напряжения лавинного пробоя транзистора VT1 (нижнего по схеме), произойдет его пробой, конденсатор C2 разрядится, после чего процесс будет повторяться снова и снова.

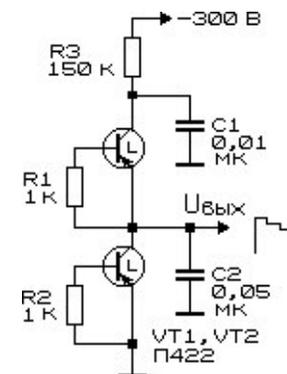


Рис. 2.54. Схема высоковольтного генератора ступенчатого напряжения

Вариант выполнения «двухэтажного» РГИ показан на рис. 2.55. Основное отличие заключается в способе задания рабочей точки транзистора генератора, задействованного в верхнем «этаже». Смещение этой точки путем подстройки потенциометра R2 позволяет в определенных пределах управлять порогом пробоя БЛТ VT2 [2.13].

Наиболее простая схема РГИ из серии двухкаскадных последовательных генераторов приведена на рис. 2.56 [2.13]. Принцип его действия остается неизменным.

На основе релаксационных генераторов импульсов, содержащих в качестве активных элементов лавинные транзисторы, могут быть собраны делители частоты с регулируемым коэффициентом деления. Такие устройства (рис. 2.57) [2.22] представляют собой несколько последовательно включенных и

2. Схемы на лавинных транзисторах

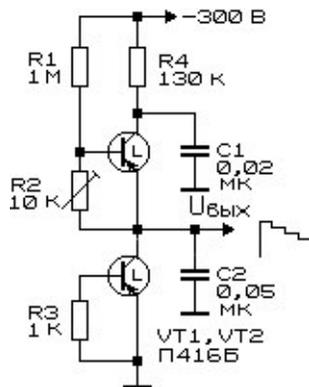


Рис. 2.55. Вариант схемы высоковольтного генератора ступенчатого напряжения

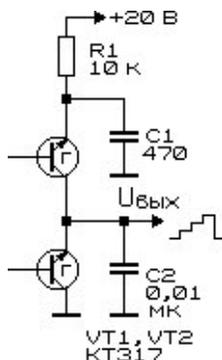


Рис. 2.56. Схема генератора ступенчатого напряжения с низковольтным питанием

взаимозависимо связанных генераторов. Изначально, при отсутствии управляющих импульсов, генераторы работают в ждущем режиме, сигналов на их выходе нет. При подаче на вход серии управляющих импульсов транзистор первого из генераторов начинает периодически пробиваться, на выходе схемы появляются импульсы. Однако частота следования этих импульсов отнюдь не равна частоте импульсов управления: его времязадающие цепи настроены таким образом, чтобы заряд времязадающего конденсатора происходил отсроченно, т.е. для зарядки конденсатора до напряжения лавинного пробоя активного элемента на

2. Схемы на лавинных транзисторах

вход схемы должно прийти несколько управляющих импульсов. Настраивая параметры времязадающей цепочки, можно ступенчато регулировать коэффициент деления каждого из каскадов устройства. При использовании нескольких последовательно включенных каскадов делителей частоты их суммарный коэффициент деления будет определяться произведением коэффициентов делений каждого из каскадов.

Выходное сопротивление делителей частоты на основе релаксационных генераторов импульсов (рис. 2.57) довольно велико: если каскад нагрузить на низкоомную нагрузку, генерация в этом каскаде прекратится, устройство перестанет работать. К числу недостатков иного плана следует отнести и то, что изменение сопротивления нагрузки может сказаться на изменении коэффициента деления.

Устройство по схеме на рис. 2.57 вырабатывает сигналы пилообразного вида.

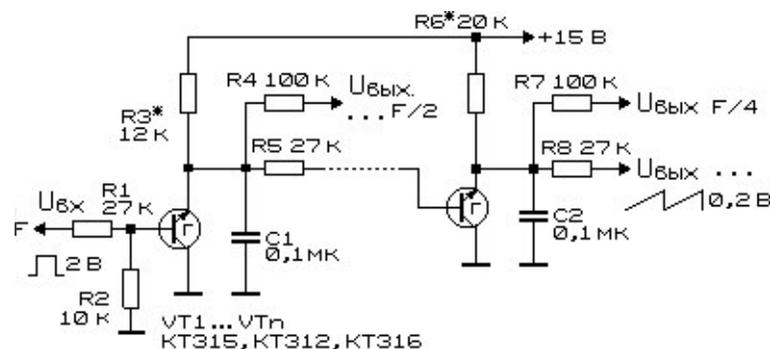


Рис. 2.57. Схема делителя частоты — формирователя пилообразного напряжения

Экономичный стабилизатор постоянного напряжения (рис. 2.58) [2,23] содержит генератор стабильного тока на полевом транзисторе VT1 и собственно стабилизирующий элемент, выполненный на двух транзисторах микросхемы K159HT1A (либо на паре высокочастотных транзисторов KT312, KT316, KT342 и т.п.). Напряжение лавинного пробоя пары транзисторов (в зависимости от используемых в схеме элементов) находится в пределах 7,2...7,6 В. Резистор R1 подбирают таким образом,

2. Схемы на лавинных транзисторах

чтобы выходное напряжение стабилизатора изменялось в наименьших пропорциях при изменении питающего напряжения в пределах от 12 до 24 В. Разумеется, что снимаемый с такого стабилизатора ток очень невелик, обычно он не превышает долей мА. Максимальная величина этого тока определяется величиной тока, вырабатываемого генератором стабильного тока на транзисторе VT1.

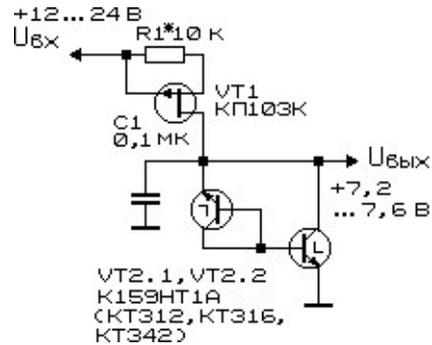


Рис. 2.58. Схема экономичного стабилизатора напряжения на лавинных транзисторах

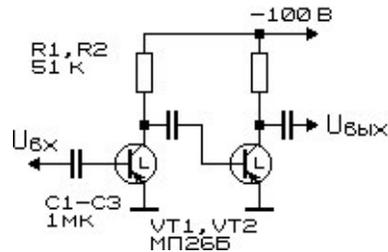


Рис. 2.59. Схема усилителя низкой частоты на БЛТ

Весьма простой усилитель сигналов низкой частоты можно собрать по схеме, приведенной на рис. 2.59 [2.24]. В схеме использованы довольно устаревшие ныне германиевые транзисторы МП26Б. В то же время, не отступая от приведенной схемы, можно попытаться заменить их на более современные аналоги, в том числе кремниевые транзисторы.

Верхняя граничная частота подобного усилителя не превышает единиц...десятков кГц, нижняя — определяется номиналами

2. Схемы на лавинных транзисторах

переходных емкостей С1 — С3. Поскольку выходное сопротивление каскадов усилителей на лавинных транзисторах достаточно высоко, величина этих емкостей во благо снижения габаритов устройств может быть заметно снижена в сопоставлении с аналогичными общепринятыми схемами.

Недостатком схемы усилителя на лавинных транзисторах является то, что для его питания следует использовать относительно высоковольтные источники питающего напряжения. В то же время при замене транзисторов и подборе резистивных элементов величину питающего напряжения можно существенно понизить.

Неоспоримым преимуществом рассматриваемого класса усилителей является их исключительная простота, высокий коэффициент усиления, экономичность. В приведенной схеме (рис. 2.59) коэффициент усиления достигает 30000...40000 при входном сигнале 0,4 мВ; коэффициент нелинейных искажений — 3%; полоса рабочих частот — 100...8000 Гц, входное сопротивление — 16 кОм.

Используя схемные принципы, характерные для описанных ранее усилителей низкой частоты, можно создать высокочастотные резонансные усилители, схема одного из которых приведена на рис. 2.60 [2.24].

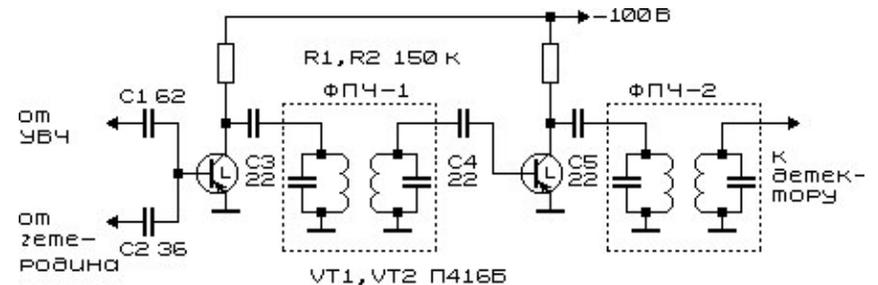


Рис. 2.60. Схема смесителя и двухкаскадного усилителя промежуточной частоты

Усилитель, или, говоря точнее, смесительный каскад с усилителем (рис. 2.60) предназначен для усиления сигналов промежуточной частоты 465 кГц. Положительным его качеством является то, что, поскольку такого рода усилитель имеет низкое

2. Схемы на лавинных транзисторах

входное и высокое выходное сопротивление, колебательные контура в цепях нагрузки имеют высокую добротность и, следовательно, избирательность.

Устройство, показанное на схеме рис. 2.60, имеет следующие характеристики [2.24]: коэффициент усиления по напряжению — 100; полоса рабочих частот — 6...8 кГц; селективность по соседнему каналу — 30 дБ.

3. Применение аналогов инжекционно-полевых транзисторов

Первые публикации, в которых рассматриваются принципы работы инжекционно-полевых транзисторов (*ИПТ*), относятся к 1973 г. [3.1].

К инжекционно-полевым транзисторам относят трех- (или более) электродные приборы, имеющие *VAX S*-образного вида. Особенностью инжекционно-полевых транзисторов, отличающей их от лавинных транзисторов, является то, что *ИПТ* допускают возможность управления их свойствами и способны коммутировать более высокие токи. В то же время *ИПТ* работают в несколько ином диапазоне питающих напряжений — от 1 до 10...30 В. Напомним, что минимальное напряжение переключения лавинного транзистора обычно не ниже нескольких *V*.

Области применения *ИПТ* примерно те же, что и у лавинных транзисторов. Это — генерация электрических колебаний, преобразование частоты, напряжения и т.д. Вопросы практического применения аналогов *ИПТ* рассмотрены в предшествующей книге (книга 1), в связи с чем в настоящей главе будут приведены лишь схемные решения, развивающие тему использования таких аналогов.

Традиционная, устоявшаяся схема соединения транзисторов, образующих аналог инжекционно-полевого транзистора, и типовая схема генератора импульсов на основе такого аналога показаны на рис. 3.1 [3.2]. Частота генерируемых импульсов определяется постоянной времени R_1C_1 . Обычно в качестве резистора R_1 используют потенциометр, подстроечный резистор, резистивный датчик. Тогда на выходе схемы частота генерируемых сигналов будет определяться величиной резистора (потенциометра) R_1 .

При варьировании величины резистора R_1 от 0,2 до 4 МОм и емкости конденсатора C_1 от 100 пФ до 1 мкФ частота следования импульсов генератора изменяется в пределах от 1100 до 50 Гц, а длительность импульсов — от 5 мкс до 10 мс.

3. Аналоги инжекционно-полевых транзисторов

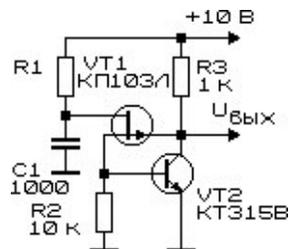


Рис. 3.1. Классическая схема генератора импульсов на аналоге ИПТ

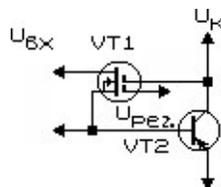


Рис. 3.2. Аналог регулируемого ИПТ

Обычный вариант исполнения аналога инжекционно-полевого транзистора (ИПТ) содержит взаимосвязанную пару транзисторов — полевого и биполярного. Свойствами такого элемента напрямую управлять невозможно. Однако, если в качестве полевого транзистора использовать двухзатворный полевой транзистор (рис. 3.2), то видом ВАХ аналога инжекционно-полевого транзистора можно управлять в довольно широких пределах [3.3].

В качестве транзистора VT1 можно использовать КП306, в качестве VT2 — германиевый транзистор П416 (или его аналоги — транзисторы типа П422, П423, ГТ311 и др.).

Вариант схемы управления частотой релаксационного генератора импульсов на основе аналога ИПТ показан на рис. 3.3 [3.3]. При перемещении движка потенциометра смещение на втором затворе полевого транзистора изменяется от 0 до -15 В , что вызывает плавное изменение частоты генерации. Период T или частоту следования импульсов f вычисляют по формуле:

$$f = 1/T = R1 \cdot C1 \cdot \ln \frac{E}{E - U_{\text{вкл}}},$$

где: E — напряжение питания устройства, $U_{\text{вкл}}$ — напряжение включения аналога ИПТ.

3. Аналоги инжекционно-полевых транзисторов

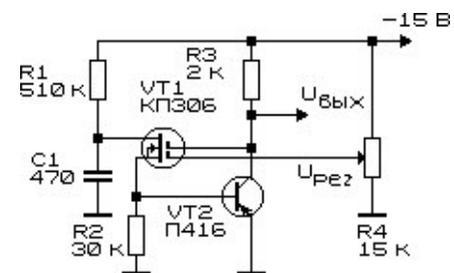


Рис. 3.3. Практическая схема управляемого генератора импульсов на аналоге ИПТ

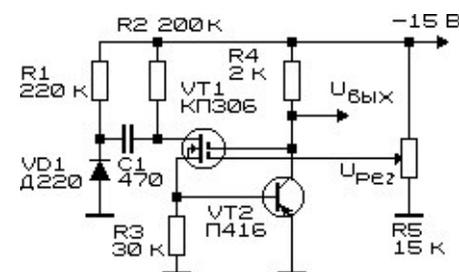


Рис. 3.4. Вариант схемы управляемого генератора импульсов с малой скважностью

При изменении величины резистора R1 в пределах от 0,1 до 9 МОм частота следования импульсов изменяется в пределах от 24,5 кГц до 1,1 Гц. Частоту генератора можно ступенчато менять переключением времязадающего конденсатора C1.

Вариант схемы управляемого генератора импульсов с малой скважностью приведен на рис. 3.4.

Управляющее напряжение на затвор транзистора можно подавать не только с движка потенциометра, но и с любого резистивного датчика. В этом случае устройство становится преобразователем измеряемой величины в частоту.

Еще один из вариантов схемы управления работой генератора на основе ИПТ показан на рис. 3.5 [3.3]. Если на второй затвор полевого транзистора подать управляющий сигнал от внешнего источника (рис. 3.5, справа), устройство можно использовать в качестве ждущего генератора или управляемого устройства задержки импульсов.

3. Аналоги инжекционно-полевых транзисторов

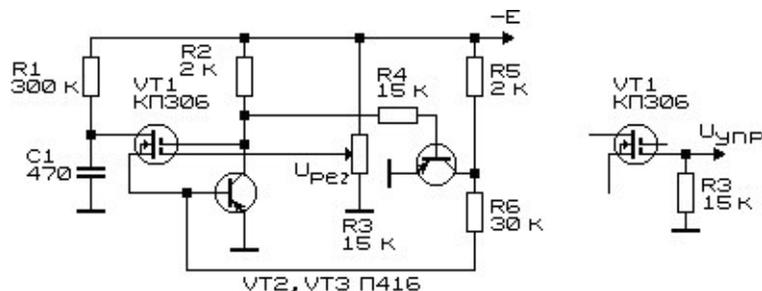


Рис. 3.5. Управляемый генератор импульсов на аналоге ИПТ

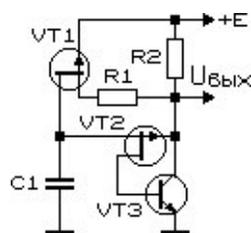


Рис. 3.6. Генератор импульсов на аналоге ИПТ со стабилизатором зарядного тока

Во всех рассмотренных выше схемах генераторов в качестве времязадающего использовался обычный резистор, применение которого не позволяло линеаризовать процесс заряда времязадающего конденсатора. Обычно для этого используют генераторы стабильного тока. Именно так и была решена задача в изобретенном Л. А. Никитиным релаксационном генераторе импульсов (рис. 3.6) [3.4].

4. Электронные устройства на однопереходных транзисторах

Однопереходный транзистор (или двухбазовый диод), как это следует из самого названия, содержит всего один $n-p$ -переход, но имеет три электрода, один из которых является управляющим, два других — относятся к так называемым базам — базам Б1 и Б2 (нижний и верхний выводы транзистора, рис. 4.1). Транзистор выполнен из высокоомной монокристаллической пластины кремния n -типа проводимости. К пластине (стержню) с торцов присоединены два омических (невыпрямляющих) контакта — базы Б1 и Б2, а сбоку внедрен управляющий $n-p$ -переход — эмиттер однопереходного транзистора.

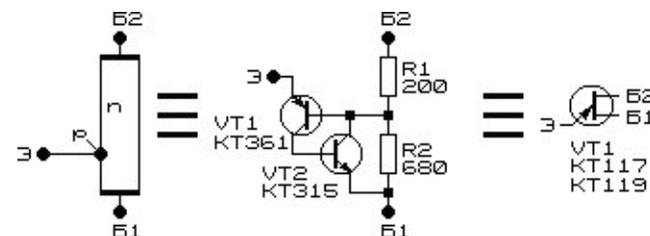


Рис. 4.1. Эквивалентная схема однопереходного транзистора

Если к базам однопереходного транзистора (двухбазового диода) приложить постоянное напряжение питания, а между управляющим электродом (эмиттером) и базой Б1 подключить источник управляющего напряжения, то можно обнаружить, что на эмиттерной ВАХ наблюдается участок с отрицательным динамическим сопротивлением. Таким образом, однопереходные транзисторы имеют входную ВАХ S-образной формы.

Обычно однопереходные транзисторы работают при питающих напряжениях, не превышающих 15...30 В. Чаще всего на таких элементах собирают генераторы импульсов с частотой следования до 200 кГц.

На основе однопереходных транзисторов можно выполнить различные устройства, их схемы показаны на рис. 4.2 и далее. На

4. Электронные устройства на транзисторах

первом из них (рис. 4.2) показана схема стандартного низкочастотного генератора, имеющего два выхода, с которых можно снять противофазные сигналы [4.1].

При включении питания конденсатор $C1$ заряжается через резистор $R1$. Как только напряжение на конденсаторе становится равным напряжению включения однопереходного транзистора $VT1$, его эмиттерный переход открывается, и конденсатор $C1$ быстро разряжается. По мере разряда конденсатора эмиттерный ток уменьшается и при достижении величины, равной току выключения, транзистор закрывается, после чего процесс повторяется снова. В результате на выходах устройства возникают короткие разнополярные импульсы. Изменение напряжения питания в пределах от 10 до 20 В вызывает изменение частоты генерации всего на 0,5% [4.1].

В качестве резистора $R1$ можно включать различные датчики. В этом случае устройство преобразуется в фото-, термо- и т.п. преобразователи неэлектрических величин в электрические. На вход схемы можно подавать и внешний управляющий сигнал.

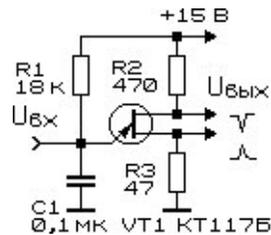


Рис. 4.2. Схема генератора низкочастотных импульсов

Кстати, управляющий сигнал можно подавать и непосредственно через резистор $R1$, отключив его от шины питания (рис. 4.3), тогда генератор преобразуется в устройство сравнения напряжений [4.1]. Когда входное напряжение превысит напряжение включения, устройство начнет генерировать импульсы положительной полярности. Напряжение питания устройства составляет 10...20 В.

Если еще несколько видоизменить входную цепь приведенных выше устройств, можно получить устройство, заменяющее ждущий мультивибратор (рис. 4.4) [4.1]. Моментом включения однопереходного транзистора можно управлять, подавая импульс

4. Электронные устройства на транзисторах

положительной полярности в цепь эмиттера или отрицательной полярности в цепь базы $B2$ (точке соединения $R3$, $C2$). Для получения нужного режима работы максимальное напряжение на конденсаторе $C1$, зависящее от соотношения сопротивлений резисторов делителя $R1R2$, устанавливают меньшим напряжения включения транзистора. Разность этих напряжений выбирают с учетом возможных помех в цепи запуска, которые могут привести к ложным срабатываниям устройства.

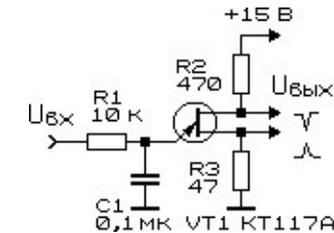


Рис. 4.3. Схема генератора низкочастотных импульсов с внешним управлением

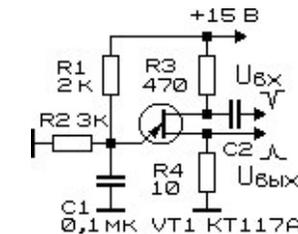


Рис. 4.4. Схема ждущего мультивибратора

Если на вход устройства (база $B2$ однопереходного транзистора, см. также рис. 4.1) через разделительный конденсатор $C2$ емкостью 0,01 мкФ подавать управляющие импульсы отрицательной полярности, межбазовое напряжение U_{B1B2} уменьшается (модулируется), тогда с базы $B1$ однопереходного транзистора (выход) можно снимать импульсы положительной полярности.

Схема высоколинейного генератора пилообразного напряжения на однопереходном транзисторе (рис. 4.5) с использованием генератора стабильного тока позволяет получить сигналы, нарастающие во времени строго по линейному закону (отклонение от линейного закона не превышает 1%) [4.1].

4. Электронные устройства на транзисторах

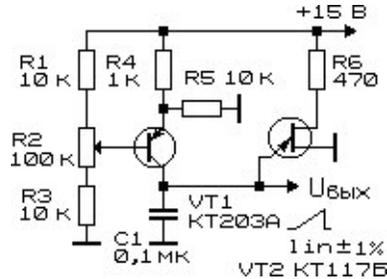


Рис. 4.5. Схема высоколинейного генератора пилообразного напряжения

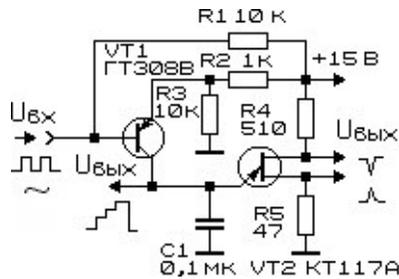


Рис. 4.6. Схема генератора ступенчато-нарастающего напряжения

Генератор импульсов ступенчато нарастающего напряжения (рис. 4.6) вырабатывает его при подаче на вход сигналов прямоугольной или синусоидальной формы [4.1].

На вход такого устройства подают сигнал симметричной (синусоидальной, прямоугольной и др.) формы. При положительной полуволне сигнала конденсатор $C1$ заряжается через резистор $R2$ и сопротивление участка эмиттер-коллектор транзистора $VT1$ до некоторого напряжения, значительно меньшего напряжения включения однопереходного транзистора $VT2$. За время действия следующей положительной полуволны напряжение на конденсаторе ступенчато возрастает на такую же величину и так до тех пор, пока не станет равным напряжению включения транзистора $VT2$.

Напряжение ступенчатой формы снимается с его эмиттера. На использовании этой особенности основана работа делителей частоты.

4. Электронные устройства на транзисторах

Один каскад на однопереходном транзисторе способен обеспечить коэффициент деления до 5. Делитель частоты импульсов входного напряжения может быть собран из нескольких последовательно включенных каскадов делителей частоты на основе однопереходных транзисторов (рис. 4.7). Объединив в единое целое несколько таких устройств, можно получить делитель с увеличенным коэффициентом деления. Для примера на рис. 4.7 приведена схема делителя частоты на 100. Первый каскад устройства делит частоту поступающих на его вход импульсов положительной полярности на 4, два других — на 5 [4.1].

При варьировании параметров времязадающих цепей устройство можно перенастроить на иные коэффициенты деления. При использовании в схеме однопереходных транзисторов отечественного производства напряжение питания должно быть понижено до приемлемых величин (для транзисторов типа $KT117$ — не выше 15 В).

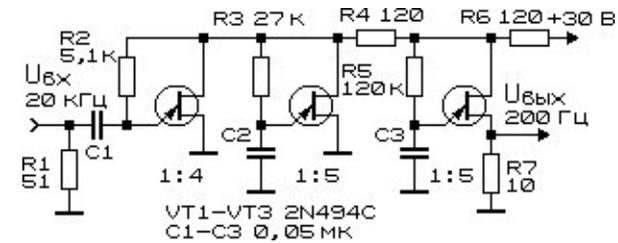


Рис. 4.7. Схема делителя частоты импульсов на однопереходных транзисторах

Экономичное реле времени с использованием тиристора и однопереходного транзистора (рис. 4.8) запускается внешним управляющим импульсом [4.1]. В исходном состоянии тиристор $VS1$ закрыт, поэтому устройство практически не потребляет энергии (токи утечки невелики, и ими можно пренебречь). При подаче на вход схемы запускающего импульса положительной полярности тиристор открывается, на генератор импульсов и реле подается напряжение питания, реле срабатывает и своими контактами (на схеме не показаны) включает нагрузку. По истечении определенного интервала времени конденсатор времязадающей цепи генератора зарядится, однопереходный транзистор переключится, зашунтировав на время обмотку реле и конденсатор $C2$.

4. Электронные устройства на транзисторах

После этого за счет переходных процессов, эквивалентных разрыву цепи нагрузки тиристора, произойдет отключение тиристора и переход схемы в исходное состояние, ждущее прихода следующего запускающего импульса.

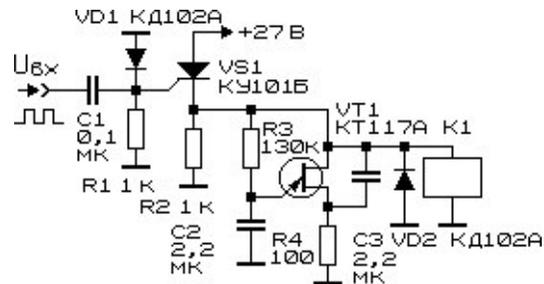


Рис. 4.8. Схема реле времени с внешним электронным запуском

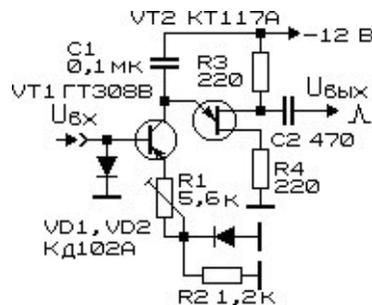


Рис. 4.9. Схема аналогового преобразователя напряжения

Схема аналогового преобразователя входного напряжения ($-3 \dots 0$ В) в частоту следования выходных импульсов на основе однопереходного транзистора VT2 KT117A показана на рис. 4.9 [4.1]. Здесь транзистор VT2 использован в релаксационном генераторе, а VT1 вместе с резисторами R1 и R2 включен в зарядную цепь конденсатора C1. При изменении напряжения на базе транзистора VT1 изменяется сопротивление его участка эмиттер-коллектор, и, следовательно, в зависимости от величины входного напряжения однопереходный транзистор VT2 открывается с большей или меньшей частотой. По частоте импульсов, снимаемых с нагрузочного резистора R3, можно судить о напряжении на входе устройства.

4. Электронные устройства на транзисторах

Устройство (рис. 4.10) — генератор импульсов на основе аналога однопереходного транзистора позволяет при помощи двух потенциометров регулировать независимо друг от друга частоту и скважность генерируемых импульсов [4.2]. При указанных на схеме номиналах длительность импульсов при сохранении частоты их следования от 3 до 700 Гц регулируется в пределах 55...500 мкс.

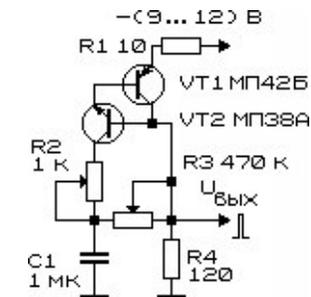


Рис. 4.10. Схема генератора импульсов с отдельно регулируемой частотой и скважностью

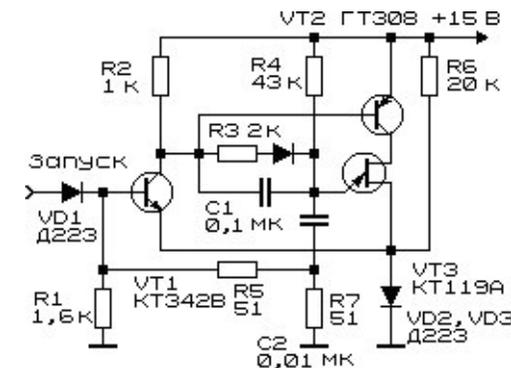


Рис. 4.11. Схема генератора импульсов — мультивибратора на однопереходном транзисторе с внешним запуском

Мультивибратор на однопереходном транзисторе с внешним запуском (ждущий мультивибратор) может быть собран по схеме И. И. Обода [4.3], рис. 4.11.

Генераторы на микросхеме К122ТЛ1 с внешним однопереходным транзистором КТ117 или его аналогом могут быть собраны по приводимым ниже схемам (рис. 4.12 и 4.13) [4.4].

4. Электронные устройства на транзисторах

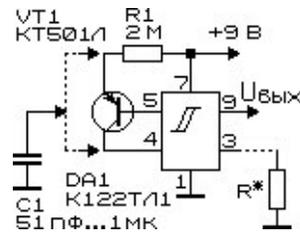


Рис. 4.12. Вариант схемы генератора импульсов на составном однопереходном транзисторе

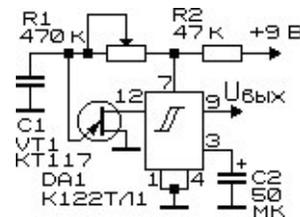


Рис. 4.13. Схема генератора импульсов на составном однопереходном транзисторе (однопереходный + входной транзистор микросхемы)

Активный элемент генератора (рис. 4.12) образован соединением входного транзистора микросхемы *K122ТЛ1* структуры *p-p-n* с внешним (навесным) транзистором структуры *p-n-p* (таким образом образуется аналог однопереходного транзистора). Времязадающий конденсатор можно подключить между токонесящей шиной (положительной или отрицательной) и коллектором или эмиттером навесного транзистора структуры *p-n-p*. При изменении емкости конденсатора от единиц микрофард до десятков пикофард частота генерации изменяется от долей Гц до десятков кГц (при сопротивлении времязадающего резистора 2 МОм).

При использовании однопереходного транзистора типа *KT117* схема генератора изменяется (рис. 4.13).

Эквивалент микросхемы *K112ТЛ1* может быть составлен из дискретных компонентов по схеме, показанной на рис. 4.14 [4.5].

Схема симметричного мультивибратора, выполненного на двух однопереходных транзисторах, показана на рис. 4.15 [4.6]. Здесь реализован хорошо известный принцип поочередного

4. Электронные устройства на транзисторах

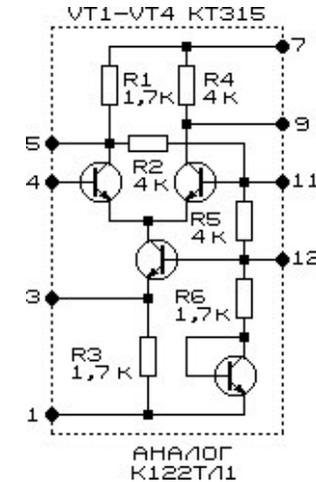


Рис. 4.14. Схема аналога микросхемы *K122ТЛ1*, выполненного из дискретных элементов

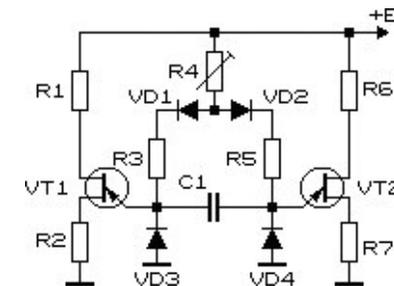


Рис. 4.15. Схема генератора чередующихся импульсов на однопереходных транзисторах

переключения активных элементов из токонепроводящего состояния в токопроводящее. В зависимости от конкретного момента времени времязадающий конденсатор *C1* поочередно подсоединяется через открытый активный элемент (транзистор *VT1* или *VT2*) той или иной своей обкладкой к общей шине. На другую обкладку тем временем через времязадающие резисторы *R3*, *R4* (*R5*, *R4*) прикладывается питающее напряжение. После того как конденсатор зарядится до определенного уровня, схема переключится, при этом возникает импульс напряжения.

4. Электронные устройства на транзисторах

Частоту генерируемых импульсов можно регулировать подстроечным резистором R4.

В генераторе импульсов *Р. С. Лебедева* (рис. 4.16) для обеспечения заряда времязадающего конденсатора C1 использован генератор стабильного тока на биполярном транзисторе VT1 [4.7]. Стабильности параметров этого генератора добиваются регулировкой потенциометра R1.

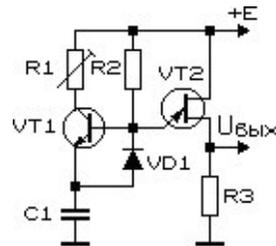


Рис. 4.16. Схема генератора импульсов

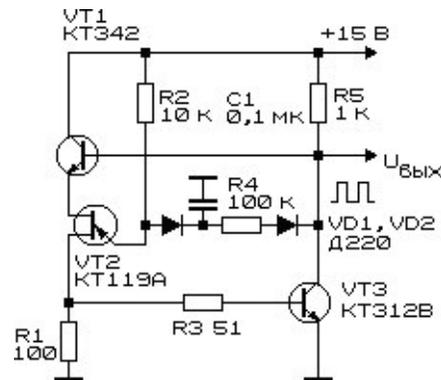


Рис. 4.17. Схема генератора прямоугольных импульсов — мультивибратора

Как правило, релаксационные генераторы импульсов на основе однопереходных транзисторов способны генерировать импульсы пилообразной формы с экспоненциально или линейно зависимым от времени участком изменения выходного напряжения. На рис. 4.17 показана схема генератора с использованием в качестве активного элемента однопереходного транзистора, позволяющего генерировать сигналы прямоугольной

4. Электронные устройства на транзисторах

формы [4.3]. Амплитуда выходных импульсов близка к 15 В (напряжение питания за вычетом падения напряжения на открытом транзисторе VT3).

Генераторы на однопереходных транзисторах способны генерировать кратковременные импульсы тока, силы которых достаточно для того, чтобы обеспечить яркую вспышку светодиода, включенного в цепь нагрузки. На рис. 4.18 изображена схема генератора световых импульсов [4.8]. Устройство можно использовать в качестве индикатора напряжения питания, светодиодного маячка, псевдоохранного устройства и т.д. Величину резистора R2 рекомендуется уменьшить до 390 Ом.

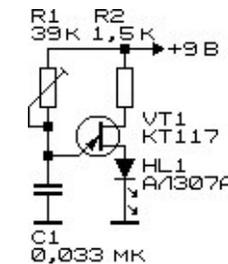


Рис. 4.18. Схема генератора световых импульсов

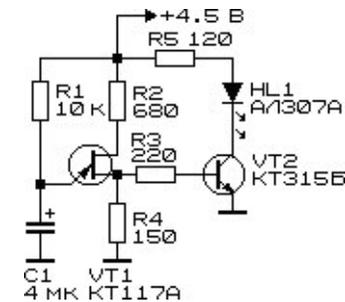


Рис. 4.19. Схема генератора световых импульсов с усилителем мощности

Схема генератора световых импульсов на однопереходном транзисторе VT1 с использованием простейшего усилителя на транзисторе VT2 показана на рис. 4.19 [4.8]. Если в качестве транзистора VT2 использовать составной транзистор, включенный по схеме *Дарлингтона* (или транзистор типа *КТ827*), то в цепи его

4. Электронные устройства на транзисторах

нагрузки можно включить более мощный источник света, например, лампу накаливания. В этом случае резистор R5 следует исключить из схемы.

Оригинальные варианты схем широкодиапазонного генератора импульсов на основе однопереходного транзистора с использованием дополнительно введенной цепи обратной связи, основой которой является транзистор, включенный в цепь нагрузки, показаны на рис. 4.20 [4.9] и 4.21 [4.10].

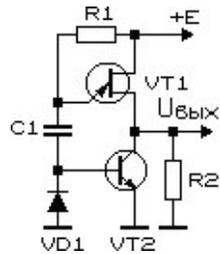


Рис. 4.20. Схема широкодиапазонного генератора импульсов

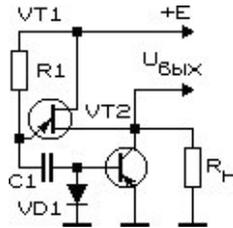


Рис. 4.21. Вариант схемы генератора импульсов на однопереходном транзисторе

Схемные решения, касающиеся усовершенствования работы простейших генераторов на основе однопереходных транзисторов, показаны на следующих рисунках (рис. 4.22 [4.11] и 4.23 [4.12]).

На паре однопереходных транзисторов можно создать двухтактный релаксационный генератор импульсов (рис. 4.24 [4.13]). Отметим, что вместо однопереходных транзисторов в схеме на равных основаниях могут быть использованы лавинные транзисторы, диносторы и другие элементы с S-образной ВАХ.

4. Электронные устройства на транзисторах

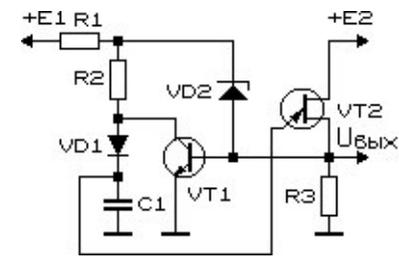


Рис. 4.22. Схема генератора импульсов

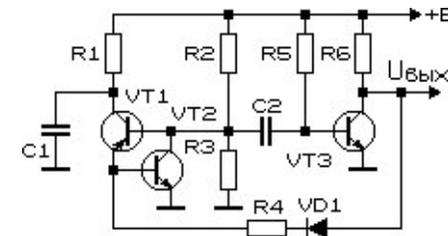


Рис. 4.23. Схема генератора импульсов на аналоге однопереходного транзистора

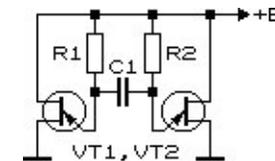


Рис. 4.24. Схема двухтактного релаксационного генератора импульсов на однопереходном транзисторе

Другой вариант генератора импульсов с использованием биполярного и однопереходного транзисторов, внешне напоминающий предшествующий (рис. 4.24), показан на рис. 4.25 [4.13].

Схема перестраиваемого по частоте генератора импульсов на однопереходном транзисторе показана на рис. 4.26 [4.13]. Перестройка частоты генерации производится за счет изменения управляющего напряжения, подаваемого на базу транзистора VT1. Ток заряда конденсатора C1 линейно зависит от величины управляющего напряжения, поэтому зависимость частоты от уровня входного сигнала будет линейной.

4. Электронные устройства на транзисторах

В качестве управляющего (вреязадающего) элемента схемы может быть использован полевой транзистор или полупроводниковый датчик, например, фото- или терморезистор.

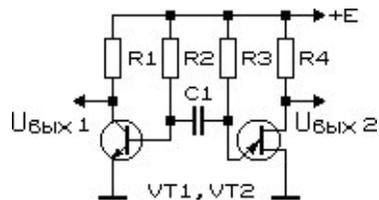


Рис. 4.25. Схема двухтактного релаксационного генератора импульсов на однопереходном транзисторе

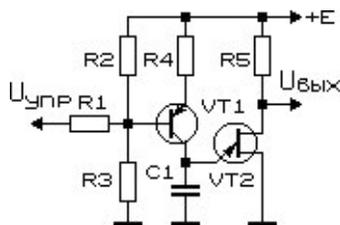


Рис. 4.26. Схема управляемого по частоте генератора импульсов на однопереходном транзисторе

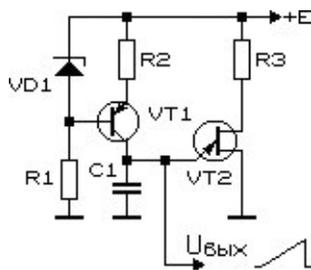


Рис. 4.27. Схема генератора пилообразного напряжения

Генератор пилообразного напряжения на однопереходном транзисторе (рис. 4.27) с токостабилизированной зарядной цепочкой на основе генератора стабильного тока (транзистор VT1, стабилитрон VD1) позволяет получить на выходе импульсы с линейно нарастающим напряжением [4.13].

4. Электронные устройства на транзисторах

Однопереходные транзисторы можно успешно использовать в качестве датчиков температуры. Простейший типовой пороговый прибор, позволяющий скачком изменять уровень выходного напряжения в случае, если температура окружающей среды превысит определенный порог (заданный потенциометром R3), можно собрать по схеме, показанной на рис. 4.28 [4.14].

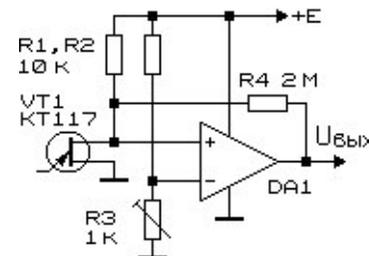


Рис. 4.28. Схема индикатора температуры с датчиком на однопереходном транзисторе

В схеме использован обычный балансируемый измерительный мост, одним из элементов которого является датчик температуры на основе однопереходного транзистора VT1 *KT117*. Эмиттер транзистора не подключен. К мосту подключен компаратор напряжения, выполненный на операционном усилителе DA1, в качестве которого можно использовать широко распространенные усилители серии *K140* и им подобных, а также компараторы, например, *K554CA3*. Порог срабатывания (температуры) устанавливают регулировкой потенциометра R3.

Индикатор перегрева элементов радиоэлектронной или электросиловой аппаратуры с датчиком на германиевом транзисторе VT1 (рис. 4.29) может быть выполнен с использованием генератора импульсов на однопереходном транзисторе VT2 [4.15].

При «нормальной» температуре (ниже 70°C) сопротивление датчика температуры (перехода транзистора VT1 *ГТ329* в пластмассовом корпусе) велико, генератор не работает. Если температура датчика приблизится к опасному пределу (70°C) или выше, сопротивление датчика резко снижается, генератор начинает вырабатывать сигналы, частота которых зависит от температуры: при 70°C — доли Гц; при 85...105°C — 2...3 Гц.

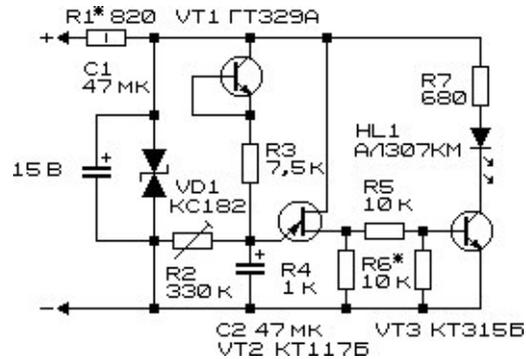


Рис. 4.29. Схема светодиодного индикатора перегрева аппаратуры

Подстроечный резистор R2 регулируют таким образом, чтобы при температуре 65...75°C светодиод HL1 изредка вспыхивал. В качестве датчика устройства можно использовать термо- и фоторезисторы, другие резистивные элементы, например, тензорезисторы.

Длительное время ассортимент отечественных однопереходных транзисторов был представлен едва ли не единственным из числа доступных элементов — транзистором *KT117*. Последние годы отмечены появлением новой разновидности однопереходных транзисторов — транзисторов серии *KT133* [4.16]. Эти транзисторы предназначены для работы в узлах временной задержки, преобразователях напряжения, генераторах электрических колебаний, устройствах управления тиристорами и т.д. Транзисторы серии *KT133* способны работать при межбазовом напряжении до 30...35 В, выдерживая длительное пропускание тока до 50 мА при постоянно рассеиваемой мощности до 0,3 Вт, допускают импульсы тока эмиттера до 1,5 А при длительности импульса не более 10 мкс и скважности не менее 100.

5. Динисторы и их применение

Динистором называют двухвыводной полупроводниковый прибор, обладающий S-образной неуправляемой ВАХ. При работе динистора он устойчив в двух рабочих точках: когда выключен, его сопротивление стремится к бесконечности, а ток — к нулю; когда включен — его сопротивление стремится к нулю. Разумеется, это лишь идеализированный взгляд на работу динистора. На самом деле в выключенном состоянии у динистора присутствует сопротивление утечки, зависящее от приложенного напряжения и температуры, а во включенном состоянии на открытом динисторе обычно падает до 2 В.

Динисторы, как класс полупроводниковых приборов, были рассмотрены нами ранее в предшествующих книгах. Они представляют собой многослойную (четырёхслойную) полупроводниковую структуру и могут быть собраны из дискретных элементов — биполярных транзисторов. Ниже будут изложены расширенные сведения об особенностях применения динисторов в практических конструкциях.

Генераторы импульсов на динисторах можно отнести к наиболее простым устройствам, содержащим минимальный набор элементов. Пример практической реализации релаксационного генератора импульсов представлен на рис. 5.1 [5.1]. В схеме использовано два последовательно включенных динистора, хотя в эту цепочку можно включать неограниченное их число, начиная от одного элемента. Разумеется, что при последовательном включении динисторов суммарное напряжение пробоя всей цепочки будет равно сумме напряжений пробоя каждого их компонентов динисторной цепочки. Важно лишь обеспечить равномерность распределения напряжений на элементах цепочки (в случае, если она выполнена на одинаковых динисторах). Для выполнения этого условия параллельно каждому из динисторов рекомендуется подключить резистор сопротивлением в сотни кОм (номиналы резисторов должны быть одинаковы).

Приблизительная форма генерируемых устройством импульсов показана на рис. 5.1.

5. Динисторы и их применение

В указанной схеме релаксационного генератора импульсов (рис. 5.1) в качестве активного элемента использован двухкаскадный активный элемент — негатрон на основе динисторов. Взамен этих динисторов можно включить их аналог (рис. 5.2). Выходная ВАХ такого составного двухкаскадного аналога динистора отличается весьма своеобразной формой: она имеет дополнительный выступ; такую ВАХ можно охарактеризовать ξ -образной кривой [5.1].

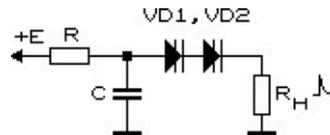


Рис. 5.1. Схема генератора импульсов на динисторе (цепочке динисторов)

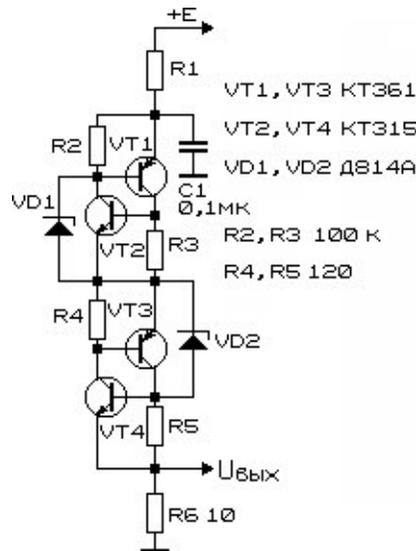


Рис. 5.2. Схема генератора импульсов на двухкаскадном активном элементе

При напряжении питания схемы 24 В и изменении величины резистора R1 в пределах от 2 до 800 кОм период генерируемых импульсов дельтаобразной формы изменяется в очень широких пределах: от 0,2 до 80 мс [5.1].

5. Динисторы и их применение

Практически значимая схема генератора акустических импульсов (ультразвукового и звукового диапазона частот) показана на рис. 5.3 [5.2]. Схема несущественно отличается от показанной ранее типовой схемы (рис. 5.1) и дополнительно содержит потенциометр R2, позволяющий в небольших пределах плавно регулировать частоту следования импульсов.

В качестве нагрузки генератор содержит пьезоэлектрический излучатель BQ1, зашунтированный резистором R3.

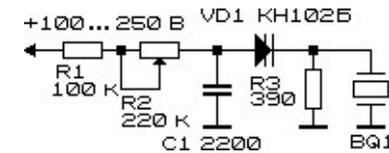


Рис. 5.3. Схема генератора акустических импульсов на динисторе

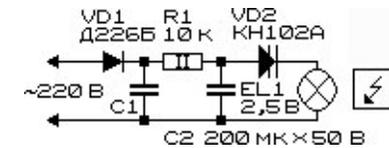


Рис. 5.4. Схема источника световых импульсов

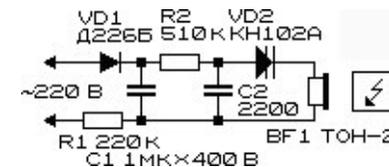


Рис. 5.5. Схема источника акустических импульсов

Генераторы световых (рис. 5.4) или акустических (рис. 5.5) импульсов выполнены по практически одинаковым схемам [5.3]. Конденсатор C1 первой из схем может иметь емкость от нуля до нескольких мкФ. Частота вспышек лампы накаливания EL1 зависит от произведения R1C2. В устройстве использована низковольтная лампа накаливания при амплитуде разрядного импульса порядка 20 В (напряжение пробоя динистора). В то же время мгновенная мощность разряда невелика, перегорания нити накала не происходит. Суммарная энергия, потребляемая цепью нагрузки

5. Динисторы и их применение

(лампой накаливания), пропорциональна значению CU^2 , где C — емкость конденсатора $C2$, U — напряжение переключения (пробоя) динистора. Частота вспышек лампы для указанных на схеме элементов равна примерно 2 Гц. В устройстве можно использовать и более высоковольтный прибор — *КН102Б*.

Во второй схеме (рис. 5.5) конденсатор $C2$ небольшой емкости периодически разряжается на высокоомный телефонный капсюль *BF1*. Частота звуковых колебаний — 1000 Гц.

При использовании устройств, показанных на рис. 5.4 и 5.5, следует учитывать, что нагрузка не развязана от питающей сети. Для питания генераторов можно использовать и источники постоянного тока напряжением свыше 200 В.

Близкая по построению и свойствам схема генератора акустических импульсов — метронома — приведена на рис. 5.6 [5.4]. Частоту следования импульсов можно регулировать в пределах декады потенциометром $R2$. В схеме имеется регулятор громкости $R3$. Активный элемент схемы — динистор *VS1 КН102Г* (или *КН102В*) — можно заменить его аналогом, выполненным на основе тиристора *КУ110А* (на рис. 5.6 справа). При работе устройства следует помнить, что оно гальванически связано с питающей сетью. В этой связи все элементы схемы должны иметь надежную изоляцию.

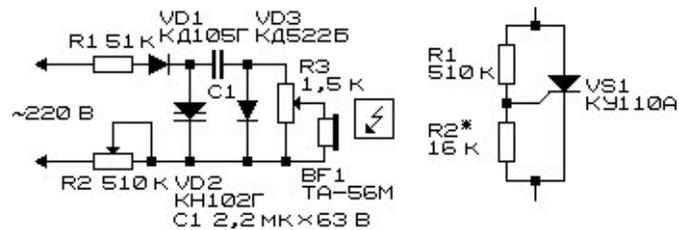


Рис. 5.6. Схема источника акустических импульсов на динисторе *КН102Г* с регулируемой частотой и громкостью

Релаксационный генератор импульсов, работающий от сети переменного тока 220 В, может быть собран по нижеприведенной схеме (рис. 5.7), несколько отличающейся от схемы-первоисточника [5.5]. Резистор $R1$ и конденсатор $C1$ — времязадающие элементы, $R2$ — сопротивление нагрузки. Устройство может работать как на переменном, так и на постоянном токе.

5. Динисторы и их применение

Схема симметричного генератора импульсов на основе пары динисторов, между анодами которых включен времязадающий конденсатор $C1$, показана на рис. 5.8 [5.6]. Импульсы выходного напряжения снимаются с резистора $R3$. Динисторы переключаются из непроводящего состояния в токопроводящее поочередно, по мере заряда конденсатора $C1$ через резисторы $R1$, $R3$ (или $R2$, $R3$). Сопротивление нагрузки $R3$ должно быть на 1 — 2 порядка меньше сопротивления резистора $R1$ ($R2$); $R1 = R2$.

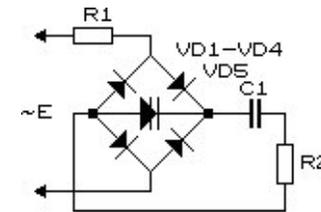


Рис. 5.7. Схема релаксационного генератора импульсов на динисторе с сетевым питанием

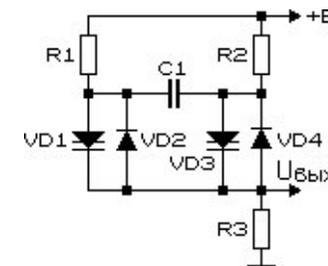


Рис. 5.8. Схема генератора импульсов на динисторах

Устройство (рис. 5.9) представляет собой простейший генератор релаксационных импульсов, выполненный на динисторе *VD1* [5.7]. Питается генератор от источника постоянного напряжения 200 В, хотя с этой целью может быть использован и источник пульсирующего напряжения, например, сеть переменного тока 220 В с выпрямителем — диодом, и, при необходимости, конденсатором. При включении устройства к источнику напряжения подключена цепочка $R1C1$, динистор ток не проводит, остальная часть схемы обесточена. После того как конденсатор $C1$ зарядится до напряжения 150 В, произойдет пробой динистора и он

5. Динисторы и их применение

переключится в проводящее состояние. Конденсатор разрядится на первичную обмотку повышающего трансформатора Т1. С повышающей обмотки трансформатора напряжение поступает на удвоитель напряжения. С выхода устройства при использовании указанных в описании конструкции номиналов снимается напряжение 10 кВ при токе нагрузки 150 мкА. Средний ток, потребляемый устройством, — 45 мА.

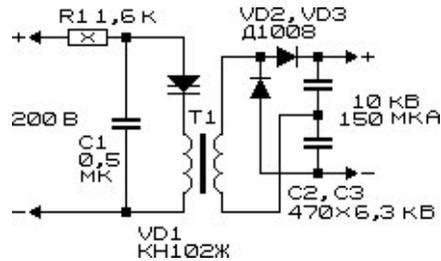


Рис. 5.9. Схема источника высокого напряжения с РГИ на динисторе

Конденсатор С1 можно использовать типа МБМ емкостью 0,5 мкФ на 160 В. Динистор на необходимое напряжение (150 В) может быть составлен из цепочки низковольтных динисторов, каждый из которых следует зашунтировать сопротивлением 0,3...1 МОм. Трансформатор Т1 намотан на ферритовом сердечнике от строчного трансформатора черно-белого телевизора. Первичная обмотка содержит 20 витков провода ПЭВ-2 или ПЭШО 0,51, а вторичная, высоковольтная, имеет 1300 витков провода ПЭЛШО 0,2, намотанных поверх первичной. Изоляция между слоями — один слой лакоткани или тефлона (тетрафторэтилена), между обмотками — 7 — 8 слоев [5.7].

