

ГЕНЕРИРОВАНИЕ
ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ
КОЛЕБАНИЙ
СПЕЦИАЛЬНОЙ ФОРМЫ

I

ИЗДАТЕЛЬСТВО «СОВЕТСКОЕ РАДИО»

ГЕНЕРИРОВАНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЙ СПЕЦИАЛЬНОЙ ФОРМЫ

ГЕНЕРИРОВАНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЙ СПЕЦИАЛЬНОЙ ФОРМЫ

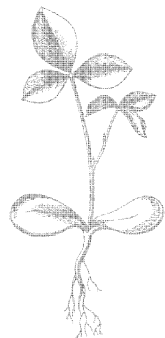
ПЕРЕВОД С АНГЛИЙСКОГО
ПОД РЕДАКЦИЕЙ
Л. Ю. БЛЮМБЕРГА и Т. Р. БРАХМАНА

I



Scan AAW

ИЗДАТЕЛЬСТВО „СОВЕТСКОЕ РАДИО“
МОСКВА—1951



Scan AAW

ПРЕДИСЛОВИЕ К РУССКОМУ ПЕРЕВОДУ

Книга «Генерирование электрических колебаний специальной формы» представляет собой перевод книги «Waveforms», составленной по материалам отчетов Лаборатории излучения Массачусетского технологического института (США).

В книге рассмотрены вопросы создания специальных видов электрических колебаний, их модуляции, демодуляции, деления и умножения частоты; описаны ламповые генераторы специальных колебаний и линии задержки сигналов. Кроме того, в книге освещены вопросы измерения колебаний специальных видов.

Книга может быть полезной для радиоинженеров, студентов и преподавателей ВУЗ'ов и техникумов. Вследствие большого объема книги русский перевод выпускается в двух частях.



Scan AAW

Глава I

ВВЕДЕНИЕ

1. Содержание книги

В этой книге рассматриваются методы генерирования и преобразования электрических колебаний специальной формы. Книга содержит две вводные главы (II и III), посвященные преобразованиям формы колебаний с помощью линейных и нелинейных элементов. Применение этих основных элементов для генерирования колебаний специальной формы является предметом следующих глав (IV, V, VI, VII, VIII). Подробно рассматриваются синусоидальные, импульсные, прямоугольные, треугольные, трапециoidalные, гиперболические, параболические и экспоненциальные колебания напряжения и тока; особое внимание обращено на методы, обеспечивающие быстрое возникновение колебаний и точный контроль их формы. Две следующие главы (IX и X) посвящены рассмотрению методов анализа амплитудных и временных зависимостей, определяющих форму колебаний, и различные методы выделения отдельных участков колебания. Особое внимание уделено важному процессу маркировки моментов равенства напряжения двух волн, являющегося основой техники точной синхронизации.

Главы XI, XII, XIII и XIV посвящены описанию методов модуляции и демодуляции, находящих себе наибольшее применение в прецизионных схемах. Рассматривается также ряд вопросов, связанных с изучением медленно изменяющихся напряжений или «механических сигналов», так как работа многих важных устройств зависит от модуляции, связанной с вращением контролируемого вала. Далее изучается сложный процесс демодуляции, причем особое внимание уделяется схемам, пригодным для работы с прерывистыми колебаниями.

Подробно разбирается процесс линейной модуляции интервала времени между двумя участками волны (линейная временная модуляция), так как этот процесс является основой точного измерения времени.

Три следующие главы — XV, XVI и XVII — посвящены вопросам синхронизации генераторов колебаний специальной формы с целью умножения или деления частоты синусоидальных колебаний или частоты повторения импульсов. Многие из таких процессов осуществляются с помощью аperiodических счетных устройств.

Точность основных процессов преобразования колебаний, описанных в предыдущих главах, достаточна для выполнения основных математических действий. Например, волна гиперболической формы может быть использована для решения прямоугольного треугольника, а волна параболической формы — для возведения величины в квадрат. В главах XVIII и XIX даны методы сложения, вычитания, дифференцирования, интегрирования, умножения, деления, возведения в квадрат и извлечения квадратного корня.

В гл. XX описана техника измерения колебаний специальной формы с помощью простого осциллографа. Однако в этой главе не даны принципы проектирования самих осциллографов.

В последних главах рассмотрены устройства задержки, которые являются специальным, но чрезвычайно важным классом элементов, позволяющих воспроизводить входную волну на выходе с определенной задержкой во времени. В этих главах даны также основные характеристики устройств с запаасающими электронно-лучевыми трубками, являющимися наиболее современными и наиболее гибкими из задерживающих устройств.

Помимо этого в заключительных главах описаны свойства электрических и ультразвуковых линий задержки.

2. Применения колебаний специальной формы

Можно дать следующую классификацию основных применений колебаний специальной формы:

1. Синхронизация колебаний для электронно-лучевых индикаторов.
2. Неподвижные электронные отметки времени.
3. Подвижные электронные отметки времени.
4. Синхронизация колебаний, включая умножение и деление частоты.
5. Синхронизация по углу для электронно-лучевых или других индикаторов.
6. Точная передача команд с помощью импульсно-временных методов.
7. Приложения к телевидению большой четкости.
8. Приложения техники точной синхронизации в электрофизиологии.
9. Приложения техники точных измерений в физике, химии, биологии.
10. Применения техники точного измерения времени в ядерной физике.