Для упрощения в качестве трансформатора Т1 можно использовать телевизионный строчный трансформатор с модифицированной первичной (низковольтной) обмоткой. Для этого старую обмотку удаляют, а на ее место наматывают несколько (8 — 25) витков провода с надежной изоляцией. Число витков обычно определяют экспериментально по максимальному выходному напряжению. Следует лишь следить, чтобы при переработке или настройке устройства напряжение на выходе трансформатора не превышало предельно допустимых значений для деталей

5. Динисторы и их применение

умножителя напряжения. В качестве умножителя выходного напряжения допустимо использовать телевизионные умножители напряжения. При этом на выходе устройства можно получить более высокое выходное напряжение, а само устройство использовать для питания, например, люстры А. Л. Чижевского.

Из числа современных радиоэлектронных компонентов, относящихся к динисторам, стоит выделить микросхемы типа КР1125КП2, КР1125КП3, представляющих собой симметричную структуру с эквивалентной схемой, представленной на рис. 5.10 [5.8].

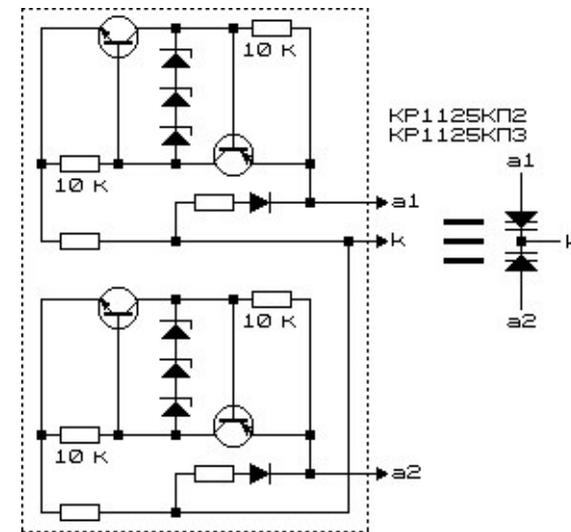


Рис. 5.10. Эквивалентная электрическая схема симметричного динистора типа КР1125КП2 (КР1125КП3)

На основе динисторов можно собирать не только генераторы импульсов, но и иные устройства. Пример использования динистора по необычному назначению — в качестве своеобразного стабилизатора напряжения, показан на рис. 5.11 [5.9]. Устройство содержит гасящий напряжение сети конденсатор С1 и диодно-динисторную цепочку. Диод предназначен для пропускания через себя импульсов одной из полярностей, динистор служит для ограничения по напряжению импульсов напряжения другой полярности: если напряжение на электродах динистора превысит

5. Динисторы и их применение

напряжение его пробоя, динистор открывается, т.е. переключится в токопроводящее состояние. Форма сигнала на выходе такой диодно-динисторной цепочки имеет довольно сложную и ярко выраженную асимметричную форму. Если к этой цепочке (желательно через диод, на схеме не обозначенный) подключить конденсатор $C2$, то он зарядится до определенного напряжения. Недостатком стабилизатора является низкий КПД. В схеме использован бумажный конденсатор $C1$ 0,33 мкФ на 400 В.

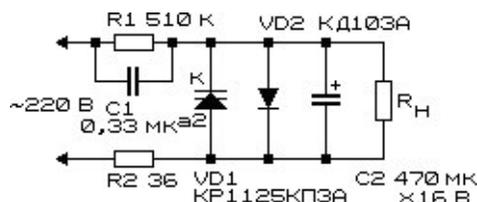


Рис. 5.11. Схема источника низковольтного напряжения с использованием динистора KP1125KP3A

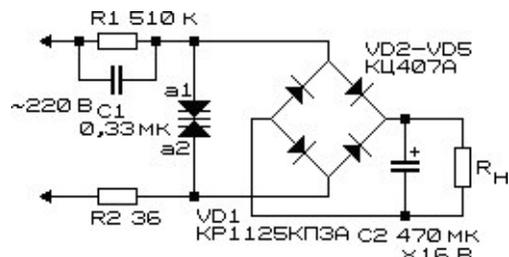


Рис. 5.12. Схема источника питания с динисторным ограничителем напряжения в цепи нагрузки

На основе симметричного динистора $KP1125KP3A$ может быть собран стабилизированный источник питания по схеме на рис. 5.12 [5.9]. Напряжение питания через гасящий конденсатор $C1$ поступает на диодный мост $VD2 — VD5$. Нагрузка — R_H и конденсатор фильтра $C2$ подключены к противоположной диагонали мостовой выпрямительной схемы. Без динистора $VD1$ схема являла бы собой пример обычного нестабилизированного выпрямителя с гасящим конденсатором. Однако включение динистора параллельно диагонали диодного моста, связанной с нагрузкой, позволило преобразовать эту типовую схему в стабилизированный источник питания: при превышении уровня

5. Динисторы и их применение

питающего напряжения на динисторе последний пробивается и не позволяет напряжению на диагонали диодного моста превысить установленные напряжением пробоя динистора пределы. Экспериментальные характеристики источников питания приведены в табл. 5.1.

Таблица. 5.1. Параметры источников питания с динисторными ограничителями при напряжении сети 205 В

Динистор	$C1, \text{мкФ}$	$U_{\text{вых}}, \text{В}$	$I_{\text{нагр}}, \text{мА}$	$\Delta U_{\text{вых}}, \text{мВ}$
KP1125KP3A	0,33	6,8	2...16	70
KP1125KP3Б	0,68	13,5	4...32	100

Резистор $R1$ предназначен для быстрого разряда конденсатора $C1$ в случае отключения устройства от сети. Резистор $R2$ защищает конденсатор $C1$ от токов при переходных процессах (например, при включении устройства).

Простой индикатор питающего напряжения может быть собран на пороговых элементах, к числу которых относят динисторы. Поскольку динистор — прибор неуправляемый, многоточечный индикатор напряжения можно собрать на транзисторных аналогах динистора (рис. 5.13), элементы которых (резистор $R1$) подобраны таким образом, чтобы напряжения включения аналогов заметно отличались друг от друга. При постепенном повышении напряжения питания светодиоды $HL1 — HLn$ будут последовательно зажигаться.

В табл. 5.2 приведены экспериментально полученные значения напряжений включений и отключений транзисторных аналогов динисторов [5.10]. В схеме использованы транзисторы с коэффициентом передачи около 80.

Изображенное на рис. 5.13 устройство имеет довольно существенный недостаток — необходимость тщательного подбора резистивных элементов. Между тем, решить проблему надежного разделения каналов индикации можно проще — путем включения последовательно с аналогом динистора прямосмещенных германиевых или кремниевых диодов или их цепочек. Тогда напряжения включения элементов индикации будут отличаться на

5. Динисторы и их применение

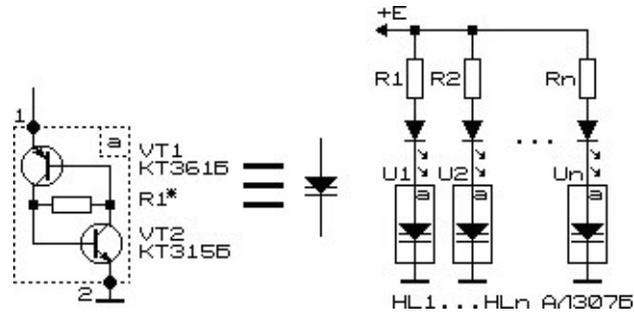


Рис. 5.13. Схема светодиодного индикатора напряжения с динисторными ключами

Таблица. 5.2. Значения напряжений включений и отключений транзисторных аналогов динисторов (рис. 5.13)

$R1, \text{ Ом}$	$U_{\text{вкл}}, \text{ В}$	$U_{\text{откл}}, \text{ В}$
∞	2,0	2,0
560	2,32	2,17
433	2,45	2,35
400	2,44	2,35
377	2,43	2,34
221	2,57	2,38
150	2,61	2,43
70	2,68	2,49
51	2,74	2,66
36	2,75	2,70
0	2,76	2,74

«дозированную» величину, определяемую значением падения напряжения на прямосмещенном диоде или их цепочке (рис. 5.14).

Регенеративный делитель частоты на основе элемента с S-образной ВАХ (лавинным транзистором) был описан нами

5. Динисторы и их применение

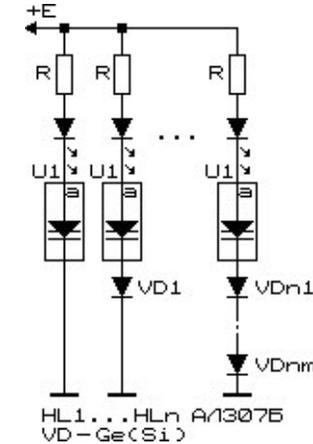


Рис. 5.14. Схема порогового индикатора напряжения питания

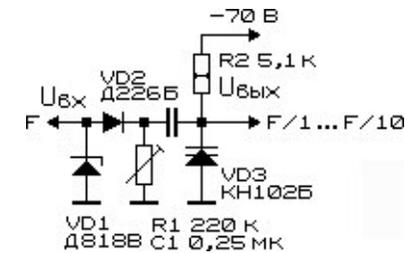


Рис. 5.15. Схема регенеративного делителя частоты с управляемым коэффициентом деления

ранее (см. гл. 2). Устройство, приведенное на рис. 5.15, принципиальных отличий не имеет, однако оно выполнено с использованием в качестве активного элемента динистора. Запуск генератора осуществляется через специальную схему, состоящую из стабилитрона VD1, диода VD2, регулируемой цепочки R1 и C1. Конденсатор C1 одновременно играет роль времязадающего конденсатора генератора релаксационных импульсов. Он заряжается от источника питания при отсутствии управляющих импульсов через резисторы R2 и R1. Следовательно, изменение сопротивления резистора R1 влияет на постоянную времени времязадающей цепи генератора и, соответственно, на частоту вырабатываемых устройством сигналов.

5. Динисторы и их применение

При поступлении на вход устройства периодических управляющих сигналов напряжение на этом резисторе изменяется в соответствии с появлением управляющих сигналов. Напряжения на конденсаторе C1 и резисторе R1 суммируются, что вызывает пробой динистора в случае, если величина этого напряжения будет превосходить напряжение его пробоя. При изменении номинала резистора R1 можно обеспечить режим деления устройства от $F/1$ до $F/10$ [5.11].

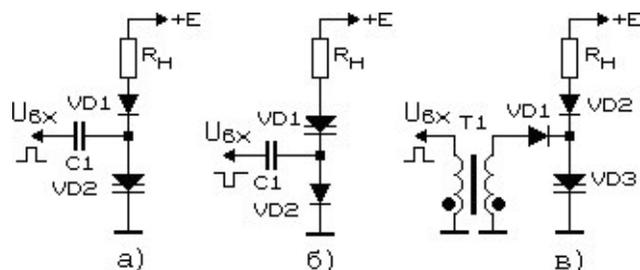


Рис. 5.16. Способы управления динисторами

Для управления динисторами, питаемыми от источника постоянного напряжения, могут быть использованы варианты схем, показанных на рис. 5.16 [5.12]. Варианты а) и б) пригодны при использовании управляющих импульсов той или иной полярности. Вариант в) может быть применен, если амплитуда входного импульса невелика и при обычном запуске недостаточна для переключения динистора. Если необходимо подавать на вход схемы (рис. 5.16в) запускающие импульсы иной полярности, достаточно переключить витки одной из обмоток (сменить начало-конец обмотки).

6. Электронные устройства на тиристорах и симисторах

Тиристоры и симисторы в отличие от динисторов имеют дополнительный электрод, позволяющий управлять переключением полупроводникового прибора из одного устойчивого состояния в другое. Тиристоры обычно предназначены для работы на постоянном или пульсирующем токе одной полярности. Симисторы отличаются от тиристоров тем, что являются структурой симметричной и могут работать на переменном токе.

Для запуска тиристоров, работающих в цепях постоянного тока, используют схемные решения, изображенные на рис. 6.1 [6.1]. Первый из них предусматривает кратковременную подачу напряжения на управляющий электрод тиристора VS1 нажатием кнопки SB1 (рис. 6.1а). Варианты б) и в) предназначены для запуска тиристора внешними управляющими импульсами. Как и в ранее описанном варианте (рис. 5.16в) трансформаторный вариант применяют в случае малого уровня управляющего сигнала либо при необходимости использования запускающих импульсов разной полярности. Этот вариант предпочтителен и в том случае, если необходимо обеспечить гальваническую развязку цепей управления и нагрузки. Недостаток трансформаторной схемы — необходимость использования моточных узлов, обычно менее надежных, дорогих и громоздких изделий.

При питании тиристорных схем переменным током используют показанные ниже разновидности фазового управления моментом включения (отпирания) тиристора (рис. 6.2) [6.1]. На управляющий электрод обычно подают сигнал, синхронизированный с питающим тиристор напряжением. Это делают для того, чтобы обеспечить возможность закономерного, прогнозируемого изменения момента включения тиристора (или симистора). Дело в том, что при нарастании напряжения сети ток в цепи управления и напряжение на электродах катод-анод тиристора нарастает синхронно во времени. В какой-то момент времени величина тока управления становится достаточной для того, чтобы тиристор переключился из одного устойчивого

6. Устройства на тиристорах и симисторах

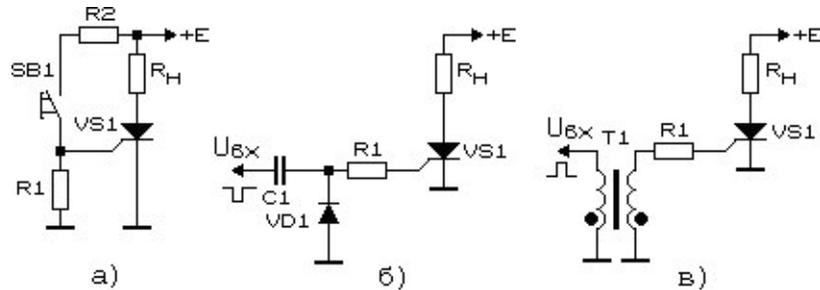


Рис. 6.1. Способы управления тиристорами

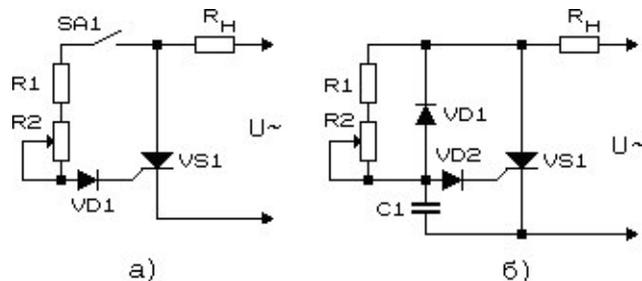


Рис. 6.2. Фазовое регулирование моментом отпирания тиристора

состояния в другое. Напомним, что вновь изменить состояние включенного тиристора возможно только в случае его отключения (напряжение катод-анод равно нулю или меньше нуля, т.е. имеет иную полярность, отличную от рабочей). Следовательно, регулируя ток в цепи управления при помощи потенциометра R2, можно управлять моментом включения тиристора и, соответственно, мощностью, потребляемой нагрузкой. Очевидно, что тиристор невозможно включить при малом питающем напряжении (на стадии нарастания напряжения на тиристоре). Этим объясняется то, что тиристором, как регулятором мощности, допустимо регулировать мощность в цепи нагрузки в пределах от 0 до 95%, причем форма напряжения в цепи нагрузки существенно отлична от синусоидальной: ее начальный участок просто отсутствует.

Для управления моментом включения тиристора при его работе на переменном токе обычно используют общеизвестное

6. Устройства на тиристорах и симисторах

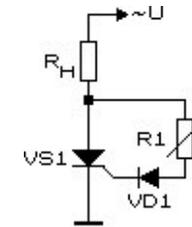


Рис. 6.3. Тиристорный ключ с управляемым порогом (напряжением) включения

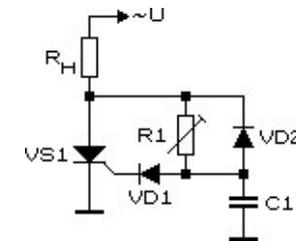


Рис. 6.4. Способ управления моментом включения тиристора

схемное решение (рис. 6.3). Диод VD1 предназначен для пропускания на управляющий переход тиристора положительных полуволн напряжения. Подстроечный резистор позволяет задавать момент отпирания тиристора: этот элемент определяет максимальную силу тока, протекающего через управляющий электрод.

Модификацией приведенных выше схем является устройство, показанное на рис. 6.4. Введение в цепь управления работы тиристора всего двух дополнительных элементов позволяет заметно изменить специфику его работы: при отрицательной полуволне питающего напряжения конденсатор C1 заряжается через открытый переход диода VD2, диод VD1 при этом закрыт. При перемене полярности питающего напряжения конденсатор C1 заряжается, но с некоторой задержкой во времени, обусловленной наличием ранее полученного заряда. Скорость заряда конденсатора, как и в предыдущем случае, определяется величиной резистора R1 (и действующего в данный момент времени напряжения). В определенный момент времени тиристор VS1 включается, подключая сопротивление нагрузки R_H к источнику питания.

6. Устройства на тиристорах и симисторах

Для управления мощными силовыми приборами, к числу которых относятся и тиристоры, при малом уровне управляющего сигнала используют составные схемы включения тиристоров (рис. 6.5). Для управления работой мощного силового тиристора VS2 использован маломощный тиристор VS1. Для практической реализации схемы необходимо, чтобы рабочие напряжения тиристоров были одного порядка и превышали напряжение питания схемы.

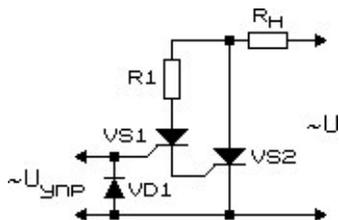


Рис. 6.5. Схема ключа с составным тиристором

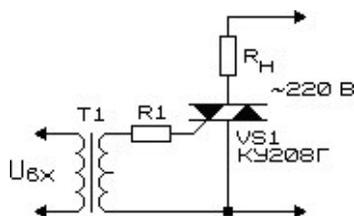


Рис. 6.6. Способ управления симистором через развязывающий трансформатор

Дополнительно повысить чувствительность схемы к сигналам малого уровня можно за счет использования входного трансформатора.

Несовершенством силовых коммутирующих полупроводниковых элементов является то, что для управления этими элементами на управляющий переход необходимо подавать сигнал от схемы управления, которую в целях обеспечения условий безопасной эксплуатации устройства необходимо надежно изолировать от питающей сети. Одним из простых и надежных способов решения такой задачи является использование разделительного трансформатора в цепи управления (рис. 6.6).

6. Устройства на тиристорах и симисторах

Как отмечалось ранее, недостатком использования трансформаторных разделительных устройств является то, что трансформаторы относительно дороги, имеют высокие массогабаритные показатели. К достоинствам схемного решения (рис. 6.6) следует отнести то, что при помощи трансформатора можно легко согласовать уровень сигнала за счет изменения коэффициента трансформации, а при применении дополнительных обмоток одновременно управлять несколькими полупроводниковыми коммутирующими элементами, что может быть актуально для трехфазных цепей.

Рассмотрим далее несколько практических схем с использованием тиристоров и симисторов.

Чаще всего симисторные регуляторы применяют для регулировки мощности в цепях с активной нагрузкой. Намного сложнее дело обстоит в случае, если нагрузка — индуктивная. В этом случае синхронизация системы управления должна осуществляться непосредственно от сети переменного тока, управляющий сигнал должен иметь длительность, равную интервалу проводимости симистора [6.2].

Проблема управления мощностью в цепи с индуктивной нагрузкой была успешно решена В. Яковлевым (рис. 6.7) [6.2]. Постоянная времени $(R_4 + R_5) \times C_3$ определяет угол запаздывания отпираания динистора VS1, а значит, и симистора VS2. Потенциометром R4 регулируют мощность, потребляемую нагрузкой; цепь C2R2 используется для синхронизации и обеспечения требуемой длительности сигнала управления. Конденсатор C3 перезаряжается от конденсатора C2 после переключения, т.к. в конце каждого полупериода на нем оказывается напряжение обратной полярности.

Цепь R1C1 снижает уровень помех по цепи питания; R7C4 — в цепи нагрузки.

При налаживании устройства потенциометр R4 устанавливают в положение максимального сопротивления, а резистором R3 устанавливают минимальную мощность в нагрузку.

Схема устройства, позволяющего плавно изменять значение мощности на активной нагрузке от нуля до 95% от максимально возможного значения, показана на рис. 6.8 [6.3]. Для того чтобы регулятор мог работать на переменном токе, использован

6. Устройства на тиристорах и симисторах

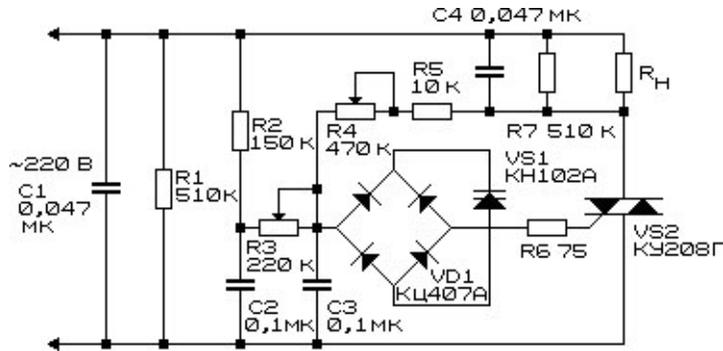


Рис. 6.7. Схема светорегулирующего устройства

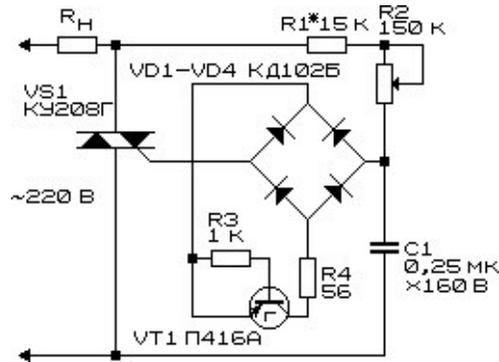


Рис. 6.8. Схема симисторного регулятора мощности для активной нагрузки

симметричный тиристор — симистор. Момент включения симистора задают потенциометром R2. Он является составной частью релаксационного генератора импульсов управления.

Регулятор мощности (рис. 6.9) использует в качестве регулирующего элемента тиристор VS1 с внешним электронным управлением (сигналом $U_{вх}$) [6.4]. Регулирующий элемент работает на переменном токе: питание к нему подводится через последовательную цепочку из резистора R2 и конденсатора C1. Диод VD1 предназначен для шунтирования импульсов напряжения недопустимой для работы тиристора VS1 полярности. Резистор R4 предназначен для того, чтобы не разрывать цепь нагрузки в случае отключения R_H .

6. Устройства на тиристорах и симисторах

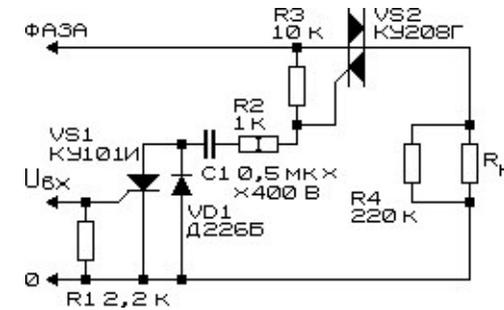


Рис. 6.9. Схема симисторного регулятора мощности

Большинство тиристорных, симисторных и им подобных регуляторов имеют довольно заметный и трудноискоренимый недостаток: поскольку ток в цепи нагрузки имеет довольно сложную форму, он содержит определенное число высших гармоник, кроме того, нерегулярное изменение тока через нагрузку приводит к тому, что работа прибора с тиристорно-симисторным управлением будет оказывать влияние на работу остальных электроприборов, питающихся от этой же сети.

Достаточно совершенный регулятор мощности, имеющий пониженный уровень помех, может быть собран по схеме, приведенной на рис. 6.10 [6.5]. Регулятор содержит дополнительный фильтр на основе LC-элементов, который препятствует проникновению высших гармоник от регулятора в питающую сеть. При использовании симистора TIC226M с теплоотводом ток нагрузки может достигать 8 А.

В схеме регулятора (рис. 6.10) использован достаточно дефицитный динистор с напряжением переключения (пробоя) 32 В. В случае необходимости этот динистор может быть заменен на аналог (рис. 6.11), выполненный из более доступных элементов [6.5]. Схему аналога можно заметно упростить, заменив диодный мост VD1 — VD4 на один диод (сохранив верхний правый диод моста). Катод аналога динистора подсоединяют к точке соединения эмиттера транзистора VT2 с резистором R1.

Типовая схема управления нагрузкой показана на рис. 6.12. Ток в цепи управления во много раз (порядка $R1/R_H$, $R1 > R_H$) меньше, чем ток в цепи нагрузки. Отметим, что на основе схемы, показанной на рис. 6.12, можно собрать регулятор мощности. Для

6. Устройства на тиристорах и симисторах

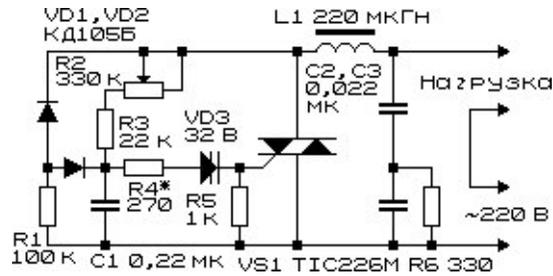


Рис. 6.10. Схема симисторного регулятора мощности с пониженным уровнем помех

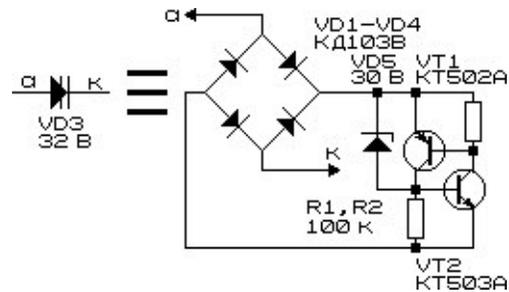


Рис. 6.11. Схема транзисторного аналога динистора с напряжением включения 32 В

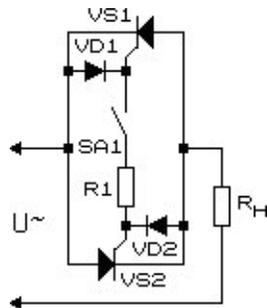


Рис. 6.12. Схема выключателя переменного тока на тиристорах

этого достаточно последовательно с резистором R1 включить потенциометр.

Схема светорегулятора, выполненного на двух встречно-параллельно включенных тиристорах, показана на рис. 6.13 [6.6].

6. Устройства на тиристорах и симисторах

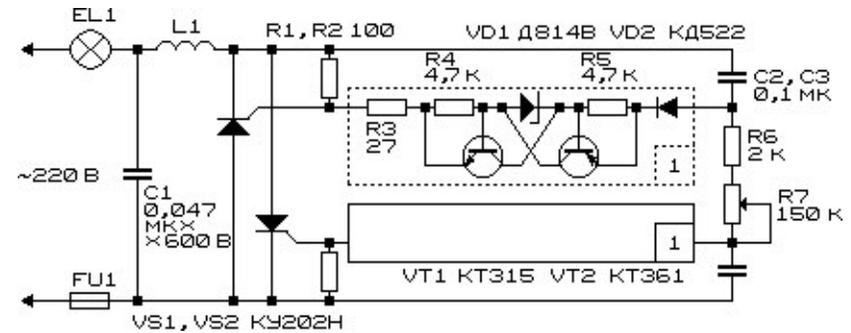


Рис. 6.13. Схема светорегулятора на тиристорах

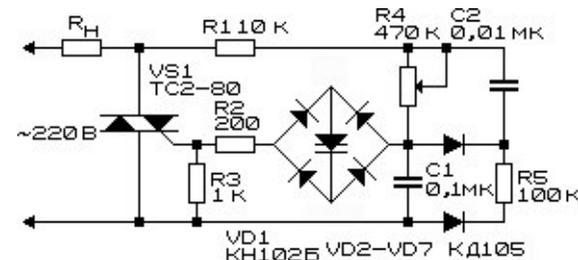


Рис. 6.14. Схема регулятора мощности на симисторе

В качестве нагрузки использована лампа накаливания или иная активная нагрузка, рассчитанная на мощность до 600 Вт. Помехоподавляющий элемент — дроссель L1 — содержит 150...200 витков провода ПЭВ 0,8, намотанных на отрезке ферритового стержня от радиоприемника. Диаметр стержня — 8 мм, длина — 40...50 мм.

Аналогичную, но более простую схему светорегулятора можно собрать, используя симистор (рис. 6.14) [6.7].

Управлять интенсивностью светового потока ламп накаливания или температурой жал паяльников можно при использовании схемы, изображенной на рис. 6.15 [6.8]. Для управления цепями нагрузки служат два тиристорных ключа, управляемых от общего генератора импульсов, выполненного по схеме мультивибратора. Мультивибратор питается от сетевого стабилизированного источника питания с использованием гасящего резистора R1. Соотношение импульс/пауза генератора регулируют при

6. Устройства на тиристорах и симисторах

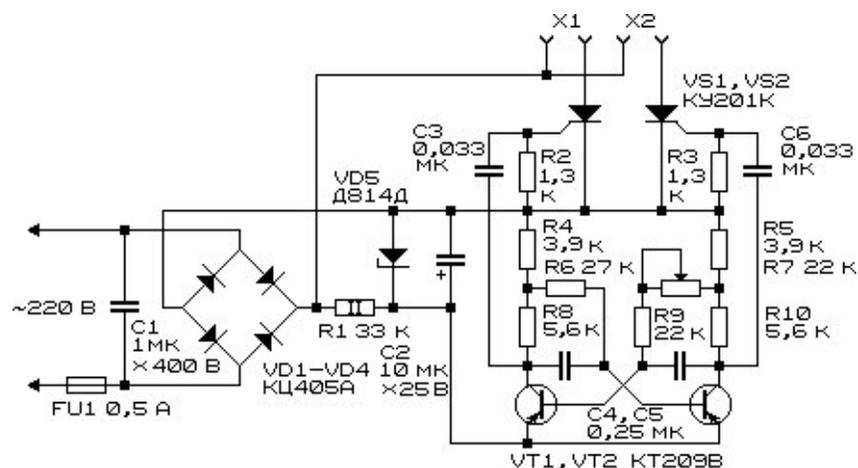


Рис. 6.15. Схема регулятора мощности на тиристорах

помощи потенциометра R7. Сигналы, вырабатываемые мультивибратором, и используемые для управления тиристорами, взаимосвязаны: если увеличится длительность импульса, снимаемого с коллектора одного из транзисторов, соответственно уменьшится длительность импульса, снимаемого с коллектора второго. Таким образом, при регулировке потенциометром R7 происходит плавное перераспределение мощностей в нагрузках, подключенных к клеммам X1 и X2.

Регулировка мощности в трехфазной сети с использованием симисторов имеет свои особенности. На рис. 6.16 показан один из вариантов управления мощностью в цепи активной нагрузки с использованием симисторов и общей цепи управления, собранной на основе тиристора VS1 [6.4].

Для того чтобы максимально упростить схему управления тиристорами (симисторами), были разработаны специализированные микросхемы, пример использования одной из которых показан на рис. 6.17 [6.9]. При помощи потенциометра R2 с выключателем питания SA1 можно регулировать мощность в цепи нагрузки (до 1 кВт) в весьма широких пределах — от 0 до 95...97% от максимально возможного уровня.

Динистор типа KP1125KP3A можно использовать в составе светорегуляторов, включив его по общепринятой схеме (рис. 6.18)

6. Устройства на тиристорах и симисторах

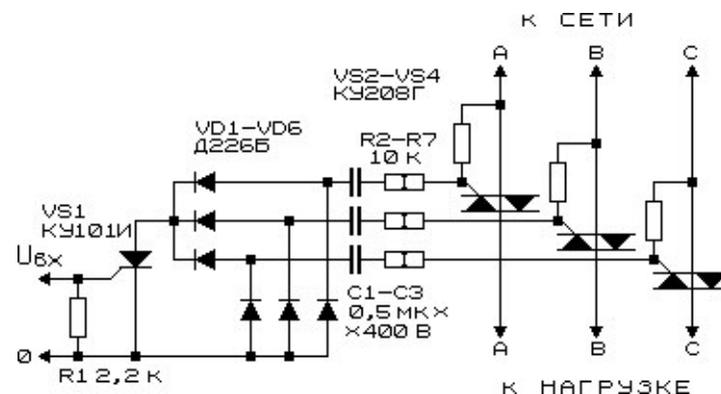


Рис. 6.16. Схема тиристорно-симисторного регулятора мощности для трехфазной сети

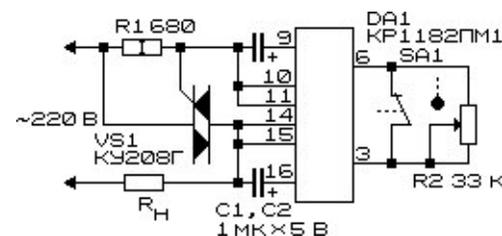


Рис. 6.17. Управление симистором при помощи специализированной микросхемы KP1182PM1

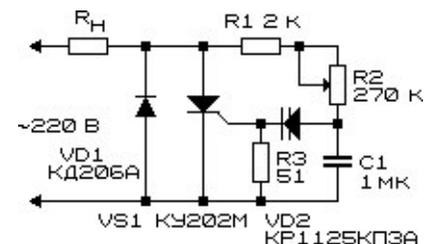


Рис. 6.18. Схема тиристорного светорегулятора с использованием в цепи управления динистора KP1125KP3A

[6.10]. Устройство позволяет регулировать мощность на активной нагрузке (лампа накаливания, нагревательный элемент) в пределах от 50 до 95...98%. Диод VD1 пропускает на нагрузку импульсы тока одной полярности, обеспечивая тем самым 50%

6. Устройства на тиристорах и симисторах

использование мощности тока в нагрузке. Одновременно этот диод защищает тиристор VS1 от импульсов «непаспортной, противоположной» полярности. Тиристор VS1 управляется от регулируемого генератора импульсов, выполненного на основе динистора VD2 и времязадающих элементов — конденсатора C1 и резисторов R1, R2.

Несколько упростить вышеприведенную схему можно за счет использования в ней симметричного тиристора — симистора (рис. 6.19). Существенно схема от этого не изменится, однако диапазон регулировки выходной мощности заметно расширится: от 0 до 95...98% [6.10].

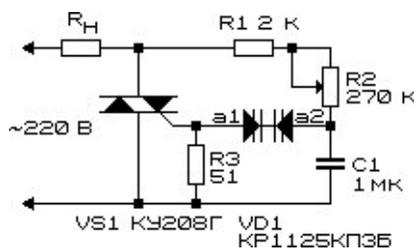


Рис. 6.19. Схема симисторного светорегулятора с использованием в цепи управления динисторов KP1125КП3Б

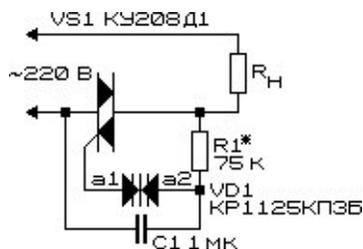


Рис. 6.20. Схема симисторного гасителя напряжения с использованием в цепи управления динисторов KP1125КП3Б

Простая схема гасителя сетевого напряжения — регулятора мощности, собранная на современных и распространенных элементах, может быть изготовлена в соответствии с рис. 6.20 [6.11]. Для генерации управляющих импульсов в качестве активного элемента генератора использован симметричный динистор KP1125КП3Б. В качестве конденсатора C1 можно использовать

6. Устройства на тиристорах и симисторах

конденсатор K73-17 на номинальное напряжение 63 В. Резистор R1 подбирают до установления на сопротивлении нагрузки R_n необходимого напряжения. При эксплуатации устройства следует учитывать, что на сопротивлении нагрузки форма питающего напряжения существенным образом отличается от синусоиды, представляя ее усеченные фрагменты. Подобные гасители иногда применяют для питания фенов, электрооборудов и других бытовых приборов. В схеме можно использовать симисторы КУ208Г и др.

Динисторы типа KP1125КП3 — относительно маломощные устройства, максимальный ток через них не должен превышать 60 мА [6.11].

Динисторы KP1167КП1 предназначены для использования в качестве симметричных интегральных диодных переключателей схем фазовых регуляторов и других импульсных схем с питанием от сети переменного тока. Напряжение переключения для динисторов KP1167КП1А — 8 В; KP1167КП1Б — 15 В; KP1167КП1В — 21 В. Остаточное напряжение на динисторе в открытом состоянии при токе 50 мА — 1,2...3,5 В; ток удержания — не более 3 мА [6.12].

Для того чтобы можно было упрочнить эти приборы, применяют составные схемы, как показано на рис. 6.21 и 6.22 [6.11].

Рассмотрим далее несколько схем, в которых тиристоры используют в схемах иного назначения, напрямую не связанных с регулированием мощности в цепи нагрузки.

На рис. 6.23 показана возможность использования «мигающего» светодиода HL1 для управления работой симистора VS1 [6.13]. В итоге маломощный элемент управляет работой мощного светоизлучающего прибора — лампы накаливания EL1.

Для питания «мигающего» светодиода использован бестрансформаторный источник питания с гасящим конденсатором C1. Рабочее напряжение этого конденсатора — 400 В. Резистор R2 ограничивает ток управляющего электрода симистора VS1.

Более подробно применение «мигающих» светодиодов будет рассмотрено в гл. 18.

Схема простого реле времени на основе пары динистор-тиристор изображена на рис. 6.24 [6.14].

6. Устройства на тиристорах и симисторах

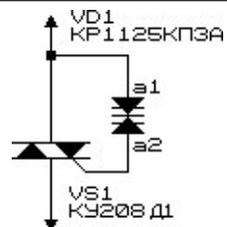


Рис. 6.21. Вариант формирования цепи управления симистора

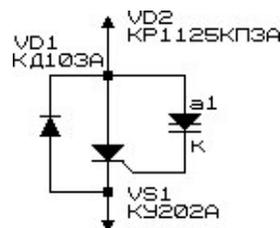


Рис. 6.22. Вариант формирования цепи управления тиристора

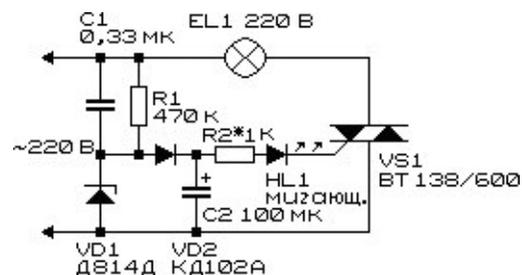


Рис. 6.23. Схема устройства для периодического включения лампы накаливания

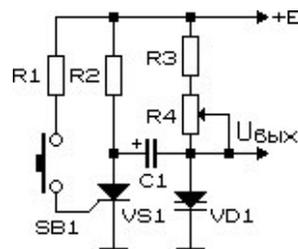


Рис. 6.24. Схема динисторно-тиристорного реле времени

6. Устройства на тиристорах и симисторах

Изначально, при включении устройства, тиристор VS1 заперт. Динистор VD1, напротив, включен (напряжение его включения должно быть ниже напряжения питания). Если затем нажать пусковую кнопку SB1, то напряжение будет подано на управляющий электрод тиристора VS1 (см. диаграммы на рис. 6.24). При включении тиристора конденсатор C1, ранее заряженный до напряжения питания устройства, мгновенно разрядится через тиристор, напряжение на его обкладках упадет почти до нуля. Следовательно, динистор VD1 переключится в токонепроводящее состояние. Конденсатор C1 через цепочку времязадающих резисторов R3, R4 начнет заряжаться (см. диаграмму). Когда напряжение на его обкладках превысит напряжение пробоя динистора VD1, произойдет мгновенное включение динистора, он переключится в проводящее состояние. Конденсатор C1 разрядится через динистор и тиристор. Поскольку при разряде конденсатора напряжение к тиристорному электроду окажется приложенным в «отрицательной» полярности, тиристор отключится, конденсатор C1 будет подключен к источнику питания через резистор R2 и открытый динистор VD1. Поскольку сопротивление резистора R2 невелико (сотни Ом), процесс этот будет кратковременным. Схема будет вновь готова к последующему запуску. Величину интервала времени можно варьировать — плавно — регулировкой потенциометра R4 и ступенчато — изменением емкости конденсатора C1.

Ориентировочные номиналы элементов схемы: R1 — единицы кОм; R2 — доли кОм; R3 — 1...10 кОм; R4 — 10...1000 кОм; конденсатор C1 — электролитический.

Простая схема реле времени на основе тиристора показана на рис. 6.25 [6.15]. Интервал времени задают регулировкой резистора R1.

Устройства с использованием транзисторных аналогов тиристорных приведены на рис. 6.26 — 6.28 [6.16]. Для изучения свойств тиристорных устройств и способов управления ими можно использовать устройство по схеме на рис. 6.26. Так, при замыкании ключа S1 напряжение питания подается на схему, однако включения аналога тиристора не происходит. Чтобы тиристор (его аналог) включился, необходимо хотя бы кратковременно нажать пусковую кнопку S2 или S4. Чтобы затем отключить нагрузку R_н, следует нажать кнопку S3 или отключить схему ключом S1.

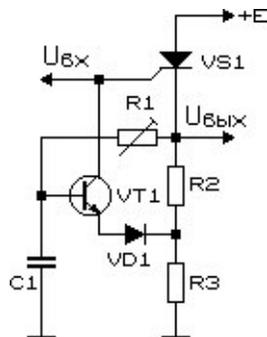


Рис. 6.25. Схема реле времени на тиристоре

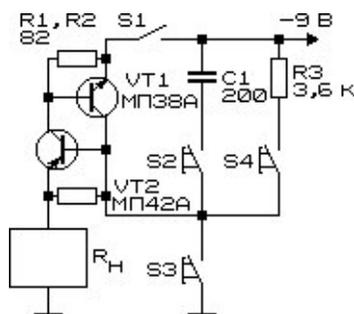


Рис. 6.26. Использование аналога тиристора в учебном эксперименте

Для питания устройства можно использовать источник напряжением 4...18 В.

При незначительной доработке подобное устройство можно применить в качестве звукосигнального охранного устройства (рис. 6.27) [6.16]. В качестве датчика, способного запустить схему сигнализации, можно использовать, например, пружинный датчик качания либо иную контактную группу. В результате срабатывания устройства включается звуковой генератор на транзисторах VT3 и VT4, нагруженный на низкоомную динамическую головку BA1.

На основе транзисторного аналога тиристора можно собрать индикатор кратковременного повышения напряжения с памятью (рис. 6.28): в случае, если напряжение питания по

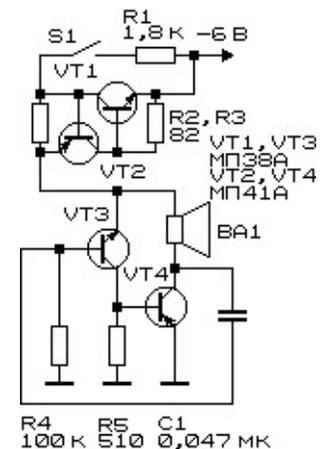


Рис. 6.27. Схема звукосигнального охранного устройства на аналоге тиристора

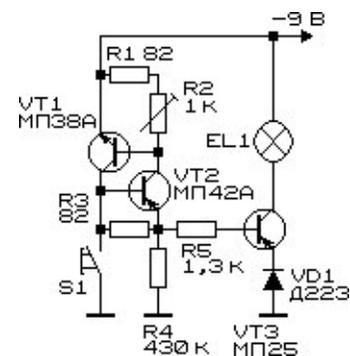


Рис. 6.28. Схема запоминающего индикатора кратковременного повышения напряжения питания

той или иной причине превысит напряжение включения порогового элемента, выполненного на транзисторах VT1 и VT2, включится лампа накаливания EL1 [6.16]. Отключится устройство лишь в том случае, если напряжение питания отключат (либо если оно само отключится при аварии). Кроме того, отключить сигнализацию можно нажатием кнопки S1.

Схема ждущего мультивибратора на тиристоре с внешним запуском показана на рис. 6.29 [6.14].

6. Устройства на тиристорах и симисторах

В исходном состоянии тиристор закрыт, напряжение на конденсаторе C2 примерно равно напряжению питания, напряжение на сопротивлении нагрузки R3 равно нулю. Если на вход схемы подать кратковременный отпирающий импульс положительной полярности, тиристор включится, конденсатор C2 будет разряжаться на резистор R3, на нем сформируется импульс отрицательной полярности. Длительность выходного импульса пропорциональна произведению C2R3. После разряда конденсатора C2 тиристор вернется в исходное состояние, схема будет готова к поступлению нового импульса.

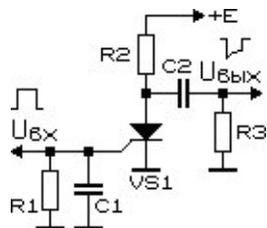


Рис. 6.29. Схема ждущего мультивибратора на тиристоре

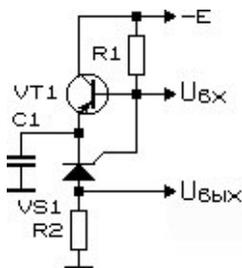


Рис. 6.30. Схема ждущего мультивибратора

Ждущий мультивибратор на основе тиристора (рис. 6.30) [6.17] может быть использован для формирования импульсов определенной длительности. Открытое состояние тиристора VS1 поддерживается только током разряда конденсатора C1. При действии входного импульса тиристор VS1 отпирается, одновременно закрывается транзистор VT1.

Схема транзисторного аналога запираемого тиристора и его характеристики (величина падения напряжения на открытом

6. Устройства на тиристорах и симисторах

элементе в зависимости от тока нагрузки и способа подачи управляющего напряжения) показаны на рис. 6.31 [6.18].

Низкочастотный генератор импульсов (рис. 6.32) собран на основе тиристорных по схеме симметричного мультивибратора [6.19].

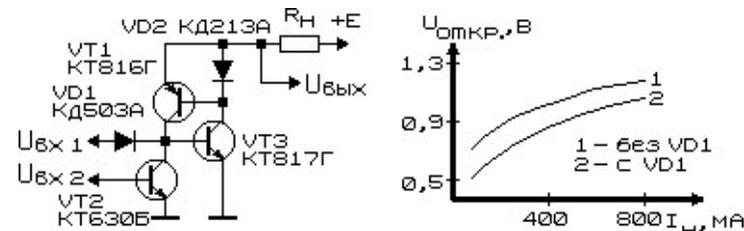


Рис. 6.31. Схема транзисторного аналога запираемого тиристора

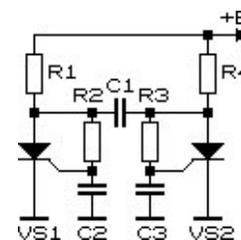


Рис. 6.32. Схема симметричного мультивибратора на тиристорах

Работает мультивибратор следующим образом. При включении питания изначально оба тиристора закрыты, ток через них не протекает. Через последовательные цепочки резисторов R1, R2 и R3, R4 происходит заряд конденсаторов C2 и C3 соответственно. Конденсатор C1 заряд не накапливает в силу симметрии его подключения в схеме с токонепроводящими тиристорами. Вследствие естественного разброса параметров тиристоров один из них откроется раньше другого. Пусть это будет, например, тиристор VS1. Тогда этот тиристор переключится в проводящее состояние. Левая по схеме обкладка незаряженного конденсатора C1 окажется соединенной с общей шиной. Поскольку конденсатор не заряжен, включение его параллельно тиристору VS2 будет равноценно короткому замыканию между катодом и анодом тиристора. Кроме того, разорвется зарядная цепь конденсатора C3.

6. Устройства на тиристорах и симисторах

Спустя некоторое время, определяемое параметрами резистивно-емкостных элементов устройства, конденсатор C1 зарядится до напряжения, в пределе близкого к значению

$$E \frac{R3}{R3 + R4}.$$

Продолжится и заряд конденсатора C3, подключенного к управляющему переходу тиристора VS2. В результате заряда конденсатора C3 тиристор VS2 откроется и переключится в токопроводящее состояние. В свою очередь, конденсатор C1 разрядится на тиристор VS1. Поскольку приложенное к тиристоры VS1 напряжение в момент разряда конденсатора C1 будет иметь отрицательную, запирающую, полярность, тиристор VS1 переключится в токонепроводящее состояние. Правая по схеме обкладка конденсатора C1 будет подключена к общей шине, левая — к резистивному делителю R1/R2.

После этого процесс переключения схемы и, соответственно, генерации импульсов будет продолжаться до отключения питающего напряжения.

На рис. 6.33 показана схема мультивибратора на запираемых тиристорах [6.20].

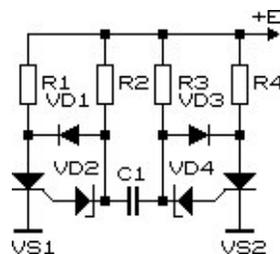


Рис. 6.33. Схема запираемого тиристорного мультивибратора

Симисторное пусковое устройство, позволяющее создать аналог электрического пускателя, может быть собрано по схеме на рис. 6.34 [6.21]. Устройство работает следующим образом. При нажатии на кнопку «Пуск» на симистор подается управляющее напряжение, в результате чего на время нажатия кнопки симистор переводится в токопроводящее состояние. Первичная обмотка трансформатора T1 подключается к сети. Напряжение

6. Устройства на тиристорах и симисторах

со вторичной (понижающей) обмотки трансформатора через выпрямительный мост VD1 — VD4 подается на реле K1 и одновременно на нагрузку R_H. При срабатывании реле оно своими контактами K1.1 подключает управляющий электрод симистора к источнику напряжения, дублируя тем самым и самоблокируя пусковую кнопку. Конденсатор C1 сглаживает пульсации выпрямленного напряжения.

При внезапном отключении сетевого напряжения симистор отключается, соответственно, реле K1 и нагрузка R_H. Если сейчас вновь подать на устройство питающее напряжение, устройство не включится до тех пор, пока не будет вновь нажата пусковая кнопка. Устройство легко можно модифицировать и для работы на постоянном токе. В этом случае вместо симистора можно применить тиристор и исключить из схемы трансформатор и выпрямительный мост.

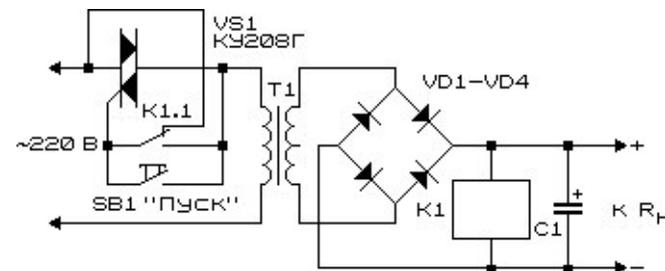


Рис. 6.34. Схема симисторного пускового устройства — аналога пускателя

Оригинальный узел обеспечения зависимого включения нагрузок на основе симистора может быть собран по схеме на рис. 6.35 [6.22]. Нагрузка, подключенная к клеммам XS1, получит питание лишь в том случае, если к клеммам XS2 будет подключена своя нагрузка, причем рассчитанная на определенный ток. Если ток в цепи нагрузки, подключенной к клеммам XS2, невелик, падения напряжения на диодной цепочке VD1 — VD5 будет недостаточно для того, чтобы смог отпереться симистор VS1. В то же время, если ток будет превышать некоторое пороговое значение, симистор VS1 подключит к питающей сети нагрузку, присоединенную к клеммам XS1.

6. Устройства на тиристорах и симисторах

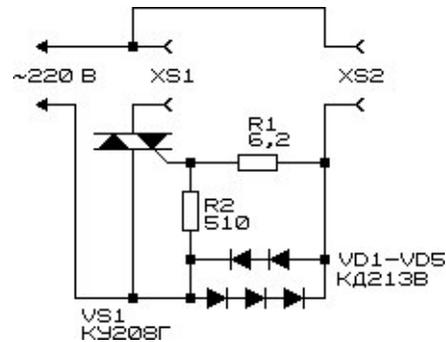


Рис. 6.35. Схема симисторного узла обеспечения зависимого включения нагрузок

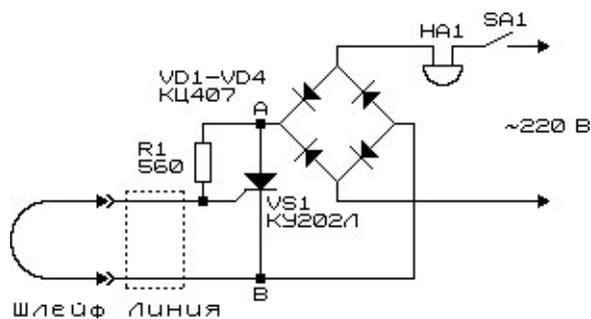


Рис. 6.36. Схема охранного устройства на тиристоре с питанием от сети переменного тока

Охранное устройство с использованием тиристора может быть собрано по схеме на рис. 6.36 [6.23]. В исходном состоянии тиристор закрыт, ток через него не протекает. Параллельно управляющему электроду тиристора подключен шлейф охранной сигнализации. Напряжение на управляющий электрод не подается, однако стоит разорвать проводник шлейфа, на этот электрод тиристора будет приложено управляющее напряжение, тиристор включится, через нагрузку — звонок HA1 — начнет протекать ток.

Недостатком устройства является то, что шлейф находится под напряжением сети: это представляет опасность как для пользователя — хозяина охраняемого объекта, — так и для

6. Устройства на тиристорах и симисторах

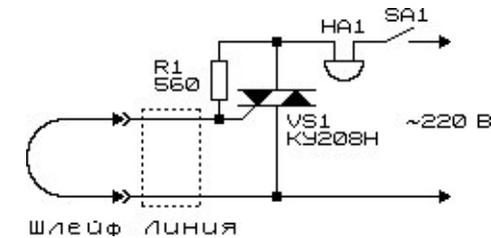


Рис. 6.37. Схема охранного устройства на симисторе с питанием от сети переменного тока

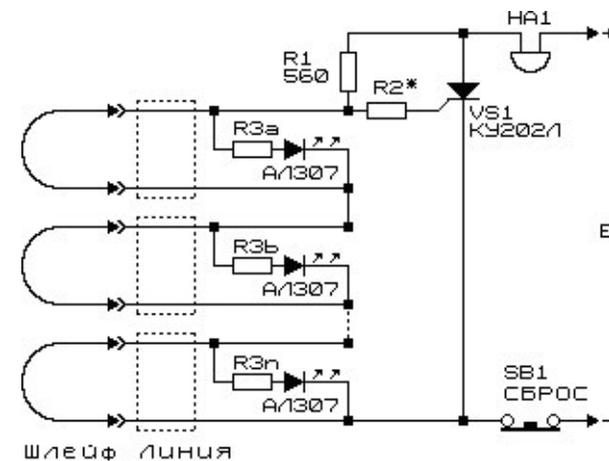


Рис. 6.38. Схема охранного устройства на тиристоре с контролем нескольких точек

злоумышленника. В этой связи для соблюдения правил техники безопасности для питания устройства лучше использовать низковольтный источник питания, более безопасный при эксплуатации. Второй недостаток устройства в том, что при восстановлении шлейфа или шунтировании его параллельной перемычкой устройство либо отключается, либо не срабатывает. При питании тиристорного охранного устройства от источника постоянного напряжения восстановление порванного шлейфа сигнализации не сможет вернуть тиристор в исходное (отключенное) состояние. Отключить сигнализацию в этом случае возможно лишь путем отключения источника питания.