В дополнение следует отметить два важных приложения, сулящих большие возможности, но к сожалению еще малоразработанные. Первое — это применение колебаний специальной формы для математических вычислений. Простейшие математические операции, особенно интегрирование, могут выполняться этими устройствами с достаточной точностью. Большие надежды можно возлагать также на применение импульсной техники в электронно-счетных устройствах. Такие счетчики позволяют очень гибко и быстро решать

сложные математические уравнения. Принцип работы таких счетчиков состоит в преобразовании математических величин в соответствующие импульсы, позволяющие накапливать и подсчитывать поданную информацию.

Амплитудная или временная модуляция импульсов представляет большой интерес для техники многоканальной связи, поскольку селективные свойства простых временных селекторов намного превышают качества таких же или более сложных частотных селекторов.

Наконец импульсные методы точных измерений открывают большие перспективы для измерений и контроля в промышленности. Можно надеяться, что основной материал этой книги, совмещенный с практикой, наведет читателя на мысль о еще более широком практическом использовании импульсной техники.

3. Основные понятия

Линейные элементы. Колебательные напряжения или токи, которые будут рассматриваться ниже, имеют не синусоидальную форму, а более сложные очертания (рис. 1.1). При сложении двух колебаний такой формы результирующая кривая менее сходна с ее образующими, чем в случае синусоидальных колебаний, и поэтому понятия «изменение амплитуды» и «сдвиг фазы» при этом приме-

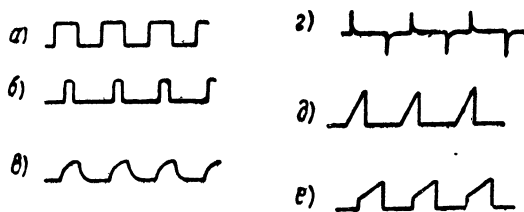


Рис. 1.1. Примеры колебаний специальной формы:

a—симметричные прямоугольные колебания; *б*—импульсы; *в*—результат приближенного интегрирования колебаний типа *a*; *г*—результат приближенного дифференцирования тех же колебаний; *д*—треугольная форма колебания; *е*—трапециoidalная форма колебания.

няются редко, а обычно заменяются новыми понятиями формы, длительности и времени существования. Сложные цепи, которые только сдвигают фазу и изменяют амплитуду синусоидальных колебаний, существенно видоизменяют форму несинусоидальных колебаний. Это явление поясняет рис. 1.2, на котором изображены результаты воздействия синусоидального и прямоугольного напряжений на две цепи, состоящие из сопротивления и емкости (*RC*-цепи). Общее явление изменения формы колебаний, обусловленного различными соотношениями полных сопротивлений, пример которого приведен выше, называется «линейным формированием».

По причинам, которые обоснованы ниже, усилители в рассматриваемых случаях редко играют свою обычную роль. В тех случаях,

когда они применяются для обычных целей, от них требуется большая точность воспроизведения входного сигнала, так как индикаторами обычно является не ухо человека, не различающее например, фазовых искажений, а более чувствительный орган — глаз или точный электрический прибор. В связи с этим большое значение приобретают усилители с отрицательной обратной связью. Другим очень важным применением отрицательной обратной связи в усилителях является согласование входного и выходного полного сопротивления усилителя с внешними цепями.

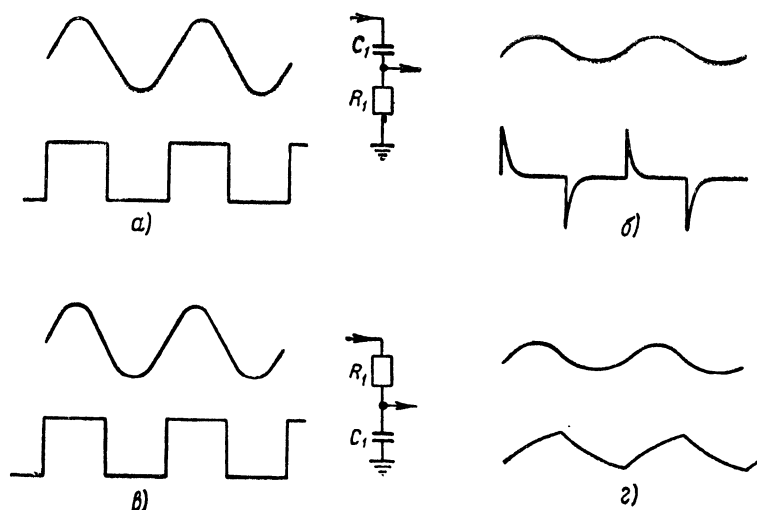


Рис. 1.2. Результат подачи синусоидального и прямоугольного напряжений на две RC -цепочки:

a и $б$ — синусоида уменьшается в отношении сопротивления к полному сопротивлению цепочки; прямоугольные колебания, однако, дифференцируются, так как высокочастотные составляющие проходят с меньшим ослаблением; a и $г$ — синусоида уменьшается в отношении реактивного сопротивления цепочки к полному; прямоугольные же колебания как бы интегрируются, так как низкочастотные составляющие проходят с меньшим ослаблением.

Многие виды колебаний создаются первоначально на очень больших сопротивлениях и поэтому назначение усилителя состоит не в увеличении амплитуды колебаний, а в понижении внутреннего сопротивления источника, с которого снимается колебание. Типичным примером такого устройства является катодный повторитель.

Процесс линейного формирования колебаний часто выполняется при помощи усилителей, в частности, усилителей с отрицательной обратной связью; такие усилители называют «линейно-формирующими усилителями».

Применение нелинейных элементов. Другой метод изменения формы колебаний состоит в перегрузке усилителя. Здесь намеренно используется нелинейность крайних участков ламповых характеристик. Эта нелинейность считалась прежде недостатком, но в рассматриваемой области техники она часто является основным досто-

инством, в то время как небольшая линейная часть характеристики, соединяющая нелинейные участки, становится нежелательной. Например, при получении напряжения прямоугольной формы из синусоидального напряжения может применяться схема рис. 1.3. При большой амплитуде синусоидального входного напряжения потенциал сетки быстро изменяется от потенциала отсечки до нулевого потенциала. При этом во время большей части периода лампа либо отперта, либо заперта. Заметный линейно-изменяющийся анодный ток между этими двумя состояниями нежелателен, так как из-за него форма выходного колебания приобретает наклонные перепады вместо вертикальных. Чем короче линейный участок ламповой характеристики анодный ток — сеточное напряжение, тем

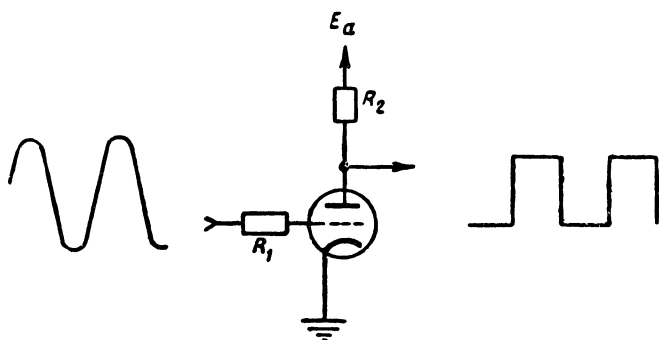


Рис. 1.3. Преобразование синусоидальных колебаний в прямоугольные с помощью перегруженного усилителя. Изображенное выходное напряжение соответствует лампе с нулевым напряжением отсечки; в действительности перепады выходного напряжения не вертикальны.

круче будут перепады; в идеальном случае этот участок должен равняться нулю.

В рассмотренном примере характеристика лампы представлялась в сущности как ломаная линия, состоящая из линейных участков, а не как непрерывная нелинейная функция; при подаче большого напряжения на вход точная форма кривизны характеристики не имеет значения. В большинстве случаев это является основным применением нелинейных элементов, которое подробно освещено в § 3.

Встречаются, конечно, случаи, когда требуется, чтобы элементы цепи имели непрерывную нелинейную характеристику определенной формы, например, параболическую или экспоненциальную. Типичное применение нелинейности такого рода встречается при умножении, делении, возведении в квадрат и извлечении квадратного корня из мгновенных значений двух колебательных величин. Однако такого рода применения встречаются сравнительно редко и вызывают немало трудностей при подборе элементов устройств, которые количественно с достаточной точностью подчиняются требуемому закону.

Преобразования по оси амплитуд. Очень часто существенно сохранить точное положение колебания по оси напряжений (уровень постоянного напряжения). Эта задача выполняется двумя способами. Первый из них состоит в поддержании среднего уровня колебания при определенном напряжении. Такой способ известен под названием «установка рабочей точки смещением». Второй путь состоит в том, что часть колебательного напряжения должна удерживаться на определенном уровне постоянного напряжения; такой способ принято называть «восстановление постоянной составляющей». Оба способа являются способами «фиксации уровня», причем в первом из них используется линейный, а во втором нелинейный элементы.

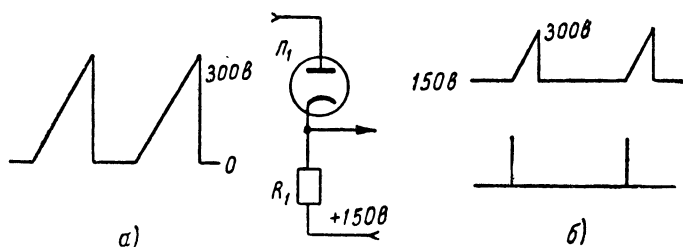


Рис. I.4. Амплитудная селекция и сравнение. Если смещение на катоде диода L_1 равно $+150$ в, то на выходе появится лишь та часть пилообразного напряжения, которая превышает $+150$ в, как это и показано на рис. б. На нижней эпюре б изображены два импульса, полученные путем усиления и обострения верхних импульсов. Такая комбинация селекции, усиления и обострения называется амплитудным сравнением.