6. Устройства на тиристорах и симисторах

В схеме на рис. 6.36 в качестве элемента управления (ключевого элемента) использован тиристор — устройство, работающее на постоянном токе (при напряжении одной полярности). Поэтому для включения его в цепь переменного тока использован диодный мост VD1 — VD4.

Если применить симистор (рис. 6.37), схема охранного устройства заметно упростится.

Для того чтобы обеспечить одновременную охрану нескольких объектов, можно использовать схемное решение, показанное на рис. 6.38. При обрыве любого из шлейфов срабатывает сигнализация, одновременно загорается светодиод, соответствующий оборванной линии. Устройство при использовании тиристора КУ202Л работает на постоянном токе.

7. Баристоры и их применение

Рассмотренные ранее тиристоры и симисторы, как и другие компоненты радиоэлектронной аппаратуры, в силу своих конструктивных особенностей имеют как достоинства, так и недостатки. К основным недостаткам тиристоров и симисторов можно отнести их низкое быстродействие, невозможность управляемого перевода из включенного состояния в отключенное.

В процессе работ по созданию и совершенствованию преобразователей электрической энергии были разработаны новые виды электронных коммутирующих элементов — барьерно-резистивные элементы или баристоры [7.1, 7.2].

Барьерно-резистивным элементом (баристором) будем далее называть элемент, электрическое сопротивление «вход-выход» которого скачкообразно переключается из проводящего состояния в непроводящее или наоборот при достижении (превышении) входным сигналом некоторого порогового (барьерного) значения.

Баристоры, или барьерно-резистивные элементы (рис. 7.1), предназначены для разделения сигналов, амплитуда которых выше или ниже некоторого определенного пользователем порогового значения — барьера. Отдельного источника питания эти приборы не требуют. В идеале, если уровень сигнала на входе однобарьерного баристора не превышает порога его переключения, на выход низкого уровня этого устройства сигнал будет проходить без потерь. При превышении порогового (барьерного) значения входной сигнал в баристоре автоматически переключается и проходит без искажений на выход высокого уровня этого прибора.

В зависимости от своего назначения **баристоры можно подразделить** на:

- управляемые и неуправляемые (с управляемым или не управляемым значением порога — барьера);
- постоянного или переменного тока (несимметричные и симметричные баристоры соответственно);

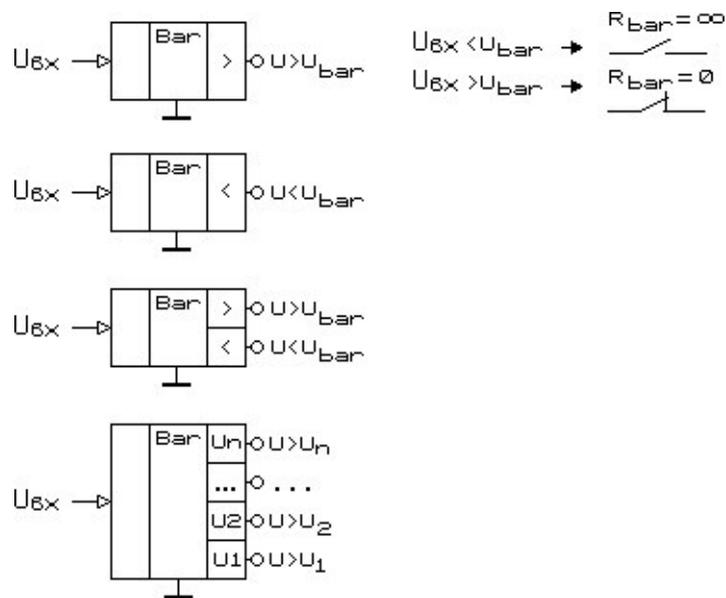


Рис. 7.1. Схематические обозначения основных разновидностей барьерно-резистивных элементов

- одноканальные и многоканальные (многоуровневые, многопороговые баристоры);
- элементы включения/отключения/переключения.

Схематические обозначения основных разновидностей барьерно-резистивных элементов в порядке их следования представлены на рис. 7.1:

1. Баристор высокого уровня, на выходе которого напряжение появляется лишь после того, как уровень входного напряжения превысит некоторое пороговое значение.

2. Баристор низкого уровня, на выход которого напряжение беспрепятственно поступает до тех пор, пока входное напряжение не достигнет определенного значения, после чего барьерно-резистивный элемент переключает свое состояние и отключает нагрузку.

3. Баристор переключательного типа однопороговый — при постепенном повышении входного напряжения выходное вначале присутствует на выходе низкого уровня сигнала, а после

превышения некоторого порогового значения происходит автоматическое переключение входного сигнала на выход высокого уровня.

4. Баристор переключательного типа многопороговый — при повышении/понижении уровня входного сигнала (напряжения) происходит последовательное переключение выходных ключей баристора и обеспечивается прохождение входного сигнала на выход баристора, соответствующий данному диапазону напряжений.

На рис. 7.2 показан вариант схемного решения однопорогового баристора переключательного типа. В качестве порогового (барьерного) Z-элемента, задающего порог срабатывания устройства, используется полупроводниковый прибор, имеющий ВАХ с участком отрицательного или нулевого динамического сопротивления (рис. 7.2), например, динистор, стабилитрон, биполярный лавинный транзистор или их аналоги на основе дискретных элементов. В случае, если входное напряжение не превышает напряжения переключения барьерного Z-элемента, его сопротивление бесконечно велико. На управляющий вход одного из ключевых элементов поступает напряжение низкого уровня, на вход второго — инвертированное, высокого уровня. Соответственно, входной сигнал без потерь пройдет через задействованный (включенный) ключевой элемент. При превышении уровня входного напряжения сверх порогового сопротивление Z-элемента скачкообразно понизится до некоторого конечного значения. Произойдет автоматическое переключение ключевых элементов.

Схематично баристор и его вольт-амперные характеристики для определенного сопротивления нагрузки R_n показаны на рис. 7.3.

Практическая схема использования баристора низкого уровня в бестрансформаторном источнике питания приведена на рис. 7.4.

На рис. 7.5 приведен пример использования баристора в составе источника питания для получения на выходе устройства напряжения двух уровней: U_1 или U_2 .

Примеры практической реализации баристоров, выполненных на основе дискретных элементов, изображены на рис. 7.6 и 7.7. Осциллограммы сигналов, снимаемых с различных точек

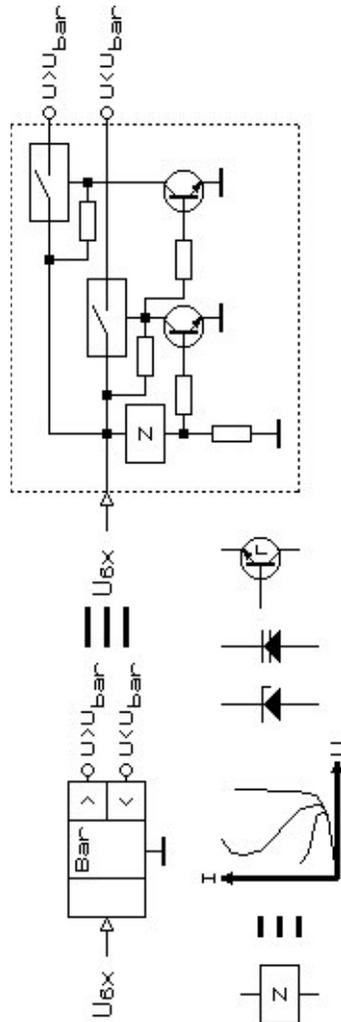


Рис. 7.2. Устройство однопорогового баристора переключающего типа

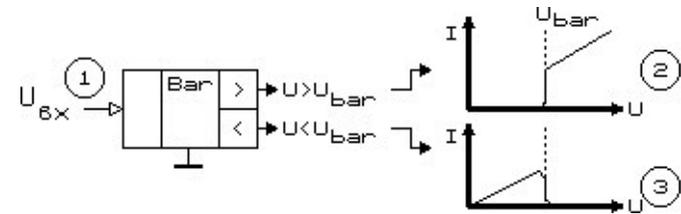


Рис. 7.3. ВАХ баристора переключающего типа

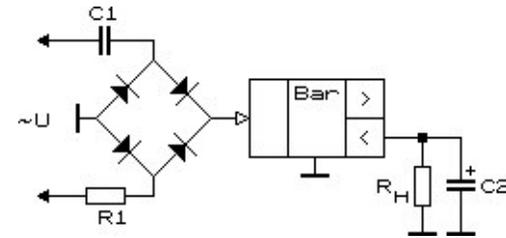


Рис. 7.4. Использование баристора в безтрансформаторном источнике питания

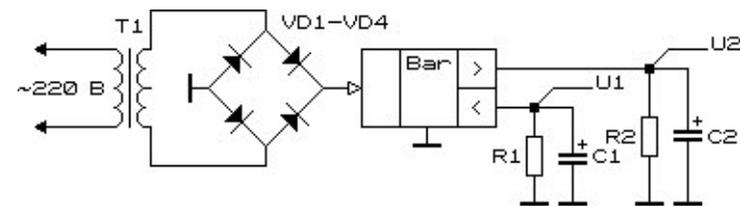


Рис. 7.5. Использование однопорогового баристора переключающего типа в составе источника питания

устройств, показаны на рис. 7.8. Для снижения уровня пульсаций выходных напряжений следует использовать фильтры.

Источник питания с баристором (рис. 7.7) содержит мостовую схему выпрямления подаваемого на прибор напряжения, пороговый и ключевые элементы. На выходе мостовой схемы формируется характерный для этого вида выпрямителей сигнал (рис. 7.8). Когда амплитуда напряжения, снимаемого с мостовой схемы, не превышает напряжение пробоя управляемого аналога динистора (транзисторы VT1, VT2), ключевой элемент

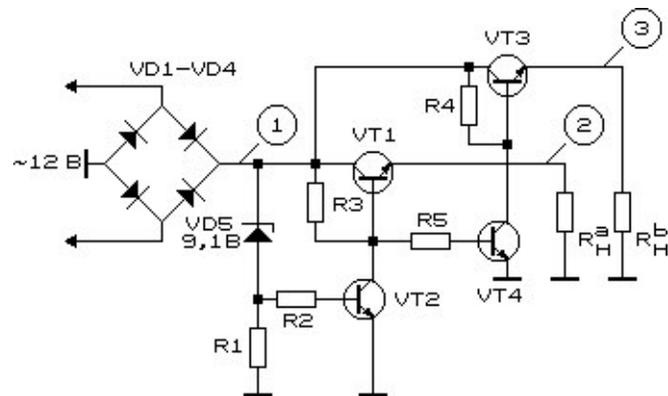


Рис. 7.6. Схема однопорогового баристора переключательного типа на дискретных элементах

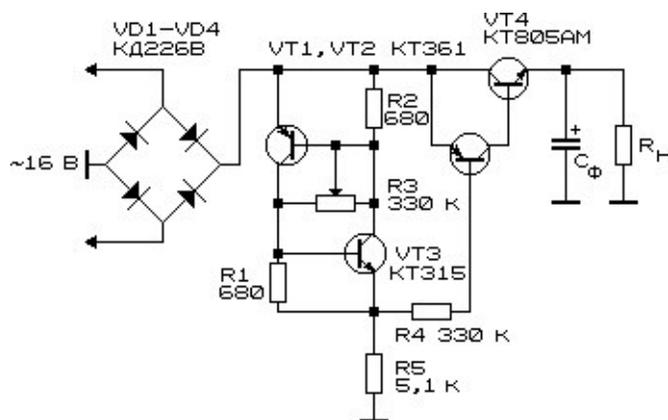


Рис. 7.7. Пример практического использования баристора высокого уровня на дискретных элементах

на составном транзисторе VT3, VT4 открыт. Входной сигнал малого (добарьерного) уровня беспрепятственно проходит на выход баристора низкого уровня (сопротивление нагрузки R_H и подключенный параллельно ей конденсатор фильтра $C_Ф$).

В соответствии с уровнем сигнала, снимаемого с мостовой схемы, происходит переключение ключевого элемента (см. также диаграммы, приводимые на рис. 7.8). Как только входное напряжение превысит напряжение барьера, отпирается аналог

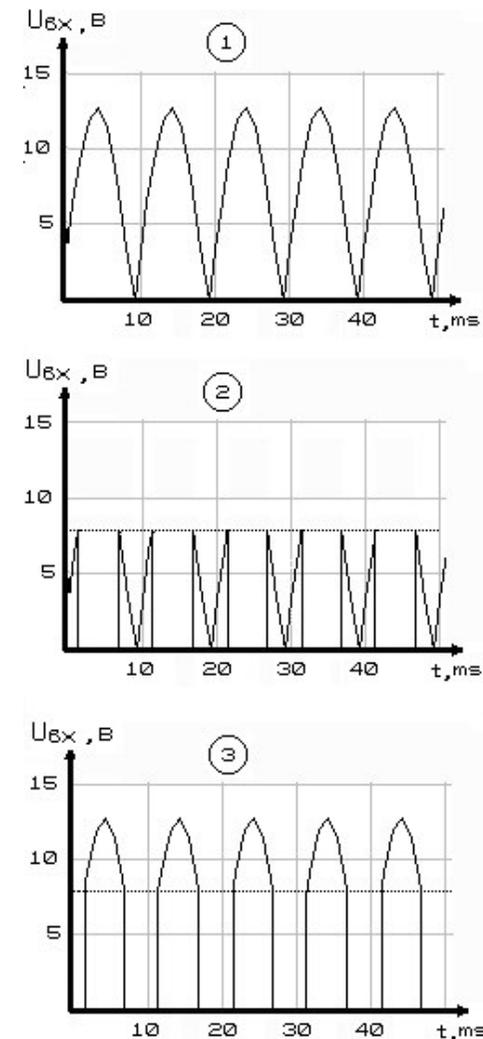


Рис. 7.8. Осциллограммы сигналов, снимаемых с различных точек баристора (рис. 7.3 и 7.6)

динистора, напряжение на нем падает, транзисторы VT3 и VT4 запираются, ток через них не проходит.

Уровнем барьера, при котором происходит переключение ключа устройства, можно управлять вручную — потенциометром

7. Баристоры и их применение

R3 либо автоматически, за счет использования следящей обратной связи и включения взамен потенциометра R3 управляемого элемента (оптронной пары, полевого транзистора).

При работе устройства от источника повышенного напряжения в качестве выходного составного транзистора должны быть использованы высоковольтные транзисторы и произведена коррекция номиналов резистивных элементов (R5 и R4).

Диаграммы сигналов на входе и выходах баристора (см. рис. 7.3, 7.6) показаны на рис. 7.8.

Барьерно-резистивные элементы могут найти применение:

- в малогабаритных экономичных источниках питания с малыми потерями;
- в преобразователях и стабилизаторах напряжения;
- регуляторах напряжения, тока, мощности;
- для защиты узлов и блоков радиоэлектронного и электросилового оборудования, линий связи;
- для систем многоканального дистанционного управления, коммутации и связи, в том числе с высокочастотным наложением сигнала по двухпроводной линии;
- в измерительных приборах и преобразователях;
- устройствах импульсной техники;
- для выделения, разделения или формирования сигналов.

8. Туннельные и обращенные диоды. Схемы на туннельных диодах

Лео Эсаки (Leo Esaki), японский физик, работая в фирме «Sony corporation», создал в 1957 г. туннельный диод (диод Эсаки) — первый квантовый электронный прибор [8.1]. С 1960 *Лео Эсаки* работал в США в компании IBM. В 1973 г. совместно с *Айваром Джайевером (Ivar Giaever)* — изобретателем сверхпроводящего туннельного диода и теоретиком *Брайаном Джозефсоном (Brian David Josephson)* он получил Нобелевскую премию.

Туннельный диод (ТД) представляет собой двухполюсник на основе полупроводникового *p-n*-перехода, в котором имеется узкий потенциальный барьер. В остальном ТД по своим свойствам практически не отличается от обычного полупроводникового диода. Проявляется туннельный эффект следующим образом: вначале, при повышении напряжения, ток через ТД резко возрастает, достигая точки насыщения. Затем, по мере роста напряжения ток через *p-n*-переход ТД спадает до уровня, характерного для типовых полупроводниковых приборов, не использующих в своей работе туннельный эффект. Таким образом, ВАХ ТД в области напряжений свыше 1 В не отличимы от ВАХ обычных диодов, изготовленных из тех же материалов, но по иной технологии. ТД, выполненные из различных материалов (Ge, Si, GaAs, InAs, InSb, GaSb, PbTe, SiC и др.), обычно работают в области субвольтовых напряжений.

ВАХ ТД может быть аппроксимирована следующим выражением:

$$I(U) = \exp(aU) + b \cdot \exp[2aU(2U_n - U) - 1] + cU,$$

где $a, b, c = \text{const}(U)$; U_n — напряжение пика [8.2].

Типичный вид ВАХ ТД приведен в [8.3]. Как явствует из рисунка, по виду этой характеристики ТД следует относить к полупроводниковым приборам-негатронам с N-образной ВАХ. Если вычислить зависимость эквивалентного электрического сопротивления ТД от величины приложенного напряжения (рис. 8.1), то

8. Туннельные и обращенные диоды

на полученном графике будут выявлены участки с отрицательным динамическим сопротивлением. Следовательно, *ТД* можно с успехом использовать как для генерации, так и для усиления электрических колебаний.

Основными параметрами статической *ВАХ* (рис. 8.1) *ТД* являются значения I_1 , U_1 , I_2 , U_2 , U_3 [8.3]. Для каждого из полупроводников значение пикового тока I_1 зависит от величины удельного сопротивления кристалла и площади *p-n*-перехода и может регулироваться в процессе изготовления. Напряжение в пике U_1 и напряжение в минимуме U_2 зависят главным образом от материала полупроводника, используемого в туннельном диоде (табл. 8.1).

Таблица 8.1. Основные параметры статической *ВАХ ТД*

Материал диода	$U_1, мВ$	$U_2, мВ$	$U_3, мВ$
Ge	40...70	270...350	450
Si	80...100	400...500	700
GaAs	90...120	450...600	1000

Для сравнения различных *ТД* принято использовать значение емкости, измеренное при напряжении U_2 , и отношение C/I_1 . Отношение C/I_1 характеризует быстродействие или широкополосность схем на *ТД*. Современные *ТД* имеют емкость от 0,1 до 5 пФ на 1 мА пикового тока [8.3].

Рабочий интервал температур, в котором *ВАХ ТД* имеет участок с отрицательным наклоном, существенно зависит от материала, из которого изготовлен диод. Германиевые *ТД* могут работать в диапазоне температур от 4 до 380 К, кремниевые — до 400 К, из арсенида галлия — до 600 К [8.3].

Неоспоримым и уникальным достоинством *ТД* является то, что они способны работать в области весьма высоких частот — потенциально до десятков и сотен ГГц. Ниже будут рассмотрены основные области практического использования туннельных диодов [8.4 — 8.14].

8. Туннельные и обращенные диоды

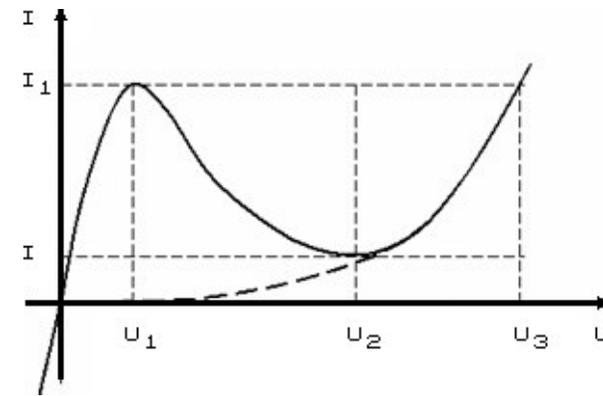


Рис. 8.1. Типичная *ВАХ* туннельного диода

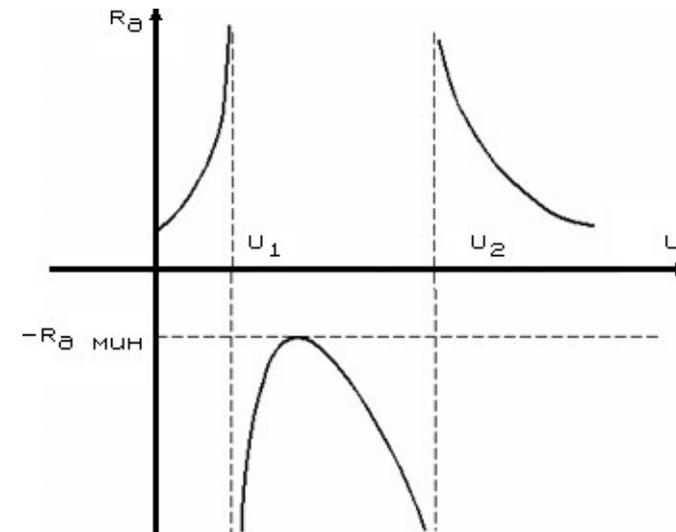


Рис. 8.2. Зависимость эквивалентного сопротивления *ТД* от напряжения

Преимущественной областью использования *ТД* является генерация колебаний высокой частоты, обычно десятки...тысячи МГц. Ниже в качестве примера приведены типовые схемы генераторов высоких частот, в качестве активных элементов которых используются туннельные диоды.

LC-генераторы высокочастотных сигналов на туннельных диодах

Один из наиболее простых генераторов — «безъёмкостный» — собран по приводимой ниже схеме (рис. 8.3) [8.4]. Ёмкость, конечно же, входит в состав генератора: это ёмкость самого полупроводникового элемента, ёмкость катушки индуктивности, монтажная ёмкость. Этот генератор выполнен по «последовательной» схеме: активный элемент (туннельный диод) включен по переменному току последовательно с колебательным контуром.

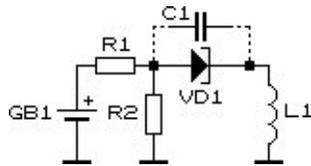


Рис. 8.3. Схема высокочастотного «безъёмкостного» генератора на туннельном диоде

Устройство содержит минимум элементов; варьировать частоту генерации можно за счет изменения параметров катушки индуктивности. Интересный вариант микропередающего устройства может быть реализован в случае, если катушку индуктивности выполнить в виде тонкого провода, нанесенного (наклеенного) спиралью по поверхности тонкой диэлектрической мембраны. В этом случае катушка индуктивности будет играть роль микрофона. Колебания воздуха вызовут изменение конфигурации катушки и, следовательно, частоты передачи.

Несколько усложненный вариант высокочастотного генератора с дополнительными ёмкостными элементами приведен на рис. 8.4 [8.4].

Схема на рис. 8.5 отличается от предшествующей (рис. 8.4) тем, что параллельно нижнему плечу резистивного делителя напряжения, задающего рабочую точку туннельного диода, подключен шунтирующий конденсатор относительно большой ёмкости [8.4]. Этот вариант исполнения генератора относится к схеме «параллельного» типа: туннельный диод по переменному току

подключен параллельно колебательному контуру. Отметим, что рабочая частота такого генератора заметно зависит от изменения напряжения на резистивном делителе. С одной стороны, это является недостатком схемы, с другой — достоинством, поскольку позволяет легко реализовать частотную модуляцию генерируемого сигнала.

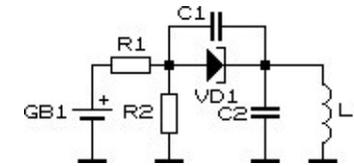


Рис. 8.4. Схема высокочастотного генератора на туннельном диоде

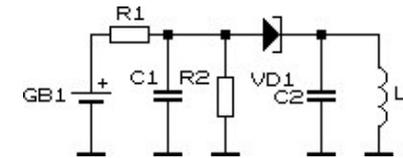


Рис. 8.5. Еще один вариант выполнения высокочастотного генератора

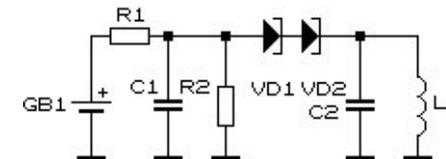


Рис. 8.6. Схема ВЧ-генератора с последовательной парой туннельных диодов

Генераторы на *ТД*, как правило, маломощны: для доступных серийных *ТД* выходная мощность генератора обычно не превышает долей *мВт*. Для наращивания мощности генераторов иногда применяют последовательное включение нескольких активных элементов — туннельных диодов (рис. 8.6) [8.5]. Рабочее напряжение для питания цепочки *ТД* возрастает пропорционально числу диодов.

Другой способ повышения выходной мощности генераторов заключается в касковом включении туннельных диодов

8. Туннельные и обращенные диоды

(рис. 8.7) [8.5]. Питание схемы осуществляется отдельно от одного источника напряжения. Высокочастотные выходные сигналы складываются на сопротивлении нагрузки, в результате выходная мощность удваивается.

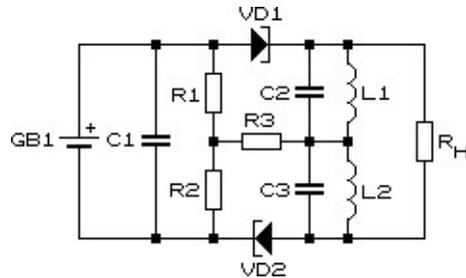


Рис. 8.7. Каскодное соединение туннельных диодов

При проектировании генераторов на туннельных диодах следует стремиться получить максимальную добротность колебательного контура с тем, чтобы увеличить мощность, отдаваемую в нагрузку [8.5]. Для увеличения мощности можно также включить два или большее число диодов в схему генератора. При этом, как следует из рассмотрения энергетических соотношений, диоды выгодно соединять по постоянному току последовательно. Тогда напряжение на нижнем сопротивлении делителя будет вдвое больше, чем для одного туннельного диода, и потери на верхнем плече уменьшаются. Нужно иметь в виду, что сопротивление нижнего плеча должно обязательно состоять из двух одинаковых сопротивлений, а их средняя точка должна быть соединена по постоянному току со средней точкой двух диодов (рис. 8.8). В противном случае устойчивая работа двух последовательно соединенных диодов невозможна. По переменному току можно соединить диоды параллельно или последовательно. В схеме, приведенной на рис. 8.8, каждый диод подключен к отдельной обмотке. Чтобы получить наибольшую мощность, связь каждого туннельного диода с контуром следует регулировать индивидуально [8.6].

Еще один вариант упрочнения генераторов на туннельных диодах заключается в использовании двухтактной схемы (рис. 8.9) [8.5]. При синфазной работе *ТД* *ВЧ*-напряжение на

8. Туннельные и обращенные диоды

нагрузке отсутствует. При «противофазном» режиме работы *ВЧ*-напряжения на туннельных диодах находятся в противофазе, а выходная мощность равна сумме мощностей генерации отдельных диодов.

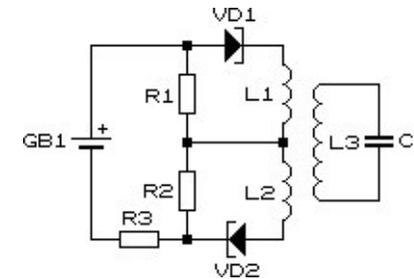


Рис. 8.8. Вариант схемы каскодного соединения туннельных диодов в схеме *ВЧ*-генератора

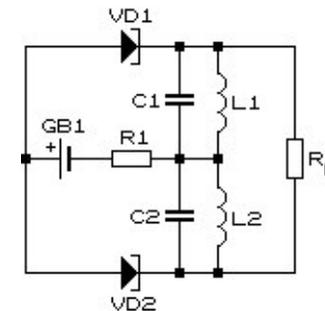


Рис. 8.9. Двухтактная схема генератора на туннельных диодах

В случае, если в схеме генератора использовать параллельное включение *ТД*, выходная мощность увеличивается пропорционально числу диодов, однако сопротивление нагрузки в той же мере снижается. Величина напряжения питания активного элемента при этом остается неизменной. Если же использовать комбинированное последовательно-параллельное включение *ТД* (рис. 8.10), то сопротивление нагрузки остается таким же, как при использовании одного туннельного диода, зато выходная мощность генератора учетверяется [8.5].

Схема высокочастотного генератора, в состав которого входят два туннельных диода, приведена на рис. 8.11 [8.4]. Его

8. Туннельные и обращенные диоды

особенностью является способ задания рабочей точки последовательно включенной цепочки туннельных диодов: по постоянному току параллельно этим диодам включены равновеликие резисторы R2 и R3, имеющие малое сопротивление. Тем самым падение напряжения на туннельных диодах выравнивается, а общий ток (или напряжение на резистивном делителе) регулируется потенциометром R1. Последовательно с этим потенциометром рекомендуется включить дополнительный резистор, ограничивающий величину максимального тока, протекающего через туннельные диоды.

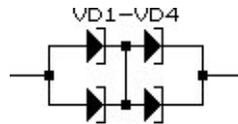


Рис. 8.10. Способ повышения мощности ВЧ-генераторов за счет комбинированного включения ТД

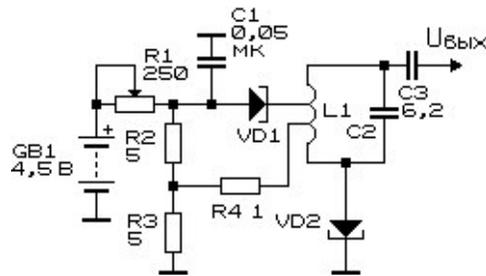


Рис. 8.11. Схема высокочастотного генератора

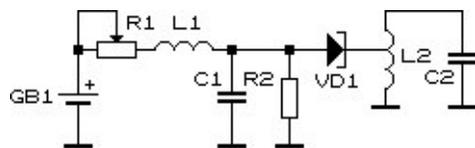


Рис. 8.12. Способ включения туннельного диода

Схема ВЧ-генератора с неполным включением колебательного контура показана на рис. 8.12 [8.4]. Подобное подключение колебательного контура позволяет повысить качество генерируемого сигнала: активный элемент в меньшей мере шунтирует

8. Туннельные и обращенные диоды

частотозадающий элемент, меньше искажает сигнал, повышает стабильность работы генератора.

Помимо генераторов, настроенных на фиксированную частоту, ТД можно применить и в перестраиваемых генераторах (рис. 8.13) [8.6]. При этом приходится более тщательно подбирать связь ТД с контуром, чтобы во всем диапазоне поддержать амплитуду колебаний и мощность в нагрузке на заданном уровне.

LC-элементы генератора для работы его в составе супергетеродинного приемника длинно- или средневолнового диапазонов должны иметь следующие характеристики. Конденсатор переменной емкости можно использовать с перекрытием по емкости от 12 до 465 пФ. Катушки L2 наматывают на 4-секционном полистироловом каркасе диаметром 4 мм с сердечником из феррита Ф1000 диаметром 2,8 и длиной 12 мм. Обмотка катушки содержит 220 витков провода ПЭВ 0,13. Для связи с ТД поверх L2 со стороны ее заземленного конца наматывается обмотка L1, содержащая 10 витков провода ПЭЛШО 0,15. В обмотке связи с преобразователем (L3) число витков следует подобрать для получения наибольшей чувствительности устройства. ТД нужно выбрать с током максимума не более 1,5 мА.

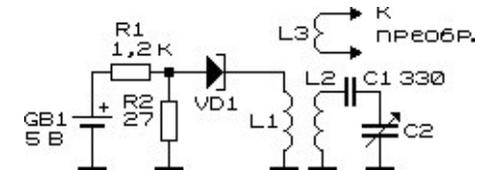


Рис. 8.13. Схема широкодиапазонного ВЧ-генератора на туннельном диоде

Отличительной особенностью перестраиваемого ВЧ-генератора (рис. 8.14) также является неполное включение контура. Это сделано с целью улучшения формы и стабильности генерируемых колебаний [8.7, 8.8]. Максимальная емкость конденсатора C1 не должна превышать десятков пФ.

Генератор, работающий в диапазоне частот от сотен кГц до единиц МГц, может быть собран по схеме на рис. 8.15 [8.9]. Выходной сигнал снимается непосредственно с активного элемента — туннельного диода. В этой связи, для исключения

8. Туннельные и обращенные диоды

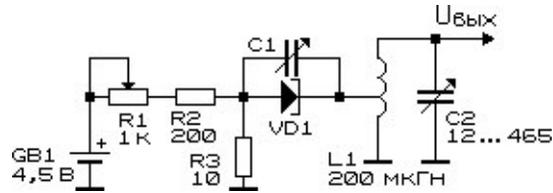


Рис. 8.14. Схема широкодиапазонного перестраиваемого генератора на туннельном диоде

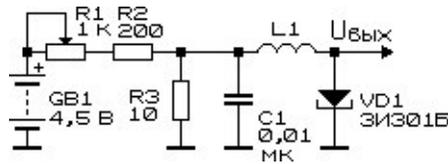


Рис. 8.15. Схема генератора высокочастотных сигналов

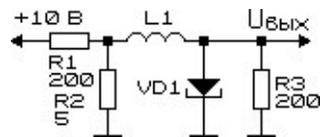


Рис. 8.16. Схема «безъёмкостного» высокочастотного генератора

влияния нагрузки на работу генератора сопротивление нагрузки должно быть максимально, а емкость — минимальна.

Мультивибратор (рис. 8.16) на туннельном диоде способен генерировать сигналы частотой до 100 МГц и выше [8.10]. Недостатком генератора следует считать низкую стабильность, что накладывает определенные ограничения на рабочую область использования устройства.

Высокочастотный генератор (рис. 8.17) может синхронизировать генерируемые им колебания в соответствии со слабым внешним сигналом, подаваемым на вход синхронизации [8.11].

Величина отрицательного сопротивления $TД$ существенно зависит от положения рабочей точки: при изменении питающего напряжения на 10% нормальная работа генератора может полностью нарушиться [8.6]. Поэтому при питании диодов от химических источников тока — батарей или аккумуляторов —

8. Туннельные и обращенные диоды

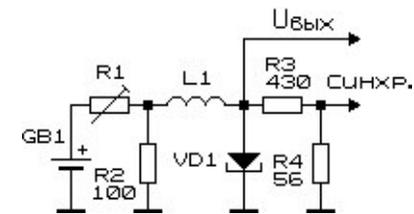


Рис. 8.17. Схема высокочастотного генератора на туннельном диоде с синхронизацией

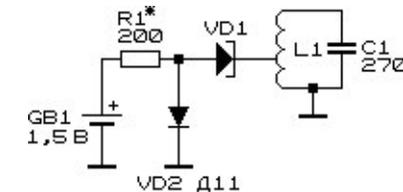


Рис. 8.18. Схема высокочастотного генератора на туннельном диоде со стабилизацией рабочей точки

обеспечить их стабильную работу трудно. Более целесообразно для питания таких генераторов использовать стабилизированное напряжение. В схеме генератора (рис. 8.18) для стабилизации рабочей точки использован германиевый диод $Д11$ в прямом включении. При изменении напряжения питания от 1,5 до 1 В никаких регулировок не потребуется.

Для работы генератора на частоте 465 кГц катушка $L1$ намотана на 4-секционном полистироловом каркасе диаметром 4 мм с сердечником из феррита $\Phi1000$ диаметром 2,8 и длиной 12 мм. Обмотка катушки содержит 220 витков провода ПЭВ 0,13 с отводом от 18 витка. Напряжение высокой частоты на контуре составляет 1 В.

Генераторы ВЧ-сигналов на $TД$ можно перестраивать при помощи хорошо известных методов электронной перестройки частоты — с использованием варикапов. Высокочастотный генератор с электронной перестройкой (рис. 8.19) в состоянии перекрывает диапазон частот 200...400 МГц [8.4]. Напряжение, используемое для питания варикапа конкретного типа, не должно превышать максимальных паспортных значений.

8. Туннельные и обращенные диоды

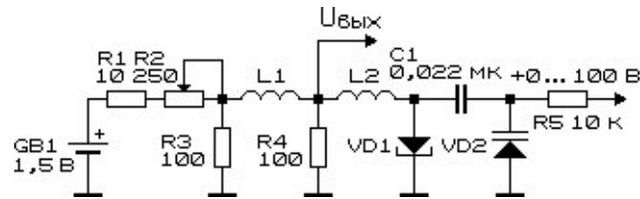


Рис. 8.19. Схема генератора высокочастотных сигналов с электронным управлением

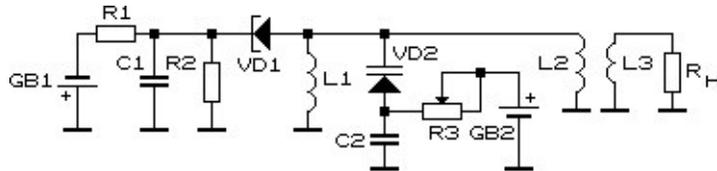


Рис. 8.20. Схема ВЧ-генератора на туннельном диоде с электронным управлением

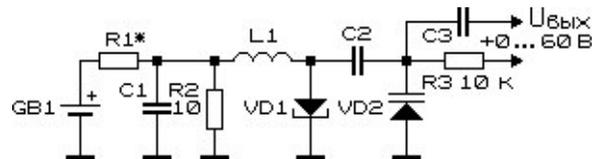


Рис. 8.21. Схема высокочастотного генератора с электронной перестройкой частоты

Высокочастотный генератор на туннельном диоде (рис. 8.20) дополнен схемой электронной перестройки частоты в диапазоне 600...900 МГц [8.4]. В ней применено нетрадиционное включение варикапа: он питается отпирающим смещением.

Следующий представитель генераторов с электронной перестройкой частоты работает в диапазоне 12...22 МГц (рис. 8.21) [8.4]. Разумеется, область рабочих частот этого и предыдущего генераторов может быть смещена в любой иной участок диапазона подбором LC-элементов.

Генераторы СВЧ-диапазона на туннельных диодах (рис. 8.22 — 8.24) могут быть выполнены с использованием объемных резонаторов, элементов, их имитирующих, полосковых

8. Туннельные и обращенные диоды

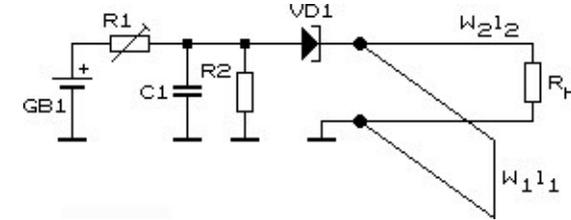


Рис. 8.22. Схема СВЧ-генератора на ТД

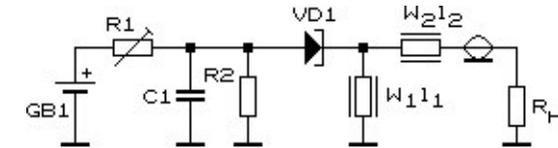


Рис. 8.23. Схема СВЧ-генератора с использованием полосковых линий

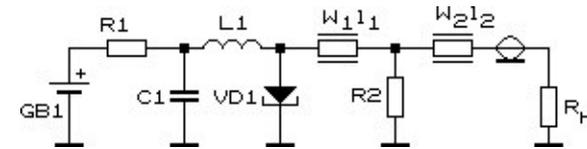


Рис. 8.24. Вариант выполнения СВЧ-генератора

линий и т.п. [8.12]. В качестве компонентов конструкций зачастую применяют радиоэлементы с рассредоточенными параметрами. Все эти меры позволяют обеспечить генерацию сигналов в гигагерцовом диапазоне частот.

Генераторы на туннельных диодах с кварцевой стабилизацией частоты

Генератор стабильных по частоте колебаний, в котором применен туннельный диод (рис. 8.25), позволяет получать выходной сигнал, хоть и небольшой амплитуды (десятки мВ), но неизменной частоты при изменении внешних условий и напряжения питания [8.13]. Номинал резистора R3 подбирают экспериментально, исходя из рабочего диапазона частот.

8. Туннельные и обращенные диоды

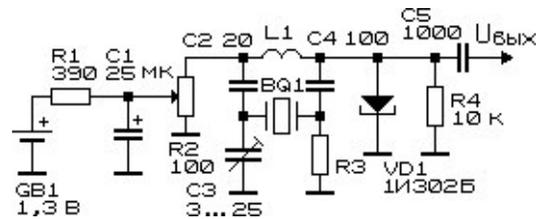


Рис. 8.25. Схема генератора с кварцевой стабилизацией частоты на основе туннельного диода

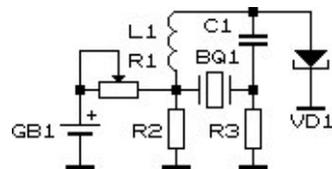


Рис. 8.26. Схема генератора на туннельном диоде с кварцевой стабилизацией частоты

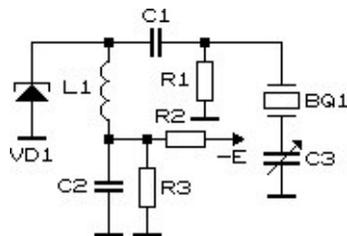


Рис. 8.27. Схема ВЧ-генератора на ТД с кварцевой стабилизацией

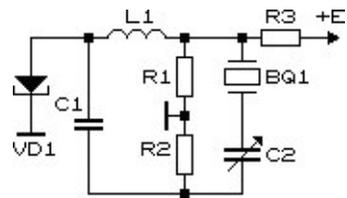


Рис. 8.28. Способ включения кварцевого резонатора в схему ВЧ-генератора на ТД

8. Туннельные и обращенные диоды

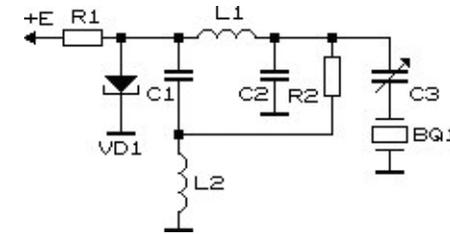


Рис. 8.29. Вариант генератора на ТД с кварцевой стабилизацией частоты

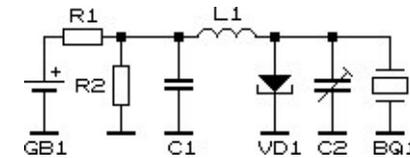


Рис. 8.30. Схема простого ВЧ-генератора на туннельном диоде с кварцевой стабилизацией частоты

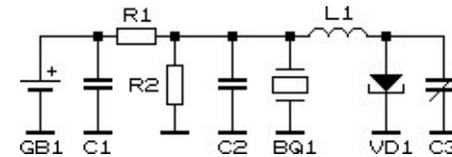


Рис. 8.31. Вариант включения кварцевого резонатора в схему генератора

Стабилизированный по частоте вариант выполнения генератора с туннельным диодом собран по схеме на рис. 8.26 [8.4].

Варианты кварцевых генераторов с активным элементом на основе туннельного диода показаны на рис. 8.27 — 8.30 [8.14].

Простая схема кварцевого генератора с использованием туннельного диода приведена на рис. 8.31 [8.15]. Выходная мощность генератора — несколько десятков микроватт. Режим работы туннельного диода задается подбором номинала резистора R1. В схеме использован кварцевый резонатор на частоту 10 МГц. Индуктивность L1 — 1,1 мкГн; C2 = C3 = 68 + 30 (подстр.) пФ; R1 — 100 Ом (подбор); R2 — 68 Ом. Напряжение питания — 1...2 В. Выходной сигнал можно снимать непосредственно с

8. Туннельные и обращенные диоды

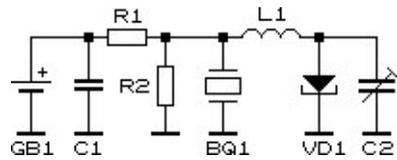


Рис. 8.32. Вариант включения кварцевого резонатора

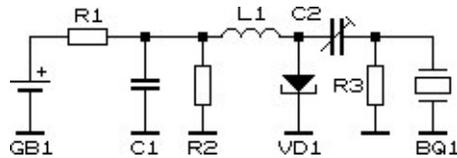


Рис. 8.33. Вариант выполнения генератора на ТД с кварцевым резонатором

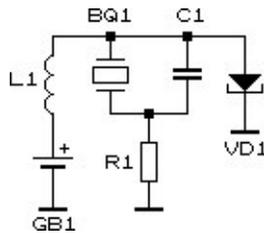


Рис. 8.34. Схема высокочастотного генератора на туннельном диоде с кварцевой стабилизацией частоты

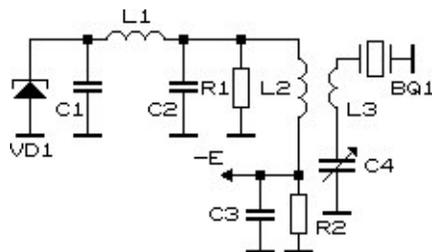


Рис. 8.35. Схема стабильного ВЧ-генератора на ТД

8. Туннельные и обращенные диоды

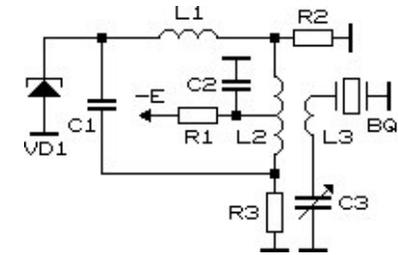


Рис. 8.36. Вариант выполнения стабильного ВЧ-генератора на ТД

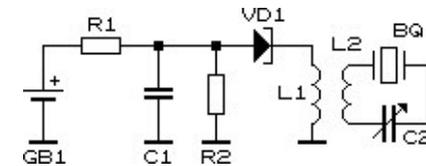


Рис. 8.37. Вариант включения кварцевого резонатора

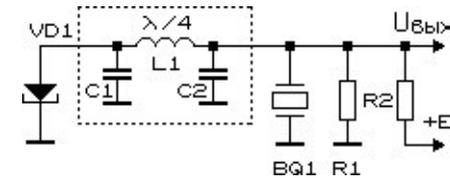


Рис. 8.38. Схема стабилизированного по частоте высокочастотного генератора на туннельном диоде

кварцевого резонатора с использованием эмиттерного (истокового) повторителя.

Варианты схем генераторов с кварцевым резонатором на ТД показаны на рис. 8.32 — 8.37 [8.14].

Высокочастотный генератор на туннельном диоде (рис. 8.34) вырабатывает стабильные по частоте колебания, например, 196 МГц (7-ая гармоника кварцевого резонатора BQ1).

Генератор стабильной частоты с использованием кварцевого или пьезоэлектрического резонатора и четвертьволновой резонансной линии (рис. 8.38) при работе на частоте 40 МГц имеет нестабильность $7,5 \cdot 10^{-6} \text{ 1/}^\circ\text{C}$ [8.4]. При изменении величины питающего напряжения на $\pm 6\%$ частота генерации изменяется не

8. Туннельные и обращенные диоды

более чем на $3 \cdot 10^{-7}$. Номиналы резисторов R1 и R2, определяющие рабочую точку активного элемента, подбирают, исходя из типа используемого туннельного диода.

Усилители и приемные устройства на туннельных диодах

Усилители на ТД имеют свои особенности, обусловленные тем, что ТД, в отличие от транзисторов, имеют всего два вывода, следовательно, различить вход от выхода в усилителях на ТД проблематично. В этой связи определение коэффициента усиления в схемах с ТД имеет особенности. В отличие от транзисторных, усилители на ТД не могут характеризоваться передаточным коэффициентом усиления, определяемым как отношение мощности выходного сигнала к мощности входного [8.3]. В радиотехнике кроме передаточного коэффициента усиления часто используется так называемый номинальный коэффициент усиления, равный отношению мощности сигнала в нагрузке усилителя к мощности, которую может отдать данный генератор сигнала в согласованную с его внутренним сопротивлением нагрузку. Номинальный коэффициент усиления характеризует усилительные свойства схемы с учетом потерь на рассогласование. Поскольку такое определение коэффициента не требует знания мощности на входе активного элемента, оно пригодно и для усилителей на ТД [8.3].

При описании усилителей на ТД пользуются коэффициентом вносимого усиления. Коэффициент вносимого усиления определяется как отношение мощности сигнала в нагрузке при включенном ТД к мощности в той же нагрузке при выключенном ТД. Коэффициент вносимого усиления $K_{\text{в}}$ отличается от номинального K :

$$\frac{K}{K_{\text{в}}} = \frac{4R_i R_n}{(R_i + R_n)^2}.$$

Здесь R_i — внутреннее сопротивление генератора, R_n — сопротивление нагрузки. По своей конструкции усилители на ТД подразделяют на следующие: с прямым включением ТД; бегущей волны; проходного типа; на отражении [8.3].

8. Туннельные и обращенные диоды

В резонансном усилителе на туннельном диоде (рис. 8.39) использован зарубежный туннельный диод 1N2939, который может быть заменен на отечественный аналог с подстройкой рабочей точки потенциометром R3 [8.4]. Входное сопротивление усилителя равно выходному и соответствует 50 Ом. Катушка индуктивности L2 совместно с динамической емкостью туннельного диода и емкостью монтажа образуют колебательный контур, определяющий резонансную частоту усиления — 100 МГц. На этой частоте коэффициент усиления усилителя при указанных на схеме элементах достигает 32 дБ. Индуктивность дросселя L1 — 15 мкГн, катушки индуктивности L2 — 70...90 мкГн.

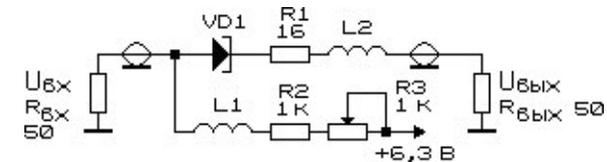


Рис. 8.39. Схема резонансного усилителя на туннельном диоде

Туннельные диоды можно использовать в схемах аperiodических усилителей [8.6]. Однако такие усилители в диапазонах длинных и средних волн непрактичны из-за трудности в разделении цепей нагрузки и источника сигнала. Кроме того, транзисторы при сравнимом потреблении мощности питания обладают большим усилением в реальных схемах по сравнению с туннельными диодами.

Резонансные усилители на ТД строить сравнительно несложно. Они могут быть выполнены, например, по схеме автогенератора, в котором коэффициент обратной связи недостаточен для возбуждения колебаний [8.6]. Таким схемам присущи все недостатки регенеративных усилителей: нестабильность порога регенерации, возможность возбуждения при изменении нагрузки, сужение полосы пропускания при повышении усиления. Однако они могут работать достаточно устойчиво, если не стремиться к получению максимального усиления. На рис. 8.40 показан фрагмент схемы входной части приемника прямого усиления (или супергетеродина) с ферритовой антенной.

При подключении ТД к обмотке L2 удастся получить выигрыш в чувствительности приемника в 4...5 раз. Таким же образом

8. Туннельные и обращенные диоды

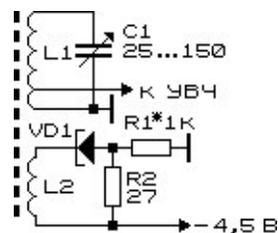


Рис. 8.40. Фрагмент входной цепи радиоприемного устройства

может быть усовершенствован и приемник промышленного производства. Отметим, что аналогичным образом вместо *ТД* можно использовать их функциональные аналоги — лямбда-диоды (с соответствующим выбором резистивных элементов схем).

Число витков обмотки *L2* выбирается с таким расчетом, чтобы затухание контура компенсировалось не полностью, и усилитель не возбуждался. Однако, чтобы получить максимальную чувствительность, нужно подойти к порогу возбуждения как можно ближе, поэтому смещение *ТД* лучше сделать регулируемым.

В качестве колебательного контура *L1C1* можно использовать любой из контуров приемников, описанных в радиотехнической литературе. Например, катушка *L1* может содержать 200 витков провода (с отводом от 8 — 10 витка) *ПЭЛШО* 0,15, намотанных в один слой виток к витку на ферритовом стержне длиной 110 мм, диаметром 8,4 мм с отводом от 44 витка.

Без больших проблем применить *ТД* можно и в регенеративных усилителях на фиксированную частоту, например, в усилителе *ПЧ* супергетеродина (рис. 8.41) [8.6]. Для этого на один из контуров *ПЧ* наматывают дополнительную обмотку для *ТД*. Смещение *ТД* лучше сделать стабилизированным. Это позволит подойти достаточно близко к порогу регенерации и получить выигрыш в усилении в 8...10 раз. Нужно учитывать, что полоса пропускания усилителя *ПЧ* резко сужается, если включение *ТД* не было заранее предусмотрено. В ряде случаев при подключении диода усилитель может возбуждаться, хотя коэффициент связи недостаточен для генерации. Это происходит потому, что коэффициент усиления каскада с подключенным *ТД* становится больше значения, при котором обеспечивается устойчивая работа.

8. Туннельные и обращенные диоды

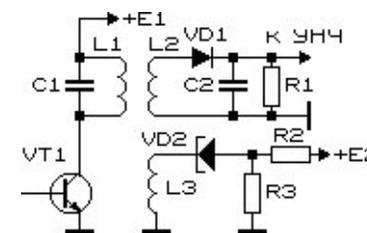


Рис. 8.41. Схема усилителя *ПЧ* супергетеродина с использованием туннельного диода

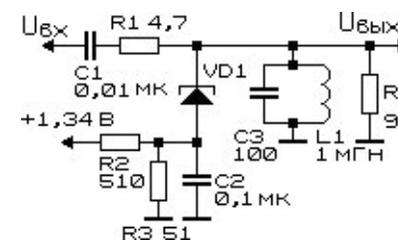


Рис. 8.42. Схема резонансного усилителя *ВЧ*

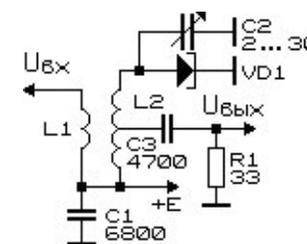


Рис. 8.43. Схема резонансного высокочастотного усилителя на *ТД*

Схемы еще двух усилителей на туннельных диодах, первый из которых рассчитан на работу в области промежуточных частот — 445 кГц, второй — на 27 МГц, приведены на рис. 8.42 и 8.43 [8.4]. Коэффициент усиления первого усилителя — 20 дБ, второго — 10 дБ при полосе пропускания 1 МГц и коэффициенте шума 3,2 дБ.

Схема приемного устройства для проведения радиолюбительских радиосвязей в диапазоне длин волн 24,7...23,1 см (1215...1300 МГц) с использованием туннельного диода показана

8. Туннельные и обращенные диоды

на рис. 8.44 [8.16]. Приемник собран по схеме сверхрегенератора. Он имеет чувствительность не хуже 50 мкВ , что позволяет проводить радиосвязь в пределах прямой видимости.

Сверхрегенеративный детектор выполнен на $ТД$ $VD1$, генератор гасящих импульсов — на $ТД$ $VD2$. Усиленный и протестированный сверхрегенеративным детектором сигнал подается на трехкаскадный усилитель низкой частоты, собранный по обычной схеме. При желании устройство может быть перестроено для работы на другом диапазоне.

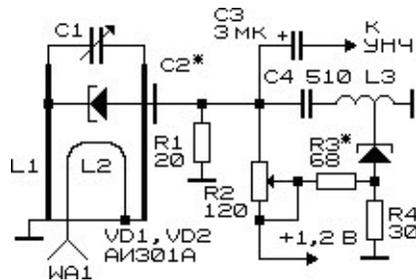


Рис. 8.44. Схема СВЧ-приемного устройства на основе туннельных диодов

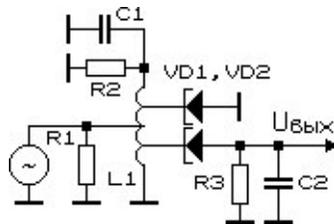


Рис. 8.45. Схема регенеративного детектора на туннельном диоде

Схема (рис. 8.44), хотя внешне и отличается простотой в электрическом отношении, сложна в изготовлении, поскольку требует использования специального слесарного оборудования для выполнения антенны и входных цепей.