При фиксированном уровне колебания иногда необходимо воспроизвести только ту часть колебаний, которая превышает определенный уровень. Этот процесс называется «амплитудной селекцией» и поясняется рис. I.4. Здесь пилообразное напряжение, начинающееся от нулевого уровня, подается на анод диода, катод которого соединен с источником напряжения $+150$ в через сопротивление R_1 . Диод заперт до тех пор, пока входное напряжение не превысит $+150$ в; после этого диод открывается и выходное напряжение следует за входным до тех пор, пока последнее не снизится до величины, меньшей $+150$ в. В результате форма выходного напряжения получается такой, как это изображено на рисунке. Описанная схема «выделяет» таким образом ту часть колебательного напряжения, которая превышает $+150$ в. Моменты времени, когда входное напряжение имеет величину $+150$ в, отмечаются в выходном напряжении изломами формы кривой. Так как острота этих изломов может быть значительно увеличена путем соответствующего усиления, то можно получить очень четкие выбросы, которые пригодны для точной отметки моментов равенства входного и фиксированного напряжения.

Часто усилители осуществляют также задачу обострения формы импульсов для получения маркировочных отметок, изображенных в нижней части рис. 1.4,б. Из экономических соображений для этой цели предпочитают применять регенеративный усилитель вместо обычного линейного, о чем подробнее будет сказано позже. Общий процесс отметки моментов равенства двух колебательных напряжений, называемый «амплитудным сравнением», является основой почти всех методов точного измерения дальности.

Другое важное применение амплитудного сравнения можно пояснить, если источник напряжения 150 в (рис. 1.4), к которому подключено сопротивление R_1 , заменить источником напряжения, изменяющегося относительно 150 в в соответствии с входным сигналом. При этом промежуток времени между началом линейного возрастания напряжения на входе и появлением импульса на выходе будет модулирован в соответствии с дополнительным сигналом. Это является примером важного процесса, называемого «временной модуляцией». Обратный процесс называется «временной демодуляцией» или детектированием.

Другой широко применяемый процесс, в известной степени сходный с амплитудной селекцией, называется «амплитудным различием». Целью этого процесса является сравнение величин двух напряжений или токов; при этом приближенно отмечается также разность этих величин, однако главным является выявление знака разности. Процесс может быть либо непрерывен, как в случае сравнения двух непрерывных величин, либо может носить разрывной характер, как при сравнении амплитудно-модулированной синусоиды и постоянного опорного уровня — например, в цепях автоматической регулировки усиления.

Преобразования по оси времени. В соответствии с рассмотренными преобразованиями по оси амплитуд можно осуществлять аналогичные преобразования и по оси времени. Эти процессы известны как «временная селекция», «различение по времени» и «сравнение по времени». Здесь уже не имеется фиксированного опорного уровня, как это было на оси амплитуд, и его заменяют опорные точки, которые должны повторяться синхронно с рассматриваемым колебанием. Во многих случаях опорная точка является частью самой колебательной кривой; в других случаях опорная точка существует независимо в виде ряда импульсов.

В связи с этим имеет смысл рассматривать только один полный цикл колебания и считать начало этого колебания единственной опорной точкой на оси времени. Такая картина получается при наблюдении колебаний на экране электронно-лучевой трубки с линейной разверткой, длительность которой равна периоду колебаний и которая запускается синхронными импульсами или выбранной опорной точкой колебаний. Таким путем устраняются затруднения, связанные с многочисленностью опорных моментов времени, и упрощается рассмотрение явлений во времени.

Временная селекция является процессом отделения одного события от другого благодаря различию моментов времени по отноше-

нию к началу отсчета, когда эти события происходят. Простейшим примером временной селекции служит реакция хорошо известного фазового детектора только на определенный полупериод переменного напряжения. В технике радиолокации можно найти более показательные примеры, в частности, разделение отраженных сигналов от двух объектов, что может быть связано с различным запаздыванием этих сигналов относительно импульса передатчика. Селектор пропускает только тот отраженный сигнал, который приходит через интервал времени, имеющий определенную задержку. Система не позволяет, конечно, разделить отраженные сигналы с равным или почти равным запаздыванием. На рис. 1.5 изображен типичный вид отраженных сигналов *a* и вырабатываемого в самом радиолокаторе селекторного импульса *б*. Этот селекторный импульс располагают так, чтобы он выделял желательный отраженный сигнал. Селекторный импульс используется для приведения в действие переключающей схемы, которая пропускает сигнал, появляющийся во время действия селекторного импульса, и преграждает путь всем сигналам, возникающим раньше и позже него. Форма напряжения на выходе временного селектора изображена на рис. 1.5, в.

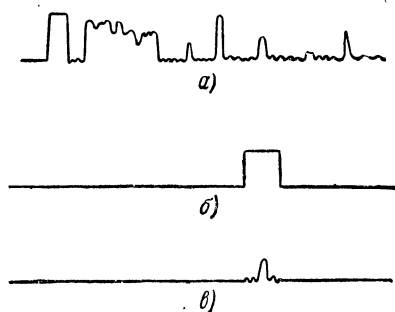


Рис. 1.5. Селекция по времени:

a — типичная картина радиолокационных отраженных сигналов; *б* — вырабатываемый в радиолокаторе селекторный импульс; *в* — выделенный отраженный сигнал.