На основе туннельных диодов могут быть собраны и регенеративные детекторы высокочастотных модулированных сигналов (рис. 8.45) [8.17]. Такие устройства обычно содержат активный элемент с положительной обратной связью. Величину этой связи

8. Туннельные и обращенные диоды

выбирают таким образом, чтобы усилительный каскад работал на грани возбуждения. В этом случае у приемника резко возрастает чувствительность. В то же время работа регенеративных устройств неустойчива, такие детекторы наводят помехи на близкорасположенную приемную аппаратуру.

Сверхрегенеративный приемник на $ТД$ по схеме на рис. 8.46 использует внешний генератор вспомогательной частоты [8.17]. В этой схеме для повышения добротности входного контура использовано его неполное включение. Протестированный сигнал с выхода устройства подают на усилитель низкой частоты.

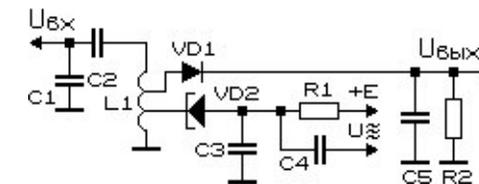


Рис. 8.46. Схема радиоприемного устройства с использованием туннельного диода

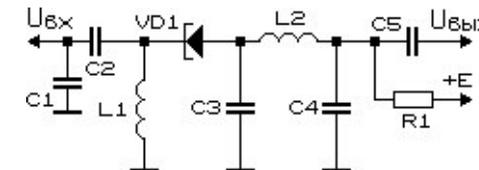


Рис. 8.47. Схема сверхрегенеративного радиоприемника на $ТД$ без вспомогательного генератора

Еще одна схема сверхрегенеративного радиоприемника на $ТД$ приведена на рис. 8.47. Он выполнен без использования вспомогательного генератора-модулятора рабочей точки [8.17]

На комбинированном включении транзистора и туннельных диодов основана работа усилителя сигналов $ВЧ$ по схеме на рис. 8.48 [8.17]. Этот усилитель способен работать до частот порядка 500 МГц и выше в зависимости от типа используемого транзистора.

На основе туннельных диодов может быть собран не только «обычный» но и сверхрегенеративный усилитель, примеры схем которого приведены на рис. 8.49 — 8.52 [8.4, 8.17].

8. Туннельные и обращенные диоды

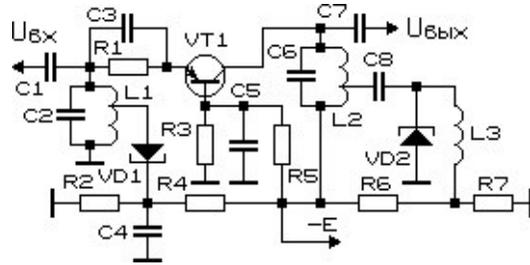


Рис. 8.48. Схема комбинированного ВЧ-усилителя с использованием транзистора и туннельных диодов

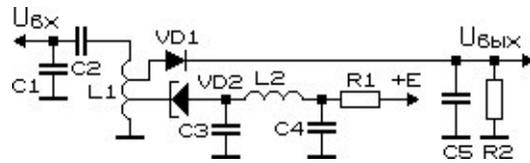


Рис. 8.49. Схема сверхрегенеративного приемника

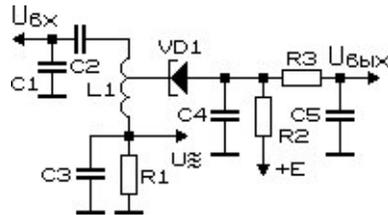


Рис. 8.50. Схема сверхрегенеративного приемника с внешним генератором для управления рабочей точкой ТД

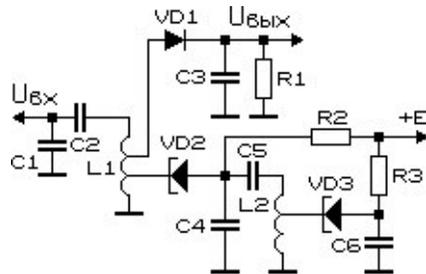


Рис. 8.51. Схема сверхрегенеративного приемника на ТД со схемой вспомогательного генератора

8. Туннельные и обращенные диоды

Сверхрегенератор, показанный на рис. 8.49, не содержит схемы дополнительного генератора, предназначенного для управления положением рабочей точки активного элемента — туннельного диода [8.17].

В схеме приемника (рис. 8.50) используется внешний генератор для управления положением рабочей точки ТД [8.17].

Сверхрегенеративный приемник на ТД по схеме на рис. 8.51 содержит встроенный генератор вспомогательной частоты на ТД VD3 [8.17]. В остальном схема мало чем отличается от рассмотренных ранее.

Усилительный каскад сверхрегенеративного приемника (рис. 8.52) собран на туннельном диоде VD2 [8.4]. Рабочая точка усилителя модулируется низкочастотным генератором, выполненным на туннельном диоде VD3. На германиевом диоде VD1 реализован детекторный каскад, нагруженный на фильтр, выделяющий низкочастотную компоненту сигнала. Диапазон частот, на работу в котором оптимизирован этот приемник, составляет 100...200 МГц или более. В схеме использованы отечественные туннельные диоды 3И301 А. При частоте приема 600 МГц и частоте низкочастотного модулирующего генератора 55 кГц коэффициент усиления составил 6000. Чувствительность приемного устройства достигала 5 мкВ при полосе пропускания 5 МГц.

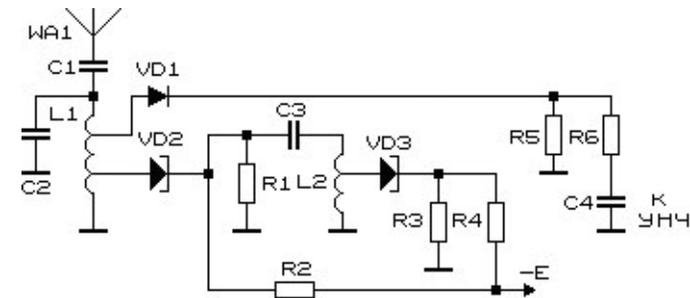


Рис. 8.52. Схема сверхрегенеративного усилителя на туннельном диоде

При настройке приемника на частоту 325 МГц и частоте работы вспомогательного (модулирующего) низкочастотного генератора 50 кГц коэффициент усиления достигал 54 дБ, а чувствительность — 0,4 мкВ.

8. Туннельные и обращенные диоды

Усилитель на туннельных диодах, рассчитанный на работу на частоте 30 МГц, можно собрать по схеме на рис. 8.53 [8.4]. Входное сопротивление усилителя равно выходному и равно 50 Ом. Коэффициент усиления устройства — 8,9 дБ при коэффициенте шума 4,3 дБ. Колебательный контур С4L3С5 выполнен в виде отрезка четвертьволновой линии. Рабочие точки туннельных диодов устанавливаются регулировкой потенциометров R1 и R4. Последовательно с этими элементами желательно установить токоограничивающие резисторы.

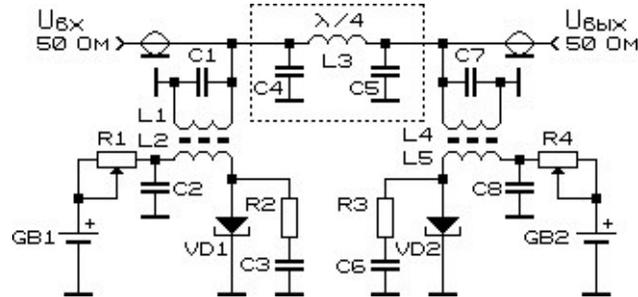


Рис. 8.53. Схема высокочастотного резонансного усилителя на туннельных диодах

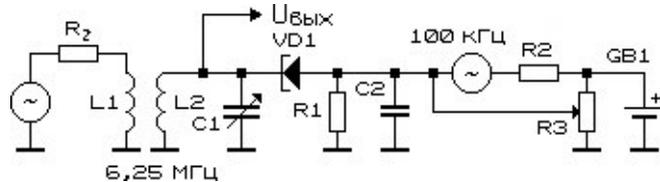


Рис. 8.54. Схема сверхрегенеративного детектора на туннельном диоде

Интересный вариант реализации идеи сверхрегенеративного приема с использованием туннельного диода приведен на рис. 8.54 [8.4]. Частота приема — 6,25 МГц, однако при замене элементов колебательного контура эта частота может быть выбрана в широком диапазоне на усмотрение пользователя. На туннельный диод подается напряжение смещения от источника постоянного тока. Одновременно в цепь питания туннельного диода включен источник переменного тока — генератор гашения,

8. Туннельные и обращенные диоды

работающий на частоте 100 кГц (50...100 кГц). Включение этого генератора в цепь смещения туннельного диода приводит к тому, что с ультразвуковой частотой происходят «вспышки» коэффициента усиления детектора: коэффициент усиления устройства периодически резко возрастает, вплотную приближаясь к точке генерации. Суммарный коэффициент усиления может достигать очень больших значений, однако работа самого детектора весьма нестабильна: любое изменение температуры, величины питающего напряжения и т.п. существенно влияет на работу детектирующего каскада.

Сверхрегенеративный детектор на туннельном диоде по схеме на рис. 8.55 способен принимать и преобразовывать сигналы в диапазоне частот 0,1...6 ГГц. В состав устройства в качестве основного звена входит дополнительный генератор, работающий на частоте 20 МГц. Этот генератор выполнен на туннельном диоде и LC-контуре С1L3С2. Детектор может выявлять сигналы, мощность которых превышает 10^{-10} Вт (что на 12...15 дБ лучше, чем для простых детектирующих устройств) [8.4].

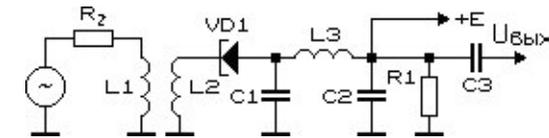


Рис. 8.55. Схема сверхрегенеративного детектора на туннельном диоде

Схема высокочастотного смесителя на основе туннельного диода показана на рис. 8.56 [8.4]. На один из входов смесителя подается сигнал частотой 100 МГц, на второй — 30 МГц. На выходе устройства выделяется сигнал суммарной частоты 130 МГц. Значения индуктивностей катушек смесителя следующие: L1 — 1,1 мкГн; L2 — 2 мкГн; L3 — 0,2 мкГн; L4 — 0,13 мкГн; L5 — 14 мкГн; L6 — 1,8...3,8 мкГн.

Вторая схема смесителя с гетеродином с кварцевой стабилизацией частоты на туннельном диоде приведена на рис. 8.57 [8.4]. В схеме использован туннельный диод 1N3712 (или его отечественный аналог). Входной контур устройства настроен на частоту входного сигнала, выходной — на частоту выходного

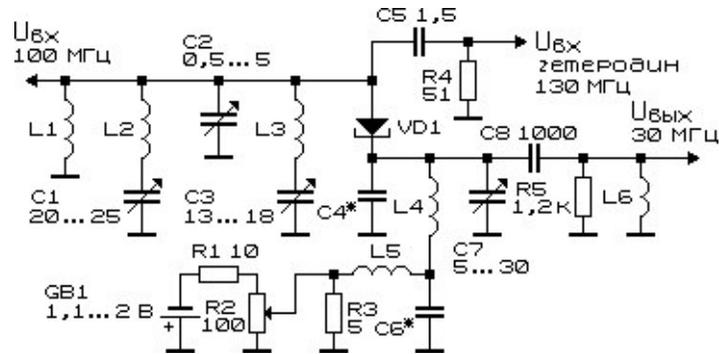


Рис. 8.56. Схема высокочастотного смесителя с использованием туннельного диода

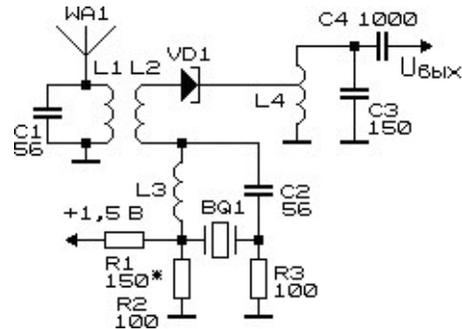


Рис. 8.57. Схема смесителя на туннельном диоде с гетеродином с кварцевой стабилизацией частоты

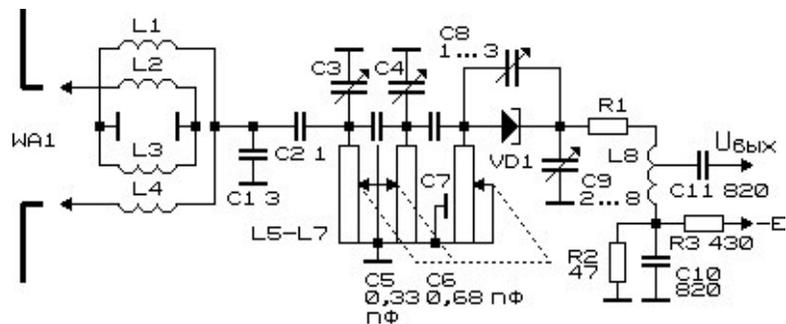


Рис. 8.58. Схема переключателя телевизионных каналов дециметрового диапазона

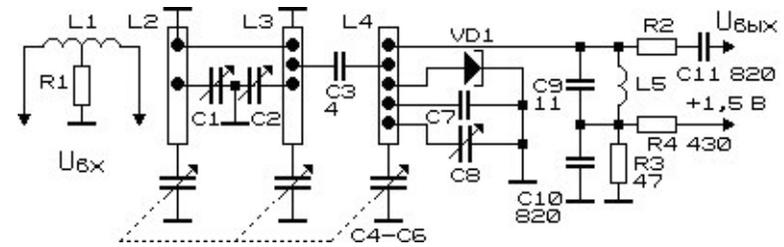


Рис. 8.59. Схема входных цепей приемника телевизионных сигналов с использованием туннельного диода

разностного сигнала — частота приема минус частота кварцевого генератора. Рабочую точку устройства при использовании туннельных диодов любого типа подбирают подстройкой резистивного делителя R1/R2, следя за тем, чтобы не перегрузить туннельный диод по току и тем самым не испортить его.

Переключатели телевизионных каналов дециметрового диапазона также могут быть выполнены с использованием туннельных диодов, о чем свидетельствуют схемы, приведенные на рис. 8.58 и 8.59 [8.4]. Эти устройства работают в полосе частот 470...850 МГц. Их чувствительность достигает 6,9...10,3 мкВ при полосе пропускания 6 МГц (что соответствует полосе телевизионного сигнала черно-белого изображения). Коэффициент шума при этом составляет 13,9...15,5 дБ. В схемах использованы туннельные диоды 1N3713. При настройке устройства требуется установка рабочей точки туннельных диодов подстройкой резистивных элементов. Катушки индуктивности устройства выполнены в виде объемных витков или отрезков толстого медного посеребренного провода.

Другие области применения туннельных диодов

Многочастотный генератор (рис. 8.60) содержит триггер на туннельных диодах, дифференцирующую цепь и выходной каскад — релаксационный генератор импульсов на лавинном транзисторе [8.18].

На вход устройства подается синусоидальный сигнал частотой 10...300 кГц, который преобразуется в последовательность импульсов разной полярности. Импульсы отрицательной

8. Туннельные и обращенные диоды

полярности запускают выходной каскад. Сигнал, снимаемый с выхода устройства, представляет собой периодическую последовательность видеоимпульсов с амплитудой около 10 В с длительностью фронта 0,6 и среза 7 нс.

При частоте входных сигналов 100...200 кГц неравномерность сформированного на выходе устройства сигнала в диапазоне частот до 50 МГц не превышает 10%.

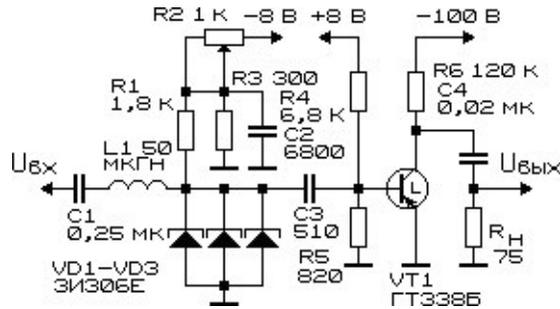


Рис. 8.60. Схема многочастотного генератора на ТД

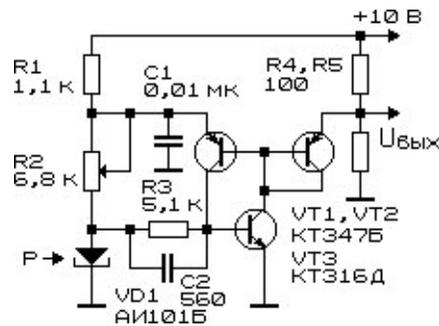


Рис. 8.61. Схема преобразователя давление-частота на ТД

На основе серийного туннельного диода может быть изготовлен датчик давления [8.19]. Для этого корпус туннельного диода вскрывают, подпилив края верхней крышки. Затем крышку удаляют скальпелем, подрезав края по периметру. Схема преобразователя давление-частота показана на рис. 8.61. Начальную частоту генератора импульсов устанавливают на уровне 100 кГц. На выходе генератора формируются сигналы прямоугольной

8. Туннельные и обращенные диоды

формы. Чувствительность преобразователя — 100 Гц/кгс·см² в диапазоне давлений 10...600 кгс/см². Температурная нестабильность устройства в диапазоне температур 20...60°C составляет 0,1%/10°C.

Устройство, схема которого изображена на рис. 8.62, позволяет контролировать параметры входного сигнала — осуществлять контроль тока в разных полупериодах [8.20]. Входное напряжение ограничивается диодным ограничителем на встречно-параллельно включенных диодах VD1 и VD2. Одновременно эти диоды задают рабочие точки туннельных диодов. На встречно-последовательно включенных туннельных диодах VD3 и VD4, конденсаторах C1 и C2 и обмотке трансформатора T1 выполнен высокочастотный генератор. В зависимости от уровня и полярности входного сигнала на выходе изменяется частота выходного сигнала. Для того чтобы не перегружать диоды ограничителя входным сигналом, подавать его на схему следует через токоограничивающий резистор.

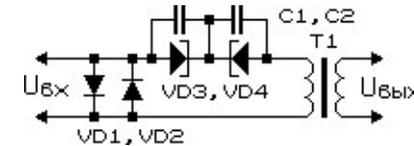


Рис. 8.62. Схема знаочувствительного контроллера тока и напряжения

Для преобразования акустических сигналов (перепадов давления) в частотно-модулированный высокочастотный сигнал предназначено устройство (рис. 8.63) для дистанционного контроля акустических характеристик образцов [8.21].

Емкостный датчик устройства C_x преобразует механическое смещение мембраны от точки равновесия в изменение частоты, пропорциональное смещению.

Схема включает источник питания GB1 (см. рис. 8.63), резистивный делитель R1, R2, туннельный диод VD1 и колебательный контур, образованный катушкой индуктивности L1, конденсатором C2 (и емкостью нагрузки) и емкостным датчиком C_x . Он выполнен из двух неподвижных пластин — электродов — и установленной параллельно им подвижной пластины —

8. Туннельные и обращенные диоды

мембраны, — выполненной в виде металлизированной ленты из полиэтилентерефталата.

Резистивный делитель задает рабочую точку для туннельного диода. Параметры колебательного контура определяют частоту генерации.

При перемещении мембраны изменяется емкость конденсатора C_x , соответственно изменяется и частота генератора, т.е. осуществляется частотная модуляция. Чувствительность преобразователя зависит от геометрического соотношения элементов конденсатора C_x (массы и размеров мембраны), начальной резонансной частоты колебательного контура, а также от соотношения емкостей конденсаторов в колебательном контуре.

Устройство может использоваться в качестве миниатюрного радиомикрофона.

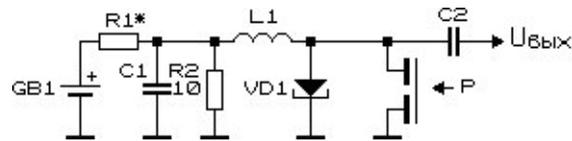


Рис. 8.63. Схема преобразования акустических сигналов в ЧМ-ВЧ сигнал

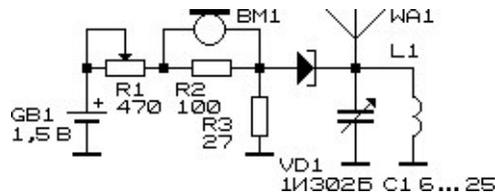


Рис. 8.64. Схема радиомикрофона

Простой радиомикрофон может быть собран по схеме на рис. 8.64 [8.8, 8.9]. В качестве микрофона можно использовать миниатюрный угольный микрофон. Регулируемая резистивная цепочка (R_1 , R_2 и сам микрофон) задают рабочую точку устройства. В то же время это позволяет регулировать глубину смешанной амплитудно-частотной модуляции.

Поскольку миниатюрные угольные микрофоны промышленностью не выпускаются, может быть использован самодельный

8. Туннельные и обращенные диоды

угольный микрофон. Для этого следует приготовить графитовый порошок, который получают из графитового стержня карандаша. Электрическое сопротивление порошка зависит от степени его измельчения, а также от марки графитового стержня. В качестве корпуса микрофона используют плоский пластмассовый колпачок, на дне которого расположен один из электродов (неподвижный). Подвижный электрод — токопроводящую мембрану, выполненную на основе металлизированной лавсановой пленки, например, от конденсатора, закрепляют поверх колпачка. В качестве варианта выполнения угольного микрофона (дифференциального) может быть использована конструкция типа приведенной на рис. 8.63.

Сигнал от радиомикрофона при использовании небольшой штыревой антенны можно принимать на обычный ЧМ-приемник на расстоянии до 10...30 м. Для работы в УКВ-ЧМ диапазоне катушка индуктивности L_1 диаметром 7 мм содержит 10 витков. Более точно частоту передачи можно установить подбором числа и диаметра витков, подстройкой конденсатора C_1 .

Генератор высокочастотных сигналов (рис. 8.65) представляет собой самовозбуждающийся мультивибратор, работающий на частоте 20 МГц [8.10]. Индуктивность L_1 — 0,62 мкГн.

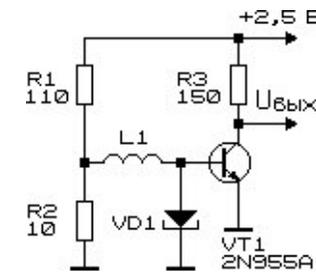


Рис. 8.65. Схема самовозбуждающегося мультивибратора

Генератор прямоугольных импульсов (рис. 8.66) содержит в качестве активного элемента туннельный диод, питание на который подается с коллектора транзистора, цепь базы которого через катушку индуктивности L_1 (5 мкГн) соединена с туннельным диодом [8.10]. Такое схемное решение позволяет обеспечить на выходе генератора сигналы прямоугольной формы.

8. Туннельные и обращенные диоды

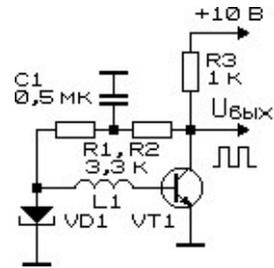


Рис. 8.66. Схема генератора прямоугольных импульсов

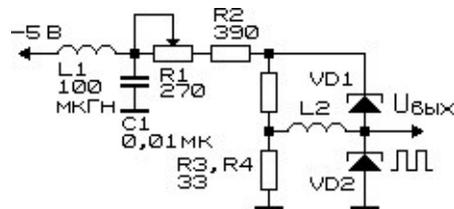


Рис. 8.67. Схема мультивибратора — генератора прямоугольных импульсов

Мультивибратор на туннельных диодах (рис. 8.67) способен работать в диапазоне частот 90...5000 кГц при изменении индуктивности катушки L1 от 100 до 1 мкГн соответственно [8.9]. Выходной сигнал мультивибратора по форме близок к прямоугольному.

Генератор высокочастотных импульсов, выполненный по мостовой схеме (рис. 8.68) с применением двух туннельных диодов, позволяет генерировать сигналы повышенной мощности. Резистивный делитель, из которого выполнено одно из плеч моста, одновременно выполняет роль распределителя-выравнивателя напряжений на последовательно включенных туннельных диодах [8.22].

Генератор прямоугольных импульсов с активным элементом — туннельным диодом ГИ305Б (рис. 8.69) — внешне весьма напоминает генератор с активным элементом на аналоге лямбда-диода (см. рис. 9.10) [8.23]. Он вырабатывает сигналы, период которых можно определить из выражения $T = 2R_2C_1$. При указанных на схеме номиналах $T = 0,1$ с.

8. Туннельные и обращенные диоды

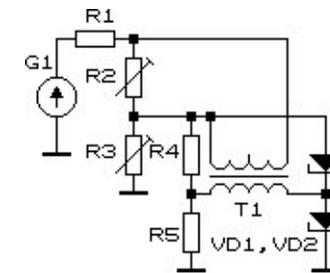


Рис. 8.68. Схема генератора импульсов

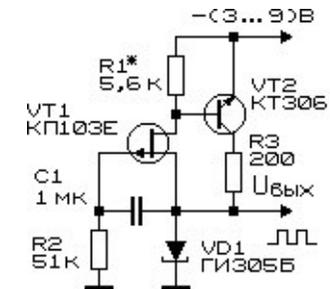


Рис. 8.69. Схема генератора прямоугольных импульсов

Преобразователи напряжения на туннельных диодах (рис. 8.70 и 8.71) предназначены для преобразования малого напряжения постоянного тока в повышенное напряжение переменного тока. КПД таких преобразователей достаточно высок — 40...50% (а при использовании более современных туннельных диодов может достигать до 70%). Работают преобразователи при довольно низком питающем напряжении (порядка 0,2 В, конкретное значения зависит от типа используемого туннельного диода). Напомним, что транзисторные преобразователи при таких питающих напряжениях, как правило, неработоспособны [8.24, 8.25]. В качестве источника питания преобразователя можно использовать фотоэлементы, термоэлектрические и иные источники.

При подаче напряжения питания на преобразователь (рис. 8.70) в схеме возникают релаксационные колебания, а на выходе устройства генерируются импульсы трапецеидальной формы [8.11]. Частота генерации составляет несколько сотен Гц при использовании трансформатора, первичная обмотка которого имеет

8. Туннельные и обращенные диоды

3 (или 3 + 3 для схемы по рис. 8.71) витков, вторичная — несколько сотен витков. Оптимальное сопротивление нагрузки преобразователей — 1...2 кОм. Преобразователь по схеме на рис. 8.71 имеет по сравнению с более простой схемой (рис. 8.70) повышенный КПД и практически удвоенную выходную мощность [8.11].

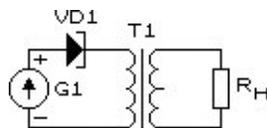


Рис. 8.70. Схема преобразователя напряжения на туннельном диоде

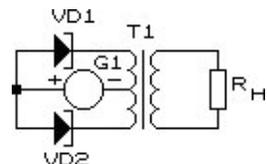


Рис. 8.71. Схема преобразователя напряжения повышенной мощности

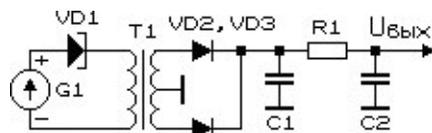


Рис. 8.72. Схема преобразователя напряжения на туннельном диоде с выпрямителем и фильтром

Преобразователь постоянного напряжения можно дополнить выпрямителем и фильтром (рис. 8.72) [8.9]. Его максимальная выходная мощность для использованных (но не указанных) в схеме элементов — 5 мВт, КПД — 50%, потребляемый ток — 60 мА при напряжении питания 165 мВ. При рабочей частоте преобразования до 10 кГц в качестве сердечника трансформатора следует использовать трансформаторную сталь, пермаллой; для работы в области более высоких частот — ферриты.

Амплитудный селектор на туннельном диоде (рис. 8.73) [8.9] срабатывает от импульсов положительной полярности, амплитуда которых превышает 500 мВ. При выполнении этого условия на

8. Туннельные и обращенные диоды

выходе устройства формируется сигнал прямоугольной формы. Если напряжение на входе снизится ниже порогового значения, выходной сигнал скачкообразно изменится до нулевого уровня.

Преобразователь амплитуда — количество выходных импульсов выполнен по схеме на рис. 8.74 на основе цепочки последовательно включенных туннельных диодов [8.9]. Число импульсов на выходе такого устройства пропорционально амплитуде входного сигнала пилообразной формы.

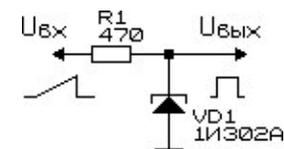


Рис. 8.73. Схема формирователя прямоугольных импульсов — амплитудный селектор



Рис. 8.74. Схема преобразователя сигналов амплитуда — количество импульсов

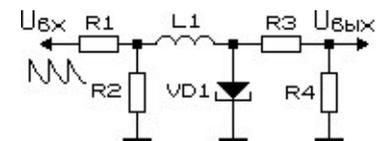


Рис. 8.75. Схема релаксационного генератора импульсов на ТД

Частота генерации релаксационного генератора импульсов на ТД (рис. 8.75) может быть перестроена в пределах 1,5...2f₀ введением в катушку индуктивности ферритового сердечника [8.26].

Генератор импульсов на ТД (рис. 8.76) отличается тем, что его частоту в пределах 4...5f₀ можно перестраивать за счет изменения индуктивности входящих в него элементов и степени связи между ними. Перестройку частоты осуществляют ферритовым сердечником, перемещаемым в зазоре, разделяющем катушки индуктивности L1 и L2 [8.26].

8. Туннельные и обращенные диоды

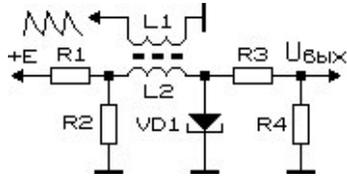


Рис. 8.76. Схема генератора импульсов на туннельном диоде с перестраиваемой частотой

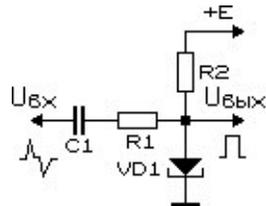


Рис. 8.77. Схема триггера на туннельном диоде

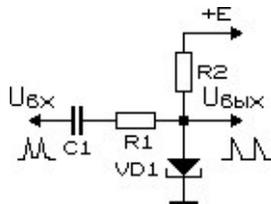


Рис. 8.78. Схема формирователя импульсов на туннельном диоде

Триггеры и формирователи импульсов на основе полупроводниковых приборов с участком отрицательного динамического сопротивления (например, туннельных диодов) позволяют создать быстродействующие электронные устройства. На рис. 8.77 — 8.79 приведены примеры подобных устройств [8.9, 8.26].

Формирователь импульсов мостового типа предназначен для формирования на выходе прямоугольных сигналов (рис. 8.80). В нем для выравнивания питающих напряжений применена последовательная цепочка из туннельных диодов и резисторов [8.9].

Триггер на основе комбинированной схемы с использованием туннельного диода и транзистора (рис. 8.81) позволяет формировать на выходе устройства сигналы прямоугольной формы [8.9].

8. Туннельные и обращенные диоды

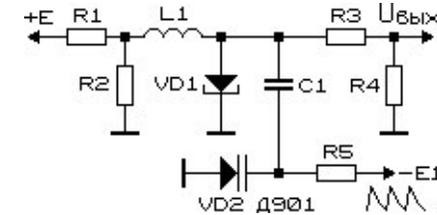


Рис. 8.79. Схема управляемого релаксационного генератора импульсов на туннельном диоде

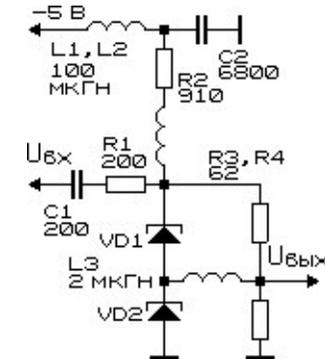


Рис. 8.80. Схема мостового формирователя импульсов на туннельных диодах

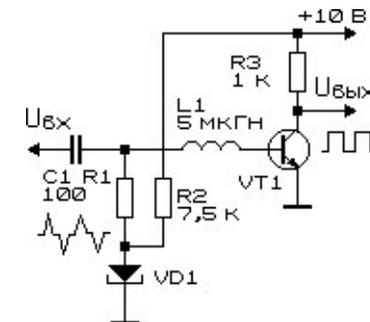


Рис. 8.81. Схема комбинированного триггера на транзисторе и туннельном диоде

Простой генератор высокочастотных сигналов, промодулированных НЧ-сигналом, по схеме на рис. 8.82 [8.27] содержит два резонансных колебательных контура, один из которых —

8. Туннельные и обращенные диоды

высокочастотный, а второй — низкочастотный. Модулированный сигнал снимается с высокочастотного колебательного контура. Генерируемые частоты можно менять подбором (перестройкой) резонансных частот колебательных контуров. В первоисточнике генератор работает на промежуточной частоте телеприемника, частота модуляции — 400 Гц. Катушка низкочастотного контура L1 и катушка связи L3 намотаны на ферритовом кольце МН1000 с внешним диаметром 18 мм. Они содержат 1500 и 30 витков провода ПЭВ 0,1 соответственно. Высокочастотные катушки L2 и L4 намотаны на гетинаксовом каркасе диаметром 8 и длиной 20 мм. L2 содержит 7 — 8 витков провода ПЭВ 0,6, L4 — один виток того же провода поверх L2. Устройство потребляет ток 10...15 мА.

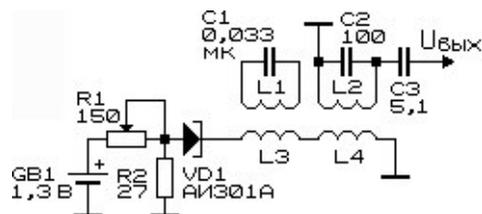


Рис. 8.82. Схема генератора НЧ-модулированных высокочастотных сигналов

Высокочастотные пробники для настройки радиоприемных устройств (рис. 8.83 и 8.84) выполнены на двух туннельных диодах [8.28]. На одном из них собран генератор низкой, модулирующей частоты, на втором — высокочастотный генератор. Первый из пробников (рис. 8.83) вырабатывает колебания частотой 250 кГц, промодулированные низкочастотным сигналом с частотой 400 Гц. В спектре частот генератора содержится богатый набор гармоник, спектр которых простирается до 1250 кГц и выше.

Второй из пробников работает на частоте 1500 кГц при частоте модуляции 350 Гц, спектр гармоник от пробника уверенно регистрируется до частот порядка 50 МГц.

Выходной мощности пробников достаточно для того, чтобы АМ-приемник с чувствительностью порядка 1 мВ принимал сигналы на удалении около полуметра. Если к пробникам подсоединить антенну длиной 2...3 м, зона уверенного приема сигналов

8. Туннельные и обращенные диоды

возрастет до 10 м. Пробники можно использовать и для настройки телевизоров — на их экранах при работе пробников появляется несколько темных полос, а из динамика раздается звук с частотой модуляции.

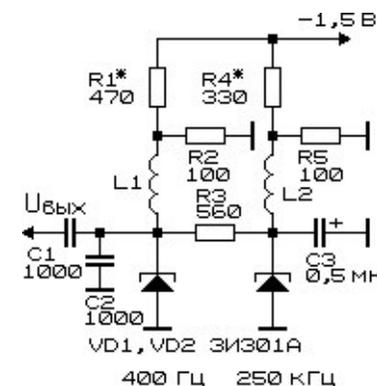


Рис. 8.83. Схема генератора модулированных колебаний для настройки радиоприемной аппаратуры

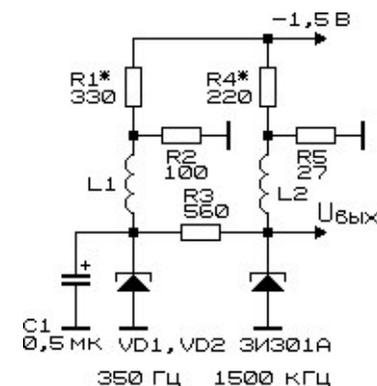


Рис. 8.84. Вариант ВЧ-генератора с модуляцией

Следующие два высокочастотных пробника (рис. 8.85 и 8.86) предназначены для настройки трактов сигналов изображения и звука, а также для проверки линейности разверток телевизионных приемников. Принцип их работы примерно тот же, однако в схемах задействовано уже по три генератора на туннельных диодах [8.28].

8. Туннельные и обращенные диоды

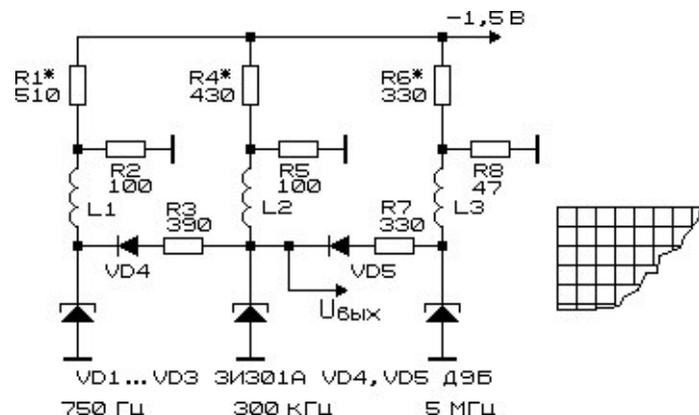


Рис. 8.85. Схема высокочастотного пробника — генератора телевизионных сигналов на туннельных диодах

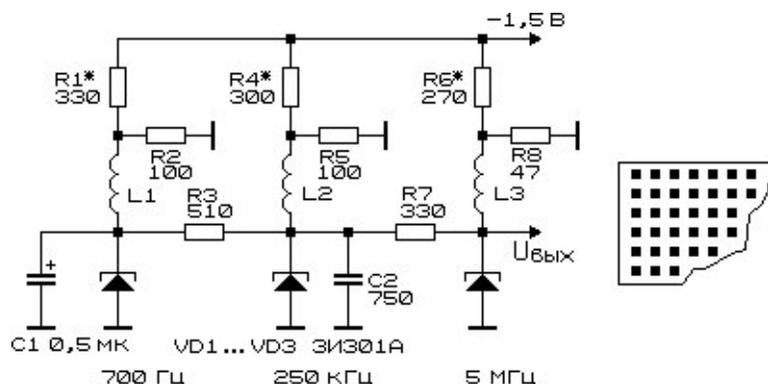


Рис. 8.86. Схема ВЧ-генератора для настройки телевизионной аппаратуры

Первый из пробников (рис. 8.85) формирует сигналы «сечного раstra» и состоит из двух самовозбуждающихся генераторов и ждущего генератора «пачек» импульсов. В итоге на экране исправного телевизора можно наблюдать сетку из равноудаленных линий (рис. 8.85).

Второй пробник (рис. 8.86) позволяет получить телевизионный испытательный сигнал в виде периодических темных квадратов на экране телевизора.

8. Туннельные и обращенные диоды

Катушки индуктивности всех рассмотренных выше устройств подбирают до получения указанных на схемах частот генерации.

Генератор качающейся частоты (рис. 8.87) предназначен для настройки радиоэлектронной аппаратуры: теле- и радиоприемников [8.26]. Питание устройство получает от низковольтного источника переменного напряжения — 6,3 В 50 Гц. Одновременно этот же источник используется в качестве сигнала отклоняющего напряжения для осциллографа (вход ОХ).

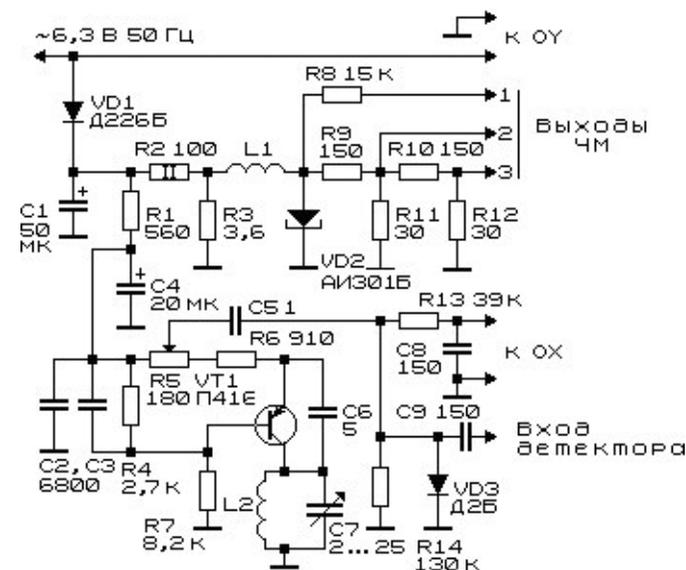


Рис. 8.87. Схема генератора качающейся частоты

На туннельном диоде VD2 собран генератор частотно-модулированных сигналов. Модуляция частоты генерации происходит с частотой 50 Гц за счет «некачественной» фильтрации питающего напряжения. ВЧ-сигналы снимают с резистивного attenuатора, подключенного непосредственно к туннельному диоду. Сигнал с выхода 1 используют для настройки в резонанс колебательных контуров, с выходов 2 и 3 — для настройки и регулировки усилителей. Частотный диапазон изменения выходного сигнала составляет 22...42 МГц.

8. Туннельные и обращенные диоды

На транзисторе VT1 выполнен генератор «скользящей» метки. Частота перестройки генератора определяется конденсатором C7 (22...45 МГц). Выходной сигнал этого генератора подают на вход ОХ осциллографа. Амплитуду сигнала регулируют потенциометром R5. Вход детектора подключают к выходу усилителя промежуточной частоты изображения.

Все устройство размещают в экране.

Катушка L1 содержит 16 — 30 витков провода ПЭЛ 0,7, намотанных виток к витку на сердечнике 600НН диаметром 2,8 и длиной 12 мм. Катушка L2 выполнена в один слой виток к витку и содержит 10 витков провода ПЭЛШО 0,25, намотанных на сердечнике СЦР-1.

Оригинальный вариант формирования ЧМ-колебаний (рис. 8.88) предложен в изобретении [8.29]. Исходно генератор содержит катушку индуктивности со средним отводом, на который подают напряжение питания, активными элементами генератора являются туннельные диоды, зашунтированные по переменному току емкостями коллекторных переходов закрытых биполярных или полевых транзисторов VT1 и VT2. При подаче модулирующих сигналов на параллельно включенные управляющие электроды транзисторных аналогов варикапов емкость транзисторов изменяется и происходит частотная модуляция генерируемой частоты.

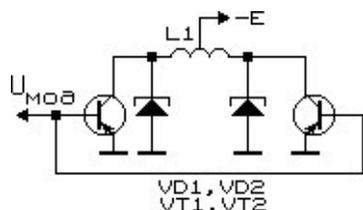


Рис. 8.88. Схема ВЧ-ЧМ генератора на туннельных диодах

Способы управления частотой генераторов, используемых в качестве преобразователей измеряемой величины в частоту, общеизвестны и включают воздействие на частотообразующий элемент (R, L или C), а также на сам активный элемент генератора либо на источник питания [8.2, 8.30].

Измерительные преобразователи на активных элементах с N-образной ВАХ (туннельные диоды, лямбда-диоды и их аналоги)

8. Туннельные и обращенные диоды

содержат обычно источник тока, активный элемент и частотообразующий элемент (LC-контур) с параллельным или последовательным включением.

Генераторы подобного вида весьма критичны к напряжению смещения и работают в ограниченном интервале его изменения, что сужает область практического применения такого рода преобразователей.

Полупроводниковые датчики с прямым смещением, используемые, например, в преобразователях напряжение/частота, ток/частота работают на прямой ветви ВАХ и имеют достаточно высокую крутизну преобразования. В частности, эквивалентное сопротивление полупроводникового преобразователя с прямым смещением экспоненциально зависит от приложенного к нему напряжения. Поскольку подобные датчики работают в области низких напряжений (порядка долей-единиц вольт), они оптимально сочетаются с генераторами, выполненными на активных элементах с N-образной ВАХ (туннельные-, лямбда-диоды и т.п. элементы).

Обобщенная схема управляемого высокочастотного генератора на активном элементе с N-образной ВАХ и с полупроводниковым датчиком приведена на рис. 8.89. Резистор R ограничивает ток, протекающий через параллельно включенные нелинейные элементы: полупроводниковый прямосмещенный датчик, сопротивление и емкость которого экспоненциально или в показательной степени зависит от приложенного напряжения, и активный элемент с N-образной ВАХ. Рабочая частота генерации определяется параллельным колебательным контуром. При воздействии на полупроводниковый датчик (изменение напряжения, тока, температуры, при преобразованиях измеряемой величины в ток, и, затем, в изменение частоты) меняются его резистивно-емкостные характеристики, в силу чего происходит перераспределение тока, протекающего между датчиком и активным элементом. В результате перераспределения токов происходит частотная модуляция генерируемого сигнала.

На рис. 8.90 приведена практическая схема управляемого ВЧ-генератора на ТД. В качестве датчика использован прямосмещенный переход полупроводникового диода. Частотная модуляция осуществляется, преимущественно, за счет изменения

8. Туннельные и обращенные диоды

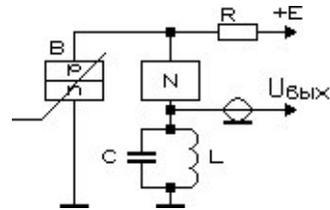


Рис. 8.89. Схема управляемого высокочастотного генератора на активном элементе с N-образной ВАХ с полупроводниковым датчиком

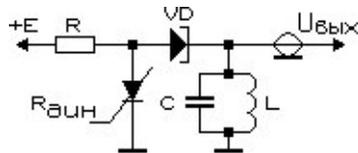


Рис. 8.90. Схема управляемого высокочастотного генератора на туннельном диоде

динамического сопротивления датчика. Для BC -составляющей емкостное сопротивление полупроводникового датчика много ниже его омического сопротивления. Одновременно с выполнением функции управления частотой генерации, полупроводниковый диод стабилизирует рабочую точку туннельного диода. Характер изменения частоты генерации от величины динамического сопротивления $F(R_{\text{дин.}})$ полупроводникового датчика с прямым смещением можно определить по приближенной формуле:

$$F(R_{\text{дин.}}) = F_0 + \text{const}/[L(R_{\text{дин.}} + A)],$$

где F_0 — начальная частота генерации; L — индуктивность; A — постоянная.

На рис. 8.91 показана схема управляемого BC -генератора с полупроводниковым датчиком, частотная модуляция которого осуществляется за счет изменения динамической емкости полупроводникового диода при изменении напряжения смещения. Полупроводниковый диод $VD1$ стабилизирует рабочую точку.

Практические схемы радиоудлинителей сигналов телефонной линии последовательного типа, выполненные на основе модифицированных схем (рис. 8.89, 8.90), приведены на рис. 8.92, 8.93 [8.2]. Устройства включают с соблюдением (рис. 8.92) или без

8. Туннельные и обращенные диоды

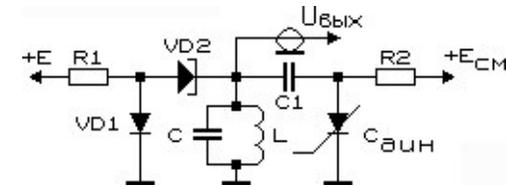


Рис. 8.91. Схема управляемого высокочастотного генератора с полупроводниковым датчиком

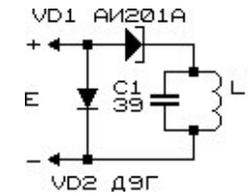


Рис. 8.92. Схема радиоудлинителя сигналов телефонной линии последовательного типа

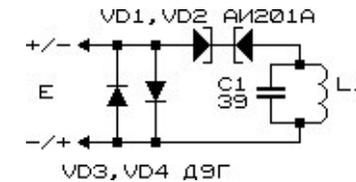


Рис. 8.93. Схема радиоудлинителя сигналов телефонной линии

соблюдения (рис. 8.93) полярности в разрыв телефонной линии. Роль резистивного элемента, ограничивающего начальный ток на уровне 10 mA , обеспечивает непосредственно телефонная линия. При положенной трубке ток через генератор не протекает, генерации и излучения сигнала нет. При активизации телефонной линии (телефонная трубка снята и ведется разговор) ток, протекающий через радиоудлинитель, изменяется, что приводит к частотной модуляции сигнала генератора.

В отличие от транзисторных аналогов, работающих при напряжении питания в $3...5 \text{ В}$, на радиоудлинителе с TD падает $0,4...0,5 \text{ В}$, отбираемых от телефонной линии. В этой связи выходная мощность радиоудлинителя ниже почти на порядок, излучаемые устройством сигналы затухают на удалении $2...3 \text{ м}$ от

8. Туннельные и обращенные диоды

телефонной линии и не создают помех в эфире, а возможность прослушивания сигнала сторонними приемниками резко снижается. Поскольку телефонная линия одновременно играет роль антенны, излучаемый устройством сигнал может быть принят ЧМ-приемником вблизи телефонной линии на достаточном удалении от точки подключения радиоудлинителя. К другим преимуществам радиоудлинителей (рис. 8.92, 8.93) можно отнести то, что они содержат минимальное количество элементов, что позволяет выполнить их в субминиатюрном исполнении, а также то, что подобные устройства могут работать до частот порядка единиц ГГц. В схемах (рис. 8.92, 8.93) использованы туннельные диоды *AI201A* и диоды *Д9Г (Д18)*. При использовании других ТД потребуется подбор полупроводникового датчика-диода (либо подбор включенного параллельно или последовательно ему сопротивления). Максимальный ток, при котором устройство сохраняет работоспособность при сужении величины девиации, — 25 мА, оптимальный начальный ток — 10 мА. Если начальный ток, потребляемый телефонным аппаратом, превосходит указанную величину, параллельно радиоудлинителю следует включить резистивный шунт.

На рис. 8.94 показана схема простого радиомикрофона с использованием полупроводникового датчика тока на диоде *Д9Г* [8.2]. Модуляция тока осуществляется модулирующим каскадом — усилителем постоянного тока, выполненным на транзисторе *КТ3102ЖМ*. В схеме использован электретный микрофон типа *МКЭ-333 (МКЭ-332)*. Корпус микрофона соединен с базой транзистора *VT1*. При напряжении питания 3 В потребляемый устройством ток составляет 10 мА. Поскольку мощность устройства невелика (доли мВт), необходимо использовать антенну. Сигнал с радиомикрофона принимается на УКВ-ЧМ радиоприемник, выполненный на микросхеме *K174ХА34* в типовом ее включении, на расстоянии до 10 м. Во всех приведенных выше устройствах для работы в УКВ-диапазоне 66...74 МГц использована бескаркасная катушка индуктивности, имеющая внутренний диаметр 4 мм и содержащая 6 витков провода ПЭВ-2 диаметром 0,56 мм.

Датчик, с которого снимается сигнал для управления положением рабочей точки ТД, может быть подключен по схеме, приведенной на рис. 8.95 [8.31]. Отметим, что в качестве такого

8. Туннельные и обращенные диоды

датчика может быть использован фото-, термо-, тензорезистор. Если на место резистора *R3* включить микрофон (угольный или электретный) с подбором номинала резистора *R2*, устройство преобразуется в радиомикрофон.

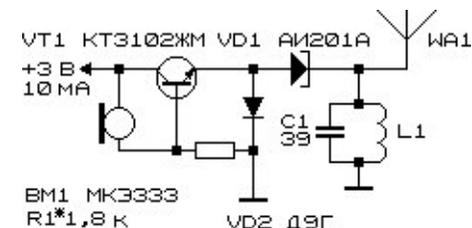


Рис. 8.94. Схема радиомикрофона на туннельном диоде

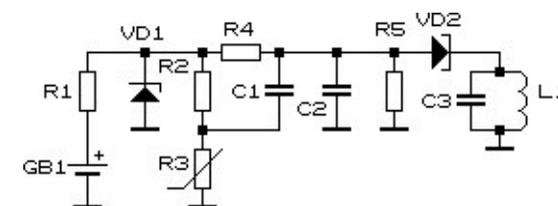


Рис. 8.95. Способ включения резистивного датчика для управления частотой генератора на туннельном диоде

Частотно-модулированный генератор УКВ-диапазона (рис. 8.96) [8.32] можно использовать в качестве:

- генератора сигналов для настройки УКВ-аппаратуры;
- радиомаячка;
- металлоискателя;
- индикатора перемещения;
- охранного устройства, работающего по изменению уровня сигнала при перемещении объекта (человека или автомашины) между антеннами ЧМ-генератора и приемника.

Высокочастотный генератор выполнен на туннельном диоде *VD2 AI201A*. Для задания и стабилизации рабочей точки генератора с одновременным обеспечением ЧМ-модуляции использован полупроводниковый прямосмещенный датчик на

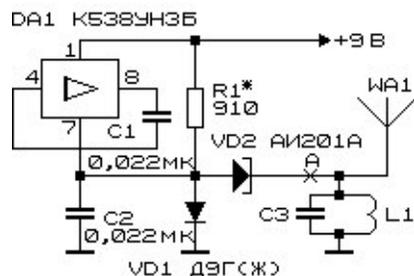


Рис. 8.96. Схема частотно-модулированного генератора УКВ-диапазона

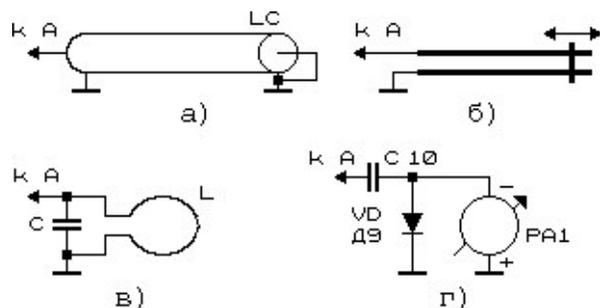


Рис. 8.97. Варианты выполнения частотозадающих цепей генератора (а — в) и индикатора выходного сигнала (г)

германиевом диоде VD1 (Д9Г, Д9Ж) [8.2]. Модулирующий генератор звуковой частоты выполнен на интегральной микросхеме DA1 K538УН3Б. Частота генерации определяется емкостью конденсатора C1. Резистор R1 устанавливает начальное смещение на диоде VD1.

Рабочая частота ВЧ-генератора определяется параметрами контура L1C3. Вместо колебательного контура допустимо использовать отрезок короткозамкнутого коаксиального кабеля диаметром 5...10 мм длиной от единиц до десятков сантиметров (рис. 8.97а), либо короткозамкнутую симметричную резонансную линию, выполненную из толстого посеребренного медного провода (рис. 8.97б). При использовании ЧМ-генератора в качестве металлоискателя или детектора приближения

катушка колебательного контура может быть выполнена в виде объемного витка большого диаметра (рис. 8.97в).