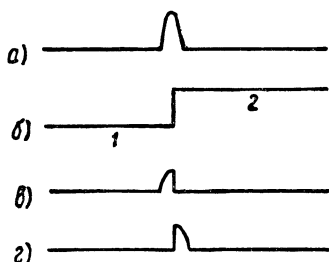


Рис. 1.6. Селекция и различение по времени. Части изображенного на эпюре *a* сигнала, которые попадают на участки 1 и 2 селекторного импульса *б*, выпрямляются и затем вычитаются; разность дает сдвиг во времени между моментами появления сигнала и уступа. Части сигнала *a*, возникающие до и после уступа *б* (перепада селекторного импульса), изображены на эпюрах *в* и *г*.

Другой метод временной селекции. Для устранения всех импульсов, кроме избранного, может применяться механическая заслонка с отверстием. Для визуального наблюдения импульса через это отверстие заслонку надо сделать подвижной, и таким образом отверстие в ней сможет выполнять задачу временной селекции. Для невизуальных методов, где требуется получить электрический сигнал, можно применить фотозлемент. В этом случае изображение с яркостной модуляцией предпочтительнее изображения с амплитудной модуляцией.

Временная селекция с помощью резко очерченного селекторного импульса, подобного изображенному на рис. 1.5, может быть сделана чрезвычайно чувствительной к небольшим изменениям относительных моментов времени появления сигнала и селекторного импульса. Вид сигнала *a* и переднего края импульса *b* в увеличенном масштабе показан на рис. 1.6. Если требуется знать, появляется ли центр импульса, изображенного на линии *a*, раньше или позже уступа *b*, то для этого часть импульса *a*, возникающую ранее уступа, можно сравнить с той частью, которая возникает позже уступа; для этого обе части импульса раздельно выпрямляются и полученные выпрямленные напряжения сравниваются. Часть *в*, выделенная для первой выпрямленной цепи, получается с помощью селектора, в котором используется селекторный импульс, состоящий из участка 1 импульса *b*; таким же образом часть *г* импульса для второй выпрямляющей цепи получается от селектора, использующего участок 2. Если выпрямленные выходные напряжения сравнивать друг с другом, то в определенных пределах разность их служит мерой опережения или отставания момента появления уступа относительно середины импульса. Это и является процессом разделения по времени и, несмотря на приближенный характер измерения величины разности, времени, чувствительность схемы к такой разности является основным ее свойством. Если моменты прихода импульсов изменяются в соответствии с передаваемым сообщением, то устройство для разделения по времени (временной дискриминатор) демодулирует это сообщение и преобразует его в сигналы, пригодные для визуальной или акустической индикации или для целей управления.

Как и при селекции по времени, селекторный импульс может быть заменен отверстием в механической заслонке, укрепленной на электронно-лучевой трубке с яркостной модуляцией. При этом роль уступа играет перегородка с фотоэлементами с каждой стороны. Выходное напряжение фотоэлементов после выпрямления можно непосредственно сравнивать, как это описывалось выше.

При разделении по времени очень часто используются два соответственно отрегулированных селектора с кратковременным периодом пропускания, выходы которых соединены с выпрямителями (рис. 1.7). Первый выпрямитель измеряет долю импульса, содержащуюся в интервале пропускания первого селектора *б*, а второй выпрямитель — долю импульса, попадающую во второй селектор *в*. Если выходные напряжения выпрямителей имеют противополож-

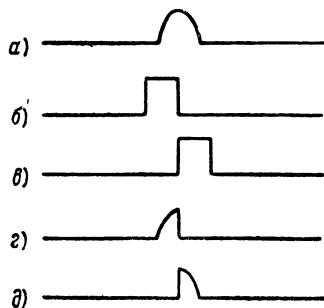


Рис. 1.7. Различение по времени с помощью пары селекторных импульсов

a — сигнал на входе; *б* и *в* — согласованные селекторные импульсы; *г* и *д* — перекрывающиеся части сигнала и селекторных импульсов. После детектирования и вычитания; *г* и *д* получается сигнал, который очень чувствителен к разности моментов появления сигнала *a* относительно импульсов *б* и *в*.

ные знаки, то выходное напряжение всего устройства равно нулю, когда середина импульса совпадает во времени со «стыком» селекторных импульсов; если же сигнал смещен, то на выходе появляется напряжение, зависящее от величины смещения. В том случае, когда сдвиг сигнала настолько велик, что он не попадает ни в один из селекторных интервалов, выходное напряжение также равно нулю.

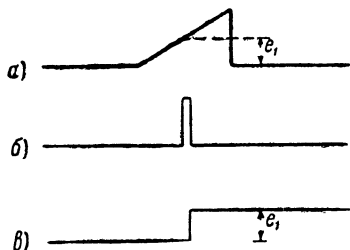


Рис. 1.8. Сравнение по времени части напряжения эпюры *a* с помощью узкого селекторного импульса *б* дает импульс амплитуды e_1 , который в течение первого цикла детектирования используется для получения напряжения эпюры *в*. Амплитуда *в* служит мерой задержки во времени импульса *б* по отношению к *a* и применяется поэтому для временной демодуляции.

зуется так, как показано на рис. 1.8, то напряжение на выходе детектора, следующего за селектором, будет линейно зависеть от задержки селекторного импульса по отношению к моменту начала возрастания пилообразного напряжения. Это является удобным методом временной демодуляции.