Настройка ЧМ-генератора производится следующим образом: к колебательному контуру в точке А присоединяют индикатор ВЧ-сигнала (рис. 8.97г). Подбором резистора R1 устанавливают ток, потребляемый устройством, в пределах 10...15 мА до появления генерации (измерительный прибор PA1 регистрирует сигнал величиной 100...200 мВ). Для проверки генератора звуковой частоты или для индикации его работы конденсатор C1 временно или постоянно заменяют на пьезокерамический звонок типа ЗП-19.

Мощность ВЧ-генератора составляет доли мВт. Верхняя частота генерации устройства определяется типом туннельного диода и может достигать единиц ГГц.

При использовании других типов ТД потребуется подбор диода VD1 и, соответственно, резистора R1.

Схема ВЧ-генератора, предназначенного для организации связи ПЭВМ с телевизором по ВЧ-каналу [8.33], выполненная на туннельном диоде, приведена на рис. 8.98. Видеосигнал ПЭВМ переносится на частоту одного из свободных от телевизионного (ТВ) вещания каналов, при этом выход генератора соединяется с антенным входом ТВ-приемника.

Генератор испытан совместно с ПЭВМ БК 0010.01, хотя может работать и с другими ПЭВМ. Устройство подключается к розетке «ТВ» компьютера (розетка ОНЦ-КГ-4-5/16Р). Генератор потребляет ток до 15 мА (определяется типом туннельного диода) и питается непосредственно от ПЭВМ.

Тип туннельного диода выбирают по усмотрению радиолюбителя (например, AI201А), с током потребления не более 10...15 мА. Генератор работоспособен (при надлежащем выборе рабочей точки) при напряжении питания 1 В и выше. Дроссель L1 имеет индуктивность 80...220 мкГн, можно применить и самодельный — на высокоомном резисторе МЛТ 0,5 Вт — несколько сотен витков провода ПЭВ 0,1...0,15. L2 — без каркаса, 7 витков провода ПЭВ 1,0 мм, внутренний диаметр катушки 8 мм, длина намотки 13 мм. Катушка связи L3 — без каркаса, внутри L2, 3 витка монтажного одножильного провода, внутренний диаметр 2,5 мм, длина намотки 4 мм.

8. Туннельные и обращенные диоды

Примеры практической реализации высокочувствительных индикаторов ВЧ-излучений с использованием обращенных диодов даны ниже.

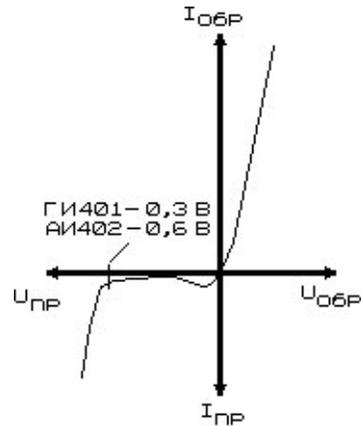


Рис. 8.100. ВАХ обращенного диода

Индикатор электромагнитного поля на основе детекторного приемника с использованием в качестве детектора обращенных диодов (рис. 8.101) имеет несравнимую с обычными устройствами чувствительность [8.37]. Дело в том, что обычные детектирующие диоды имеют порог детектирования: при сигналах, по амплитуде не превышающих этот порог, они совершенно невосприимчивы к детектируемым сигналам. Этот порог для обычных диодов носит принципиально неустранимый характер, для кремниевых диодов он не ниже 600...700 мВ, для германиевых — 300 мВ. Заметно выигрывают в этом отношении обращенные диоды, вольт-амперная характеристика которых приведена на рис. 8.100. Если прямая ветвь ВАХ этих диодов примерно соответствует ВАХ обычных диодов, то обратная имеет существенные отличия: при минимальном увеличении обратного напряжения ток через полупроводниковый переход резко и без порога возрастает. Это свойство и используют для детектирования сигналов малого уровня.

Схема приемника с детектором на обращенных диодах, имеющего повышенную чувствительность и избирательность за счет использования колебательного контура, показана на

8. Туннельные и обращенные диоды

рис. 8.102 [8.37]. На выходе приемника можно для слухового контроля подключить высокоомные телефоны (2 кОм или более).

Приемники (рис. 8.101 и 8.102) наиболее эффективно работают в том случае, если в них использованы антенны, соизмеримые по длине с длиной волны принимаемого излучения. Для переносных устройств это автоматически накладывает ограничение на нижнюю границу частот принимаемых сигналов (обычно до 30 МГц). В схемах могут быть использованы обращенные диоды типов ГИ401 или АИ402.

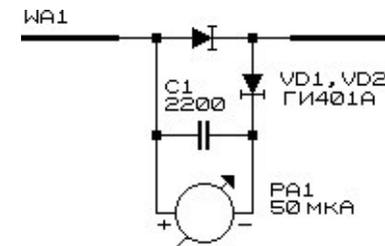


Рис. 8.101. Схема детектора СВЧ-сигналов на обращенных диодах

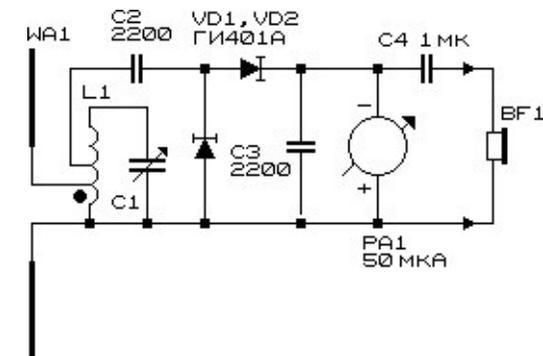


Рис. 8.102. Схема детекторного СВЧ-приемника на обращенных диодах

В порядке сопоставления ниже приведены две схемы индикаторов и приемников СВЧ-сигналов, выполненных с использованием обычных СВЧ-детектирующих диодов. Несмотря на то что такие диоды могут детектировать в силу особенностей ВАХ

8. Туннельные и обращенные диоды

сигналы весьма малых амплитуд, реальная чувствительность устройств на их основе почти на порядок хуже, чем при использовании обращенных диодов.

Для приема сигналов СВЧ-диапазона используют зачастую те же самые схемные решения, хорошо зарекомендовавшие себя в технике приема высокочастотных сигналов. Наиболее простым приемником является приемник прямого усиления, схема которого и приведена на рис. 8.103 [8.38]. Приемник включает в себя входной резонатор, сопряженный с приемной антенной WA1, детектирующий диод VD1, RC-фильтр (R1C1), выделяющий низкочастотную компоненту продетектированного сигнала. Выходной сигнал подается на усилитель низкой частоты. В схеме использован устаревший ныне тип высокочастотного детектирующего диода (Д405), который без особых затруднений может быть заменен современным аналогом, например, 2A201 — 2A204, 2A206 — 2A209.

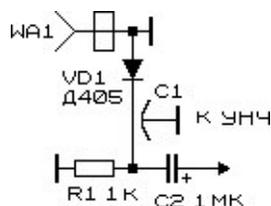


Рис. 8.103. Фрагмент схемы СВЧ-приемника прямого усиления (входные цепи и детектор)

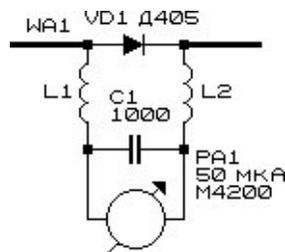


Рис. 8.104. Схема индикатора высокочастотных излучений

Пример приемника другого типа с использованием аналогового детектирующего диода представлен в [8.38]. Устройство (рис. 8.104) представляет собой широкополосный приемник

8. Туннельные и обращенные диоды

высокочастотных сигналов с индикацией их уровня по шкале измерительного прибора. Приемник состоит из развернутого колебательного контура — антенны WA1 (диполя), собственно детектора VD1, LC-фильтра, разделяющего высокочастотный и выпрямленный детектором сигналы, индицирующего прибора PA1 и конденсатора фильтра C1. Поскольку из соображений обеспечения минимального размера элементы диполя укорочены, приемник способен неселективно принимать высокочастотные сигналы вне области резонансной настройки открытого колебательного контура.

9. Схемы на аналогах лямбда-диодов

Лямбда-диод представляет собой двухэлектродный полупроводниковый электронный прибор, обладающий N-образным участком на *BAX*. Как и все элементы, имеющие участок отрицательного динамического сопротивления на вольт-амперной характеристике, они могут быть использованы для генерации и усиления электрических колебаний. От туннельных диодов лямбда-диоды отличаются тем, что точка перегиба их *BAX*, за которой находится участок отрицательного динамического сопротивления, лежит в области более высоких токов и напряжений. Следовательно, эти приборы способны генерировать сигналы повышенной мощности. В то же время верхний частотный предел их работы ограничен — обычно не выше единиц МГц.

Как таковые лямбда-диоды (или лямбда-транзисторы) промышленно не выпускаются. Зато разработано множество электронных схем, имитирующих по своим свойствам лямбда-диоды. Схемы некоторых из аналогов лямбда-диодов на основе пары взаимосвязанных полевых транзисторов приведены далее на рис. 9.1 — 9.3 [9.1]. К основным характеристикам аналогов лямбда-диодов относят величину напряжения, при котором на *BAX* имеется точка перегиба, и ток, соответствующий этой точке.

Следует отметить, что координаты точки перегиба (экстремума) на *BAX* обычно определяют на постоянном токе, поэтому при переходе к переменным токам, тем более повышенных частот, вид *BAX* аналогов лямбда-диодом существенно изменяется вплоть до устранения участка отрицательного динамического сопротивления. Поскольку для имитации лямбда-диодов используют соединение обычных полевых транзисторов, способность аналогов лямбда-диодов, выполненных на их основе, полноценно выполнять свои функции пропадает уже при частотах в несколько МГц.

Ощутимым недостатком (или, напротив, достоинством, в зависимости от поставленной цели) приведенных на рис. 9.1 схем аналогов лямбда-диодов является то, что их свойствами невозможно управлять: при смене транзистора, входящего в

состав аналога, изменяются лишь координаты точки перегиба на *BAX*. Для плавного управления видом *BAX* В. П. Дьяконовым в работах [9.1, 9.2] было предложено подавать на затвор одного из транзисторов аналога лямбда-диода напряжение смещения (рис. 9.2 и 9.3). Другой вариант управления свойствами аналога лямбда-диода заключается в использовании двухзатворных полевых транзисторов с подачей управляющего напряжения на один из незадействованных затворов.

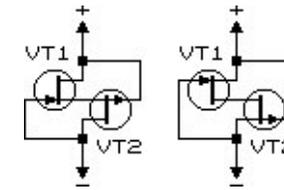


Рис. 9.1. Варианты аналогов лямбда-диодов

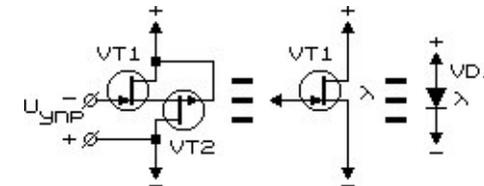


Рис. 9.2. Вариант аналога лямбда-диода с управляемой характеристикой

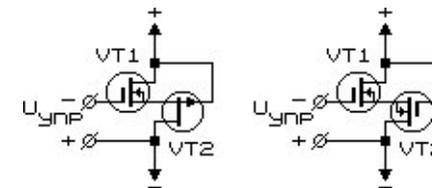


Рис. 9.3. Варианты управляемых аналогов лямбда-диодов

Видоизменять вид *BAX* аналога лямбда-диода можно за счет включения в состав схем (рис. 9.1 — 9.3) дополнительных элементов — резисторов, диодов и их сочетаний.

Ниже будут рассмотрены разнообразные области практического использования аналогов лямбда-диодов.

9. Схемы на аналогах лямбда-диодов

На рис. 9.4 показан простейший триггер с использованием аналога лямбда-диода [9.1].

Элемент защиты нагрузки по току с использованием аналога лямбда-диода (рис. 9.5), или полупроводниковый предохранитель последовательного типа, позволяет оперативно отключать нагрузку в случае превышения потребляемого тока сверх некоторого значения [9.1]. При возрастании тока через нагрузку до 100...200 мА (конкретное значение определяется коэффициентом передачи по току транзистора VT2) происходит ее мгновенное отключение (рис. 9.5).

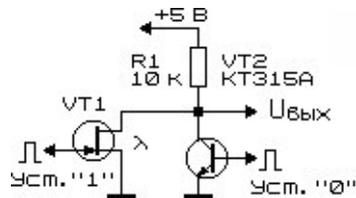


Рис. 9.4. Бистабильный элемент на основе аналога лямбда-диода

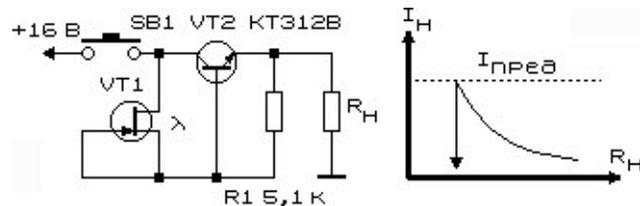


Рис. 9.5. Применение аналога лямбда-диода в элементе защиты нагрузки по току

На основе модифицированных аналогов лямбда-диодов могут быть выполнены генераторы низкочастотных импульсов, один из вариантов схемы которого показан на рис. 9.6 [9.3]. Устройство формирует импульсы, по форме приближающиеся к прямоугольным. Амплитуда этих импульсов достигает 2 В. При $R1 = 2,2 \text{ кОм}$, $R2 = 100 \text{ кОм}$ и $C1 = 1 \text{ мкФ}$ устройство вырабатывает импульсы частотой около 4 кГц. При изменении температуры окружающей среды от 20 до 100°C частота генерируемых колебаний изменяется не более чем на 2%. Величина сопротивления резистора R1

9. Схемы на аналогах лямбда-диодов

($R1 < R2$), определяющего частоту генерации, может находиться в пределах от 2,2 кОм до 10 МОм.

Выходное напряжение с генератора можно снимать и с накопительного конденсатора C1. Форма сигналов при этом близка к треугольной. Отметим, что при любом варианте съема сигналов входное сопротивление последующего каскада не должно влиять на работу генератора.

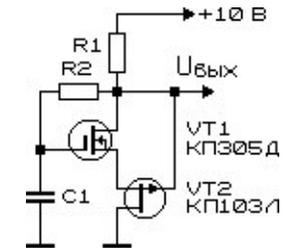


Рис. 9.6. Схема генератора низкочастотных импульсов

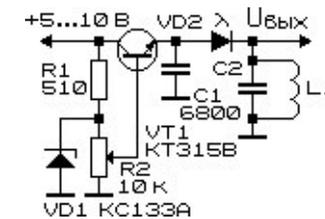


Рис. 9.7. Схема высокочастотного генератора на лямбда-диоде со стабилизатором рабочей точки

В маломощном высокочастотном генераторе используется аналог лямбда-диода (рис. 9.7) [9.4, 9.5], рабочую точку которого задает и стабилизирует обычный регулируемый стабилизатор напряжения. В то же время это дополнительное устройство позволяет обеспечить надежную работу генератора при изменении напряжения питания от 5 до 10 В. Рабочую точку, обеспечивающую устойчивый режим генерации задают регулировкой потенциометра R2.

Рабочая частота генератора целиком определяется параметрами используемого колебательного контура. При применении перестраиваемого колебательного контура устройство

9. Схемы на аналогах лямбда-диодов

может служить в качестве широкодиапазонного генератора сигналов. В устройстве можно применить готовые контура от радиоприемников. Верхняя граничная частота работы генератора определяется частотными свойствами используемых для построения аналога лямбда-диода полупроводниковых элементов (полевых транзисторов). Обычно это значение не превосходит единиц...десятков МГц (при использовании современных транзисторов). Так, при использовании катушки L1 индуктивностью от единиц Гн до 10 мкГн генератор вырабатывает сигналы частотой от единиц Гц до 10...15 МГц [9.4]. Чтобы не сильно шунтировать колебательный контур, сопротивление нагрузки должно быть не менее 10 кОм.

Примерно по такому же принципу работает описываемое далее устройство (рис. 9.8) [9.4, 9.5]. В последовательную цепь, основным (активным) элементом которой является аналог лямбда-диода, включены два колебательных контура, настроенные на разные частоты (контур высокой частоты и низкочастотный контур). С активного элемента снимают сигналы низкой и высокой частоты. При замыкании переключателем SA1 одного из колебательных контуров генератор вырабатывает сигналы, частота которых определяется свойствами рабочего (не зашунтированного) колебательного контура.

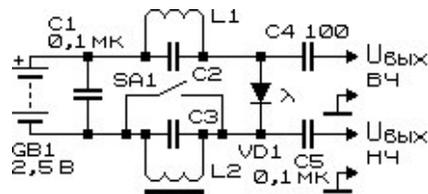


Рис. 9.8. Схема генератора ВЧ- и НЧ-сигналов

Простейший генератор звуковой частоты можно собрать, если соединить в последовательную цепь низкочастотный дроссель (или обмотку низкочастотного трансформатора) и аналог лямбда-диода (рис. 9.9) [9.4, 9.5]. Впрочем, при подборе индуктивности дросселя устройство способно генерировать и в области более высоких частот.

При использовании в качестве индуктивности высокоомного телефонного капсюля типа ТОН-2 устройство начинает

9. Схемы на аналогах лямбда-диодов

вырабатывать сигналы звуковой частоты (800...1200 Гц) при потребляемом токе 0,5 мА (рис. 9.9, средний рисунок). Если к индуктивному элементу (низкочастотной катушке индуктивности) подключить простейший выпрямитель, на выходе устройства можно получить напряжение порядка 25...30 В (рис. 9.9, рисунок справа). Преобразователь обеспечивает выходное напряжение 25 В при работе на нагрузку сопротивлением 1 МОм. В качестве катушки индуктивности L1 можно использовать высокоомную обмотку выходного трансформатора радиоприемника.

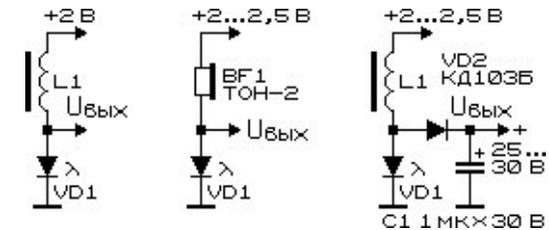


Рис. 9.9. Схемы генераторов и преобразователей напряжения на аналогах лямбда-диода

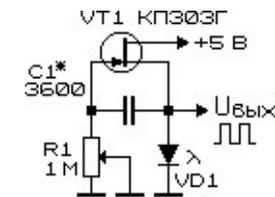


Рис. 9.10. Схема генератора прямоугольных импульсов

Схема несложного генератора прямоугольных импульсов изображена на рис. 9.10 [9.5]. В его составе всего 4 элемента, два из которых — времязадающая RC-цепочка, три — полупроводниковые — полевой транзистор VT1 и лямбда-диод (его аналог) — VD1. При указанных на схеме номиналах устройство генерирует импульсы в диапазоне частот 300 Гц...30 кГц при токе потребления 0,25 мА.

Если немного усовершенствовать базовую схему (рис. 9.10) и дополнить ее парой диодов, можно получить генератор прямоугольных импульсов с регулируемой скважностью (рис. 9.11) [9.5].

9. Схемы на аналогах лямбда-диодов

Наконец, если времязадающий резистор схемы (рис. 9.10) заменить на управляемый полупроводниковый резистор — полевой транзистор и подать на его управляющий электрод — затвор — постоянное напряжение 0,8...1,25 В, на выходе устройства (рис. 9.12) можно получить регулируемый по частоте сигнал (в пределах от 0,1 до 20 кГц) [9.5].

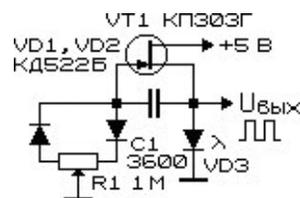


Рис. 9.11. Схема генератора прямоугольных импульсов с регулируемой скважностью

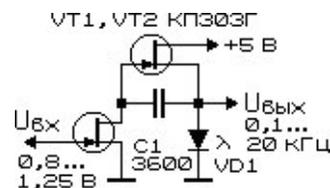


Рис. 9.12. Схема генератора импульсов с электронным управлением

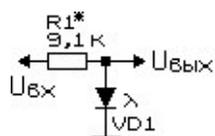


Рис. 9.13. Схема порогового устройства-формирователя импульсов на аналоге лямбда-диода

Достаточно интересный эффект можно получить на выходе казалась бы простой схемы, состоящей из последовательно включенных резистора и аналога лямбда-диода (рис. 9.13) [9.5]. Если на вход такой схемы подать импульсы положительной полярности, с выхода устройства (т. е. с аналога лямбда-диода) можно снять импульсы, но только в том случае, если амплитуда входных сигналов превысит некоторый уровень — порог.

9. Схемы на аналогах лямбда-диодов

Генератор импульсов с пониженным напряжением питания и с активным элементом, обладающим лямбдаобразной ВАХ, может быть использован в радиоэлектронной аппаратуре широкого применения (рис. 9.14) [9.6, 9.7].

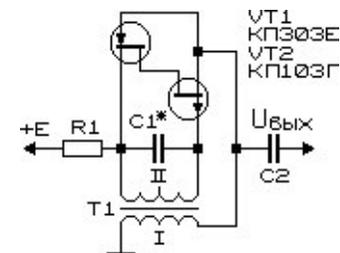


Рис. 9.14. Схема низковольтного генератора импульсов с использованием активного элемента, обладающего лямбдаобразной ВАХ

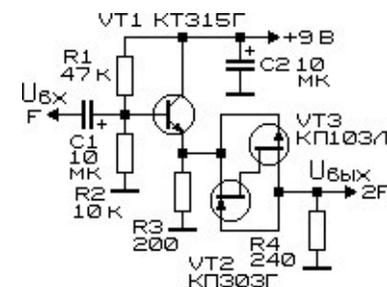


Рис. 9.15. Схема низкочастотного удвоителя частоты

При включении источника питания через активный элемент, образованный полевыми транзисторами VT1 и VT2, низкоомный токоограничительный резистор R1 и первичную обмотку трансформатора T1 протекает импульс тока, который вызывает появление во вторичной повышающей обмотке трансформатора ЭДС, приложенную к управляющему электроду (затвору) полевого транзистора VT2. В связи с этим сопротивление исток-сток последнего изменяется, и, соответственно, изменяется и напряжение на управляющем электроде полевого транзистора VT1, что и вызывает изменение сопротивления исток-сток указанного транзистора. В результате в цепи нагрузки выделяются импульсы

9. Схемы на аналогах лямбда-диодов

электрического тока, частота которых определяется параметрами колебательного контура, образованного вторичной обмоткой трансформатора Т1 и конденсатором С1.

Генератор работоспособен в диапазоне изменения напряжения источника питания от 0,32 до 4,2 В.

Простой удвоитель частоты (рис. 9.15) на основе аналога лямбда-диода позволяет умножать частоту входного на два до частот порядка 1 МГц (определяется типом используемых полевых транзисторов) [9.4].

10. Схемы на диодах Ганна

Эффект возникновения высокочастотных колебаний электрического тока в полупроводниках, открытый американским физиком Джоном Ганном (*John Gunn*) в 1963 г., используется ныне для генерации сигналов в диапазоне частот от долей до сотен ГГц. Диоды Ганна представляют собой специально подготовленный полупроводниковый кристалл из GaAs, InP (либо Ge, Si, CdTe, ZnSe, InSb и др.) с омическими контактами. При приложении к кристаллу электрического поля «критической» напряженности в нем возникают электрические колебания. Это происходит в силу того, что на вольт-амперной кривой полупроводникового прибора имеется мигрирующий по длине полупроводника участок отрицательного динамического сопротивления. Иными словами, диод Ганна обладает динамической ВАХ N-образной формы. В полупроводниковом кристалле периодически возникают бегущие по длине полупроводника области электрического поля повышенной напряженности (так называемые электрические домены, рис. 10.1).

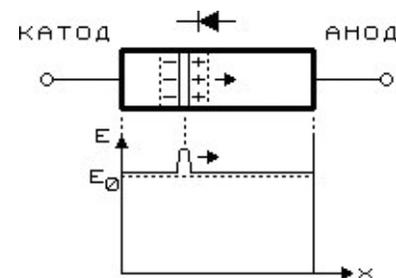


Рис. 10.1. Распределение электрического поля в полупроводнике (бегущий домен электрического поля в диоде Ганна)

На основе диодов Ганна могут быть построены радиопередающие и радиоприемные устройства СВЧ-диапазона [10.1 — 10.5]. Практически значимые генераторы на диодах Ганна работают в радиолокаторах, в любительской и профессиональной СВЧ-радиосвязи, в схемах дистанционного определения скорости движения подвижных объектов, схемах дистанционного управления и контроля, охранных системах и т.д.

10. Схемы на диодах Ганна

Простейшее передающее устройство на диоде Ганна состоит из источника питающего напряжения, ограничителя тока, самого диода Ганна и резонатора-антенны. Частотой генератора (и его мощностью) можно управлять, изменяя величину питающего напряжения (силу тока через диод).

На рис. 10.2 показана схема выходного каскада СВЧ-передающего устройства, в котором использован диод Ганна [10.6]. Устройство состоит из несложного усилителя низкочастотного модулирующего сигнала на транзисторе VT1. Рабочую точку транзистора и, соответственно, диода Ганна VD1 можно плавно смещать, регулируя потенциометр R1. Для контроля величины тока через диод Ганна использован измерительный прибор PA1.

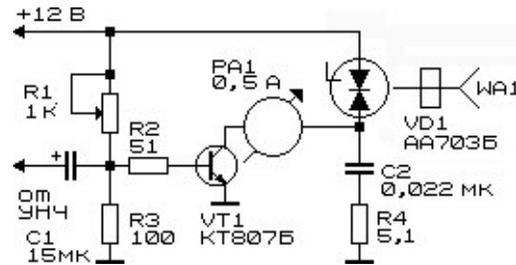


Рис. 10.2. Схема выходного каскада модулятора СВЧ-передающего устройства на основе диода Ганна

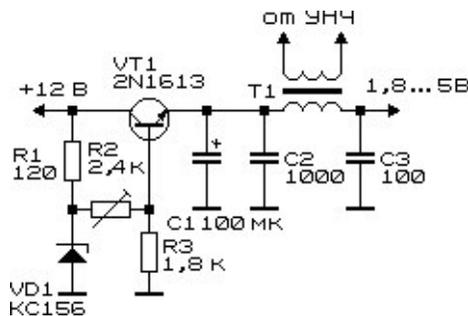


Рис. 10.3. Схема модулятора для трансивера на диоде Ганна

Модулятор для диода Ганна (рис. 10.3) позволяет изменять в соответствии с сигналом низкой частоты величину напряжения,

10. Схемы на диодах Ганна

питающего ганновский диод [10.7]. При отсутствии модулирующего напряжения каскад, выполненный на транзисторе VT1, является стабилизатором напряжения с выходным напряжением около 1,8...5,0 В. Модулирующий сигнал, подаваемый на обмотку трансформатора T1, включенную в цепь питания диода Ганна, позволяет изменять уровень выходного (управляющего) напряжения в пределах 4...10 В. Заходить за пределы означенного диапазона не рекомендуется в связи с тем, что может произойти срыв генерации или выход на нерабочий участок ВАХ.

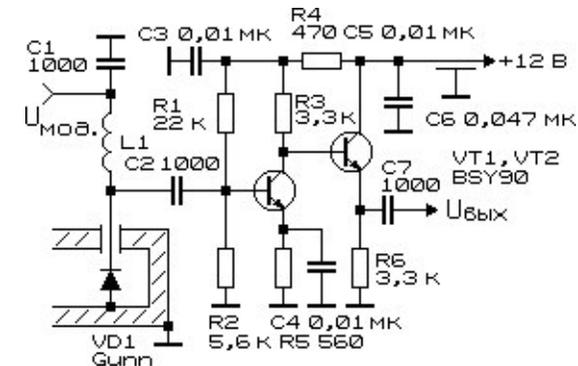


Рис. 10.4. Схема трансивера с рабочей частотой 10 ГГц на диоде Ганна

Сама приемно-передающая часть устройства, работающего на частоте 10 ГГц, приведена на рис. 10.4 [10.7]. Как отмечалось ранее, при отсутствии модулирующего сигнала напряжение, подаваемое на диод Ганна, стабилизировано. Диод работает на фиксированной частоте. Поскольку он включен в состав входного контура — рупорной антенны, — принимаемое излучение и сигнал от генератора суммируются с выделением разностной частоты. Этот сигнал усиливается двухкаскадным усилителем, выполненным на транзисторах VT1 и VT2.

При работе на передачу напряжение, питающее диод Ганна, модулируется, соответственно, происходит и модуляция выходного сигнала, излучаемого через рупорную антенну в сторону корреспондента. Конструкции резонаторов и рупорной антенны в этом разделе книги не приводятся.

11. Варикапы — управляемые полупроводниковые конденсаторы

К варикапам относят полупроводниковые приборы, емкость между электродами которых изменяется в зависимости от величины приложенного напряжения. Формально в качестве варикапа можно использовать практически любой полупроводниковый прибор, однако наиболее оптимальными для практического использования являются специально разработанные полупроводниковые приборы, именуемые варикапами. От обычных полупроводниковых приборов варикапы отличает то, что они более качественно выполняют свои функции в области повышенных частот: обладают пониженными потерями, способны покрывать большой диапазон емкостей при равных изменениях напряжения смещения.

Наиболее часто в качестве варикапов используют полупроводниковые диоды. Так, низкочастотные полупроводниковые диоды при подаче на них запирающего напряжения способны изменять емкость перехода в несколько раз (начальная емкость — десятки...сотни пФ). Высокочастотные диоды в тех же условиях за счет меньших площадей полупроводникового перехода имеют начальную емкость от долей до единиц пФ. Варикапы работают и при прямом смещении. Их эквивалентная емкость возрастает при этом более чем на порядок, однако настолько же ощутимо возрастают потери за счет шунтирующего действия прямосмещенного $p-n$ -перехода.

В качестве варикапов могут успешно работать более сложные элементы — транзисторы (рис. 11.1 и 11.2). Интересное схемотехническое решение было предложено в работе [11.1] (рис. 11.1) для создания аналога управляемого конденсатора — конденсатора переменной емкости. Варикап VD1 включен параллельно переходу эмиттер-база транзистора, смещение на базе которого можно плавно регулировать. В итоге, за счет изменения коллекторного тока транзистора изменяется эквивалентное сопротивление, присоединенное параллельно варикапу, и падение напряжения на варикапе, и емкость полупроводниковых

переходов транзистора. Все это в итоге приводит к тому, что резонансная частота колебательного контура может плавно перестраиваться при вращении ручки управляющего элемента — потенциометра R3.

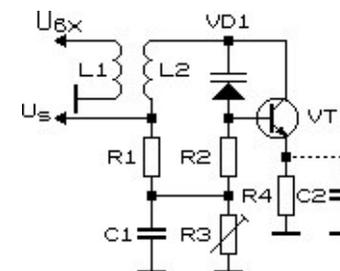


Рис. 11.1. Схема электронного аналога конденсатора переменной емкости

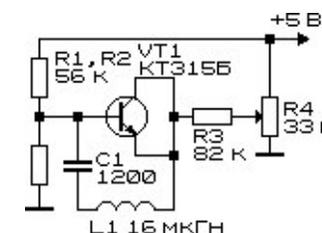


Рис. 11.2. Способ управления емкостью полупроводникового конденсатора

Альтернативный вариант управления полупроводниковой емкостью показан на рис. 11.2 [11.2]. Переходы эмиттер-база и коллектор-база включены параллельно. Управляющее напряжение (напряжение смещения) снимается с движка потенциометра $R4$. База транзистора $VT1$, выполняющего функцию варикапа, присоединена по постоянному току к резистивному делителю $R1, R2$, т.е. к базе транзистора приложен потенциал $E/2$ или $2,5 В$. По переменному току индуктивность $L1$ подключена к аналогу варикапа через разделительный конденсатор $C1$. При перемещении движка потенциометра $R4$ на своеобразный катод варикапа можно подавать напряжение от 0 до $\pm 2,5 В$. Таким образом, переход варикапа в области напряжений смещения от $2,5$ до $5 В$ работает в «нормальном» режиме, с «обратным» смещением, а в области

11. Варикапы

напряжений от 0 до 2,5 В — при прямом смещении. Следует отметить, что такой режим подачи напряжений смещения для варикапов является штатным и относительно мало изученным. Однако при прямом смещении с ростом питающего напряжения емкость варикапа резко (порой в пределах целого порядка) возрастает, но добротность колебательного контура заметно снижается, что обусловлено шунтирующим действием открытого перехода полупроводникового прибора.

Общий принцип управления частотой резонансного колебательного контура при помощи полупроводниковой емкости — варикапа — отображен на рис. 11.3 — 11.6.

Дроссель L1 и резистор R предназначены для развязки цепей постоянного и переменного тока. Величина емкости переходного конденсатора C1 в составе схемы играет немаловажную роль: эта емкость определяет максимальную девиацию (отклонение) резонансной частоты от стационарного уровня (в отсутствие модулирующего сигнала).

В качестве управляемой полупроводниковой емкости потенциально могут быть использованы практически любые полупроводниковые переходы, с использованием которых удастся изменять емкость в пределах от долей до тысяч пФ.

Стандартная (типовая) схема включения варикапной матрицы для управления резонансной частотой колебательного контура показана на рис. 11.3 [11.2]. Варикапная матрица представляет собой пару встречно включенных варикапов, имеющих идентичные свойства и характеристики. Такое включение (встречное) обосновано тем, что варикапы работают на переменном токе, полупроводниковые переходы не должны оказывать заметного шунтирующего влияния на высокочастотные цепи, а само это влияние должно одинаково проявляться как при положительных, так и при отрицательных полуволнах.

Начальное напряжение смещения (напряжение постоянного тока) подается на средний вывод варикапной матрицы (рис. 11.3 и 11.4). Модулирующее напряжение низкой частоты поступает на среднюю точку резистивного делителя и вызывает модуляцию питающего напряжения варикапа. Средняя точка варикапа по высокой частоте развязана от резистивного делителя дополнительно

11. Варикапы

введенным резистором. Вместо этого резистора предпочтительнее использовать высокочастотный дроссель, однако для сокращения габаритов и стоимости устройства такая замена вполне оправдана. Регулировка напряжения на средней точке варикапной матрицы вызывает соответствующее изменение ее емкости. При малом уровне модулирующего сигнала изменение емкости практически прямо пропорционально уровню приложенного напряжения. Если управляемый колебательный контур входит в состав генератора высоких частот (ГВЧ), рис. 11.6, то осуществляется частотная модуляция. Варьируя уровнем напряжения E, можно в определенных пределах смещать среднюю (начальную) рабочую частоту генератора.

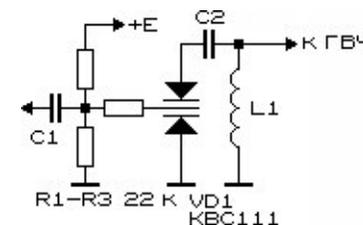


Рис. 11.3. Способ подачи управляющего (модулирующего) сигнала на варикапную матрицу

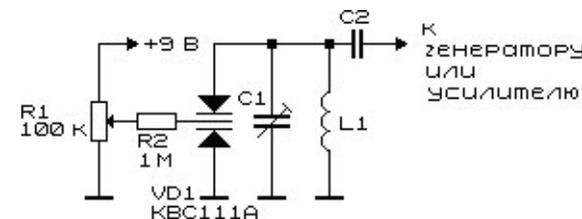


Рис. 11.4. Вариант включения варикапной матрицы

Для оптимальной работы модулирующего устройства по схеме, изображенной на рис. 11.3, необходимо, чтобы напряжение смещения было заметно выше уровня модулирующего сигнала. В свою очередь, уровень высокочастотного сигнала должен быть заметно ниже уровня низкочастотного (модулирующего) сигнала.

Вариант подключения варикапной матрицы (или пары встречно включенных варикапов или их аналогов) можно увидеть на рис. 11.4. Коэффициент перекрытия по частоте определяется

соотношением максимальной суммарной емкости варикапной матрицы, подключенной к колебательному контуру, и конденсатора $C1$ к минимальному значению суммарной емкости. Емкость монтажа и шунтирующих контур цепей ($C2$ и присоединенные к нему элементы) для простоты не учитываем.

Еще один из вариантов подачи управляющего напряжения на варикапы (и включения самих варикапов) показан на рис. 11.5 [11.3]. Схема интересна тем, что для высокочастотных сигналов, присутствующих в колебательном контуре, диоды (варикапы) включены встречно и представляют для переменного тока симметричную структуру, в меньшей степени влияющую на высокочастотные цепи и также в меньшей мере искажающую высокочастотный сигнал. По постоянному току оба варикапа включены параллельно, их емкость при изменении уровня управляющего напряжения изменяется в равной мере (если, конечно, варикапы обладают идентичными свойствами). Отметим, что при таком включении суммарная емкость последовательной цепочки варикапов вдвое меньше, чем емкость каждого отдельно взятого варикапа. Разумеется, амплитуда высокочастотного сигнала должна быть такой, чтобы ни при каких обстоятельствах на полупроводниковый переход варикапа не попадало отпирающее его прямое смещение. Попутно заметим, что если на колебательном контуре с участием варикапа присутствует высокоуровневый электрический сигнал, обусловленный рабочими особенностями использования варикапа (например, работа в составе мощного высокочастотного генератора), этот сигнал, накладываясь на управляющий сигнал, может заметно влиять на резонансные свойства колебательного контура.

Типовые схемы включения варикапа для получения частотно-модулированного сигнала приведены на рис. 11.6, 11.7 [11.4, 11.5]. Смещение по постоянному току (начальную рабочую точку, начальную емкость варикапа, начальную рабочую частоту генератора) устанавливают при помощи потенциометра $R1$ (рис. 11.6). Модулирующее напряжение низкой (звуковой) частоты подают на варикап через дроссель $L1$. На катоде варикапа напряжение постоянного тока и модулирующее напряжение суммируются, что, в свою очередь, вызывает соответствующее изменение емкости варикапа $VD1$. Поскольку варикап является составной частью колебательного контура задающего генератора (гетеродина),

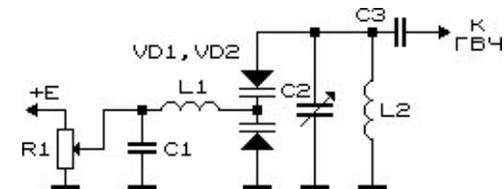


Рис. 11.5. Способ управления варикапной матрицей

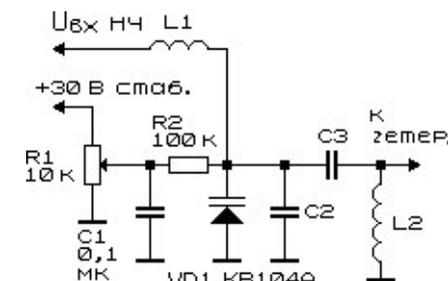


Рис. 11.6. Схема ЧМ-модулятора на варикапе

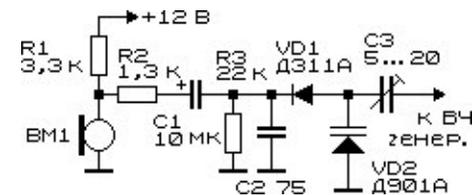


Рис. 11.7. Способ осуществления частотной модуляции сигнала ВЧ-генератора

изменение его емкости вызывает изменение частоты гетеродина. Рабочая частота гетеродина определяется LC-параметрами колебательного контура, в состав которого входят индуктивность $L2$, емкости $C2$, $C3$, емкость варикапа $VD1$.

Резистор $R2$ и дроссель $L1$ предназначены для разделения высокочастотных сигналов и цепей постоянного тока. Низкочастотный модулирующий сигнал следует дополнительно развязать от цепей постоянного тока включением разделительного конденсатора.

Генераторы с использованием кварцевых резонаторов обладают повышенной устойчивостью к воздействию дестабилизирующих факторов, их частоту довольно сложно изменить.

11. Варикапы

В то же время часто требуется перестроить частоту кварцевого генератора хотя бы в небольших пределах. Обычно этого достигают, включив параллельно кварцу подстроечный конденсатор. Эту же функцию могут выполнять управляемые полупроводниковые емкости — варикапы. Вариант одной из множества таких схем приведен на рис. 11.8 [11.6]. Сам генератор выполнен на КМОП-микросхеме *K561ЛП2*. Частота кварцевого кристалла — 4 МГц. Это значение близко к значению предельных частот, на которых работают КМОП-микросхемы данной серии. Для этого их питают повышенным напряжением (в данном случае 12 В). Выходной сигнал генератора заметно отличается от прямоугольной формы, приближаясь к синусоидальной.

Рабочую частоту генератора в небольших пределах (до сотен Гц) удается регулировать, изменяя при помощи потенциометра R1 смещение на варикапной матрице VD1, например, типа *KBC111A*, *KBC118Б*.

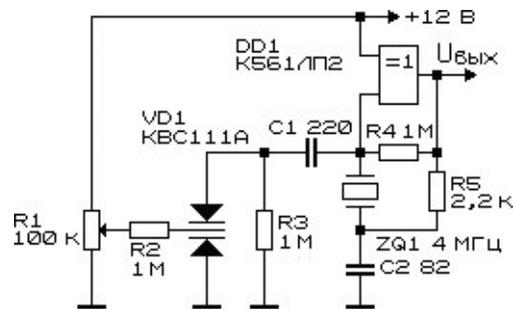


Рис. 11.8. Схема управляемого по частоте кварцевого генератора с варикапной матрицей

Варикапы могут быть использованы для перестройки полосы пропускания электрических фильтров, в схемах аттенуаторов с электронным управлением.

Для изменения полосы пропускания LC-фильтров зачастую синхронно изменяют степень связи между колебательными контурами при помощи многосекционных конденсаторов переменной емкости. Подобные конденсаторы достаточно дефицитны, в этой связи вполне уместно заменить их на управляемые полупроводниковые конденсаторы — варикапы. На рис. 11.9 показан

11. Варикапы

пример такого схемотехнического решения. Все элементы схемы идентичны, варикапы управляются синхронно и в одинаковых условиях, емкости их при повороте ручки управляющего потенциометра R3 изменяются в равных пределах. Число подобных взаимонезависимых по постоянному току элементов фильтра не ограничено.

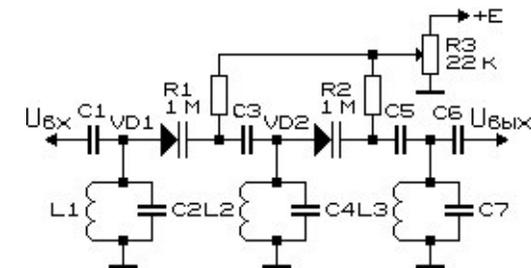


Рис. 11.9. Электронный способ плавной регулировки полосы пропускания LC-фильтра

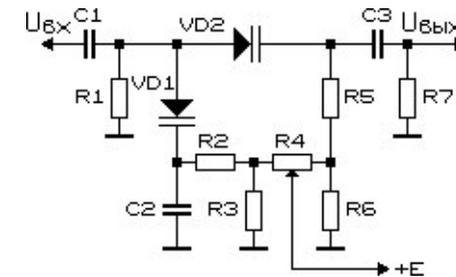


Рис. 11.10. Схема высокочастотного аттенуатора с использованием варикапов

На основе варикапов собран высокочастотный аттенуатор [11.7], модифицированный вариант которого может быть изготовлен по схеме, приведенной на рис. 11.10. При регулировке потенциометра R4 происходит перераспределение питающих напряжений (напряжений смещения) на варикапах, причем напряжение на одном из варикапов возрастает, на втором, напротив, уменьшается. В результате емкость одного из них, соответственно, уменьшается, второго — возрастает. В итоге происходит перераспределение емкостных токов через варикапы и изменение уровня выходного сигнала. Отметим, что для расширения

динамического диапазона регулирования может быть использовано несколько подобных последовательно включенных структур, питание варикапов которых снимают с крайних выводов потенциометра R4.

На основе полупроводниковых управляемых емкостей могут быть созданы устройства для преобразования или усиления сигналов высоких частот.

Параметрический усилитель-преобразователь, осуществляющий перенос частоты приема диапазона 7 МГц на частоту 144 МГц, собран по схеме, приведенной на рис. 11.11 [11.8]. Такой вид преобразования называют «преобразованием вверх». Использование «верхней» промежуточной частоты обеспечивает приемнику высокую селективность по зеркальному каналу и возможность простой схемной реализации плавной перестройки во всем диапазоне принимаемых волн. При этом можно упростить входные цепи, выполнив их в виде фильтра нижних частот с частотой среза, равной 30 МГц.

Преобразователь выполнен по балансной схеме на двух варикапах VD1 и VD2. Равное по амплитуде и противоположное по фазе напряжение накачки на варикапы поступает со вторичной обмотки трансформатора T1, имеющей заземленный отвод от средней точки. Необходимое начальное напряжение смещения на варикапах создается с помощью делителя на резисторах R1, R4, R5, R6. Подстроечным резистором R5 балансируют преобразователь.

Входной сигнал поступает через катушку связи L2 в контур L3C7, настроенный на частоту 7 МГц. Этот контур подключен к анодам варикапов через разделительный конденсатор C5 и дроссель L1. Выходной контур L4C8, настроенный на промежуточную частоту 144 МГц, связан с анодами диодов через конденсатор малой емкости C6. Преобразователь частоты обладает высокой стабильностью характеристик как при изменении напряжения смещения, так и мощности накачки. Например, при снижении напряжения питания с 12 до 6 В усиление падает всего на 1 дБ, а уменьшение амплитуды напряжения накачки (в каждой секции вторичной обмотки трансформатора T1 с 1,5 В до 1,0 В) приводит к уменьшению усиления всего на 3 дБ.

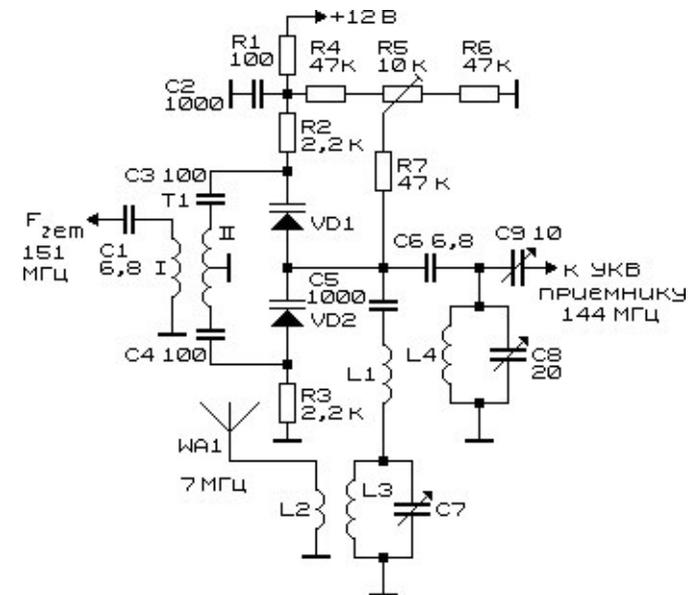


Рис. 11.11. Схема параметрического преобразователя частот приема (7/144 МГц) на основе варикапов

Преобразователь используют совместно с УКВ-приемником, имеющим усилитель ВЧ с коэффициентом усиления 30...40 дБ и обеспечивающим эффективную линейную фильтрацию сигналов.

В усилителе-преобразователе можно использовать варикапы Д901А или Д901Б.

Эффективный балансный модулятор на варикапах (рис. 11.12) был описан в 1970 г. в журналах *QST* и *Funkamateur* [11.9], а в отечественной печати опубликован практически без изменений в 1974 г. [11.10]. Модулятор выполнен по мостовой схеме с балансировкой резистивных и емкостных элементов моста, поэтому эффективность устройства достаточно высока: подавление несущей даже при использовании частот до единиц МГц превышает 40 дБ, а в области частот до 1 МГц может достичь при подборе элементов 60 дБ. Балансировку (подавление несущей частоты) производят при отсутствии модулирующего сигнала низкой частоты путем поочередной регулировки потенциометрами R3 и R8.

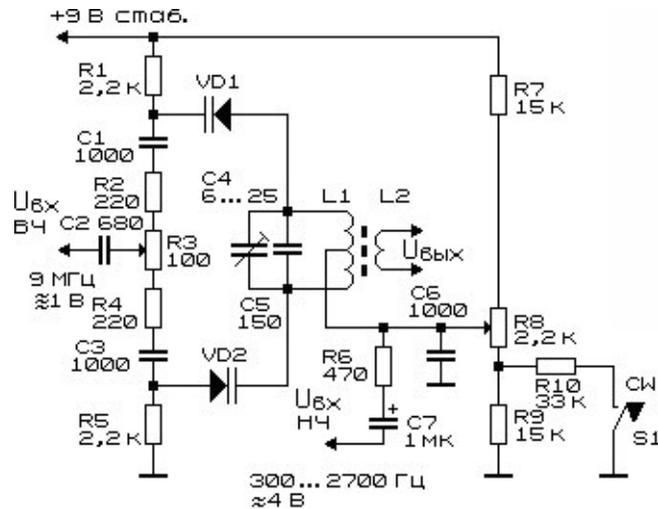


Рис. 11.12. Схема балансного модулятора на основе варикапов

В схеме использованы варикапы, желательно, предварительно отобранные по вольт-амперным и вольт-емкостным характеристикам. В качестве варикапов могут быть использованы (с ухудшением параметров модулятора) стабилитроны, силовые кремниевые диоды, переходы транзисторов (например, в этом качестве на радиостанции *UK9HAB* в 1971 г. успешно работали *МП26*). При частоте формирования двухполосного сигнала 7,666 МГц катушка индуктивности *L1* резонансного колебательного контура *L1(C4 + C5)* была выполнена на шестигранном каркасе из полистирола диаметром 17 мм, имела подстроечный сердечник и содержала 16 витков провода ПЭЛ 0,43 с отводом от середины. Катушка связи *L2*, намотанная поверх *L1*, имела 4 — 6 витков того же провода.

Двухполосный (*DSB*) сигнал снимают с выхода устройства, а для выделения однополосного сигнала (*SSB*) его подают далее через однокаскадный усилитель на кварцевый или электромеханический фильтр. В первоисточнике [11.9] для достижения дополнительного положительного эффекта (сжатия динамического диапазона сигнала) между усилителем и кварцевым фильтром включен ограничитель *DSB*-сигнала, выполненный на встречно включенных переходах транзисторов (диодов), подключенных

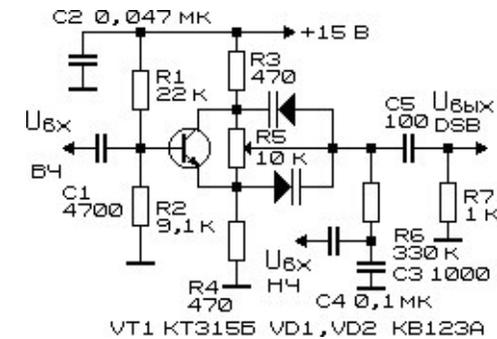


Рис. 11.13. Схема безындуктивного балансного модулятора на варикапах

параллельно выходному резонансному трансформатору на выходе усилителя.

Для использования в телеграфии (*CW*) модулятор разбалансируют замыканием телеграфного ключа *S1*.

Более простое схемное решение балансного модулятора, позволяющее синтезировать двухполосный модулированный сигнал (*DSB*), показано на рис. 11.13 [11.11]. Балансный модулятор выполнен на варикапах. Устройство представляет собой сбалансированную в отсутствие модулирующего *HЧ*-сигнала мостовую схему. Высокочастотные сигналы от задающего (кварцевого) генератора подаются на базу транзистора *VT1*. Сигналы на коллекторе и эмиттере этого транзистора имеют сдвиг по фазе на 180°. Если емкости варикапов *VD1* и *VD2* равны, сумма напряжений на выходе также равна нулю. Равенство этих емкостей устанавливают подбором смещений на варикапах регулировкой потенциометра *R5*.

При разбалансировке модулятора, а это происходит в том случае, когда на среднюю точку питания варикапов подается модулирующий низкочастотный сигнал, несбалансированная высокочастотная составляющая поступает на выход устройства.

На частоте 5 МГц при подаче на вход модулятора *BЧ*-сигнала с амплитудой 1,5 В и низкочастотного (звукового диапазона) сигнала (2...3 В), на выходе был получен *DSB*-сигнал амплитудой 1 В при подавлении несущей свыше 40 дБ (100 раз) [11.11].

11. Варикапы

В целях максимального упрощения устройства гетеродин (генератор несущей) может быть собран на транзисторе VT1 [11.11]. Для того чтобы с выхода можно было снимать однополосный сигнал (*SSB*), при определенной доработке схемы пьезо-керамический или иной фильтр может быть включен вместо конденсатора C5.

Для питания устройства следует использовать стабилизированный источник. Стоит предусмотреть также вероятность разбалансировки устройства при изменении температуры. Для повышения точности балансировки потенциометр R5 лучше выполнить в виде трех последовательно включенных элементов — двух постоянных резисторов и одного подстроечного, включенного между ними.

С использованием полупроводниковых управляемых конденсаторов может быть собран параметрический усилитель. Такие усилители, хотя и не обладают выраженным коэффициентом усиления, зато имеют исключительно малый уровень шумов. Обычно такие усилители применяют при работе в диапазоне *СВЧ*. Схема параметрического усилителя на варикапе [11.12] показана на рис. 11.14.

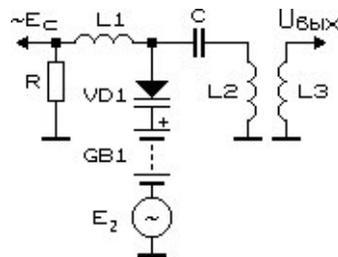


Рис. 11.14. Схема параметрического усилителя с использованием варикапа

По переменному току колебательный контур на основе индуктивности L2 образован собственно индуктивностью L2 и емкостью двух элементов — неизменной (неуправляемой) емкости разделительного конденсатора C и включенной последовательно ей управляемой емкости — варикапа VD1. Источник постоянного напряжения GB1 предназначен для задания начального смещения на варикапе (его рабочей точки). Для динамической

11. Варикапы

регулировки смещения на варикапе последовательно источнику постоянного напряжения включен источник переменного тока E_2 (модулирующий ВЧ-сигнал, по частоте соответствующий работе колебательного контура на одном из наиболее крутых его склонах). Входной сигнал низкой частоты и малой амплитуды через высокочастотный развязывающий дроссель L1 подается на варикап, вызывая тем самым расстройку частоты колебательного контура. В итоге на катушке связи выделяется усиленный в несколько раз по амплитуде низкочастотной составляющей промодулированный высокочастотный сигнал, который впоследствии несложно протестировать.

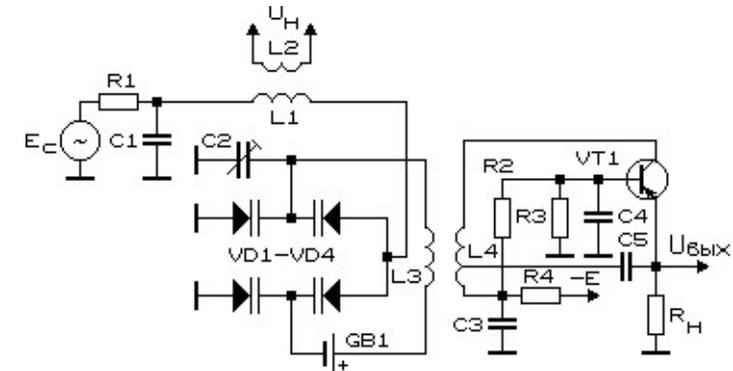


Рис. 11.15. Схема параметрического усилителя низкой частоты на варикапах

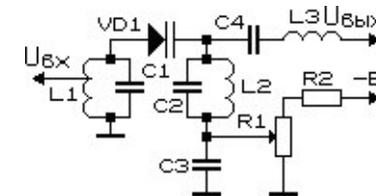


Рис. 11.16. Схема полупроводникового параметрического усилителя ВЧ-сигналов

На рис. 11.15 показан еще один пример параметрического усилителя с использованием варикапов для усиления сигналов низких частот [11.12]. Коэффициент усиления устройства

11. Варикапы

невелик — в пределах 10...30 в зависимости от выбранной рабочей точки, в то же время уровень шумов, приведенный ко входу усилителя, не превышает 0,1 мкВ.

Схема параметрического усилителя или двухконтурного трехчастотного преобразователя с управляемой полупроводниковой емкостью в качестве элемента связи между контурами показана на рис. 11.16 [11.13]. Сигнал частотой ω поступает на входной колебательный контур L1C1, а колебательный контур L2C2 настроен на частоту ω_1 , при этом на вход подается сигнал «накачки» частотой ω_n . На варикап подается и постоянное регулируемое напряжение смещения. В результате воздействия сигнала накачки емкость варикапа изменяется во времени по синусоидальному закону (при малом уровне накачки — до 0,2...1,5 В). Частоты ω , ω_1 и ω_n связаны между собой соотношением $\omega_n = \omega \pm \omega_1$

12. Магниточувствительные полупроводниковые приборы

Для индикации магнитных полей традиционным является использование специальных полупроводниковых преобразователей. Эффект Холла, названный в честь открывшего его в 1879 г. американского физика Э. Г. Холла, заключается в том, что при пропускании через токопроводящий материал электрического тока и приложении магнитного поля в материале возникает ЭДС.

Элемент Холла (датчик ЭДС Холла, преобразователь Холла) представляет собой четырехполюсник — полупроводниковый резистивный элемент, по которому пропускают электрический ток [12.1]. При прохождении магнитного поля, направленного перпендикулярно протекающему электрическому полю, в полупроводнике формируется ЭДС Холла, величина которого максимальна в средней части полупроводникового элемента и пропорциональна величине магнитного поля. Для контроля изменения этой ЭДС в средней части датчика установлены электроды, с которых и снимается сигнал.

Типовая схема для регистрации эффекта Холла представлена на рис. 12.1 [12.2].

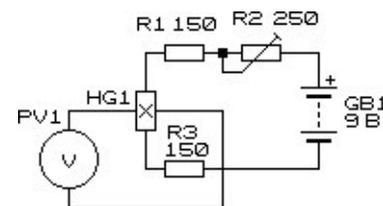


Рис. 12.1. Типовая схема включения датчика Холла

Поскольку уровень сигнала, снимаемого с датчика Холла, невелик, то для контроля этого уровня зачастую используют мостовые измерительные схемы, вариант выполнения которой показан на рис. 12.2 [12.2].

Еще большей чувствительности при использовании датчиков Холла удастся достичь при использовании операционных

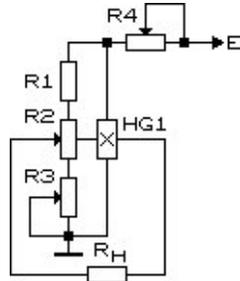


Рис. 12.2. Квазимостовая схема для регистрации сигнала с датчика Холла

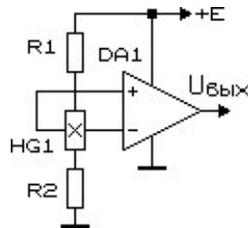


Рис. 12.3. Подключение дифференциального усилителя к датчику Холла

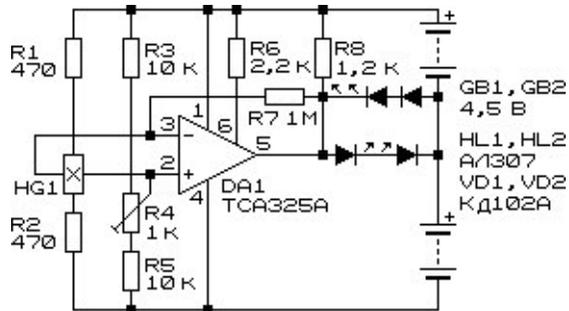


Рис. 12.4. Схема порогового устройства для индикации магнитного поля

усилителей. Варианты подключения усилителей показаны на рис. 12.3 и 12.4 [12.2]. Устройство, выполненное по схеме на рис. 12.4, является пороговым: при изменении напряженности магнитного поля происходит переключение светоизлучающих диодов. Один из этих светодиодов может быть красного, а

второй — зеленого цвета свечения. Порог срабатывания плавно регулируют потенциометром R4.

Магниточувствительные микросхемы серии K1116 на основе элемента Холла имеют три вывода: два вывода питания и один вывод — выходной сигнал ТТЛ-уровня. Для усиления сигнала с датчика Холла в магниточувствительных микросхемах используют встроенный усилитель, обладающий большим коэффициентом усиления.

При превышении индукции внешнего магнитного поля значения срабатывания уровень сигнала на выходе магниточувствительной микросхемы скачкообразно переключается. Такие микросхемы используют в качестве чувствительных элементов в функционально-ориентированных магнитных датчиках электрического тока и напряжения, скорости и направления вращения, расхода жидкости и газа, в бесконтактных электродвигателях, устройствах аварийной и охранной сигнализации, бесконтактных системах электрического зажигания, системах автостопа магнитофонов, в металлоискателях, электронных предохранителях и т.д. [12.3, 12.4].

Кроме датчиков Холла для индикации магнитных полей могут использоваться и иные полупроводниковые элементы и датчики. Так, полупроводниковые приборы обладают чувствительностью не только к действию электрических полей или различного рода излучений, оказывается, они могут применяться и для индикации магнитных полей. Свойством изменять свое электрическое сопротивление при приложении магнитного поля обладают полевые транзисторы, выполненные в пластмассовом корпусе [12.5]. Чувствительность таких датчиков в 50 раз превышает чувствительность датчиков с использованием эффекта Холла. Магнитное поле прикладывают перпендикулярно поверхности канала — затвора.

Пример использования полевого транзистора в качестве датчика магнитного поля приведен на рис. 12.5 [12.5]. На рис. 12.6 качественно показана зависимость отклика регистрирующего магнитное поле датчика на основе полевого транзистора при изменении магнитного поля.

Реальная схема магниточувствительного устройства на основе полевых транзисторов приведена на рис. 12.7 [12.5].

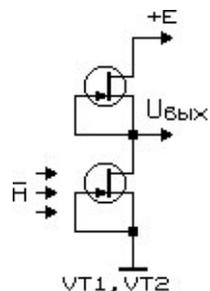


Рис. 12.5. Схема датчика магнитного поля на основе полевых транзисторов

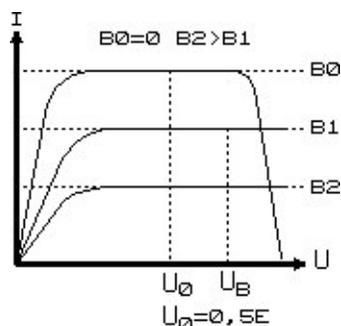


Рис. 12.6. Зависимость тока от напряжения на датчике при изменении индукции магнитного поля

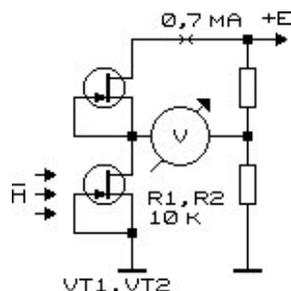


Рис. 12.7. Мостовая магниточувствительная схема с датчиком на полевом транзисторе

Характеристические кривые при варьировании величины питающего напряжения и индукции магнитного поля B показаны на рис. 12.8.

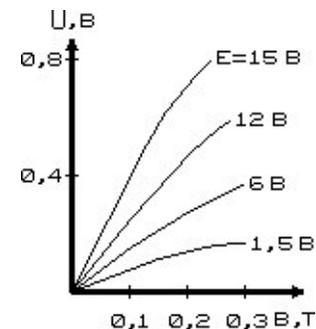


Рис. 12.8. Характеристические кривые магниточувствительной схемы при варьировании напряжения питания и индукции магнитного поля B

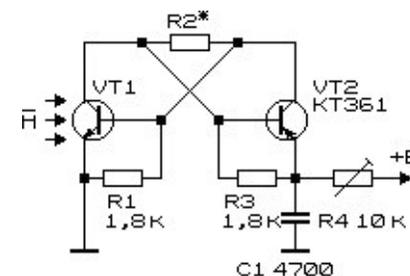


Рис. 12.9. Схема магнитоуправляемого генератора

Схема генератора, частота которого определяется величиной индукции магнитного поля, приведена на рис. 12.9 [12.6]. Собственно, сам генератор выполнен на транзисторном аналоге динистора (или лавинного транзистора), причем один из транзисторов — магниточувствительный. При изменении индукции магнитного поля от 0,14 до 0,26 Тл период следования импульсов изменяется. Следует отметить, что частота импульсов, вырабатываемых генератором, существенно зависит от напряжения питания: в диапазоне напряжений 2,5...3,5 В наблюдаются периодические релаксационные колебания, частота которых снижается, соответственно, с 93,6 до 86,6 кГц. Дальнейшее повышение напряжения питания сопровождается появлением хаотических колебаний, а при напряжении свыше 3,8 В происходит срыв генерации.

13. Электронные коммутаторы и аттенюаторы на полупроводниковых диодах

Электронные коммутаторы используют преимущественно для коммутации цепей переменного тока. Такие коммутаторы работают на включение/выключение, реже на переключение электронных цепей. Обычно коммутирующие устройства находятся в одном из двух состояний: «включено», когда переходное сопротивление коммутирующего элемента минимально во всей полосе рабочих частот, и «выключено», когда электрическое сопротивление элемента максимально, а переходная емкость — минимальна.

В отличие от коммутирующих устройств аттенюаторы предусматривают возможность плавного регулирования уровня сигнала со входа на выход регулирующего устройства во всей полосе рабочих частот, не привнося при этом искажений.

Для коммутации сигналов традиционно используют механические переключатели. Они обладают наименьшими потерями и в этом отношении не могут иметь себе равных. В то же время механические переключатели имеют массу недостатков: они неудовлетворительно работают в агрессивной атмосфере, контакты их окисляются со временем, возрастает переходное сопротивление. Кроме того, такие переключатели занимают много места, а в случае необходимости одновременной коммутации нескольких разнесенных в пространстве электрических цепей использование механического коммутатора вообще невозможно. Механическим коммутаторам есть альтернатива — электромагнитные реле. Однако они потребляют значительную мощность, малонадежны и инерционны. В этой связи большие перспективы открывают коммутаторы на основе полупроводниковых элементов (диодов, транзисторов).

На рис. 13.1 показана возможность использования полупроводникового коммутирующего устройства для управления высокочастотными сигналами. Если на диоды коммутатора подать отпирающее напряжение, такие диоды как по постоянному, так и

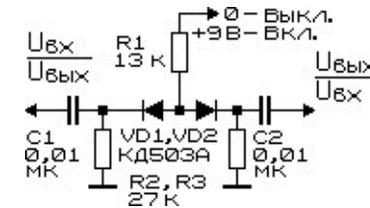


Рис. 13.1. Схема диодного коммутатора сигналов переменного тока

по переменному току будут представлять собой малое сопротивление для высокочастотного сигнала. В то же время, если на диоды подать нулевое или, тем более, запирающее смещение, то для токов высокой частоты встречно включенные полупроводниковые диоды будут являться своеобразным барьером: их сопротивление по постоянному току будет превышать несколько МОм, проходная емкость — не превышать долей...единиц пФ (для точечных диодов).

Отметим, что одновременно управлять (переключать) с помощью электрического сигнала можно неограниченным числом электронных коммутирующих устройств. Электронные ключи обладают свойством реверсивности: вход и выход у них равнозначен. К недостаткам полупроводниковых диодных коммутаторов следует отнести то, что они могут быть использованы для коммутации сигналов малой амплитуды, а потери коммутаторов возрастают с ростом частоты, одновременно увеличивается «просачивание» высокочастотного сигнала на выход ключа.

Схема коммутатора сигналов переменного тока на основе мостовой схемы показана на рис. 13.2 [13.1]. При подаче отпирающего смещения диоды моста представляют для коммутируемых сигналов наименьшую преграду, высокочастотные сигналы беспрепятственно проникают со входа ключа на выход. При смене полярности (или отключении) питающего коммутатор напряжения «разрывается» связь входа и выхода. Коммутатор обладает улучшенными характеристиками перед более простыми схемами, в то же время к недостаткам устройства следует отнести повышенные потери полезного сигнала на диодах схемы.

Развитием идеи полупроводниковых коммутирующих устройств мостового типа является коммутатор, схема которого приведена на рис. 13.3 [13.1]. За счет своеобразия способов подачи

13. Электронные коммутаторы и аттенюаторы

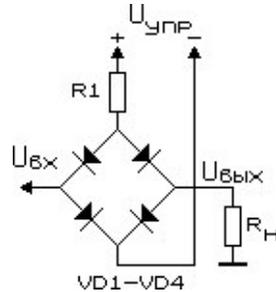


Рис. 13.2. Схема диодно-мостового коммутатора сигналов

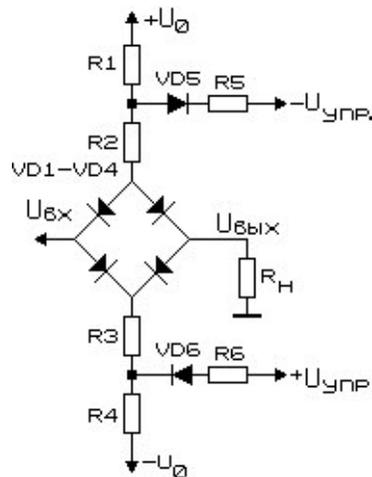


Рис. 13.3. Схема диодно-мостового коммутатора сигналов повышенной эффективности

отпирающего и запирающего напряжений на диоды коммутатора удалось повысить его эффективность.

Переключатели высокочастотных сигналов на *p-i-n*-диодах имеют высокую эффективность благодаря тому, что эти элементы обладают довольно большим сопротивлением в закрытом состоянии и весьма низким — в открытом: *p-i-n*-диоды *BA182*, *BA282*, *BA479*, *BA482*, *BA679* имеют в открытом состоянии сопротивление 0,3...0,5 Ом и мощность рассеивания 1...2,5 Вт. При обратном смещении сопротивление диодов составляет 0,1...10 кОм. Рабочий диапазон частот *p-i-n*-диодов простирается от 10...20 МГц и до сотен МГц.

13. Электронные коммутаторы и аттенюаторы

Таким образом, *p-i-n*-диоды могут работать в радиоэлектронных устройствах от сантиметрового до метрового диапазонов.

По своему назначению они подразделяются на:

- *переключательные* — для работы в переключательных устройствах, модуляторах, фазовращателях и аттенюаторах;
- *ограничительные* — для работы в схемах ограничения и управления мощностью, для защиты входа приемных устройств.

Варианты применения *p-i-n*-диодов в качестве переключателей последовательного и параллельного типов показаны ниже (рис. 13.4 — 13.8) [13.2].

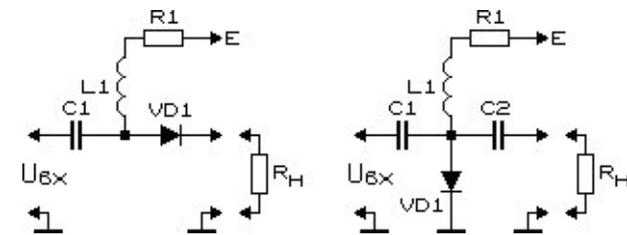


Рис. 13.4. Схема переключателя последовательного (слева) и параллельного (справа) типа на *p-i-n*-диодах

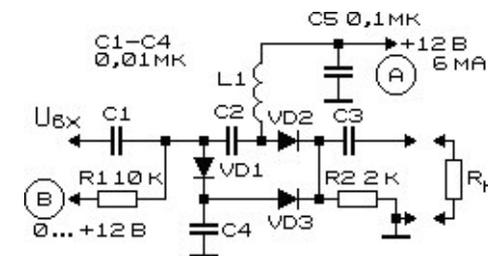


Рис. 13.5. Схема высокочастотного коммутатора на *p-i-n*-диодах

В последовательной схеме (рис. 13.4, слева) диод VD1 пропускает сигнал от источника сигнала к нагрузке в открытом состоянии при подаче напряжения смещения, а в параллельной (рис. 13.4, справа) — в открытом состоянии диод VD1 шунтирует источник сигнала, замыкая на общий провод конденсаторы C1 и C2.

На рис. 13.5 приведена комбинированная схема переключателя на VD2, развивающая идею переключателя, изображенного

13. Электронные коммутаторы и аттенюаторы

на рис. 13.4, и дополнительно содержащая элемент затухания на VD1 и VD3. При подаче смещения в точку А затухание между источником сигнала и нагрузкой минимально. Если в точку В подать напряжение от 0 до +12 В, ток потечет через R1, VD1, VD3, R2 и в зависимости от его величины будет изменяться сопротивление диода VD1, при этом часть входного ВЧ-сигнала замыкается на землю через конденсатор С4.

Схема простого переключателя двух ВЧ-сигналов показана на рис. 13.6. При переключении этой схемой фильтров, смесителей и т.д. следует учитывать, что в данный момент из двух источников управляющего напряжения может быть включен только один, а другой управляющий вход должен быть заземлен. Величина сопротивления R1 определяется типом *p-i-n*-диода.

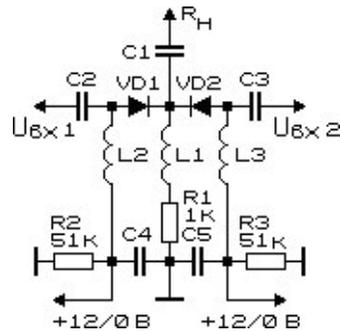


Рис. 13.6. Вариант выполнения высокочастотного коммутатора для двух источников сигнала

Переключающие *p-i-n*-диоды могут быть использованы как антенные переключатели прием/передача трансиверов (рис. 13.7).

Обычно между входом приемника и выходом передатчика включается четвертьволновая полосковая линия или коаксиальный кабель аналогичной длины (рис. 13.8), а для коротковолнового диапазона — П-образный LC-аналог четвертьволновой линии (рис. 13.8). Значения L и C этой цепочки рассчитываются по формулам:

$$L = \frac{Z_0}{2\pi f_0}, \quad C = \frac{10^6}{2\pi f_0 Z_0}$$

где Z_0 — в Ом, f — в МГц, L — в мкГн, C — в пФ.

13. Электронные коммутаторы и аттенюаторы

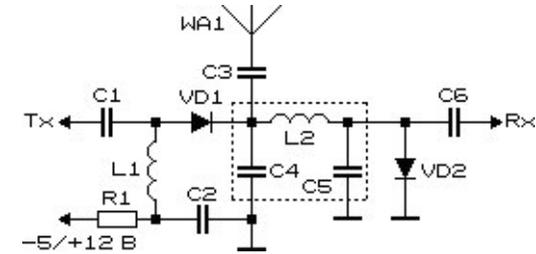


Рис. 13.7. Схема антенного переключателя прием (Rx) — передача (Tx) на *p-i-n*-диодах

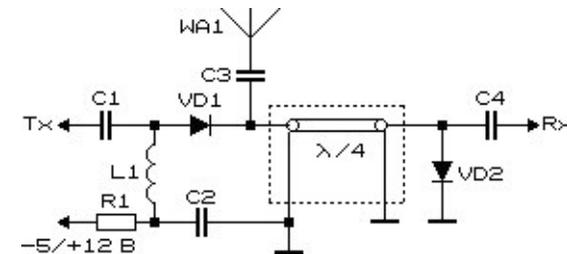


Рис. 13.8. Вариант схемы антенного переключателя прием (Rx) — передача (Tx) на *p-i-n*-диодах

При рабочей частоте 28 МГц, сопротивлении 50 Ом получаем $L = 0,28$ мкГн и $C4 = C5$ по 113,7 пФ.

Применение коммутаторов на *p-i-n*-диодах значительно уменьшает время на переключение с приема на передачу, что особенно важно при работе с цифровыми видами связи. В режиме приема для устранения интермодуляционных искажений на VD2 важно хорошо запереть *p-i-n*-диоды, подав отрицательное смещение для схем на рис. 13.7, 13.8.

Диодные коммутаторы ВЧ-сигналов коротковолнового диапазона (рис. 13.9 — 13.11) позволяют эффективно разделить вход от выхода при наличии запирающего сигнала и обеспечить минимальное переходное сопротивление при подаче на коммутатор отпирающего смещения [13.3, 13.4]. В качестве коммутирующих диодов в схеме (рис. 13.9) были испробованы диоды как общего, так и специального назначения [13.3]. Было выявлено, что наилучшими свойствами среди апробированных в режиме «на включение» обладают диоды Д18, затем Д106, затем Д311,

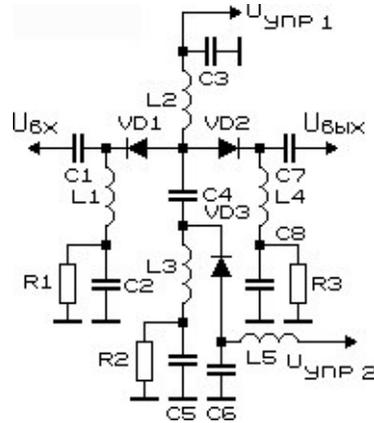


Рис. 13.9. Схема коммутатора высокочастотных сигналов

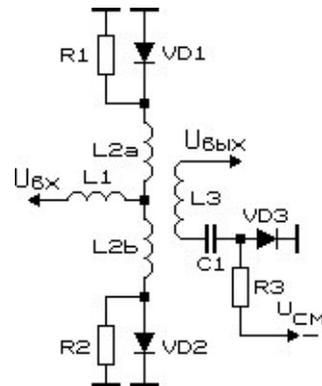


Рис. 13.10. Схема коммутатора высокочастотного сигнала

Д311А, Д312, Д312А, затем КД407, КД408, Д310; наилучшими — специальные коммутирующие *p-i-n*-диоды типа 2А518А, 2А509Б, 2А507А, 2А517А, 2А523Б. Эти же (*p-i-n*-диоды) зарекомендовали себя наилучшим образом в режиме «на отключение» — 2А517А, затем, по мере ухудшения — Д106, КД407, КД409, Д312, Д312А, затем Д311, 2А507А, 2А509Б, 2А523Б, 2А518А и совершенно неприемлемым для переключения оказался диод Д310.

На основе полупроводниковых коммутирующих устройств становится легко разрешимой задача переключения высокочастотных цепей: на рис. 13.12 показан диодный переключатель

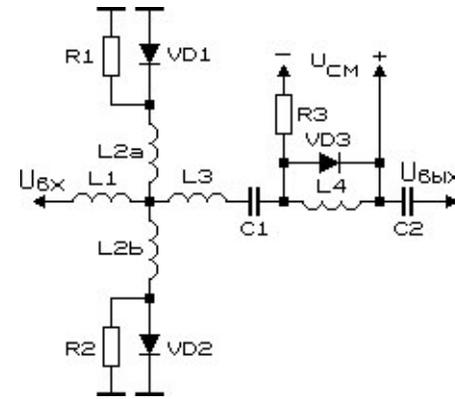


Рис. 13.11. Вариант схемы высокочастотного коммутирующего устройства

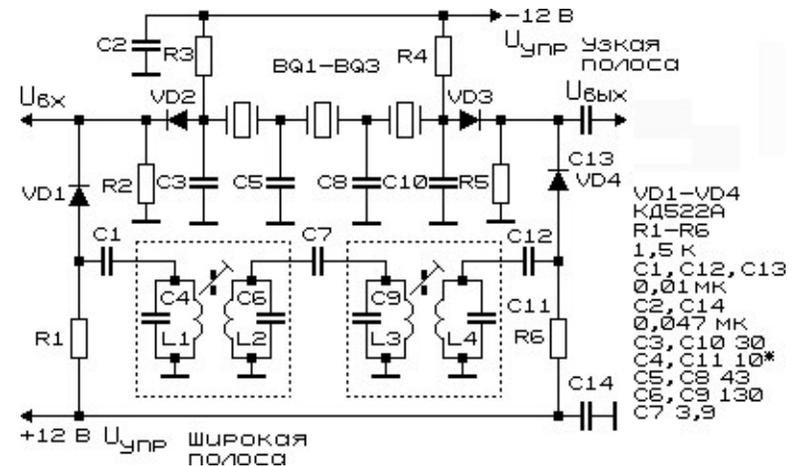


Рис. 13.12. Схема переключателя полосы пропускания ВЧ-фильтра (фильтра промежуточной частоты)

полосы пропускания радиоприемного устройства. В зависимости от знака напряжения, поданного на электронный ключ, в тракт прохождения сигнала включается либо узкополосный кварцевый фильтр, либо широкополосный — на основе LC-контуров [13.1].

При использовании трансиверов, т.е. приемо-передающих устройств, узлы которых одновременно используются как на

13. Электронные коммутаторы и аттенюаторы

прием, так и на передачу, зачастую возникает проблема подстройки частоты радиоприемника. Поскольку задающий гетеродин в трансивере один, при изменении частоты приема (или передачи) одновременно изменяется и частота передачи (приема). Для разрешения этой проблемы используют простой, но эффективный прием, суть которого заключается в следующем. К колебательному контуру гетеродина при помощи диодных ключей подключают не связанные между собой конденсаторы переменной емкости. Коммутацию диодов осуществляют при помощи коммутатора напряжения, например, механических переключателей «прием-передача», реле, автоматических электронных коммутирующих устройств (система «VOX» — управление радиостанцией голосом оператора) и т.п. Одно из возможных схемных решений независимой расстройки частоты колебательного контура гетеродина, предложенное *Е. И. Стяжкиным (UW4NA)*, показано на рис. 13.13.

Отметим, что таким же образом, используя несколько диодных ключей, можно сформировать сетку фиксированных частот, применение которой оправдано при работе приемно-передающих или иных устройств на заранее оговоренной или выделенной сетке частот.

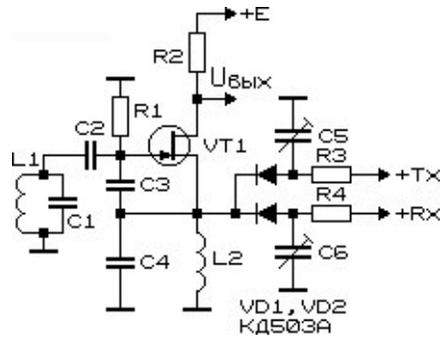


Рис. 13.13. Схема генератора ВЧ-сигналов с электронным переключением — коррекцией частоты на прием/передачу

Для получения стабильных по частоте сигналов используют кварцевые генераторы — генераторы, в которых вместо колебательного контура использована кварцевая пластина. Поскольку кварцевый генератор работает на одной строго фиксированной

13. Электронные коммутаторы и аттенюаторы

частоте, для изменения частоты генерации приходится переключать кварцы. Проще всего этот процесс может быть осуществлен с помощью электронных (полупроводниковых) коммутаторов, пример реализации одного из которых представлен на рис. 13.14 [13.5]. Устройство может быть использовано в технике формирования однополосного сигнала, например, для переключения полосы передаваемых частот (верхняя/нижняя боковые полосы).

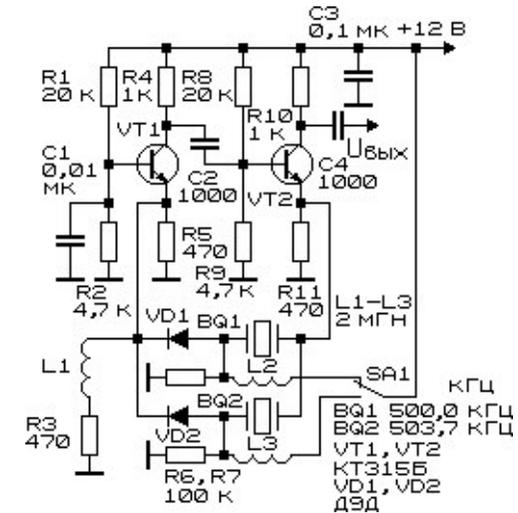


Рис. 13.14. Схема коммутатора частоты кварцевого генератора

Для переключения каналов приема/передачи или смены диапазонов обычно используют многопозиционные механические переключатели. Такие коммутирующие устройства имеют весьма заметные недостатки. Это низкая механическая надежность контактных групп, громоздкость самого изделия, большая емкость и индуктивность элементов изделия, вносящие заметную расстройку в работу коммутируемого узла. В ряде случаев переключатель просто невозможно разместить в непосредственной близости от цепей, которые он обязан коммутировать.

Частично разрешить проблему коммутации ВЧ-цепей при помощи удаленных коммутирующих узлов возможно за счет использования полупроводниковых устройств. Схема одного из подобных устройств показана на рис. 13.15 [13.5]. Устройство

13. Электронные коммутаторы и аттенюаторы

представляет собой ВЧ кварцевый генератор, способный вырабатывать несколько фиксированных частот при смене кварца. Переключатель SA1 одновременно переключает конденсаторы в коллекторной цепи колебательного контура генератора обычным образом и электронным способом — в базовой цепи. При переключении SA1.2 напряжение питания подается на один из резисторов R1 — R3 и соответствующий ему дроссель L2 — L4. При показанном на схеме положении переключателя ток от источника питания протекает через дроссель L2, диод VD1, дроссель L1, резистор R1. Соответственно, к схеме генератора оказывается подключенным кварцевый резонатор BQ1. Все остальные диоды заперты, ток через них не протекает, следовательно, остальные кварцевые резонаторы не участвуют в работе, по постоянному току они подключены к общей шине.

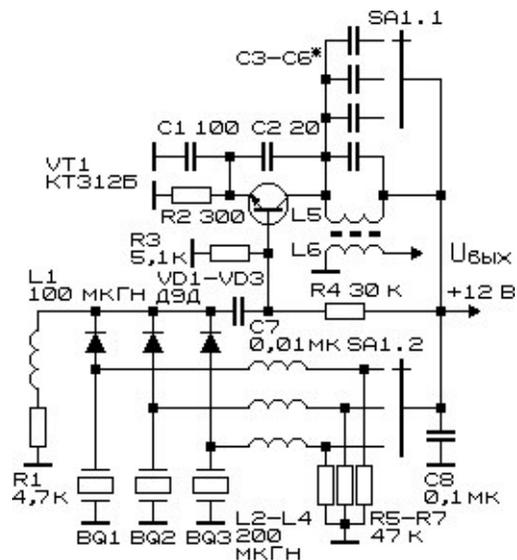


Рис. 13.15. Схема кварцевого генератора с электронным переключением кварцевых резонаторов

Другой вариант выполнения электронного коммутатора, позволяющего ступенчато изменять резонансную частоту колебательного контура генератора высокой частоты (ГВЧ), представлен на рис. 13.16 [13.6]. Сигнал управления через

13. Электронные коммутаторы и аттенюаторы

КМОП-управляющую микросхему (либо обычное коммутирующее устройство, на выходе которого присутствуют уровни 0 и +E_{пит.}) подается на один из коммутирующих диодов. При наличии на выходе цифровой микросхемы уровня лог. «0» полупроводниковый прибор, подключенный к этому выходу, оказывается подключенным катодом к общей шине, а анодом — к источнику питания напряжением +5 В, т.е. открытым. Параллельно колебательному контуру оказывается подключен один из конденсаторов C1 — Cn. При смене уровня управляющего сигнала за счет того, что напряжение лог. «1» КМОП-микросхемы (8...9 В) превышает уровень напряжения подпитки (5 В), диод оказывается заперт обратным напряжением. Плавно резонансной частотой колебательного контура можно управлять, вращая ручку потенциометра R3 и изменяя тем самым смещение на варикапе VD2.

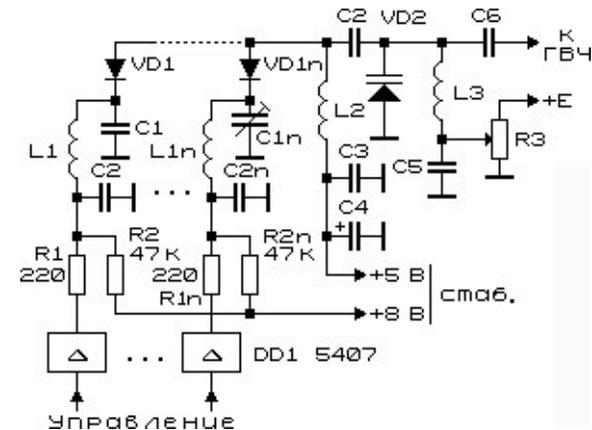


Рис. 13.16. Схема электронного коммутатора частото задающих цепей ВЧ-генератора

Следует отметить, что одновременно, не влияя на работу других высокочастотных цепей, схему электронных коммутаторов можно использовать для синхронного взаимонезависимого переключения неограниченного числа цепей, работающих как на прием, так и на передачу. Справедливости ради стоит отметить важное для работы подобных коммутаторов обстоятельство: уровень коммутируемого сигнала не должен превышать напряжение смещения на закрытом полупроводниковом переходе.

13. Электронные коммутаторы и аттенюаторы

Для получения сетки стабилизированных частот (три частоты в кварцевом генераторе, используемом для формирования сигналов верхней (*USB*) и нижней (*LSB*) полос однополосного сигнала и при работе передающего устройства в телеграфном режиме — *CW*) в работе [13.6] использована довольно сложная и запутанная схема коммутации кварцев (рис. 13.17). Сам *ВЧ*-генератор выполнен по схеме емкостной трехточки и особенностей не имеет, в его составе могут быть использованы отечественные высокочастотные кремниевые транзисторы и другие широко распространенные элементы.

Для переключения кварцев использован механический переключатель *SA1*. Он изменяет пути протекания тока через коммутирующие диоды *VD1* — *VD6*. Эти диоды (в случае протекания через них управляющего тока) и подключают кварцы по переменному току к схеме генератора. Конденсаторы *C1* — *C3* предназначены для подстройки в небольших пределах частот генерации.

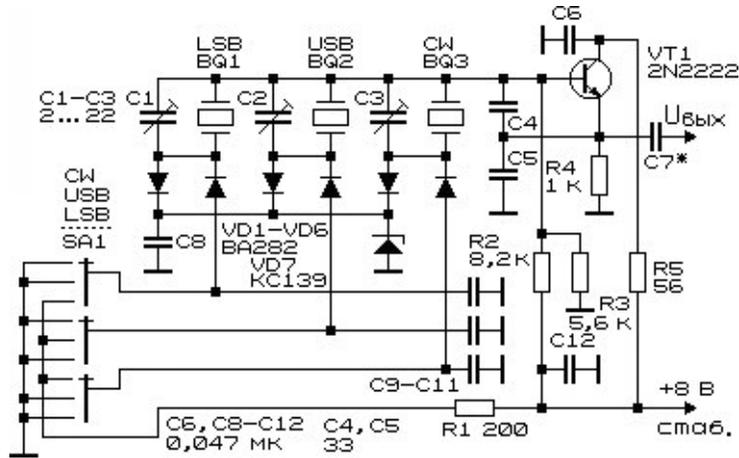


Рис. 13.17. Схема коммутатора кварцевых резонаторов *ВЧ*-генератора

Высокоэффективный аттенюатор с плавной регулировкой уровня переменного тока (рис. 13.18) выполнен на широко распространенных кремниевых диодах типа *1N4148* [13.7]. При изменении тока через диоды от регулируемого источника смещения $0 \dots 50 \text{ В}$ в пределах от 0 до 15 *мА* коэффициент передачи

13. Электронные коммутаторы и аттенюаторы

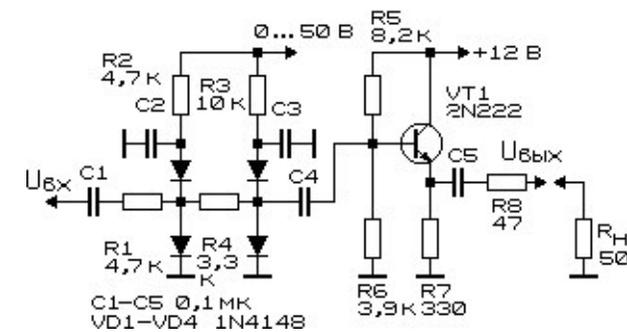


Рис. 13.18. Схема аттенюатора на диодах

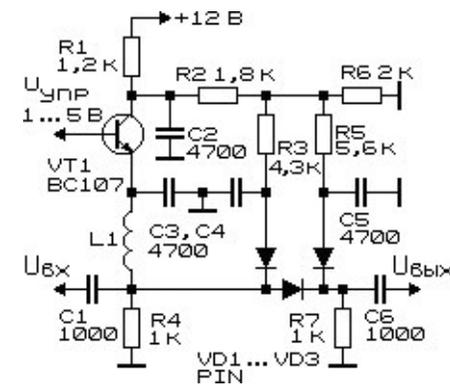


Рис. 13.19. Схема высокочастотного аттенюатора на основе *p-i-n*-диодов

устройства изменяется на несколько порядков (до 100 *дБ*). Верхний предел рабочей частоты устройства определяется характеристиками используемых диодов.

Довольно широко используются *p-i-n*-диоды для создания аттенюаторов, работающих в диапазоне сверхвысоких частот, схем стабилизации выходной мощности передающих устройств, для управления уровнем и/или фазой *СВЧ*-сигналов [13.8 — 13.12].

Управляемый *p-i-n*-диодный аттенюатор (рис. 13.19) позволяет изменять коэффициент пропускания в широких пределах в зависимости от уровня приложенного управляющего напряжения (рис. 13.20) [13.12].

13. Электронные коммутаторы и attenuаторы

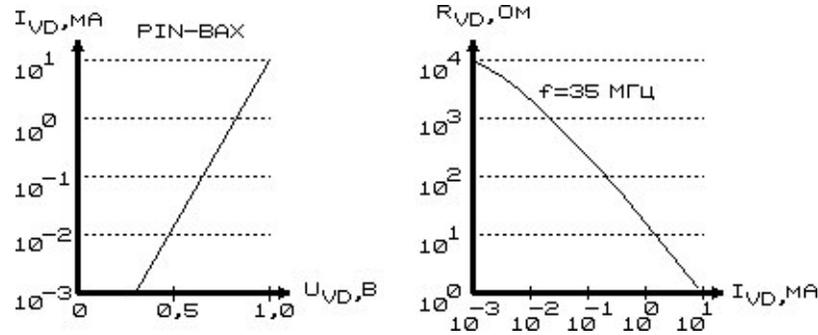


Рис. 13.20. Характеристики p-i-n-диода ВЧ-аттенюатора (рис. 13.19)

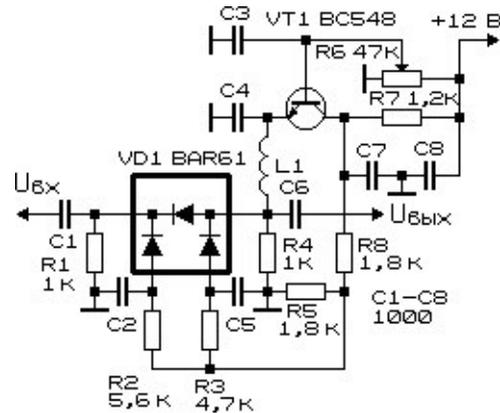


Рис. 13.21. Схема аттенюатора на p-i-n-диоде BAR61

Простые варианты схем аттенюаторов на *p-i-n*-диодах производства фирмы *Siemens BAR60* и *BAR61* показаны на рис. 13.21 и 13.22 [13.7]. Рабочий диапазон этих аттенюаторов — 10...100 МГц и выше (с ухудшением качества работы).

Схема аттенюатора высокочастотного сигнала на основе *p-i-n*-диода с плавным изменением уровня выходного сигнала изображена на рис. 13.23 [13.13]. Элементы схемы — фильтры Z1, Z2, диоды VD1, VD2, конденсатор C2 и *p-i-n*-диод — VD3 — образуют регулируемый делитель высокочастотного напряжения. В зависимости от приложенного к *p-n*-переходу *p-i-n*-диода — VD3 — постоянного напряжения, снимаемого с движка потенциометра R3,

13. Электронные коммутаторы и attenuаторы

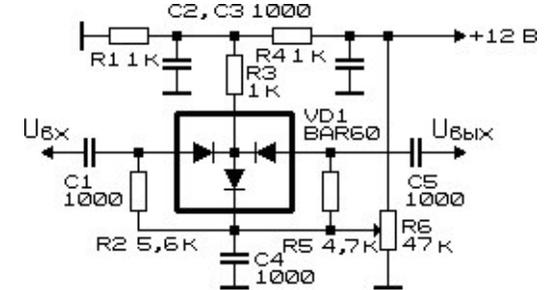


Рис. 13.22. Схема аттенюатора на p-i-n-диоде BAR60

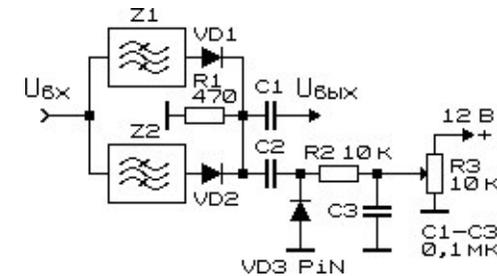


Рис. 13.23. Схема аттенюатора высокочастотного сигнала

изменяется электрическое сопротивление этого диода. Соответственно, изменяется уровень высокочастотного сигнала, проходящего на выход аттенюатора.

14. Диодные умножители частоты

На основе полупроводниковых диодов удается реализовать такое их свойство, как способность преобразовывать частотный спектр взаимодействующих с диодами, например, проходящих через них, сигналов. Искаженный сигнал содержит массу высокочастотных гармоник, поэтому, использовав на выходе преобразователя (умножителя частоты) фильтр, можно выделить необходимую для дальнейшего использования гармонику.

Достаточно простой и эффективный умножитель частоты может быть создан на нелинейных полупроводниковых элементах. В принципе, за счет наличия нелинейной ВАХ, свойственной любому полупроводниковому элементу, при подаче на этот прибор сигнала синусоидальной формы происходит существенное искажение симметричной формы сигнала. Искаженный сигнал содержит многочисленные гармоники, затухающие по амплитуде в зависимости от номера гармоники. Выделить эти гармоники при использовании резонансных контуров не представляет большого труда. Такой способ умножения частоты, разумеется, имеет и весомый недостаток: при выделении из исходного сигнала его гармоники мощность ее оказывается весьма незначительной, т.е. умножитель частоты имеет довольно низкий КПД. На это обстоятельство, тем не менее, не обращают внимания, поскольку иного, более оптимального, способа получить желаемый результат при малых затратах пока не существует.

Умножитель частоты с использованием полупроводникового нелинейного элемента — транзистора (рис. 14.1) [14.1] или диода (рис. 14.2) [14.2] — может использоваться в передатчиках малой мощности. Для увеличения выходной мощности схему следует дополнить выходным усилителем.

Катушки индуктивности утроителя частоты (рис. 14.2) выполнены в виде микрополосковых линий. L1 — микрополосковая линия шириной 7,5 мм и длиной 22 мм. Диод включен на расстоянии 5 мм от заземленного конца. L3 выполнена аналогично L2. L4 — микрополосковая линия шириной 2,5 мм любой длины. L4 расположена на расстоянии 6 мм от заземленного конца.

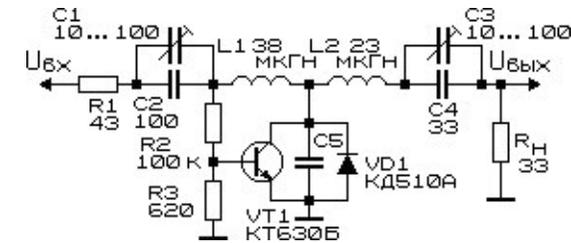


Рис. 14.1. Схема умножителя частоты с использованием полупроводникового нелинейного элемента

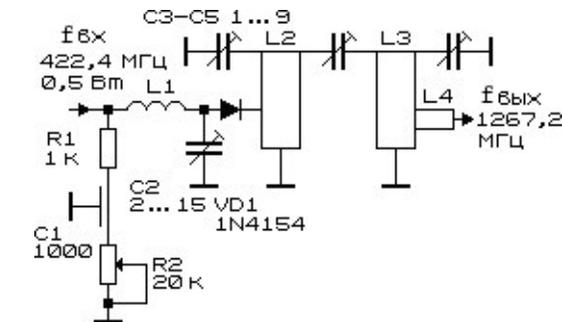


Рис. 14.2. Схема простого утроителя частоты (422,4/1267,2 МГц)

СВЧ подстроечные конденсаторы выполняют в виде площадок из фольги площадью около 5...10 мм², толщина стеклотекстолита 1...3 мм. Вся конструкция утроителя выполнена на плате из двухстороннего стеклотекстолита толщиной 1,5 мм. Конденсатор C4 выполняется на обеих сторонах платы. Расстояние между катушками L2 и L3 должно быть не менее 10 мм. Проходной конденсатор можно выполнить из конденсаторов типа КТ или КД. Для этого с них необходимо снять краску растворителем и припаять одной стороной к общему проводу.

На рис. 14.3 показана схема умножителя частоты сигнала передатчика 2-метрового радиоловительского диапазона (144 МГц). С выхода умножителя снимается сигнал третьей гармоники (432 МГц), соответствующий 70-сантиметровому радиоловительскому диапазону [14.3]. Следует сразу предупредить, что для целей радиосвязи таким образом можно преобразовывать только частотно-модулированные или телеграфные сигналы. Сигналы с

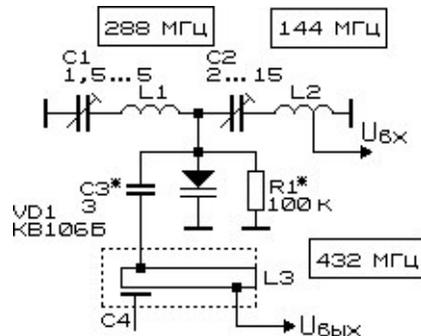


Рис. 14.3. Схема умножителя (устроителя) частоты радиопередающего устройства

амплитудной или однополосной модуляцией будут искажены до неузнаваемости.

Подобная по принципу действия схема устроителя частоты, работающая в тех же частотных диапазонах, но использующая в качестве умножительного диода переход коллектор-база высокочастотного транзистора *KT904A*, показана на рис. 14.4 [14.4].

Вход устроителя связан с выходом передатчика на 144 МГц коротким отрезком коаксиального кабеля с волновым сопротивлением 75 Ом.

Для изготовления устроителя требуется листовая латунь толщиной 1,5...2,0 мм. Из латуни изготавливают шасси размером 220x70 мм и детали контуров.

Дроссель *L1* содержит 10 витков провода *МГ* (монтажный голый) 0,5, диаметр катушки — 3 мм. Катушка *L2* состоит из 4 витков провода *МГ* 1,5, катушка бескаркасная, диаметр катушки — 10 мм, длина — 20 мм; *L3* — из 2 витков того же провода, катушка бескаркасная, диаметр катушки — 9 мм, длина — 10 мм. Катушки *L4*, *L5* выполняются из П-образных полосок латуни шириной 13 мм, длина которых подбирается до появления резонанса на рабочей частоте устроителя. Отвод от выходного контура устанавливают на расстоянии трети длины линии, считая от правого (по схеме) конца. Контур *L2C1* настраивают в резонанс на основную частоту передатчика, контур *L3C2* — на вторую гармонику.

Для настройки к выходному разъему устроителя подключают одним контактом («пятячком») лампу накаливания 6,3 В 0,28 А.

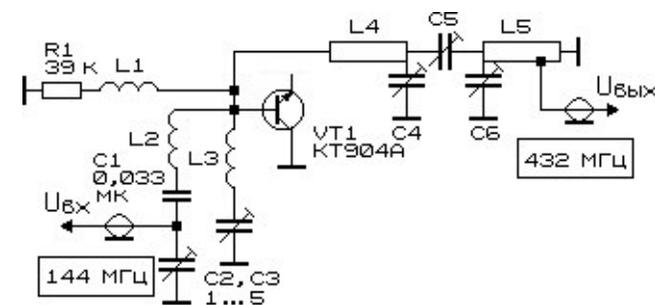


Рис. 14.4. Схема устроителя частоты (144/432 МГц)

В завершение подбирают связь между контурами и связь с антенной по наибольшей отдаче энергии.

Микромощный радиопередатчик, пригодный для настройки антенн, проведения экспериментов в малоосвоенных диапазонах частот 1296 и 2400 МГц, может быть собран по приведенной ниже схеме на рис. 14.5 [14.5].

На вход резонансного усилителя, выполненного на транзисторе *VT1*, поступает сигнал частотой 100 МГц. Нагрузкой усилителя является колебательный контур *L1C3*. Коэффициент усиления усилителя можно регулировать подстройкой потенциометра *R3*. Сигнал с выхода усилителя поступает на варакторные умножители частоты. В качестве варакторов выступают коллекторные переходы транзисторов *VT2* и *VT3* (*KT2124A-2* или *KT3101A*). 24-я гармоника исходного сигнала выделяется резонансным контуром *L2C6*, 13-я — резонансным контуром *L3C7*.

Катушка индуктивности *L1* — без каркаса, с внутренним диаметром 5 мм, содержит 6 витков провода *ПЭВ-2* 0,6 с отводом от 2,5 витка (считая от шины питания). Катушки индуктивности *L2* и *L3* выполнены в виде П-образных шин из полированной или посеребренной меди шириной 6 мм и толщиной 0,5 мм. Боковые стороны этой «буквы» имеют высоту 5 мм, длина «перекладки» — 25 и 45 мм соответственно. Конденсаторы *C6* и *C7* подключаются к середине катушек *L2* и *L3*; выходные разъемы — на удалении 3 мм от заземленных концов катушек; выводы транзисторов — на удалении 5 мм с противоположных и также заземленных концов катушек индуктивности.

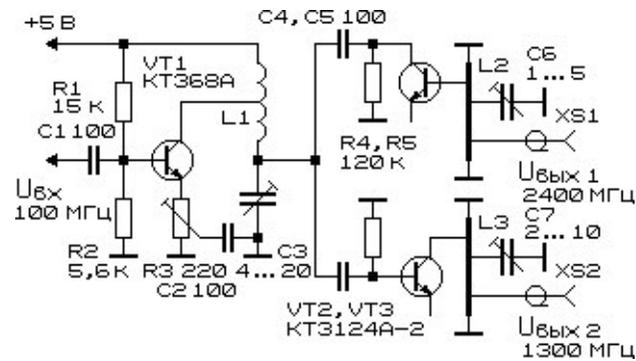


Рис. 14.5. Схема умножителя частоты на полупроводниковых переходах

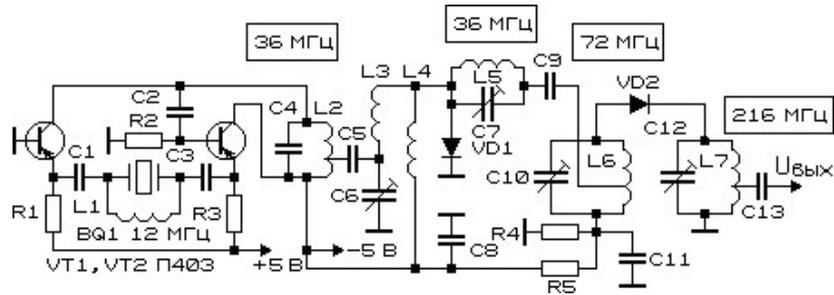


Рис. 14.6. Схема генератора ВЧ-сигналов стабильной частоты с использованием полупроводниковых умножителей

В качестве подстроечных конденсаторов использованы: C3 — *КТ4-25*; C6 и C7 — *КТ4-27* (без выводов).

Отметим, что устройство без проблем может быть настроено (перестроено) на работу и в других частотных областях.

Генератор ВЧ-сигналов с кварцевой стабилизацией (рис. 14.6) выполнен с использованием низкочастотного кварцевого кристалла и цепочки диодных умножителей частоты [14.6]. Недостатком такой схемы является то, что мощность сигнала падает от каскада к каскаду, следовательно, сигнал задающего генератора должен иметь повышенную мощность, что не всегда реализуемо в схемах с кварцевой стабилизацией частоты.

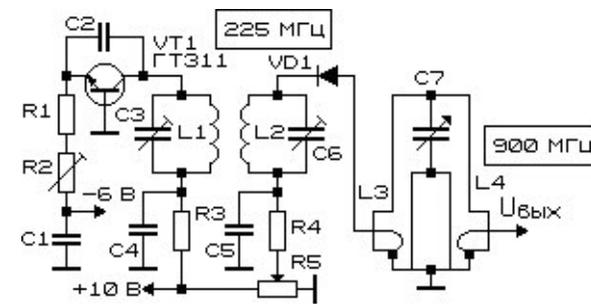


Рис. 14.7. Схема генератора ВЧ-сигналов с диодным умножителем частоты

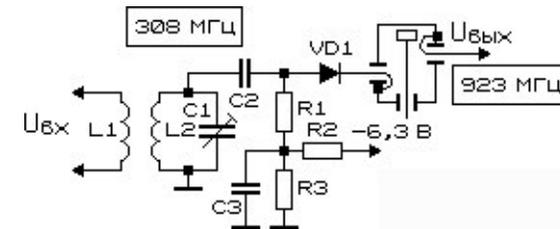


Рис. 14.8. Схема диодного утроителя частоты

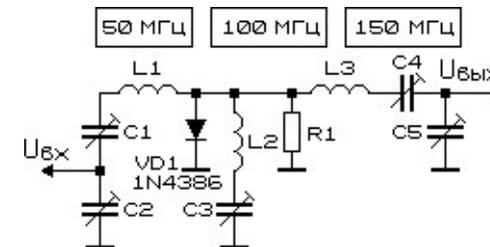


Рис. 14.9. Схема умножителя частоты на полупроводниковом диоде

Схема умножителя (четверителя) исходной частоты LC-генератора, работающего на частоте 225 МГц, показана на рис. 14.7 [14.6]. Рабочую точку диода VD1 умножителя устанавливают регулировкой потенциометра R5.

Варианты выполнения схем диодных умножителей частоты показаны на приведенных далее рисунках (рис. 14.8 — 14.11) [14.6].