По аналогии с амплитудным сравнением сравнение по времени можно назвать «определением мгновенного значения колебательного процесса»; это является специальным случаем селекции по времени, в котором с целью определения мгновенного значения напряжения выделяемый интервал делается очень узким. Для анализа формы колебаний, когда требуется определить напряжение как функцию времени, более предпочтительным методом является амплитудное сравнение. С другой стороны, сравнение по времени очень полезно для получения выходного напряжения, изменяющего в зависимости от относительных моментов времени появление селекторного импульса и сигнала. Если, например, измерительное пилообразное напряжение исполь-

4. Метод анализа

Сказанного выше достаточно для пояснения характера рассматриваемых в данной книге вопросов. Представление колебаний в синусоидальном виде с применением метода Фурье и теории линейных цепей приносит в данном случае небольшую пользу. Какой же метод анализа можно применять? К сожалению, ответить на этот вопрос нелегко. Нелинейные характеристики нельзя представить непрерывными математическими функциями. В то же время математическое представление затрудняется необходимостью изменять параметры или целиком уравнения при появлении нелинейности. Поэтому математическое решение задачи желательно совмещать с физическим рассмотрением явления. Это рассмотрение значительно упрощается благодаря применению принципиальных схем электрических цепей и эпюр колебаний, которые дают изображение

периодических изменений напряжения или тока в зависимости от времени в данной точке цепи. В связи с этим целесообразно вычерчивать эпюры в виде столбца с общей шкалой времени, располагая их в порядке последовательности явлений. В таком виде на рис. I.9 представлены эпюры напряжений рис. I.4.

Применяя изложенный метод к этому простому случаю, наверно нужно начертить эпюр $e_1 = kt$. Поэтому для начала кривой уравнение для e_2 имеет вид $e_2 = E_K$, так как диод заперт. Последнее соот-

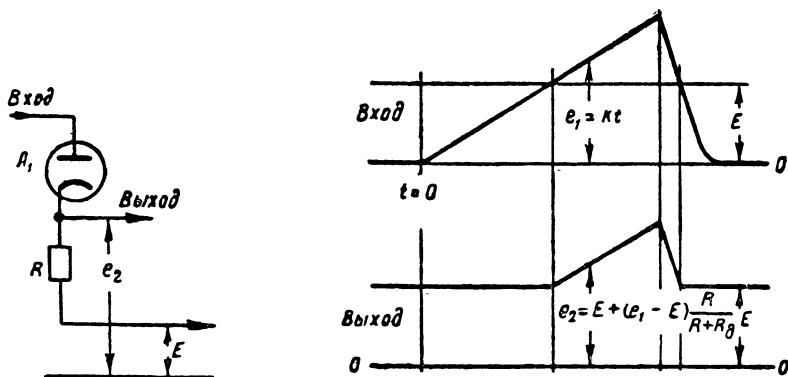


Рис. I.9. Пример принципиальной схемы электрической цепи и эпюр напряжений.

ношение сохраняется при возрастании напряжения e_1 до тех пор, пока $e_1 \leq E_K$, после чего диод начинает проводить.

Новое уравнение для e_2 имеет вид

$$e_2 = E_K + (e_1 - E_K) \frac{R_1}{R_d + R_1},$$

где R_d — внутреннее сопротивление диода. Это уравнение справедливо до тех пор, пока e_1 не уменьшится опять до величины E_K , после чего приобретает силу опять первое уравнение. Не всегда можно непосредственно вычертить всю верхнюю кривую рис. I.9. Иногда ее можно нанести только до момента проявления нелинейности какого-либо элемента цепи или до появления нелинейной обратной связи. В таких случаях с успехом можно применить метод последовательного построения всех эпюр столбца, исходя из некоторых принятых начальных условий. Цикл таких построений закончен, когда все начальные условия в конце цикла восстанавливаются. Если начальные условия не восстанавливаются, то либо принятые условия неверны, либо система не пригодна для периодических процессов.

Описанный выше процесс поясняет основной принцип излучения колебаний специальной формы, тесно связанный с применением нелинейных элементов. При использовании аналитического метода существенно, чтобы характеристики нелинейных элементов могли быть представлены отдельными линейными участками и не содер-

жали непрерывной нелинейности в значительном участке рабочего диапазона. Так, например, диод можно рассматривать как элемент, имеющий бесконечное сопротивление, когда анод отрицателен по отношению к катоду, и постоянное сопротивление R_d при положительном аноде. Эти два состояния неизбежно связываются переходной областью, в которой R_d изменяется. Основной принцип проектирования схем состоит в том, чтобы выбирать амплитуды колебаний и нелинейные элементы таким образом, чтобы переходные области имели пренебрежимо малую длительность. В силу этого при наличии в схеме нелинейных элементов, заметная криволinéйнность характеристик которых ограничивается небольшой областью напряжений, нужно применять колебания большой амплитуды. Более того, даже тогда, когда основные изменения R_d пройдены, это сопротивление продолжает несколько изменяться в зависимости от рабочих условий. Поэтому следующим принципом проектирования является такой выбор элементов и условий их работы, при которых эти изменения пренебрежимо малы.

Например, в схеме рис. 1.9, если требуется получить точное выходное напряжение, сопротивление R_1 должно быть значительно больше, чем R_d ; тогда изменения R_d не смогут заметно влиять на выходное напряжение. Еще одной причиной, требующей устранения влияния переходной кривизны и изменений R_d , является то обстоятельство, что два экземпляра нелинейного элемента данного типа никогда не бывают полностью эквивалентны; поэтому схема, работа которой зависит от точно заданной нелинейной характеристики, трудна в наладке и в эксплуатации.