14. Диодные умножители частоты

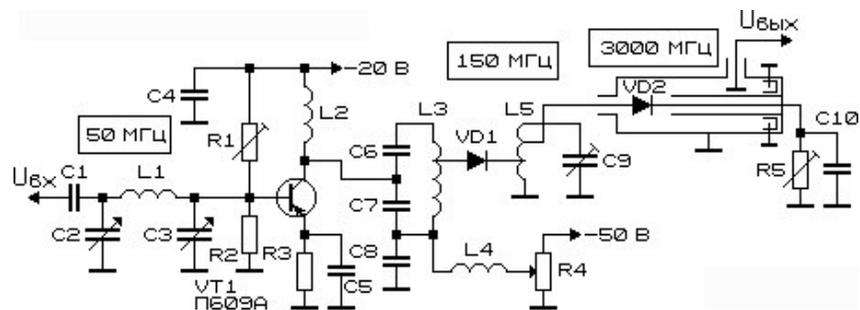


Рис. 14.10. Схема умножителя частоты (150/3000 МГц)

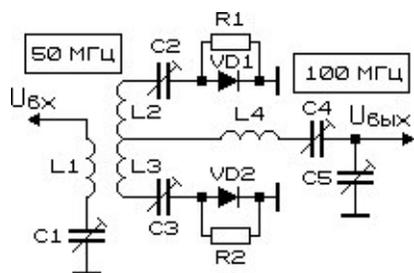


Рис. 14.11. Схема удвоителя частоты

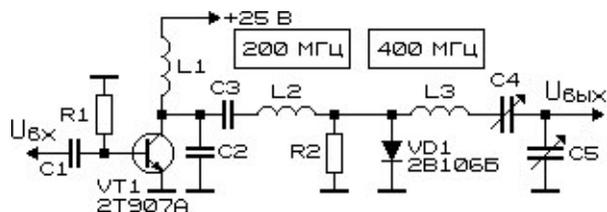


Рис. 14.12. Схема диодного удвоителя частоты

Удвоитель частоты (рис. 14.12) [14.6] позволяет получить на выходе сигнал частотой 400 МГц при подаче на вход сигнала частотой 200 МГц. Как и все предшествующие схемы, использующие варакторный способ умножения частоты, устройство работает в узком частотном диапазоне.

Диодно-трансформаторный удвоитель частоты сигнала (рис. 14.13) использует иной принцип преобразования [14.7].

14. Диодные умножители частоты

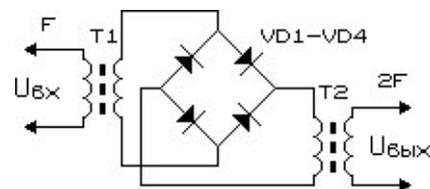


Рис. 14.13. Схема удвоителя частоты

Сигнал частотой F через разделительный трансформатор $T1$ подается на мостовую выпрямительную схему на диодах $VD1 - VD4$. С выхода схемы снимаются однополярные сигналы удвоенной частоты, которые подаются на обмотку трансформатора $T2$. С его вторичной обмотки снимаются сигналы частотой $2F$, форма которых приближается к синусоидальной. Удвоитель частоты достаточно широкополосен, однако для получения на выходе устройства сигнала синусоидальной формы рекомендуется подключить ко вторичной обмотке трансформатора $T2$ конденсатор и настроить образованный таким образом колебательный контур в резонанс.

15. Генераторы шума

Для настройки радиоэлектронной аппаратуры, ее тестирования, проведения экспериментов нередко используют так называемые «генераторы шума». Для создания таких генераторов обычно используют шумящий активный элемент (резистор, радиолампу, полупроводниковый прибор), ценность которого тем выше, чем качественнее этот элемент решает возложенную на него задачу.

В качестве генераторов шумового напряжения могут быть успешно использованы полупроводниковые приборы. Генерация шумов — хаотически изменяющихся во времени электрических сигналов непредсказуемой амплитуды и частоты следования — зачастую наблюдается в обратном смещенных полупроводниковых переходах при работе вблизи области лавинного пробоя. По статистике, наилучшими шумовыми свойствами обладают некоторые виды стабилитронов, особенно устаревших моделей, например, стабилитроны типов *Д808* — *Д814* [15.1].

Простейший широкодиапазонный шумовой генератор (рис. 15.1) [15.2] отличается равномерным шумовым спектром в широком диапазоне частот. Для задания рабочей точки используют потенциометр *R1*, с его помощью добиваются максимального уровня шумового сигнала на выходе генератора. Обычно такой уровень полезного сигнала (шума) наблюдается на границе начала лавинных пробоев *n-p*-перехода стабилитрона (несколько ниже напряжения стабилизации). Резистор *R2* защищает стабилитрон от подачи на его переход напряжения питания при вращении ручки потенциометра *R1*. Одновременно этот резистор уменьшает влияние регулировочного элемента на вид шумового спектра, препятствуя шунтированию токов высокой частоты по цепи питания. Конденсатор *C1* предназначен для разделения цепей постоянного и переменного тока.

Более совершенная схема генерации шумов в узком диапазоне, определяемом резонансными свойствами параллельного колебательного контура, подключенного к генератору шума, представлена на рис. 15.2 [15.2]. Намоточные данные перестраиваемых контуров могут быть выбраны пользователем

самостоятельно, исходя из необходимого диапазона частот. С одного из выходов генератора можно снимать нефильтрованный шумовой сигнал, как и в схеме на рис. 15.1.

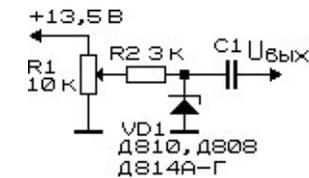


Рис. 15.1. Типовая схема генератора шума на основе стабилитрона

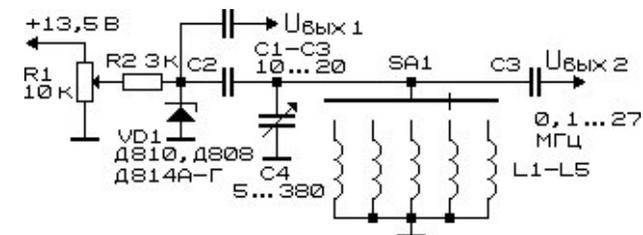


Рис. 15.2. Схема широкополосного высокочастотного генератора шума с переключаемой полосой генерируемого сигнала

В качестве колебательных контуров можно использовать готовые контура от устаревших радиоприемников, контура высокочастотных генераторов.

В качестве шумящих элементов, помимо стабилитронов, можно использовать другие радиоэлементы: полупроводниковые диоды, переходы низкочастотных транзисторов (особенно устаревших моделей), специальные шумовые диоды, например, типа *КГ401* (*2Г401*).

Генератор шума (рис. 15.3) на стабилитроне (диоде *Зенера*) генерирует равномерно распределенный по частоте спектр частот [15.3]. В качестве шумящего элемента могут быть использованы стабилитроны отечественного производства, которые стоит отобрать по максимальной амплитуде шумового сигнала. Амплитуду шума регулируют также подбором номинала токозадающего резистора *R1*.

15. Генераторы шума

В другом варианте шумового генератора (рис. 15.4) использован диод с обратным смещенным переходом. Как и в предыдущем случае, его следует отбирать по максимальной величине шума. Необходимый его уровень подбирают регулировкой потенциометра R1 [15.4].

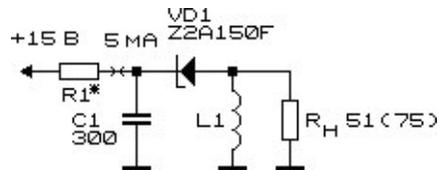


Рис. 15.3. Схема генератора шума на стабилитроне

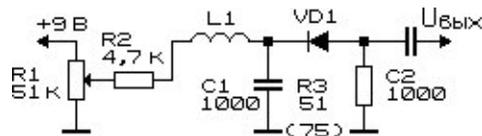


Рис. 15.4. Схема генератора шума на диоде с обратным смещенным переходом

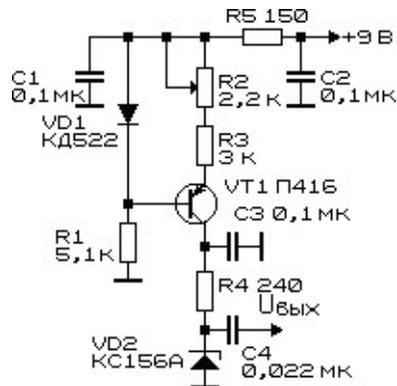


Рис. 15.5. Схема генератора шума на стабилитроне KC156A

В диапазоне от 1 до 30 МГц вырабатывает шумовые сигналы источник шума по схеме на рис. 15.5 [15.5]. С применением высокочастотных элементов этот диапазон расширяется.

16. Применение оптоэлектронных приборов

Индицирующие устройства на светодиодах

Светоизлучающие диоды (светодиоды) предназначены для преобразования энергии электрического тока, протекающего через *n-p* или гетеропереход либо контакт металл-полупроводник, в электромагнитное излучение оптического диапазона (обычно 0,35...1,3 мкм). В этом случае при протекании электрического тока происходит рекомбинация электронов и дырок, что сопровождается некогерентным оптическим излучением в узкой полосе частот. Эффект свечения полупроводникового кристалла (карборунда) открыл советский радиофизик *О. В. Лосев* в 1927 г. Цвет свечения светодиода определяется материалом, из которого он изготовлен, наличием и концентрацией примесей. Для изготовления светодиодов используют *GaP*, *SiC*, *GaAsP*, *GaAsAl*, *GaN* с легирующими примесями и другие материалы. Длина волны излучения светодиода очень в малой степени зависит от силы протекающего через него тока или температуры. Так, для светодиода *АЛ107*, излучающего на длине волны 945...950 нм при 25°C, смещение (приращение) длины волны излучения в диапазоне температур 25...85°C не превышает 0,7 нм/градус. Ширина спектра излучения этого светодиода по уровню 0,5 — не более 30 нм.

Светодиодные источники широко используют в качестве индицирующих устройств; для трансляции данных по световодным каналам связи; в преобразователях напряжение (ток)/интенсивность светового потока; для записи информации на светочувствительных материалах.

Недостатком светоизлучающих приборов является то, что они начинают излучать свет только начиная с некоторого порогового напряжения. Обычно это напряжение можно вычислить с использованием выражения [16.1]:

$$U, B = \frac{1,236}{\lambda_{\max}, \text{мкм}},$$

где λ_{\max} — длина волны излучения светодиода. Напомним, что длинноволновая (красная) граница видимого диапазона длин

16. Применение оптоэлектронных приборов

волн лежит в области $0,7...0,75$ мкм. Для того чтобы обеспечить возможность работы светодиодов от источников низкого напряжения (менее $1,5$ В), используют специальные схемные решения [16.1, 16.2].

Один из вариантов решения задачи низковольтного питания светодиода с использованием трансформаторного преобразователя напряжения изложен в работе [16.3]. Этот преобразователь выполнен на кремниевом транзисторе и работает в диапазоне питающих напряжений $0,75...1,5$ В. Другой вид повышающего преобразователя для питания светодиодов описан в [16.4]. Такие преобразователи индуктивного типа могут быть выполнены на специализированных микросхемах *MAX778/846/849/856/857/858/859/866/867* (фирма *MAXIM*) [16.5, 16.6] и работают в диапазоне питающих напряжений $0,6...6$ В.

Как было показано в работах [16.1, 16.7], минимальное напряжение, при котором удастся обеспечить слабо различимое свечение светодиода, для преобразователей напряжения с использованием кремниевых транзисторов и накопителей энергии индуктивного типа не может быть ниже $0,25$ В.

Далее рассмотрены схемы трансформаторных преобразователей для питания светодиодов от низковольтных источников напряжения ($0,12...0,4$ В), выполненные на высокочастотных германиевых транзисторах [16.2]. В преобразователях используются только типовые намоточные элементы — импульсные трансформаторы *ТОТ-45* и *МИТ-9*, а также дроссель *Д215НВ*. Диапазон рабочих напряжений, указанных на рисунках, определяется следующим образом: нижнее значение отвечает едва заметному свечению светодиода, верхнее — соответствует току, потребляемому всем устройством (включая преобразователь и сам светодиод) на уровне 20 мА (яркое свечение светодиода).

В порядке сопоставления и в качестве отправной точки для сравнения преобразователей напряжения на рис. 16.1 показана схема трансформаторного преобразователя с использованием полевого транзистора. В качестве трансформатора использован дроссель *Д215НВ*. Выходные характеристики преобразователя представлены на рис. 16.2: при повышении напряжения питания яркость свечения светодиода HL1 вначале нарастает, затем резко снижается, после чего снова растет.

16. Применение оптоэлектронных приборов

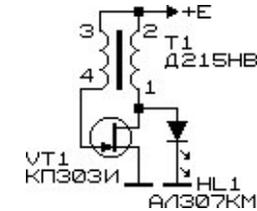


Рис. 16.1. Схема низковольтного трансформаторного преобразователя на полевом транзисторе для питания светоизлучающего диода

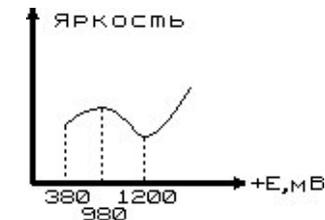


Рис. 16.2. Зависимость яркости свечения светодиода (рис. 16.1) от напряжения

Преобразователи трансформаторного типа с применением высокочастотных германиевых транзисторов (рис. 16.3 — 16.7) являются наиболее низковольтными. Как следует из анализа представленных схем, за счет варьирования способов включения обмоток и точек подключения нагрузки — светодиода — нижнюю границу начала свечения светодиодного излучателя удалось отодвинуть до значения 120 мВ.

Повреждения прямосмещенных светодиодов при включении устройств, при переходных процессах не происходит, поскольку при напряжениях ниже $1,6$ В сопротивление светодиодов составляет десятки...сотни *кОм*, а эквивалентная емкость полупроводникового перехода в этих условиях имеет величину порядка нескольких *нФ*. По этой причине светодиод при анализе процессов можно просто исключить из эквивалентной схемы или заменить конденсатором. Кроме того, хорошо известно, что светодиоды допускают кратковременные броски тока, в $5...10$ раз превышающие обычный рабочий ток. Разумеется, любое электронное устройство при желании можно вывести из строя подачей заведомо завышенных питающих напряжений. В этой связи для

16. Применение оптоэлектронных приборов

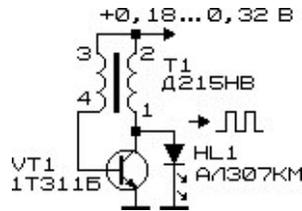


Рис. 16.3. Схема низковольтного преобразователя трансформаторного типа на германиевом транзисторе для питания светодиода

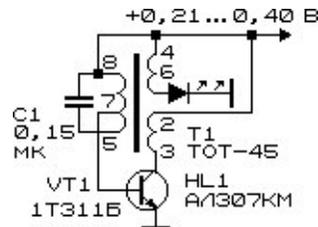


Рис. 16.4. Схема преобразователя на основе трансформатора TOT-45

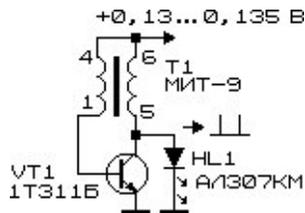


Рис. 16.5. Схема преобразователя на основе импульсного трансформатора МИТ-9

повышения надежности преобразователей последовательно со светоизлучающим диодом рекомендуется подключить резистор для ограничения прямого тока.

Рассмотренные в настоящей главе схемотехнические решения могут быть использованы при создании схем индикации параметров узлов и блоков радиоэлектронного и иного оборудования. Питание генераторов допустимо осуществлять от термопарных или иных преобразователей контролируемого параметра в напряжение, или, соответственно, в интенсивность светового потока

16. Применение оптоэлектронных приборов

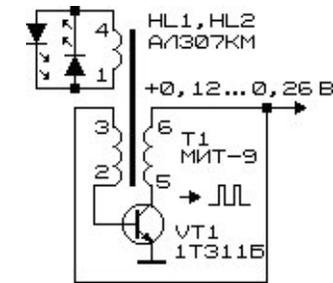


Рис. 16.6. Вариант схемы низковольтного трансформаторного преобразователя для питания светодиода

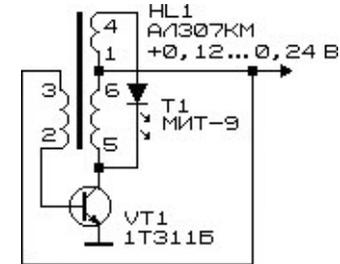


Рис. 16.7. Низковольтный преобразователь на основе импульсного трансформатора МИТ-9

светодиодного излучателя. В этой связи подобные устройства можно применять для контроля температуры холодильных камер, газовых и электрических плит, индикации уличной температуры, температурного режима тепловых сетей и т.п.

Рассмотрим далее светоиндицирующие приборы и устройства с питанием от источников напряжения, превышающего 2 В.

Простой индикатор наличия питающего напряжения (рис. 16.8) при нажатии кнопки SB1 трансформируется в визуальный индикатор нажатия [16.8]. При отжатой кнопке SB1 через светодиод HL1 протекает ток через относительно высокоомный резистор R2, светодиод неярко светится, индицируя наличие напряжения питания. Если затем нажать кнопку SB1, то через светодиод будет протекать ток около 5 мА, и светодиод будет достаточно ярко светиться. Для включения светодиода вместо кнопки SB1 можно использовать управляющий транзистор. Для

16. Применение оптоэлектронных приборов

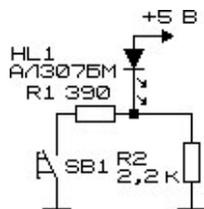


Рис. 16.8. Схема индикатора питающего напряжения (и нажатия кнопки)

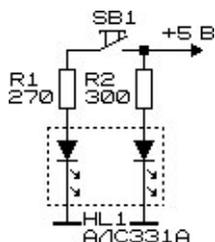


Рис. 16.9. Схема цветоиндицирующего индикатора питающего напряжения (индикатор нажатия кнопки)

увеличения яркости свечения (тока через светодиод) номинал резистора R1 можно уменьшить до 150 Ом (ток через светодиод возрастет до 20 мА).

Индикатор аналогичного назначения будет работать гораздо нагляднее, если в качестве светоизлучающего прибора использовать двухцветный светодиод, например, типа АЛС331 (рис. 16.9) [16.8]. Изначально, при отжатой кнопке SB1, ток протекает через один из светодиодов (правый по схеме) двухцветного светодиода HL1, например, зеленого цвета свечения. При нажатии кнопки SB1 ток начнет протекать через левый по схеме светодиод, например, красного цвета свечения. В результате свечения двух разноцветных светодиодов суммарный цвет свечения будет светло-оранжевым (промежуточным между зеленым и красным цветом). Оттенок свечения можно регулировать подбором резисторов R1 и R2, следя за тем, чтобы ток через светодиоды не превысил предельно допустимых значений.

Отметим, что при помощи кнопки SB1 можно одновременно подавать питание и на различные устройства, тогда индикатор будет сигнализировать о включении этого устройства.

16. Применение оптоэлектронных приборов

Упростив схему (рис. 16.10), можно оставить один общий токоограничивающий резистор R1 [16.8, 16.9]. В этой схеме применены два отдельных разноцветных светодиода, хотя, как и ранее, можно использовать и двухцветный. При отжатой кнопке SB1 ток протекает через светодиод HL1 зеленого цвета свечения. Известно, что на светодиоде зеленого цвета свечения при равном токе падает большее напряжение, чем на светодиоде красного цвета свечения. Если сейчас, нажав кнопку SB1, параллельно светодиоду HL1 (зеленый) подключить светодиод HL2 (красный), то последний зашунтирует первый. В итоге светодиод HL1 погаснет, а будет светиться один HL2.

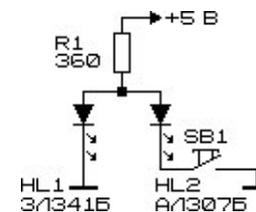


Рис. 16.10. Схема однокнопочного двухцветного индикатора

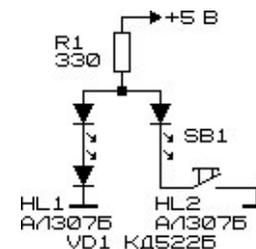


Рис. 16.11. Схема однокнопочного индикатора на двух однотипных светодиодах

Разумеется, подобная схема не сможет работать, если в схеме использованы равноценные светодиоды одного цвета свечения. Обойти это препятствие несложно. Для этого достаточно последовательно с одним из светодиодов последовательно включить диод: падение напряжения при протекании тока через такую цепь будет выше, чем на одном отдельно взятом светодиоде (рис. 16.11). При подключении кнопкой SB1 светодиода HL2 последний зашунтирует цепочку из диода VD1 и светодиода HL1, светодиод HL1 погаснет [16.8].

16. Применение оптоэлектронных приборов

В однокнопочном индикаторе нажатия кнопки SB1 (которая может быть применена для включения какой-либо нагрузки) используется КМОП-элемент DD1.1 (рис. 16.12) [16.8]. При отжатой (разомкнутой) кнопке управления SB1 напряжение на входе КМОП-элемента (инвертора) равно лог. «1», следовательно, на выходе этого элемента — лог. «0», и светодиод HL2 светится. Стоит нажать кнопку SB1 (на вход инвертора поступит лог. «0»), и состояние инвертора изменится, светодиод HL2 погаснет. Через кнопку SB1 и светодиод HL1 будет протекать ток, ограниченный резистором R1, вызывая свечение этого светодиода.

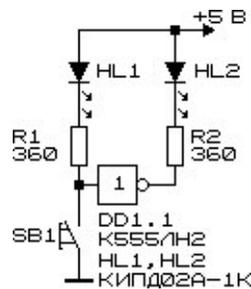


Рис. 16.12. Схема светодиодного индикатора включения с использованием КМОП-инвертора

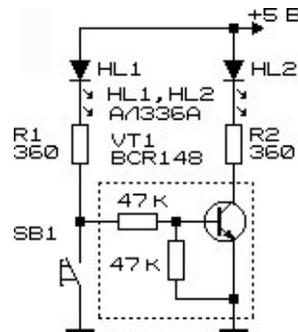


Рис. 16.13. Схема транзисторного аналога светодиодного индикатора включения (рис. 16.12)

Транзисторный вариант схемы светодиодного индикатора, приведенного выше, показан на рис. 16.13 [16.8]. В схеме использованы светодиоды направленного излучения АЛ336, позволяющие получить узкий световой луч высокой интенсивности.

16. Применение оптоэлектронных приборов

На основе светодиодов могут быть созданы простые устройства для визуальной индикации уровня входного сигнала.

Пороговое индицирующее устройство со светодиодной индикацией (рис. 16.14) позволяет следить за уровнем входного напряжения [16.10]. При малом уровне транзистор VT1 открыт, его сопротивление минимально, следовательно, падение напряжения коллектор-эмиттер невелико (десятки...сотни мВ), светодиод HL1 не светится (для того чтобы он светился, необходимо, чтобы падение напряжения на нем было не ниже 1,8 В). Если на входе устройства плавно увеличивать напряжение, настанет момент, когда транзистор из открытого состояния начнет переходить в закрытое, ток через него начнет понижаться, а светодиод HL1 станет светиться. Величина тока через светодиод HL1 будет определяться токоограничивающими резисторами R2 и R3 (закрытый транзистор VT1 в расчет можно не принимать).

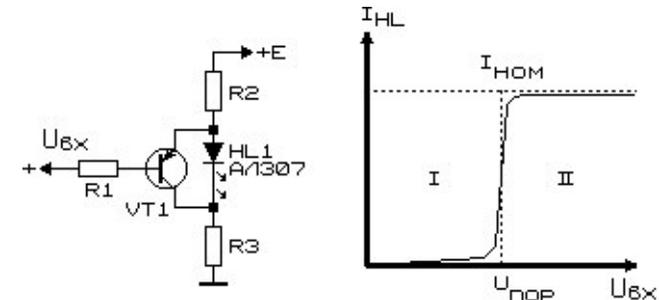


Рис. 16.14. Схема порогового индикатора входного напряжения

В отличие от предшествующей схемы, когда индикатор работал «на включение» при превышении входного напряжения сверх порогового значения, индикатор по схеме на рис. 16.15 [16.10] работает на понижение. Отличие состоит в том, что используется транзистор другой структуры. Изначально, когда входное напряжение невелико, транзистор VT1 закрыт, ток протекает через цепь R2, HL1, R3. Если на входе плавно повышать напряжение, транзистор VT1 откроется и зашунтирует светодиод HL1, который погаснет. Величина порогового напряжения примерно равна значению падения напряжения на резисторе R3 плюс величина падения напряжения на переходе эмиттер-база транзистора VT1 (примерно 0,7 В).

16. Применение оптоэлектронных приборов

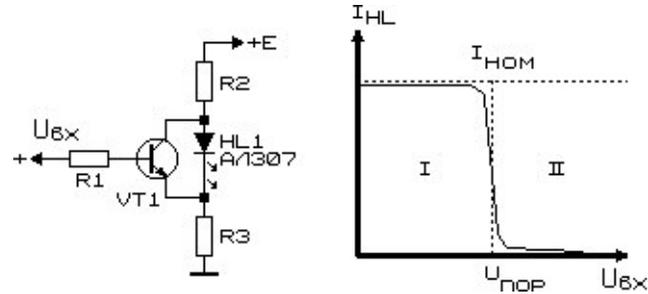


Рис. 16.15. Схема порогового индикатора напряжения «на отключение»

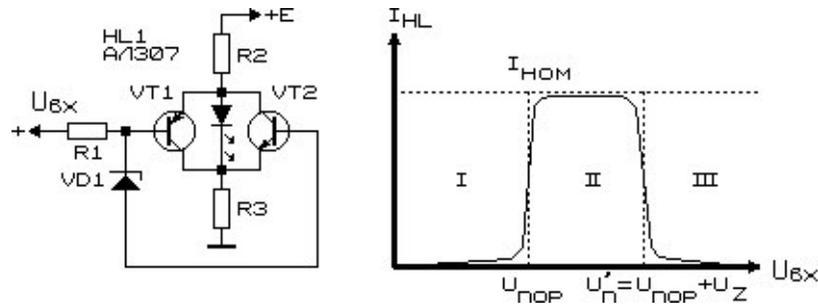


Рис. 16.16. Схема индикатора заданного диапазона входных напряжений

По более сложному, двухпороговому, принципу работает индикатор по схеме, показанной на рис. 16.16 [16.10]. Этот индикатор фактически представляет собой объединение двух рассмотренных выше устройств, его светодиод включается после того, как входное напряжение превысит некоторое пороговое значение $U_{НОР}$, и отключится после того, как оно возрастет выше второго порогового значения $U_{НОР} + U_Z$. Величину U_Z можно менять подбором стабилитрона VD_1 .

Дальнейшим развитием темы двухпороговых светоиндицирующих устройств является индикатор, схема которого изображена на рис. 16.17 [16.10]. В этом индикаторе при повышении входного напряжения происходит поочередное переключение светодиодов HL_1 — HL_3 .

На следующих рисунках (рис. 16.18 и 16.19) показано, каким образом можно решить задачу порогового переключения

16. Применение оптоэлектронных приборов

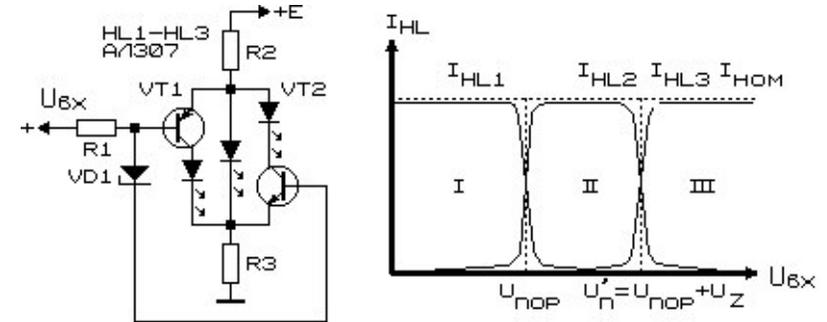


Рис. 16.17. Схема светодиодного индикатора уровней входного напряжения

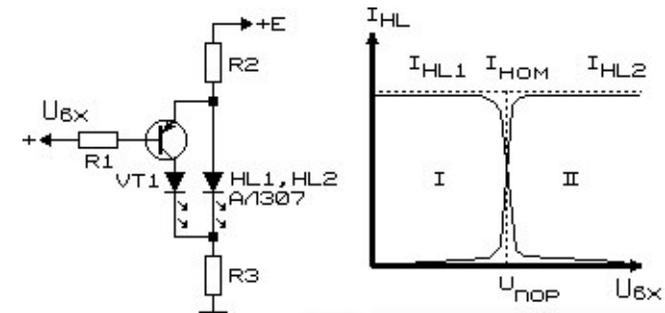


Рис. 16.18. Схема порогового переключателя светодиодов

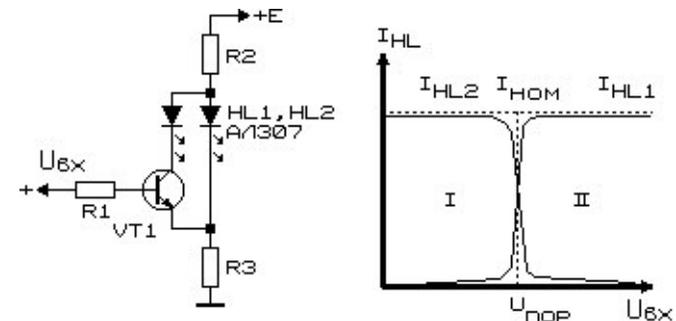


Рис. 16.19. Вариант схемы выполнения порогового переключателя светоизлучающих диодов

16. Применение оптоэлектронных приборов

индицирующих светодиодов [16.10]. При малом уровне управляющего сигнала светится один из светодиодов — HL1, однако стоит напряжению превысить заданный порог, произойдет переключение светодиодов — будет светиться светодиод HL2. Для большей наглядности процесса переключения индицирующие светодиоды желательно выбирать разного цвета свечения. При этом следует учитывать то, что светоотдача светодиодов разных марок (разного цвета свечения, разных заводов-изготовителей) при одинаковом потребляемом токе заметно различается.

Еще один из вариантов схемы двухпорогового светодиода индикатора напряжения показан на рис. 16.20 [16.10]. Недостатком такого индикатора является то, что для его работы требуется применение сдвоенного потенциометра.

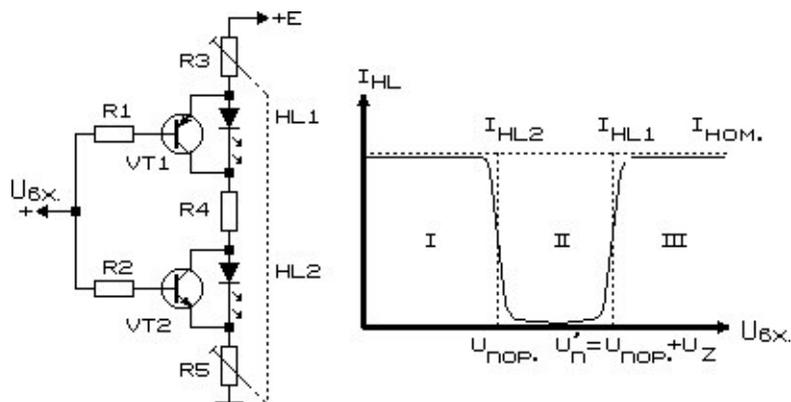


Рис. 16.20. Схема индикатора заданного интервала уровней входных сигналов

Схема порогового индикатора напряжения с индикацией показана на рис. 16.21 [16.11].

Светодиодные индикаторы зачастую используют для индикации режимов работы различных устройств.

В многдиапазонных радиоприемниках как правило отсутствует световая индикация выбранного канала приема, что осложняет использование устройства в темное время суток. Такую индикацию несложно ввести в приемник, если это позволяют ресурсы элементов питания и имеется минимум свободного пространства для размещения дополнительных деталей.

16. Применение оптоэлектронных приборов

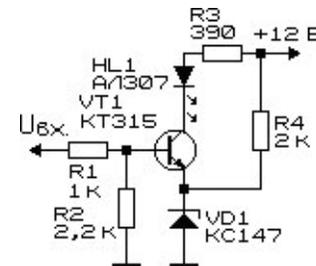


Рис. 16.21. Схема порогового индикатора напряжения

Основной проблемой в создании устройств такого рода является надежное разделение высокочастотных цепей, несущих полезный сигнал малой амплитуды, с высокоуровневыми сигналами управления постоянного тока. Дополнительно введенные элементы не должны влиять на высокочастотные цепи (шунтировать их) и наоборот, высокочастотные сигналы должны иметь амплитуду, на 1 — 2 порядка меньшую, чем величина управляющих сигналов постоянного тока.

Один из возможных вариантов подобного индикатора был предложен Б. С. Сергеевым [16.12] и опубликован в работе [16.13]. Схема индицирующего устройства показана на рис. 16.22. В качестве колебательного контура L1C1C3 может быть использован входной или гетеродинный контур радиоприемника. Число каналов приема (индикации) не ограничено, но на рис. 16.22 и далее для упрощения приведен вариант лишь для двух каналов.

Устройство (рис. 16.22) работает следующим образом. При включении одного из диапазонов, например, верхнего по схеме, напряжение от источника питания через резистивный делитель $(R5 + R1)/R2$ подается на вход КМОП-инвертора с повышенной нагрузочной способностью, например, 564ЛН2. В случае, если $(R5 + R1) < R2$, можно считать, что на вход логического элемента DD1.1 подано напряжение, соответствующее значению лог. «1». Напомним, что для КМОП-микросхем лог. «0» соответствует диапазону напряжений от 0 до 1/3 напряжения питания, а значению лог. «1» — напряжения от 2/3 до 100% напряжения питания. При подаче на вход DD1.1 значения лог. «1» на выходе этого элемента будет уровень лог. «0», ток от источника питания будет протекать через резистор R6 и светодиод HL1.

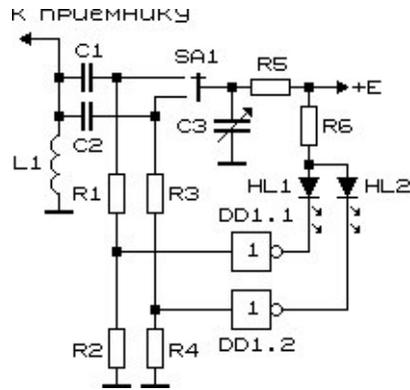


Рис. 16.22. Схема светодиодного индикатора переключения диапазонов

Если переключатель SA1 перевести в нижнее по схеме положение, вход элемента DD1.1 окажется соединен через резистор R2 с общей шиной (уровень лог. «0»), светодиод HL1 погаснет. Напряжение лог. «1» через резистивный делитель $(R5 + R3)/R4$ поступит на вход элемента DD1.2, и включится светодиод HL2.

Недостатком схемы (рис. 16.22) является то, что на вход логического элемента подается управляющее напряжение заведомо ниже рекомендуемого паспортного значения (в реальном устройстве [16.13] $0,7U_{пит}$), что соответствует нижней границе устойчивого переключения логического элемента. В редакционном примечании к статье [16.13] предложено устранить этот недостаток путем иного способа включения элементов резистивного делителя R1 — R4 (рис. 16.23), что позволило повысить уровень управляющего сигнала до значения 83% от $U_{пит}$.

На следующем рисунке (рис. 16.24) показан вариант реализации индикатора-переключателя диапазонов с использованием КМОП-микросхем [16.14] и отличающийся от прототипа (патент [16.12]) тем, что на управляющие входы КМОП-элементов подаются «полноценные» управляющие сигналы, соответствующие 0 или $U_{пит}$, соответственно.

В схеме на рис. 16.24 напряжение питания на КМОП-микросхему подается через резистивный делитель R_a/R_b , причем соотношение элементов должно быть таково, что $R5/R2 = R5/R4 = R_a/R_b$, $(R2 = R4) > R_a(R_b)$. Таким образом, величина (уровень)

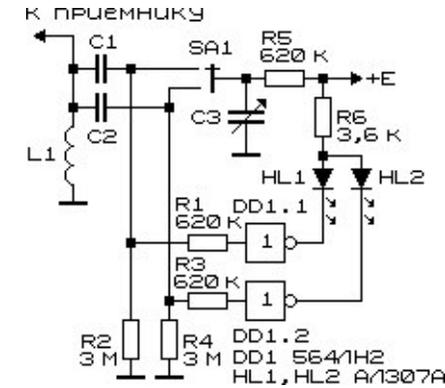


Рис. 16.23. Вариант схемы светодиодного индикатора переключения диапазонов

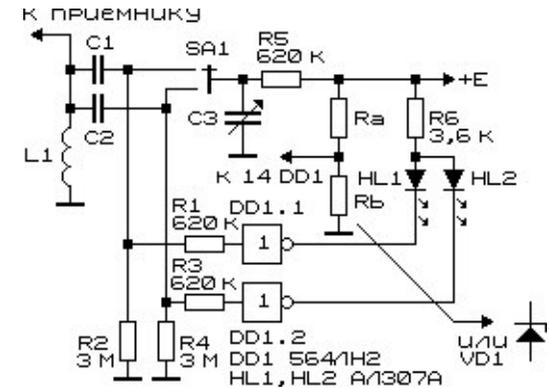


Рис. 16.24. Схема усовершенствованного светодиодного индикатора

управляющего напряжения будет полностью соответствовать напряжению питания КМОП-микросхемы.

Отметим, что при такой схеме напряжение питания КМОП-микросхемы может заметно меняться при изменении режима работы. Для уменьшения этого изменения параллельно резистору R_b следует подключить электролитический конденсатор, также можно резистор R_b заменить на стабилитрон (рис. 16.24), напряжение стабилизации которого должно быть равно или чуть ниже значения лог. «1» на резистивном делителе $R5/R2$ ($R5/R4$). Если напряжение лог. «1» несколько превышает

16. Применение оптоэлектронных приборов

напряжение питания микросхемы, опасности это не представляет, поскольку на входе любого логического КМОП-элемента установлен внутренний защитный диод.

Индикаторы переключения диапазонов могут быть выполнены и без применения КМОП-микросхем. На рис. 16.25 показана схема индикатора [16.14] на биполярных транзисторах VT1 и VT2. Количество каналов индикации также не ограничено. Номиналы резисторов R1 — R4 составляет 200...430 кОм. Резисторы R2 и R4 защищают транзисторы от режима работы с оборванной базой, резисторы R1 и R2 определяют их базовый ток и, следовательно, нуждаются в подборе. В этой связи в схеме индикатора более предпочтительно использовать полевые транзисторы. Номинал токоограничивающего резистора R5 вычисляется в соответствии с приведенной ранее формулой либо подбирается экспериментально — по току через светодиоды в пределах от 3 до 20 мА либо по оптимальной или минимально допустимой из соображений экономичности яркости свечения.

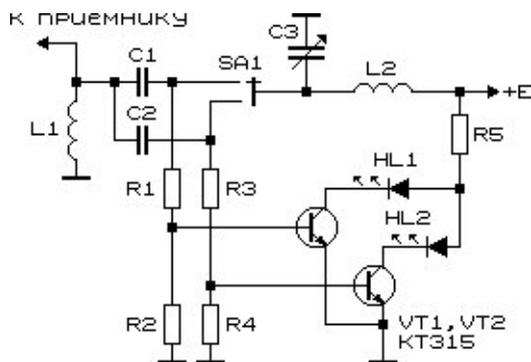


Рис. 16.25. Схема переключателя диапазонов с индикацией на светодиодах

На следующих рисунках (рис. 16.26 и 16.27) показаны варианты индикаторов без применения активных элементов (транзисторов или микросхем) [16.14].

В качестве дросселей используются высокочастотные дроссели промышленного или самодельного изготовления. Описанные устройства работают в диапазоне напряжения питания от 5 до 15 В (для КМОП-микросхем серии К561/К564). Для вариантов

16. Применение оптоэлектронных приборов

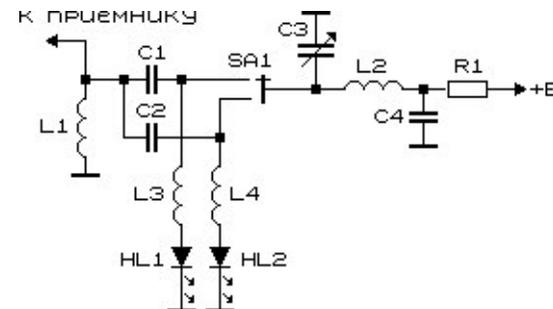


Рис. 16.26. Схема индикатора без активных элементов

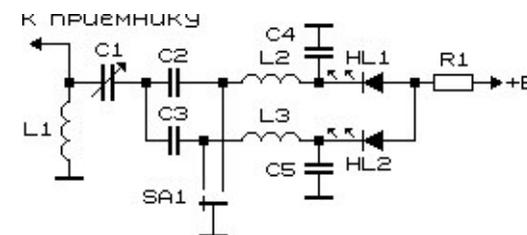


Рис. 16.27. Вариант схемы светодиодного индикатора без активных элементов

схем на рис. 16.25 — 16.27 минимальное напряжение питания может составлять 3 В.

Индикаторы переключения диапазонов могут быть использованы также в задающих генераторах передающих устройств.

Фотодиоды

Фотодиоды (фототранзисторы, фототиристоры) — это полупроводниковые приборы (диоды, транзисторы, тиристоры и т.д.), выполняющие функцию преобразования электромагнитной энергии оптического диапазона длин волн в электрически измеряемую величину. Различают два основных режима включения фотодиодов, или устройств, их имитирующих. Первый из них заключается в регистрации изменения электрического сопротивления облучаемого прибора, второй — в регистрации ЭДС, возникающей при облучении. Отметим, что фотоэлектрические свойства в той или иной мере свойственны многим полупроводниковым приборам (диодам, транзисторам, динисторам, тиристорам, варикапам и

16. Применение оптоэлектронных приборов

др.), однако для этого придется вскрывать корпус прибора, что резко снижает надежность и стабильность работы такого преобразователя. Ниже будут рассмотрены примеры использования фотодиодов в радиоэлектронной аппаратуре.

Фотодиоды, включенные в режиме генерации *фотоЭДС*, могут использоваться для питания микромощных устройств: электронных часов, калькуляторов и пр. Следует учитывать, что КПД подобных преобразователей весьма невелик.

На рис. 16.28 показан способ использования промышленно выпускаемых фотодиодов для создания электронного устройства, срабатывающего при первых лучах рассвета [16.15]. Светодиоды, освещаемые прямыми солнечными лучами в условиях средней полосы России (энергетическая освещенность свыше 10 мВт/см^2), способны вырабатывать ЭДС порядка $1,2 \text{ В}$ при токе нагрузки до 600 мкА . Этого оказывается достаточно для питания пьезокерамических звукоизлучателей, например, типа *HPA24AX*.

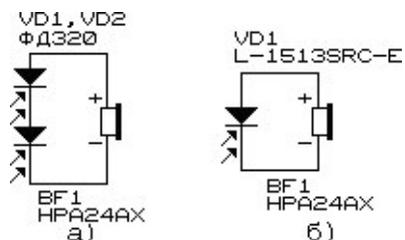


Рис. 16.28. Схема звукового генератора с «солнечным» питанием

Максимальной чувствительности «солнечного» источника питания можно добиться подбором фотодиода, в качестве которого можно использовать и некоторые диоды, светодиоды (например, ультраяркий светодиод красного света свечения *L-1513SRC-E Kingbright*) и их параллельно-последовательное включение.

Для повышения эффективности работы солнечной батареи можно использовать собирающую свет линзу, в фокусе которой следует установить фотодиод (фотобатарею).

Светодиоды, как и многие другие полупроводниковые элементы, обладают свойством обратимости. Так, например, *С. Саулюс* [16.16], экспериментируя со светодиодами, обнаружил, что они способны работать как фотодиоды, реагирующие

16. Применение оптоэлектронных приборов

на светоизлучение однотипных светодиодов. Чувствительность их, конечно, не так высока, как у типовых приемников видимого излучения, но вполне достаточна для уверенного срабатывания логического элемента КМОП-серии.

Основу схемы составляет КМОП-элемент DD1.1, включенный по схеме триггера Шмитта (рис. 16.29, 16.30). Схема (рис. 16.29) при неосвещенном фотоприемнике VD1 вырабатывает выходной уровень «1», на рис. 16.30 — «0». Резисторы R1 и R2 обеспечивают потенциал на входе логического элемента, соответствующий уровню чуть выше половины напряжения питания (для схемы на рис. 16.29).

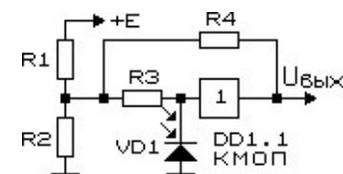


Рис. 16.29. Совместное использование фотодиода и КМОП-микросхемы

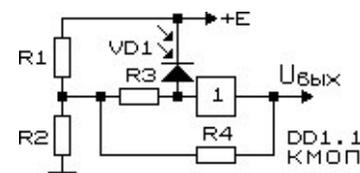


Рис. 16.30. Вариант включения фотодиода и КМОП-микросхемы

Необходимый гистерезис обеспечивает резистор R4, который подбирается в зависимости от требуемой чувствительности устройства. Номинал резистора R3 выбирается возможно большим (так как, чем меньше ток через диод, тем выше чувствительность).

Ориентировочные номиналы элементов: R1 — 27 кОм , R2 — 36 кОм , R3 — $1,0 \dots 5,1 \text{ МОм}$, R4 — от $8,2 \text{ кОм}$ (для гистерезиса на приемнике $0,8 \text{ В}$) до 51 кОм (для гистерезиса $0,2 \text{ В}$).

При применении микросхемы серии *K176* возможно возникновение генерации, которая устраняется включением на выходе логического элемента конденсатора емкостью $6800 \dots 10000 \text{ пФ}$.

16. Применение оптоэлектронных приборов

Светоприемник и излучатель могут найти применение при подсчете числа оборотов двигателя, когда зазор между ними перекрывается крыльчаткой. Оптимальное расстояние при взаимном расположении «оптопары» — светодиод-светодиод — не более 10 мм.

Схема на рис. 16.31 — это RS-триггер [16.16].

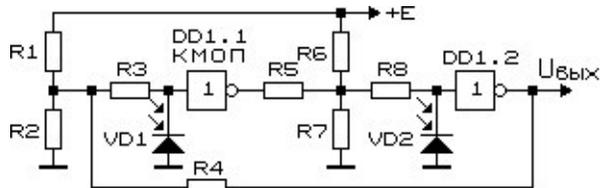


Рис. 16.31. Схема RS-триггера на основе КМОП-микросхемы

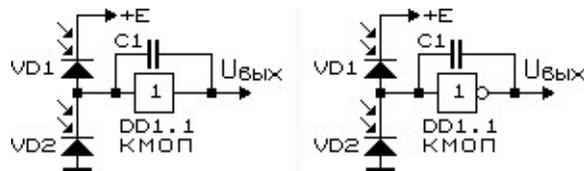


Рис. 16.32. Квазитриггер (слева) и интегратор (справа) с координатно-зависимым оптическим управлением

Квазитриггер (рис. 16.32, слева) способен некоторое время удерживать выходное напряжение, даже если приемник и не освещен [16.16]. При навесном монтаже и применении конденсатора $C1$ типа ΦT емкостью около 0,1 мкФ это время составляет до 10 мин. Схема удобна для формирования периодических сигналов.

Устройство, изображенное на рис. 16.32 (справа), можно использовать в качестве интегратора, выходное напряжение которого меняется при освещении одного из фотоприемников [16.16]. При затемненных фотоприемниках выходное напряжение почти не меняется, т.е. остается на прежнем уровне. При реализации этой схемы с навесным монтажом и при емкости $C1$, равной 0,1 мкФ (конденсатор типа ΦT), выходное напряжение меняется менее чем на 2% в течение 1 ч.

Для индикации световых потоков или их флуктуаций используют встречное включение фотодиодов, питаемых переменным

16. Применение оптоэлектронных приборов

током (рис. 16.33). При изменении освещенности одного из фотодиодов соответствующим образом изменяется форма выходного сигнала [16.17].



Рис. 16.33. Индикатор световых потоков на встречно включенных фотодиодах

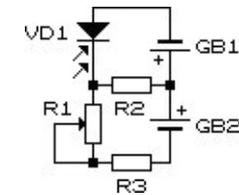


Рис. 16.34. Мостовая схема включения фотодиода с использованием двух источников питания

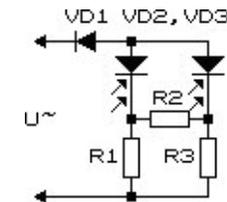


Рис. 16.35. Мостовая схема с использованием двух фотодиодов

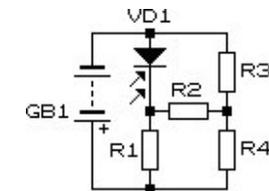


Рис. 16.36. Традиционная мостовая измерительная схема

Для повышения чувствительности при измерениях световых потоков с использованием фотодиодов используют мостовые схемы, варианты выполнения которых показаны на рис. 16.34 — 16.36 [16.17]. Полезный сигнал снимают с резистора

16. Применение оптоэлектронных приборов

R2. При отсутствии освещения напряжение на этом резисторе устанавливают равным нулю подстройкой резисторов моста. Чтобы добиться максимальной чувствительности, величины сопротивлений резисторов R1, R3, R4 должны быть соизмеримы с темновым сопротивлением фотодиода VD1 (рис. 16.36). Того же порядка должно быть и сопротивление нагрузки — R2.

Для того чтобы устройство избирательно реагировало на источник света, перед фотодиодом следует установить полосовой или интерференционный светофильтр. В этом случае почти на 1 — 2 порядка повысится помехоустойчивость к воздействию засветки фотоприемника полихроматическим солнечным светом или светом ламп накаливания. Желательно, чтобы светоизлучатель (источник управляющего сигнала) также работал на одной длине волны, совпадающей с приемным устройством. Наиболее оптимальным в этих целях представляется использование полупроводниковых лазерных излучателей, примеры практического использования которых рассмотрены далее в главе 19.

В качестве фоточувствительных приборов, позволяющих коммутировать нагрузку со значительным токопотреблением, используют фототранзисторы, фототиристоры и др. элементы. Пример использования фототиристоров для включения нагрузки при освещении любого из них показан на рис. 16.37 [16.17].

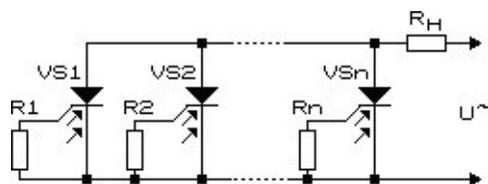


Рис. 16.37. Использование фототиристоров для управления нагрузкой

Довольно часто фотодиоды и им подобные фоточувствительные структуры применяют для систем дистанционного управления различными приборами, например, телевизионными приемниками. Фотодиоды и оптоэлектронные пары светодиод-фотодиод используют в координатно-считывающих приборах ПЭВМ (мышках); системах оптоэлектронной связи или передачи данных и т.п.

17. Оптоэлектронные реле

Оптоэлектронные приборы, работающие в паре светодиод-фотодиод позволяют передавать данные от передающего устройства к приемному в широком диапазоне частот (до сотен...тысяч кГц и выше), обеспечивая при этом идеальную изоляцию цепей за счет возможности дистанционного разнесения излучателя и приемника [17.1]. Недостатком оптоэлектронного способа передачи данных следует считать довольно низкий КПД.

Оптоэлектронные реле обычно используют для электронного управления низкочастотными силовыми цепями с почти идеальной электрической развязкой между входными (управляющими) и выходными (силовыми) цепями. По своей сути оптоэлектронные реле являются полноценной заменой электромеханическим реле, отличаясь от последних отсутствием искрения, большими коммутируемыми токами, повышенной надежностью, меньшими габаритами и энергопотреблением.

На рис. 17.1 показан рабочий фрагмент схемы, демонстрирующей возможность передачи сигнала от источника (слева) к приемнику (справа) [17.2]. Светоизлучающий диод VD1.1 включен в цепь нагрузки полевого транзистора VT1. Этот транзистор при подаче на его затвор управляющего напряжения модулирует ток, протекающий через светодиод. Одновременно полевой транзистор ограничивает предельный ток через цепь светодиода, защищая его от перегрузки и повреждения. Приемная часть устройства (справа) содержит фотоприемник — фотодиод VD1.2, включенный в цепь затвора полевого транзистора VT2. Для повышения устойчивости устройства в схему введена оптическая обратная связь: в цепь нагрузки полевого транзистора VT2 через токоограничительный резистор R1 включен светодиод VD2.1, связанный с фотоприемником — фотодиодом VD2.2, также подключенным к цепи затвора полевого транзистора VT2 и управляющего его рабочей точкой.

Работает устройство следующим образом. Увеличение тока через светодиод VD1.1 вызывает увеличение светового потока, падающего на фотодиод VD1.2, сопротивление последнего снижается пропорционально уровню (интенсивности) облучения.

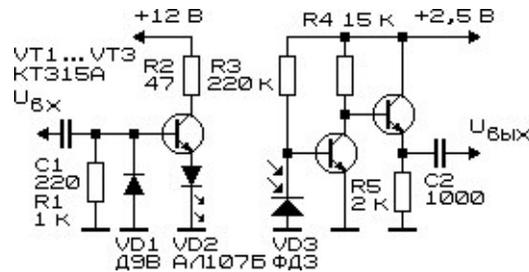


Рис. 17.3. Схема устройства с дистанционно разнесенной оптоэлектронной парой светодиод/фотодиод

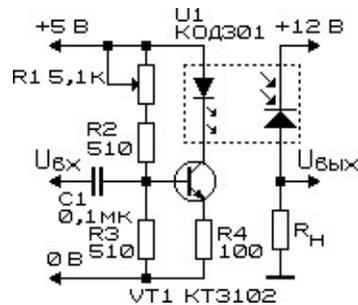


Рис. 17.4. Способ включения оптопары с регулируемым начальным током через светодиод

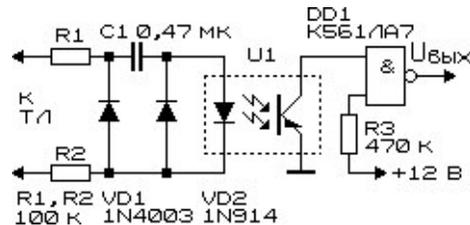


Рис. 17.5. Схема индикатора телефонных звонков с использованием оптоэлектронной пары

На рис. 17.5 продемонстрировано, каким образом можно использовать гальваническую развязку на основе применения оптоэлектронных пар для индикации телефонных звонков [17.6]. Устройство подключается к телефонной линии без соблюдения полярности. Оно реагирует на вызывной сигнал и практически не подгружает телефонную линию. Фототранзистор оптопары

подключен ко входу логического КМОП-элемента и управляет его работой. В схеме могут быть использованы отечественные компоненты, например, VD1 — КД102А, VD2 — низковольтный слаботочный германиевый или кремниевый диод практически любого типа. В качестве элемента U1 можно использовать транзисторную оптопару АОТ123, АОТ126, АОТ128 и др.

Оптоэлектронные приборы, разработанные в последние годы, отвечают требованиям «идеальный переключатель» или «идеальное реле»: при минимальной мощности в цепи управления они позволяют коммутировать с малыми потерями сильноточные высоковольтные цепи.