Применение рассмотренных, а также других принципов проектирования схем с нелинейными элементами, изложено в гл. II.

Глава II

ПРЕОБРАЗОВАНИЯ СПЕЦИАЛЬНЫХ ВИДОВ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЙ С ПОМОЩЬЮ ЛИНЕЙНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

1. Линейные элементы

К линейным элементам относятся радиотехнические детали — сопротивления, конденсаторы и индуктивности, а также линейные усилители.

Основное требование, которое предъявляется к деталям, — это стабильность их параметров во времени и при изменениях температуры.

Не так легко изготовить сопротивления большой величины, удовлетворяющие этому требованию; при величинах сопротивлений, превышающих 5 мгом, могут наблюдаться значительные отклонения от номинальных значений. Конденсаторы большой емкости с бумажным диэлектриком также не очень стабильны: их утечка сильно зависит от температуры. Напомним, что индуктивность всегда имеет и некоторое активное сопротивление, создаваемое потерями в меди, диэлектрике и железе (если применяются железные сердечники).

В электронных устройствах часто применяются линии задержки, которые имеют либо непрерывную намотку, либо состоят из сосредоточенных индуктивностей и емкостей, как это изображено на рис. II.1. Одно из назначений таких устройств состоит в задержке колебания на промежуток времени, равный времени передачи линии, при минимальном изменении его формы. При этом линия

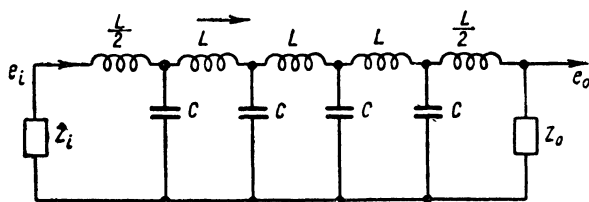


Рис. II.1. Линия задержки из сосредоточенных индуктивностей и емкостей. Задержка на одну секцию составляет примерно \sqrt{LC} (если пренебречь взаимной связью между индуктивностями; обычно задержка несколько больше).

Граничная частота $\approx \frac{1}{\pi} \sqrt{LC}$, волновое сопротив-

$$\text{ление} = \sqrt{\frac{L}{C}}.$$

должна быть нагружена на сопротивление, равное ее волновому сопротивлению, так как в противном случае появятся отражения, и форма колебания изменится. Линия задержки может с успехом применяться для линейного формирования, например, ее можно использовать для преобразования перепада напряжения в импульсе с длительностью, определяемой временем передачи линии.

Однако линии задержки могут быть применены лишь для создания сравнительно небольшого запаздывания, не свыше 10 мксек, так как при больших задержках не сохраняется форма колебания. Если необходимо задержать колебание на значительные промежут-

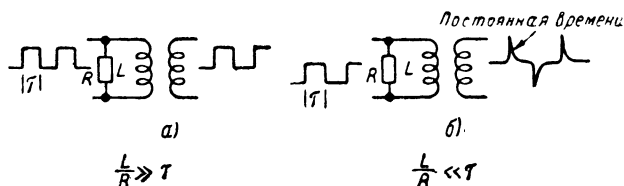


Рис. II.2. Два типа импульсных трансформаторов, применяемых при линейном формировании. В случае *а* входное колебание воспроизводится на выходе; в случае *б* входное колебание дифференцируется.

ки времени, то применяют более сложные устройства — ультразвуковые линии задержки и запаасающие трубки (см. гл. XXIII и XXI).

Широкое применение в импульсной технике находят трансформаторы. Их можно разделить на два типа. Через трансформатор первого типа (рис. II.2, *а*) колебание проходит без существенного изменения формы. Такой трансформатор используется для преобразования сопротивлений, для разделения постоянного и переменного напряжений и для подачи полученного на зажимах вторичной обмотки напряжения последовательно с другими напряжениями. Трансформаторы этого типа обычно называются «пропускающими». В трансформаторах второго типа индуктивность первичной обмотки образует с активным сопротивлением нагрузки цепь с малой постоянной времени, благодаря чему форма колебания существенно изменяется (рис. II.2, *б*). Трансформаторы этого типа называются «дифференцирующими».

В линейно-формирующих цепях иногда применяются и обычные усилители; очень широко для различных целей используется отрицательная обратная связь. Примером применения отрицательной обратной связи для преобразования сопротивлений является простой катодный повторитель. В ряде случаев отрицательная обратная связь служит для повышения стабильности усиления, а также для линейного формирования колебаний (см. ниже).

Необходимо отметить, что если цепи состоят только из линейных элементов, то окончательный результат не зависит от порядка, в котором эти цепи воздействуют на колебание. При параллельном

соединении цепей окончательный результат может быть получен простым сложением колебаний с выхода каждой из цепей. Подобным же образом сложное колебание может быть разложено на его составные части, и сложение результатов от каждой из составных частей дает возможность получить колебание на выходе схемы. Наличие в схеме какой-либо нелинейности не позволяет применять эти методы анализа.