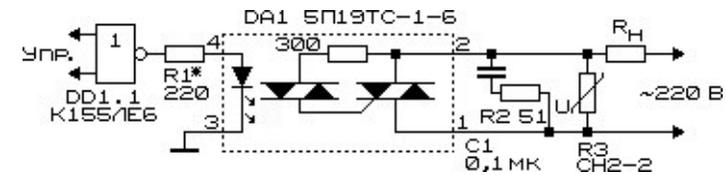


Рис. 17.6. Применение оптореле 5P19TC-1-6 для управления мощной силовой нагрузкой

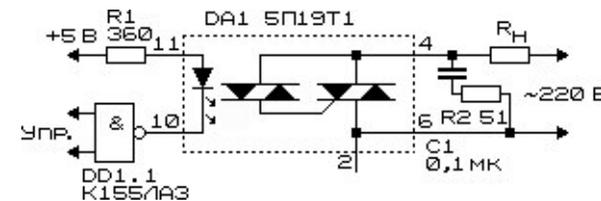


Рис. 17.7. Вариант использования оптореле 5P19T1

Примеры практического использования таких оптоэлектронных фотосимисторных реле переменного тока показаны на рис. 17.6 и 17.7 [17.7]. Светодиод оптореле DA1 типа 5P19TC-1-6 (рис. 17.6) или 5P19T1 (рис. 17.7) подключен к выходу управляющей ТТЛ-микросхемы DD1.1 К155ЛЕ6 или К155ЛА3 соответственно через токоограничивающий резистор R1. Приемная часть оптопары выполнена на основе симметричного фотодинистора и управляет работой входящего в состав оптоэлектронного реле мощного симистора. Таким образом, подавая на вход оптореле маломощный (единицы мВт) сигнал, можно управлять довольно мощной нагрузкой (R_H — десятки...сотни Вт).

17. Оптоэлектронные реле

при напряжении сети 220 В 50 Гц, подключают непосредственно к выводам оптореле (рис. 17.11). При больших коммутируемых токах оптореле устанавливают на теплоотводящую пластину.

Оптореле типа 5П20 используют для коммутации нагрузки в цепях постоянного тока (рис. 17.12 и 17.13) [17.10]. Для защиты выходного транзистора оптопары от коммутационных и иных перепадов и превышений напряжения (рис. 17.12) применен варистор R2, включенный параллельно выходному транзистору оптопары.

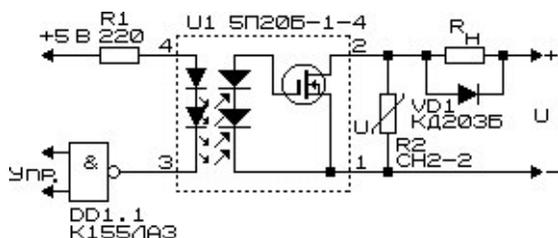


Рис. 17.12. Способ включения оптореле типа 5П20Б-1-4

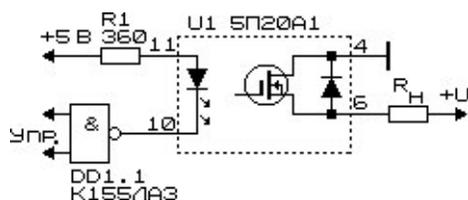


Рис. 17.13. Вариант схемы включения оптореле типа 5П20А1

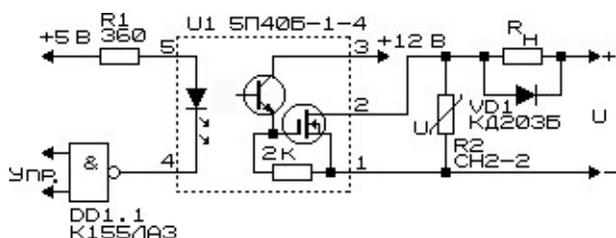


Рис. 17.14. Способ включения оптореле типа 5П40

Для повышения чувствительности оптореле (рис. 17.14) использован дополнительный каскад усиления сигнала от фотоприемника, в связи с чем для его питания появилась необходимость

17. Оптоэлектронные реле

использования дополнительного источника напряжением 12 В. Это заметно снижает привлекательность применения подобных реле [17.10, 17.11].

Устройство для обеспечения зависимого включения нагрузок (рис. 17.15) выполнено с использованием оптоэлектронных динисторных пар [17.12]. Нагрузка, подключаемая к клеммам XS1, может быть задействована только в том случае, если к клеммам XS2 подключена основная нагрузка. Принцип действия устройства предельно прост: при протекании в цепи основной нагрузки тока определенная доля питающего напряжения (порядка 2 В) выделится на цепочке из встречно включенных диодов VD3 — VD6. Ток, протекающий при этом через светодиоды оптронных пар U1 и U2, вызывает свечение этих светодиодов, при этом динисторы этих оптопар переключатся в токопроводящее состояние, подключая вторую нагрузку к сети (присоединенную к клеммам XS1).

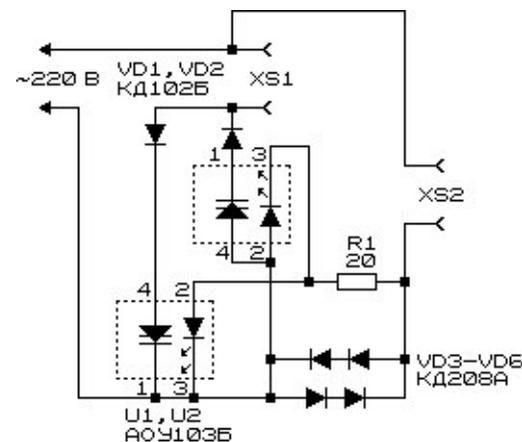


Рис. 17.15. Схема устройства зависимого включения нагрузок

Специальное устройство (рис. 17.16) может обеспечить электрически изолированное и, следовательно, безопасное управление работой активной нагрузки (лампы накаливания EL1) [17.13]. Устройство управляется сигналом $U_{вх}$, подаваемым через токоограничительный резистор R1 на светодиод оптопары. Излучение светодиода оптопары открывает транзистор оптопары (диодное включение). При этом ток от импровизированного

18. Практическое применение мигающих светодиодов

Мигающие светодиоды представляют собой компактные герметизированные устройства-двухполюсники, содержащие в своей основе светодиод видимого излучения и встроенную схему управления, обеспечивающую периодическое пропускание тока через светодиод.

Для создания несложного индикаторного устройства (рис. 18.1) использована схема, собранная на основе «мигающего» светодиода [18.1, 18.2]. Особенностью такого светодиода является то, что он, будучи подключен к источнику питающего напряжения, начинает периодически мигать. В устройстве (рис. 18.1) «мигающий» светодиод подключен ко входу логического ТТЛ-элемента — инвертора микросхемы *K555ЛН2*. При замыкании кнопки *SB1* на светодиод подается питающее напряжение, он вырабатывает периодические вспышки света. Поскольку на входе логического элемента (инвертора) напряжение лог. «0», то на выходе этого элемента напряжение лог. «1». Следовательно, напряжение на светодиод *HL2* не подается. Стоит разомкнуть кнопку *SB1*, мигание светодиода *HL1* прекратится. Поскольку вход инвертора через резистор *R1* соединен с общим проводом, на выходе инвертора сохраняется значение лог. «1», светодиод *HL2* не загорается.

Для того чтобы на вход инвертора подать напряжение лог. «1», предназначена кнопка *SB2*. При нажатии этой кнопки загорается светодиод *HL2*.

Серьезным недостатком устройства (рис. 18.1) является то, что при одновременном нажатии на обе кнопки источник питания «закорачивается» на общий провод. Для того чтобы исправить эту ошибку, достаточно включить последовательно с кнопкой *SB2* резистор сопротивлением 1...2 *кОм*.

Если последовательно включить два (или более) «мигающих» светодиода, то может быть достигнут весьма необычный результат: каждый из светодиодов (а в их состав входит встроенная

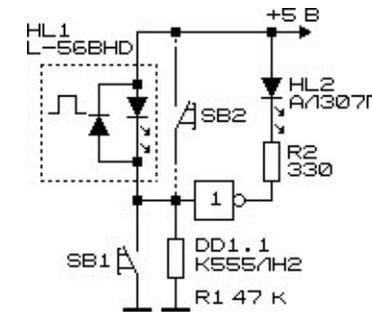


Рис. 18.1. Схема устройства индикации на основе «мигающего» светодиода

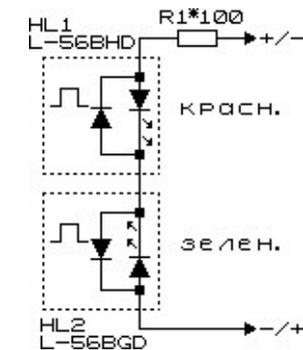


Рис. 18.2. Схема двухцветного «мигающего» индикатора полярности

схема управления) имеет свой период переключения. Поэтому светодиоды будут мигать по очереди с некоторой асимметрией временных интервалов между вспышками. Впечатление от использования подобного включения «мигающих» светодиодов усилится, если будут применены разноцветные светодиоды. Такую схему, несколько модернизировав (рис. 18.2), можно использовать на переменном токе. Тогда, при встречном включении «мигающих» светодиодов, они будут мигать с разной частотой [18.2].

Оригинальный генератор прямоугольных импульсов содержит «мигающий» светодиод и мультивибратор на *КМОП*-микросхеме (рис. 18.3) [18.2]. Подключение цепочки *HL1* и *R2* превращает обычный генератор в частотно-манипулированный.

18. Применение мигающих светодиодов

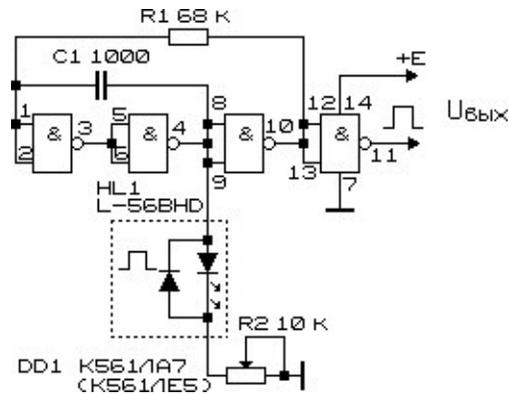


Рис. 18.3. Применение мигающего светодиода в генераторе прямоугольных импульсов

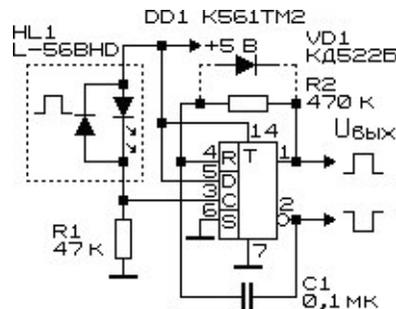


Рис. 18.4. Схема формирователя противофазных сигналов с задающим генератором на основе мигающего светодиода

Величина тока, протекающего через мигающий светодиод, недостаточна для его свечения, однако вполне приемлема для обеспечения работы встроенной в светодиод микросхемы управления. Глубина модуляции определяется резистором R2: чем больше его сопротивление, тем меньше девиация частоты. Для устойчивой работы устройства необходимо, чтобы частота импульсов задающего генератора была не менее 2...3 кГц.

Если «мигающий» светодиод подключить ко входу триггера по схеме, приведенной на рис. 18.4 [18.2], на выходах триггера микросхемы K561TM2 будут формироваться противофазные

18. Применение мигающих светодиодов

сигналы, имеющие частоту вдвое ниже той, которую вырабатывает «мигающий» светодиод.

КМОП-триггер включен по схеме ждущего одновибратора. Цепочка HL1 и R1 превращает его в генератор импульсов с частотой повторения, определяемой невидимыми «вспышками» мигающего светодиода (1,5...2,5 Гц). Элементы R2 и C1 задают длительность выходных импульсов, которая составляет около 40 мс. При больших длительностях импульсов возможно потребуется установить параллельно R2 диод VD1 (рис. 18.4).

Дополнительно можно отметить, что, как экспериментально показал С. М. Рюмик [18.2], мигающие светодиоды чувствительны к воздействию внешнего освещения.

19. Полупроводниковые лазеры и их применение

Полупроводниковые лазеры — приборы, излучающие когерентное излучение, были теоретически предсказаны в 1959 г., а реализованы практически спустя 3 года. К настоящему времени изучено свыше 40 полупроводниковых материалов для производства таких лазеров.

Инжекционные полупроводниковые лазеры характеризуются [19.1]:

- рабочим диапазоном — 0,32...32 мкм при когерентном монохроматическом излучении;
- мощностью излучения до десятков мВт (при комнатной температуре);
- возможностью прямой модуляции электрическим током частотой до 10^{10} Гц;
- КПД свыше 10% по мощности;
- сроком службы до 10^7 ч.

Лазерные диоды в последние годы широко используют в проигрывателях компакт-дисков, CD-(DVD)-ROM ПЭВМ, лазерных принтерах, для записи/считывания оптической информации, в системах передачи информации по оптоволоконному кабелю, приборах ночного видения, оптических прицелах, прожекторных установках, дальномерах, указках и иных приборах.

Простейший способ включения лазерного диода, использованный в дешевых лазерных указках, показан на рис. 19.1 [19.2]. Как следует из рисунка, способ включения лазерного диода ничуть не отличается от способа включения обычного светодиода. Резистор R1 предназначен для ограничения тока через лазерный диод. Для более сложных изделий в целях обеспечения безотказного длительного использования наиболее дорогостоящего элемента конструкции — лазерного диода — используют специальные методы стабилизации параметров питания диода.

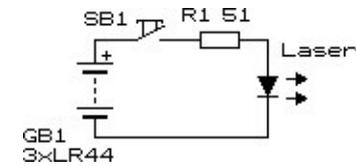


Рис. 19.1. Типовой способ включения лазерного диода (лазерная указка) без использования стабилизирующих элементов

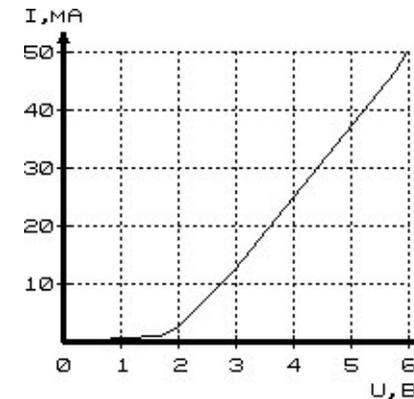


Рис. 19.2. Экспериментальная ВАХ лазерного диода

Экспериментально измеренная ВАХ лазерного диода приведена на рис. 19.2 [19.2].

На основе лазерной указки можно сделать оптическое ружье (пистолет) для светотира. Для этого используют лазерную указку, питание которой осуществляют от заряженного конденсатора (рис. 19.3) [19.2].

Следует напомнить, что излучение полупроводникового (и иного другого тоже) лазера несет значительную энергию в пучке малого сечения. В этой связи лазерные лучи, даже отраженные, опасны для зрения. Особенно это касается лазеров, излучение которых лежит вне области визуального восприятия (лазеры с инфракрасным или ультрафиолетовым излучением).

Поскольку размеры полупроводникового перехода лазерного диода невелики, лазерные диоды способны длительно

19. Полупроводниковые лазеры и их применение

работать без деградации свойств лишь при небольших уровнях подводимой мощности, при которых не наблюдается их разогрев (перегрев). При работе полупроводникового лазера вблизи критических значений выходной мощности происходит перегрев активной области кристалла, что вызывает срыв генерации или вызывает необратимые последствия (разрушение полупроводникового перехода).

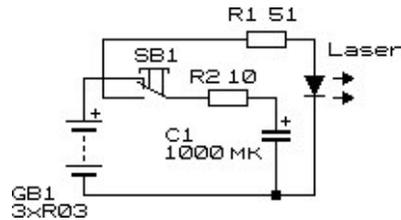


Рис. 19.3. Схема питания лазерного излучателя для светотира

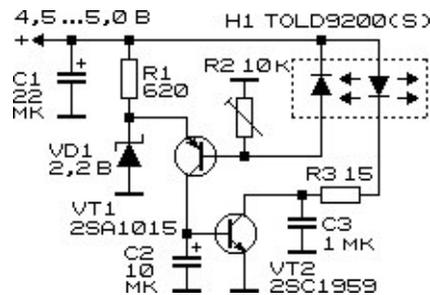


Рис. 19.4. Схема стабилизации излучения полупроводникового лазера

Простая схема стабилизации излучения полупроводникового лазера, опубликованная в *Интернете*, приведена на рис. 19.4. Подстроечным резистором R2 устанавливают рабочую точку устройства. Вместо низковольтного стабилитрона VD1 можно использовать светодиод зеленого цвета свечения, включив его катодом к общему проводу.

Лазерный светотелефон, содержащий минимальное количество деталей, может быть собран по схемам, приведенным ниже (рис. 19.5 — 19.7).

19. Полупроводниковые лазеры и их применение

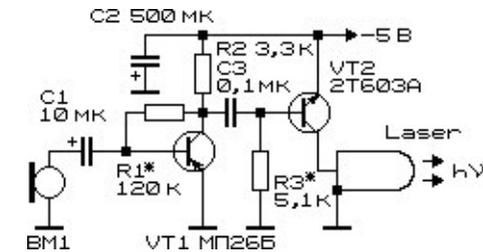


Рис. 19.5. Схема светопередающего лазерного устройства

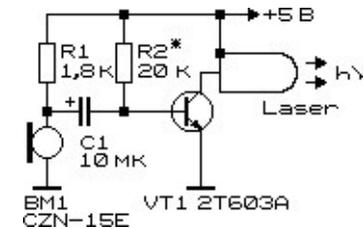


Рис. 19.6. Схема простого лазерного светомодулированного передатчика

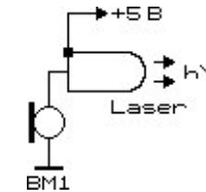


Рис. 19.7. Схема микрофонного модулятора тока лазерного диода

В качестве излучателя света использованы лазерные указки. Для модуляции светового потока сигналом звуковой частоты использованы двух- (рис. 19.5) или однокаскадные (рис. 19.6) УНЧ [19.3]. Светопередатчик (рис. 19.7) выполнен без УНЧ. Соответственно, в каждой из схем применен свой тип микрофона: для схемы на рис. 19.5 использован динамический микрофон; в схеме на рис. 19.6 применяется электретный микрофон; наконец, в схеме на рис. 19.7 задействован угольный микрофон.

Ток, потребляемый светопередатчиками, не должен превышать 35 мА. Стоит отметить, что полупроводниковые лазеры

19. Полупроводниковые лазеры и их применение

весьма чувствительны к превышению питающего их тока — срок их службы при превышении оптимального тока через полупроводниковый переход резко снижается.

Дальность работы светопередающих устройств зависит от качества изготовления полупроводникового лазера (насколько параллельно распространяется световой поток от излучателя), чувствительности приемного устройства, времени суток, прозрачности атмосферы. Обычно (для описываемых ниже схем) дальность связи не превышает ста метров.

Наиболее просто реализовать схему светопередающего устройства на основе лазерной указки можно при использовании в качестве модулирующего элемента угольного микрофона (рис. 19.7). При разговоре электрическое сопротивление угольного порошка микрофона изменяется в соответствии с изменением звукового давления, следовательно, изменяется и величина тока, протекающего через микрофон и лазерный диод, тем самым осуществляется модуляция светового потока. Отметим, что в приведенных выше схемах вместо лазерного диода можно использовать и обычный светодиод с повышенной светоотдачей.

Схема устройства формирования ультракоротких световых импульсов, пригодных для инициирования различных процессов, их синхронизации во времени, передачи модулированных световых сигналов (например, частотно-импульсная модуляция), показана на рис. 19.8 [19.4].

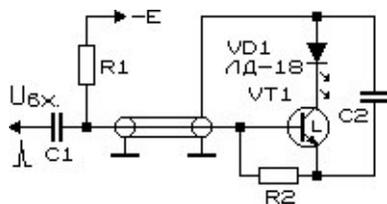


Рис. 19.8. Импульсное питание лазерного излучателя

В устройстве использован лавинный транзистор VT1. Изначально конденсатор C1 заряжен до напряжения питания E (меньшего, чем напряжение пробоя лавинного транзистора VT1). При поступлении на вход устройства импульса положительной

19. Полупроводниковые лазеры и их применение

полярности на базу лавинного транзистора через отрезок коаксиального кабеля подается управляющий сигнал. Транзистор пробивается, конденсатор C1 разряжается на лазерный диод VD1. Формируется световой импульс, имеющий ширину по основанию 5 нс и фронт 0,2 нс. Кратковременная мощность импульса достигает 5 Вт. В то же время само устройство исключительно экономично: при частоте следования импульсов 10 кГц оно потребляет среднюю мощность не более 100 мВт.

Список литературы

К главе 1

- 1.1. **Справочник** по элементам радиоэлектронных устройств / Под ред. В. Н. Дулина, М. С. Жука. — М.: Энергия, 1977. — 576 с.
- 1.2. **Серьезнов А. Н., Арефьев А. А., Степанова Л. Н.** Транзисторные эквиваленты приборов с отрицательным дифференциальным сопротивлением и интегральные схемы на их основе // Полупроводниковые приборы в технике связи. — М.: Радио и связь, 1988. — Вып. 27. — С. 4 — 18.
- 1.3. **Стэдлер Х.** Использование транзистора для получения аналога стабилитрона с нулевым динамическим сопротивлением // Электроника. — 1969. — № 7. — С. 30 — 31.
- 1.4. **Nagata M.** A Simple negative impedance circuit stable negative resistance circuit with no internal bias supplies and good linearity // IEEE Trans. — 1965. — Vol. CT — 12, № 3. — P. 433 — 434.
- 1.5. **Баскаков Е. Н., Степанова Л. Н.** Регулирование параметров вольт-амперной характеристики S-типа в транзисторном эквиваленте p-n-p-структуры // Радиотехника. — 1974. — № 7.
- 1.6. **Шустов М. А.** Практическая схемотехника. 450 полезных схем радиолюбителям. — М.: Альтекс, 2001. — Кн. 1. — 352 с.
- 1.7. **Шустов М. А., Протасевич Е. Т.** Теория и практика газоразрядной фотографии. — Томск: Изд-во Томского политехнического университета, 2001. — 252 с.

К главе 2

- 2.1. **Майер В. В.** Учебный эксперимент с ультразвуковыми импульсами. — Пермь, 1984.
- 2.2. **Баскаков С. И.** Радиотехнические цепи и сигналы. — М.: Высшая школа, 2000. — 462 с.

Список литературы

- 2.3. **Генераторы** мощных наносекундных импульсов для возбуждения полупроводниковых источников света // Приборы и техника эксперимента. — 1976. — № 5. — С. 113.
- 2.4. **Приборы и техника** эксперимента. — 1976. — № 5. — С. 113.
- 2.5. **Avalanche transistor** for fast power pulses // Electronics World Incorporating Wireless World. — 1991. — Vol. 97, № 5. — P. 439 — 440.
- 2.6. **Дьяконов В. П., Стерлягов А. А.** Генератор импульсов на лавинном транзисторе с пониженным напряжением питания // Приборы и техника эксперимента. — 1977. — № 5. — С. 126 — 127.
- 2.7. **Пилтакян А.** Мощный транзистор в лавинном режиме // Радио. — 1979. — № 4. — С. 38.
- 2.8. **Демидов А. А., Есаян Г. М., Калайдзидис Я. Л.** Низковольтная система выделения одиночного светового импульса из цуга пикосекундных импульсов // Приборы и техника эксперимента. — 1984. — № 3. — С. 186.
- 2.9. **Демчук М. И., Дмитриев С. М., Михайлов В. П., Юмашев К. В.** Использование лавинных фототранзисторов для синхронизации электронно-оптических камер // Приборы и техника эксперимента. — 1984. — № 5. — С. 166.
- 2.10. **Копанев В.** Генератор на диоде // Радио. — 1976. — № 5. — С. 59.
- 2.11. **Полупроводниковая электроника** в технике связи: Сб. статей. Вып. 24 / Под ред. И. Ф. Николаевского. — М.: Радио и связь, 1984. — С. 78 (Заявка Франции 2445661).
- 2.12. **Романов С. И.** Линия задержки на лавинном транзисторе // Приборы и техника эксперимента. — 1982. — № 4. — С. 127.
- 2.13. **Дьяконов В. П.** Лавинные транзисторы и их применение в импульсных устройствах. — М.: Советское радио, 1973. — 207 с.
- 2.14. **А. С. 1506522 СССР.** МКИ Н03К 3/335. Генератор импульсов / М. А. Шустов // Открытия. Изобретения. — 1989. — № 33.

- 2.15. **Шустов М. А.** Индикатор электрического поля на управляемом негаваристоре // Радиоконструктор. — 2000. — № 6. — С. 19.
- 2.16. **Шустов М. А.** Генераторы шума для офиса // Радиолюбитель. — 1995. — № 4. — С. 20.
- 2.17. **А. С. 521653 СССР.** МКИ Н03К 3/335. Генератор импульсов / В. П. Дьяконов // Открытия. Изобретения. — 1976. — № 26.
- 2.18. **А. С. 744928 СССР.** МКИ Н03К 3/33. Импульсный генератор / В. Я. Баржин и др. // Открытия. Изобретения. — 1980. — № 24.
- 2.19. **Линник М.** Простые конструкции на транзисторе в лавинном режиме // Радио. — 1982. — № 2. — С. 50.
- 2.20. **Шустов М. А.** Автоматический регулятор освещенности // Радиолюбитель. — 1995. — № 5. — С. 22.
- 2.21. **Шустов М. А.** Схема питания газоразрядных индикаторов и КМОП-микросхем // Радиолюбитель. — 1991. — № 10. — С. 35.
- 2.22. **Турута Е.** Делители частоты для многоголосого ЭМИ // Радио. — 1977. — № 7. — С. 41.
- 2.23. **Мартынюк А.** Микромощный источник образцового напряжения // Радио. — 1979. — № 7. — С. 27.
- 2.24. **Зайцев Е. Н.** Транзистор в режиме лавинного пробоя // Радио. — 1975. — № 5. — С. 29.

К главе 3

- 3.1. **Ковалев А. В., Халявко А. Н.** Инжекционно-полевые транзисторы — новый тип негатронов. — В кн.: Негатроны в вычислительной и измерительной технике. — Рига: Зинатне, 1973.
- 3.2. **Обод И. И., Кутовой И. В.** Генератор импульсов на полевом и биполярном транзисторах // Приборы и техника эксперимента. — 1982. — № 2. — С. 93.
- 3.3. **Обод И. И.** Импульсные схемы на управляемом аналоге инжекционно-полевого транзистора // Приборы и техника эксперимента. — 1982. — № 3. — С. 112.

- 3.4. **А. С. 741424 СССР.** МКИ Н03К 3/335. Релаксационный генератор, содержащий инжекционно-полевой транзистор / Л. А. Никитин // Открытия. Изобретения. — 1980. — № 22.

К главе 4

- 4.1. **Коняев В., Репин В.** Устройства на однопереходных транзисторах // Радио. — 1974. — № 4. — С. 40 — 41.
- 4.2. **Матвеев А. М.** Генератор импульсов на аналоге однопереходного транзистора // Приборы и техника эксперимента. — 1976. — № 5. — С. 118.
- 4.3. **Обод И. И.** Мультивибраторы на однопереходных транзисторах // Приборы и техника эксперимента. — 1983. — № 3. — С. 96.
- 4.4. **Шустов М. А.** Простые генераторы на микросхемах // Радиолюбитель. — 1992. — № 3. — С. 36.
- 4.5. **Справочник** по интегральным микросхемам / Под общ. ред. Б. В. Тарабина. — М.: Энергия, 1977. — 584 с.
- 4.6. **А. С. 651459 СССР.** МКИ Н03К 3/335. Генератор чередующихся импульсов.
- 4.7. **А. С. 1251297 СССР.** МКИ Н03К 3/335. Генератор импульсов / Р. С. Лебедев // Открытия. Изобретения. — 1986. — № 30.
- 4.8. **Ровдо А. А.** Полупроводниковые диоды и схемы с диодами. — М.: Лайт Лтд, 2000. — 288 с.
- 4.9. **А. С. 1157657 СССР.** МКИ Н03К 3/335. Широкодиапазонный генератор // Открытия. Изобретения. — 1985. — № 19.
- 4.10. **А. С. 1210207 СССР.** МКИ Н03К 3/335 // Открытия. Изобретения. — 1986. — № 5.
- 4.11. **А. С. 661728 СССР.** МКИ Н03К 3/335. Генератор импульсов / В. М. Фалькович, В. Ф. Берлов // Открытия. Изобретения. — 1979. — № 17.
- 4.12. **А. С. 731564 СССР.** МКИ Н03К 3/335. Генератор импульсов / В. А. Голубев и др. // Открытия. Изобретения. — 1980. — № 16.
- 4.13. **Ерофеева И. А.** Импульсные устройства на однопереходных транзисторах. — М.: Связь, 1974. — 72 с.
- 4.14. **Шамов А., Шик Г.** Термометр цифровой // В помощь радиолюбителю. — Вып. 93. — М.: ДОСААФ, 1986. — С. 3 — 11.

Список литературы

- 4.15. **Бутов А. Л.** Две простые полезные конструкции // Радио. — 2003. — № 4. — С. 58.
- 4.16. **Киселев В.** Однопереходные транзисторы серии КТ133 // Радио. — 1998. — № 4. — С. 61 — 63.

К главе 5

- 5.1. **Богданович М. И.** Широкодиапазонный генератор импульсов на негатроне // Радиотехника. — 1991. — № 6. — С. 12 — 14.
- 5.2. **Майер В. В.** Учебный эксперимент с ультразвуковыми импульсами. — Пермь, 1984.
- 5.3. **Занимательные эксперименты:** семейство тиристоров // Радио. — 1999. — № 7. — С. 47 — 48; № 8 — С. 64 — 65; № 9. — С. 54.
- 5.4. **Коновалов Е.** Простой метроном // Радио. — 1999. — № 10. — С. 54.
- 5.5. **А. С. 646426 СССР.** МКИ Н03К 3/335. Релаксационный генератор / В. В. Филипов // Открытия. Изобретения. — 1979. — № 5.
- 5.6. **А. С. 836787 СССР.** МКИ Н03К 3/335. Генератор импульсов // Открытия. Изобретения. — 1981. — № 21.
- 5.7. **Падалко Г.** Источник высокого напряжения // Радио. — 1973. — № 2. — С. 30.
- 5.8. **Нефедов А.** Тиристорные переключатели серий КР1125КП2 и КР1125КП3 // Радио. — 1998. — № 5. — С. 59 — 61.
- 5.9. **Алексеев С.** Симметричные динисторы — в источниках питания // Радио. — 1998. — № 10. — С. 70 — 71.
- 5.10. **Марущак Е.** Низковольтный индикатор напряжения питания // Радио. — 2003. — № 4. — С. 53.
- 5.11. **Падалко Г., Светлаков С.** Делитель частоты на динисторе // Радио. — 1976. — № 8. — С. 45.
- 5.12. **Кублановский Я. С.** Тиристорные устройств. — М.: Энергия, 1978. — 96 с.

К главе 6

- 6.1. **Кублановский Я. С.** Тиристорные устройства. — М.: Энергия, 1978. — 96 с.

Список литературы

- 6.2. **Яковлев В.** Регулятор мощности для индуктивной нагрузки // Радиолюбитель. — 2003. — № 2. — С. 17.
- 6.3. **Бражников А.** Регулятор мощности // Радио. — 1984. — № 7. — С. 42.
- 6.4. **Ховайко О.** Узел управления симистором // Радио. — 1998. — № 2. — С. 61.
- 6.5. **Кузнецов А.** Симисторный регулятор мощности с низким уровнем помех // Радио. — 1998. — № 6. — С. 60 — 61.
- 6.6. **Пушаев Д.** Тиристорный регулятор мощности // Радиолюбитель. — 1995. — № 5. — С. 21 — 22.
- 6.7. **Абрамов С. М.** Симисторный регулятор большой мощности // Радиоконструктор. — 2001. — № 7. — С. 35.
- 6.8. **Зысюк А. Г.** Простые схемы генераторов на транзисторах // Радиоаматор. — 1998. — № 1. — С. 48 — 49.
- 6.9. **Немич А.** Микросхема КР1182ПМ1 — фазовый регулятор мощности // Радио. — 1999. — № 7. — С. 44 — 46.
- 6.10. **Нефедов А.** Тиристорные переключатели серий КР1125КП2 и КР1125КП3 // Радио. — 1998. — № 5. — С. 59.
- 6.11. **Алексеев С.** Симметричные динисторы — в источниках питания // Радио. — 1998. — № 10. — С. 70 — 71.
- 6.12. **КР1167КП1** — симметричный интегральный диодный переключатель (динистор) // Радиоаматор. — 1998. — № 8. — С. 33.
- 6.13. **Манойлов Ц.** Мигающая лампа // Радио. Телевизия. Электроника. — 2001. — № 6. — С. 25.
- 6.14. **Вишневский А. И., Руденко В. С., Платонов А. П.** Силовые и полупроводниковые приборы. — М.: Высшая школа, 1975. — 343 с.
- 6.15. **Боголюбов Н. В., Гороновский И. Т.** Тиристорные устройства в системах управления технологическими процессами обработки воды. — Киев: Наукова думка, 1982. — 200 с.
- 6.16. **Прокопцев Ю.** Тринистор из транзисторов // Радио. — 1989. — № 7. — С. 19 — 20.
- 6.17. **А. С. 1562963 СССР** А1. МКИ Н03К 3/335. Ждущий мультивibrator / В. В. Коломиец // Открытия. Изобретения. — 1990. — № 17.

Список литературы

- 6.18. **Богданович М. И.** Транзисторный аналог запираемого тиристора с улучшенными параметрами // Радиотехника. — 1990. — № 4. — С. 97 — 99.
- 6.19. **А. С. 687568 СССР.** МКИ Н03К 3/335, 3/281. Симметричный мультивибратор / В.П. Иванов // Открытия. Изобретения. — 1979. — № 35.
- 6.20. **А. С. 490257 СССР.** МКИ Н03К 3/281. Мультивибратор на запираемых тиристорах / Е. Н. Шолков // Открытия. Изобретения. — 1975. — № 40.
- 6.21. **Евсеев А. Н.** Полезные схемы для радиолюбителей. — М.: Солон-Р, 1999. — Вып. 2. — 240 с.
- 6.22. **Нечаев И. А.** Зависимое включение электро- и радиоприборов // Радио. — 1999. — № 9. — С. 28 — 29; 1999. — № 11. — С. 41.
- 6.23. **Петренко А. Д.** Самодельные охранные устройства // Радиоаматор. — 1998. — № 2. — С. 29 — 30.

К главе 7

- 7.1. **Шустов М. А.** Применение барьерно-резистивных элементов — баристоров в источниках питания // Радиоаматор-Электрик. — 2002. — № 11. — С. 4 — 5.
- 7.2. **Шустов М. А., Шустов А. М.** Барьерно-резистивные элементы и их применение // Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика. — 2003. — № 1. — С. 27 — 29.

К главе 8

- 8.1. **Esaki L.** New phenomenon on narrow germanium p-n junctions // Physical Review. — 1958. — V. 109. — № 2. — P. 603.
- 8.2. **Шустов М. А.** Датчики с прямым смещением в управляемых генераторах // Радиолюбитель. — 1997. — № 10. — С. 17 — 18.
- 8.3. **Воронцов Ю. И., Медведев В. И., Косых Т. Б.** Туннельный диод. — М.: МГУ, 2001.
- 8.4. **Янчук Е. В.** Туннельные диоды в приемно-усилительных устройствах. — М.: Энергия, 1967. — 56 с.

Список литературы

- 8.5. **СВЧ устройства** на полупроводниковых диодах. Проектирование и расчет / Под ред. И. В. Мальского, Б. В. Сестрорецкого. — М.: Советское радио, 1969. — 580 с.
- 8.6. **Морозов В.** Некоторые схемы на туннельных диодах // Радио. — 1965. — № 4. — С. 37 — 39.
- 8.7. **Jakubaschek H.** Das grosse Elektronikbastelbuch. — Berlin, 1976. — 427 s.
- 8.8. **Горюнов Н., Экслер А.** Усилители и генераторы синусоидальных колебаний на туннельных диодах // Радио. — 1965. — № 1. — С. 35 — 37.
- 8.9. **Горюнов Н. Н., Кузнецов А. Ф., Экслер А. А.** Схемы на туннельных диодах. — М.—Л.: Энергия, 1965. — 80 с.
- 8.10. **Туннельные диоды** и их применение в схемах переключения и в устройствах СВЧ диапазона / Под ред. А. А. Визеля. — М.: Советское радио, 1965. — 184 с.
- 8.11. **Туннельные диоды:** Сб. статей под ред. В. И. Фистуля. — М.: Иностранная литература, 1961. — 204 с.
- 8.12. **Генераторы** гармонических колебаний на туннельных диодах / Под ред. В. С. Андреева. — М.: Энергия, 1972. — 216 с.
- 8.13. **Каралис В.** Универсальный прибор для измерения неэлектрических величин // Радио. — 1966. — № 3. — С. 50.
- 8.14. **Львович А. А., Гейсман Ю. В.** Высокостабильные кварцевые генераторы на туннельных диодах. — М.: Связь, 1970. — 168 с.
- 8.15. **Fischer H.-J., Schlegel W. E.** Transistor- und Schaltkreis Technik. — Berlin, 1979.
- 8.16. **Бондаренко А., Бондаренко Н.** Малогабаритная радиостанция на 1215...1300 МГц // Радио. — 1975. — № 8. — С. 26 — 29.
- 8.17. **Акчурин Э. А., Рудь В. В., Спирин В. Я.** Туннельные диоды в технике связи. — М.: Связь, 1971. — 137 с.
- 8.18. **Шарпан О. Б.** Фазостабильный генератор дискретного множества частот с высокой равномерностью спектров // Приборы и техника эксперимента. — 1976. — № 5. — С. 120 — 121.

Список литературы

- 8.19. **Преобразователь давление-частота** на релаксационном генераторе с туннельным диодом в качестве чувствительного элемента // Приборы и техника эксперимента. — 1976. — № 3. — С. 201.
- 8.20. **А. С. 1277063 СССР**. МКИ G05B 1/01, H03K 17/04. Пороговый элемент контроля тока и напряжения / Л. И. Гитман // Открытия. Изобретения. — 1986. — № 46.
- 8.21. **Шустов М. А.** Простые ЧМ-радиомикрофоны // Радиолюбитель. — 1991. — № 9. — С. 22.
- 8.22. **А. С. 572902 СССР**. МКИ H03K 3/315. Генератор импульсов / Г. П. Касьянов, Ю. Н. Холоденко // Открытия. Изобретения. — 1977. — № 34.
- 8.23. **Смирнов А.** Генератор прямоугольных импульсов // Радио. — 1982. — № 10. — С. 38.
- 8.24. **Шустов М. А.** Низковольтные преобразователи для питания светодиодов // Радиоаматор. — 2003. — № 5. — С. 25.
- 8.25. **Шустов М. А.** Низковольтное питание светодиодов // Радиомир. — 2003. — № 8. — С. 15 — 16.
- 8.26. **Горбенко В., Горбенко Е., Миронов В.** Приставки на туннельном диоде // Радио. — 1968. — № 6. — С. 33 — 34.
- 8.27. **Гасяк И.** Миниатюрный генератор-пробник // Радио. — 1968. — № 8. — С. 37.
- 8.28. **Смирнов В. В.** Генераторы на туннельных диодах (практические схемы). — М.: Энергия, 1971. — 48 с.
- 8.29. **А. С. 777806 СССР**. МКИ H03K 3/315. Частотно-модулированный генератор на туннельном диоде // Открытия. Изобретения. — 1980. — № 41.
- 8.30. **Шустов М. А.** Универсальные индикаторы излучений и их применение // Радиолюбитель. — 1993. — № 9. — С. 25 — 26; 1994. — № 8. — С. 28 — 29.
- 8.31. **Арш Э. И.** Автогенераторные методы и средства измерений. — М.: Машиностроение, 1979. — 256 с.
- 8.32. **Шустов М. А.** ЧМ генератор // Радиолюбитель. — 1998. — № 10. — С. 38.
- 8.33. **Шустов М. А.** ВЧ-генератор для ПЭВМ // Радиолюбитель. — 1993. — № 2. — С. 4.

Список литературы

- 8.34. **Ржевкин К. С.** Туннельный диод. — М.—Л.: Госэнергоиздат, 1962. — 24 с.
- 8.35. **Воскресенский В. В., Иваницкий А. М.** Применение туннельных диодов в импульсной технике. — М.: Связь, 1974. — 120 с.
- 8.36. **Шустов М. А.** Практическая схемотехника. Источники питания и стабилизаторы. — М.: Альтекс, 2002. — Кн. 2. — 192 с.
- 8.37. **Комаров С.** Чувствительный индикатор электромагнитного поля // Радио. — 2003. — № 3. — С. 66 — 67.
- 8.38. **Лучшие конструкции** 28-й выставки творчества радиолюбителей. Сборник. — М.: ДОСААФ, 1978.

К главе 9

- 9.1. **Дьяконов В. П., Семенова О. В.** Переключающие устройства на лямбда-транзисторах // Приборы и техника эксперимента. — 1977. — № 5. — С. 96.
- 9.2. **А. С. 661721 СССР**. МКИ H03K 3/02, 3/281. Генератор импульсов / В. П. Дьяконов, О. В. Семенова // Открытия. Изобретения. — 1979. — № 17.
- 9.3. **Дьяконов В. П., Семенова О. В.** Генераторы импульсов на лямбда-транзисторе // Приборы и техника эксперимента. — 1979. — № 6. — С. 100 — 101.
- 9.4. **Нечаев И. А.** Лямбда-диод и его возможности // Радио. — 1984. — № 2. — С. 54.
- 9.5. **Нечаев И. А.** Лямбда-диод в радиолюбительских конструкциях // Радио. — 1996. — № 5. — С. 35 — 37.
- 9.6. **А. С. 1691932 СССР**. МКИ H03K 3/30. Генератор импульсов / М. А. Шустов // Открытия. Изобретения. — 1991. — № 42.
- 9.7. **Шустов М. А.** Устройство для настройки радиоаппаратуры // Радиолюбитель. — 1992. — № 9. — С. 29.

К главе 10

- 10.1. **Шур М. С.** Эффект Ганна. — Л.: Энергия, 1971. — 80 с.
- 10.2. **Царапкин Д. П.** Генераторы СВЧ на диодах Ганна. — М.: Радио и связь, 1982.

Список литературы

- 10.3. **Полупроводниковые приборы.** Сверхвысокочастотные диоды. Справочник / Б. А. Наливайко, А. С. Берлин, В. Г. Божков и др. — Томск: МГП «Раско», 1992. — 223 с.
- 10.4. **Воторопин С. Д., Носков В. Я.** Приемо-передающие модули на слаботочных диодах Ганна для автодинных систем // Электронная техника. сер. СВЧ-техника. — 1993. — Вып. 4 (458). — С. 70 — 72.
- 10.5. **Воторопин С. Д., Юрченко В. И.** Автодины на диодах Ганна и устройства на их основе // Электронная промышленность. — 1998. — Вып. 1 — 2. — С. 110 — 115.
- 10.6. **Лучшие конструкции** 28-й выставки творчества радиолюбителей. Сборник. — М.: ДОСААФ, 1978.
- 10.7. **Fortier H. -U.** 10 GHz — ein neuer Frequenzbereich fuer den Amateurfunk in der DDR // In: Elektronisches Jahrbuch fuer den Funkamateuer, 1980. — Berlin, 1980. — S. 152 — 165.

К главе 11

- 11.1. **Radio** Fernsehen Elektronik. — 1975. — № 24. — S. 746.
- 11.2. **Федула В. С.** КТ315 в якості варікапа // Радіоаматор. — 1997. — № 10. — С. 19.
- 11.3. **Ред Э.** Справочное пособие по высокочастотной схемотехнике. — М.: Мир, 1990. — 256 с.
- 11.4. **Белоусов О. В.** Простой генератор с частотной модуляцией // Радіоаматор. — 2003. — № 3. — С. 3.
- 11.5. **Воробьев С.** Высококачественный прием на СВ и ДВ // Радио. — 1975. — № 1. — С. 27 — 30.
- 11.6. **Шрайбер Г.** 400 новых радиоэлектронных схем. — М.: ДМК Пресс, 2001. — 368 с.
- 11.7. **Ровдо А. А.** Полупроводниковые диоды и схемы с диодами. — М.: Лайт Лтд, 2000. — 288 с.
- 11.8. **Electron** (Нидерланды). — 1981. — № 11.
- 11.9. **Gillet G. M.** Transistor module for SSB transceivers // QST. — 1970. — V. 54. — № 1. — P. 16 — 23; Rohlaender W. DSB-Klippung im SSB-Sender // Funkamateuer. — 1970. — № 12. — S. XLVIII.
- 11.10. **Жалнераускас В.** Балансный модулятор на варикапах // Радио. — 1974. — № 11. — С. 24.

Список литературы

- 11.11. **Сыркин М.** Модулятор на варикапах // Радио. — 2003. — № 4. — С. 68.
- 11.12. **Копылова К. Ф., Терпугов Н. В.** Параметрические емкостные усилители низкой частоты. — М.: Советское радио, 1973. — 88 с.
- 11.13. **Геккер И. Р., Яковлев Д. А.** Новые типы усилителей. — М.—Л.: Энергия, 1966. — 64 с.

К главе 12

- 12.1. **Кучис Е. В.** Методы исследования эффекта Холла. — М.: Советское радио, 1974. — 328 с.
- 12.2. **Roscher F.** Erste Bekanntschaft mit Hall-Generatoren // In: Elektronisches Jahrbuch fuer den Funkamateuer, 1988. — Berlin, 1988. — S. 100 — 109.
- 12.3. **Бараночников М., Папу В.** Микросхемы серии K1116 // Радио. — 1990. — № 6. — С. 84; № 7. — С. 71 — 72; № 8. — С. 89.
- 12.4. **Львов М.** Применение магнитоуправляемых микросхем // Радио. — 1990. — № 7. — С. 73 — 74.
- 12.5. **Алексеев В. В., Викулин И. М.** Датчики магнитного поля на основе полевых транзисторов // Приборы и техника эксперимента. — 1984. — № 2. — С. 185 — 186.
- 12.6. **Усанов Д. А., Вениг С. Б., Скворцов С. И.** Режим магнитоуправляемой генерации с добавлением периода и хаоса в схеме с магнитотранзистором // Известия вузов. Сер. Прикладная нелинейная динамика. — 2000. — № 5. — С. 43.

К главе 13

- 13.1. **Ровдо А. А.** Полупроводниковые диоды и схемы с диодами. — М.: Лайт Лтд, 2000. — 288 с.
- 13.2. **Perner M.** Применение р-і-п-диодов в качестве элементов затухания и переключения // Funkamateuer. — 1999. — №10. — S. 1148 — 1149.
- 13.3. **Исаичев И. Д., Завьялов Б. Д., Королев В. И., Легошин Л. Н.** Исследование диодных коммутаторов КВ-диапазона // В сб.: Полупроводниковая электроника в технике связи. Вып. 24. — М.: Радио и связь, 1984. — С. 17 — 24.

Список литературы

- 13.4. **Красноголовый Б. Н., Плавский Л. Г.** Варакторные умножители частоты. — Минск: Изд-во БГУ, 1979. — 287 с.
- 13.5. **Бунин С. Г., Яйленко Л. П.** Справочник радиолюбителя-коротковолновика. — Киев: Техніка, 1984. — 264 с.
- 13.6. **Ред Э.** Справочное пособие по высокочастотной схемотехнике. — М.: Мир, 1990. — 256 с.
- 13.7. **Шрайбер Г.** 400 новых радиоэлектронных схем. — М.: ДМК Пресс, 2001. — 368 с.
- 13.8. **Дзехцер Г. Д., Орлов О. С.** P-i-n-диоды в широкополосных устройствах СВЧ. — М.: Советское радио, 1970.
- 13.9. **СВЧ устройства** на полупроводниковых диодах / Под ред. И. В. Мальского, Б. В. Сестрорецкого. — М.: Советское радио, 1969.
- 13.10. **Ильюшенко В. Н.** Сверхширокополосный многозвенный аттенюатор на p-i-n-диодах // В кн.: Наносекундные и суб-наносекундные усилители / Под ред. И. А. Сулова. — Томск: Изд-во Томского ун-та, 1976. — С. 117 — 122.
- 13.11. **Стукач О. В., Ильюшенко В. Н.** Управляемый аттенюатор // Приборы и техника эксперимента. — 1993. — № 4. — С. 116 — 118.
- 13.12. **Funkschau.** — 1980. — № 21. — S. 100.
- 13.13. **Граф Р. Ф., Шнитс В.** Энциклопедия электронных схем. Том 6. Часть I. Книга 4. — М.: ДМК Пресс, 2002. — 280 с.

К главе 14

- 14.1. **Бочаров М. И., Новожилов О. П.** Умножение частоты на синтезированных нелинейных реактивных элементах // Радиотехника. — 1987. — № 3. — С. 15 — 18.
- 14.2. **Ham Radio.** — 1975. — № 9. — P. 36 — 45.
- 14.3. **Горбатый В., Палиенко Н.** УКВ радиостанция на транзисторах // Радио. — 1975. — № 1. — С. 24.
- 14.4. **Карпов Б.** Варакторный утроитель на 430 МГц // Радио. — 1976. — № 3. — С. 19.
- 14.5. **Нечаев И. А.** Радиомаячок диапазонов 1300 и 2400 МГц // Радио. — 2003. — № 6. — С. 63 — 64.
- 14.6. **Красноголовый Б.Н., Плавский Л.Г.** Варакторные умножители частоты. — Минск: Изд-во БГУ, 1979. — 287 с.

Список литературы

- 14.7. **Applied Microwave and Wireless.** — 1994. — Summer. — P. 59.

К главе 15

- 15.1. **Шустов М. А.** Имитатор шума прибора // Радиолюбитель. — 1992. — № 4. — С. 35.
- 15.2. **Зудов Н.** Генератор шума-пробник // Радио. — 1972. — № 9. — С. 34.
- 15.3. **Zener diode reference noise source** // <http://www.rlocman.com.ru/am/a01002.htm>
- 15.4. **Noise generator using reverse-biased diode** // <http://www.rlocman.com.ru/am/a01001.htm>
- 15.5. **Волынец А.** Шумовой мост для настройки антенн // Радиолюбитель. КВ и УКВ. — 2000. — № 3. — С. 34 — 35.

К главе 16

- 16.1. **Шустов М. А.** Практическая схемотехника. 450 полезных схем. — М.: Альтекс, 2001. — Кн. 1. — 352 с. (I изд.), 2003 (II изд.).
- 16.2. **Шустов М. А.** Низковольтные преобразователи для питания светодиодов // Радиоаматор. — 2003. — № 5. — С. 25.
- 16.3. **Everyday Practical Electronics/ETI,** 1999. — № 11. — P. 804; Радиохобби. — 1999. — № 6. — С. 12 — 13.
- 16.4. **Граф Р., Шнитс В.** Энциклопедия электронных схем. Том 7. Часть I. — М.: ДМК, 2000. — 304 с.
- 16.5. **Sixth Farnell Semiconductor Datasheet CD-ROM.** Dec 98, Vol. 1; Vol. 2.
- 16.6. **Ковпак А. А.** Интегральные преобразователи постоянного тока // Радиоаматор-Электрик. — 2000. — № 8. — С. 4 — 8.
- 16.7. **Шустов М. А.** Светодиодные излучатели с ультранизким напряжением питания // Радиоконструктор. — 2000. — № 5. — С. 23.
- 16.8. **Рюмик С. М.** Светодиодная индикация на одиночном контакте // Радиоаматор. — 1998. — № 10. — С. 25.
- 16.9. **Данн Дж.** Переключатель, коммутирующий два светодиода // Электроника. — 1992. — № 1 — 2. — С. 28 — 29.
- 16.10. **Млад конструктор.** — 1983. — № 5. — С. 5.

Список литературы

- 16.11. **Кривонос А. И.** Оптоэлектронные устройства. — М.: Энергия, 1978. — 96 с.
- 16.12. **Патент 2087073 РФ.** МПК⁷ H04B 1/06. Радиоприемное устройство / Б. С. Сергеев // Открытия. Изобретения. — 1997. — № 22. — С. 412.
- 16.13. **Сергеев Б. С.** Индикация переключения диапазонов приемника // Радио. — 1998. — № 7. — С. 18 — 19.
- 16.14. **Шустов М. А.** Переключатель — индикатор диапазонов // Радиоаматор. — 2003. — № 5. — С. 51 — 53.
- 16.15. **Бутов А. Л.** «Вечный» будильник // Радио. — 2003. — № 4. — С. 53.
- 16.16. **Саулос С.** Необычная «профессия» светодиода // Радиолюбитель. — 1991. — № 6. — С. 36.
- 16.17. **Кривонос А. И.** Оптоэлектронные устройства. — М.: Энергия, 1978. — 96 с.

К главе 17

- 17.1. **Архипов С.** Применение твердотельных оптоэлектронных реле средней мощности // Радио. — 2003. — № 1. — С. 42 — 45.
- 17.2. **Кликушин Ю. Н.** Развязывающий усилитель // Приборы и техника эксперимента. — 1986. — № 3. — С. 126.
- 17.3. **Хайд К.** Простой способ развязки от напряжения сети // Электроника. — 1989. — № 26. — С. 53.
- 17.4. **Андрушко А. И., Малинин Ю. Г., Салихов Х. М.** Запуск осциллографа световым импульсом // Приборы и техника эксперимента. — 1980. — № 2. — С. 202.
- 17.5. **Мамедов А. К.** Частотные характеристики дифференциального оптрона // Радиотехника. — 1985. — № 3. — С. 76 — 78.
- 17.6. **Млад конструктор.** — 1983. — № 2. — С. XIV.
- 17.7. **Юшин А.** Оптоэлектронные реле // Радио. — 1999. — № 8. — С. 57 — 59.
- 17.8. **Саволук А. М.** Цифровой термометр для инкубатора // Радиоаматор. — 2003. — № 3. — С. 20 — 21.
- 17.9. **Николайчук О.** Управление нагрузкой на переменном токе // Схемотехника. — 2003. — № 4. — С. 25 — 26.

Список литературы

- 17.10. **Юшин А.** Оптоэлектронные реле // Радио. — 1999. — № 9. — С. 45 — 48.
- 17.11. **Юшин А.** Оптоэлектронные реле // Радио. — 1999. — № 10. — С. 43.
- 17.12. **Нечаев И. А.** Зависимое включение электро- и радиоприборов // Радио. — 1999. — № 9. — С. 28 — 29.
- 17.13. **Кравченко А. В.** Схемотехника силовых ключей на тиристорах // Радиоаматор. — 1998. — № 7. — С. 37.
- 17.14. **Твердотельные** оптоэлектронные реле средней мощности // Радиоаматор. — 1998. — № 10. — С. 31 — 33.

К главе 18

- 18.1. **Рюмик С. М.** Светодиодная индикация на одиночном контакте // Радиоаматор. — 1998. — № 10. — С. 25.
- 18.2. **Рюмик С. М.** Необычные применения мигающих светодиодов // Радиоаматор. — 1998. — № 11 — 12. — С. 23.

К главе 19

- 19.1. **Справочник** по лазерной технике: Пер. с нем. / Под ред. проф. А. П. Напартовича. — М.: Энергоатомиздат, 1991. — 544 с.
- 19.2. **Федоров О.** Фототир на базе лазерной указки // Схемотехника. — 2003. — № 4. — С. 2 — 3.
- 19.3. **Солоненко В.** Лазерный светотелефон // Радио. — 2003. — № 1. — С. 56 — 57.
- 19.4. **Афоненко А. А., Манак И. С., Пикулик В. Г.** Источник оптического излучения пикосекундного диапазона на инжекционных лазерах для светодальнометрии // Оптический журнал. — 1993. — № 10. — С. 66 — 71.