2. Деление и сложение напряжений

На рис. II.3 изображены схемы, применяемые для деления и сложения напряжений*. Выражения для выходных напряжений могут быть получены при помощи теоремы Тевенина в ее обращенной форме: «разность потенциалов между какими-либо двумя точ-

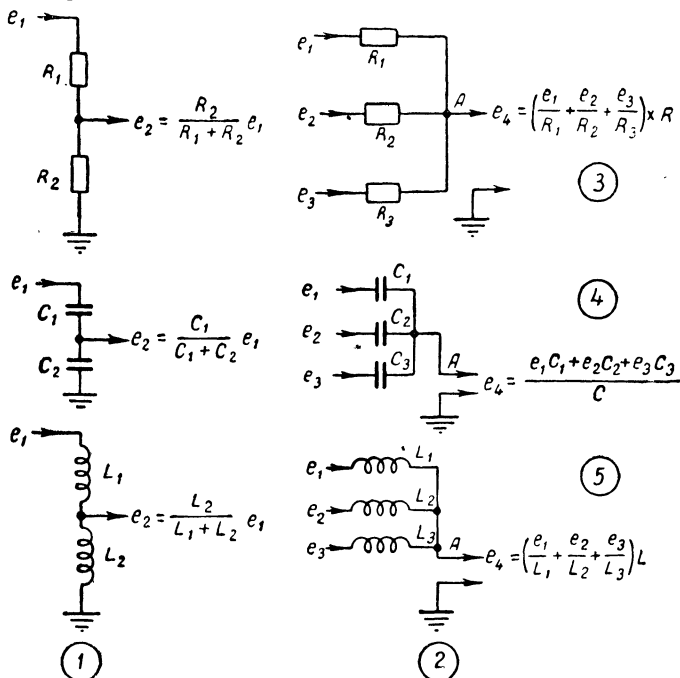


Рис. II.3. Некоторые примеры применения пассивных элементов для деления сложения напряжений:

1—деление напряжений; 2—сложение; 3— R — сопротивление схемы между точкой A и землей; 4— C —емкость между точкой A и землей; 5— L —индуктивность между точкой A и землей.

* Если используются элементы только одного типа, например, сопротивления, то применение несинусоидальных колебаний по существу не влияет на метод вычисления токов и напряжений в схеме. Это справедливо также для схем, состоящих из элементов разных типов, если все ветви подобны друг другу (например, когда ветви имеют вид цепочек из R и C , включенных параллельно, то эти цепочки должны иметь равные постоянные времени). Это же справедливо и для цепочек из последовательно включенных R и C ; в схему не должны входить, однако, одновременно параллельные и последовательные цепочки.

ками линейной цепи равна току, который будет протекать в проводе, закорачивающем эти точки, умноженному на сопротивление между этими точками, измеренное при отсутствии закорачивающего провода». В каждую из этих формул входит сопротивление цепи между точкой A и землей; его нельзя выразить через входные сопротивления, потому что часто необходимо включить небольшие сопротивления между точкой A и землей, чтобы уменьшить взаимную связь между источниками входных напряжений; это сопротивление может в основном определять величину полного сопротивления между точкой A и землей.

3. Формирование колебаний посредством пассивных элементов

При неодинаковых элементах в ветвях схемы необходимо применение особых методов анализа, так как утверждение о том, что сопротивление последовательно включенных R и L равно $R + j\omega L$, справедливо лишь при синусоидальном напряжении частоты $\omega/2\pi$. Здесь необходимо, следовательно, применить операторное обозначение $R + pL$, где p представляет собой d/dt . Ниже, в § 7, будут рассмотрены те соображения, которые оправдывают введение этого обозначения и позволяют придавать операциям с функциями от p определенный смысл. Выражения вида $R + pL$ для удобства мы будем также называть «полными сопротивлениями». Операторный способ записи мы будем, в основном, применять не как быстрый метод составления дифференциальных уравнений всей схемы, а для того, чтобы получить преобразованное выражение для любой формы колебания, которое легко поддается истолкованию. Наиболее часто применяемые комбинации из R , L и C имеют соответствующие операторные функции передачи и, следовательно, изменяют форму колебаний известным образом. На рис. II.4 приведены операторы для наиболее распространенных цепей и результаты воздействия на них единичных функций и функций с наклонным фронтом. Из приведенных схем достаточно найти математическое решение только для схемы a ; для других схем результат становится очевидным, если оператор разложить на составные части и прилагать их последовательно один за другим. Случай a важно запомнить не только потому, что он очень часто встречается, но и потому, что на нем основано много других схем. Свойства схемы a можно сформулировать таким образом: когда к ее входу прикладывается перепад напряжения, напряжение в схеме приближается к установившемуся значению по экспоненте с постоянной времени $T = CR$. Обычно величина установившегося напряжения очевидна из физических соображений. Результат воздействия на схему входного напряжения показан на рисунке стрелкой, обозначением « $T = CR$ », а также дополнительными символами, которые указывают установившийся режим.

Для схем a и b функция передачи имеет вид $1/(1 + pT)$; на рисунках показано, как эти схемы преобразуют перепад напряжения.


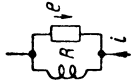








а		$\frac{e_2}{e_1} = \frac{1}{1+pCR}$	$e_1 \int \frac{E}{1+pCR} dt = e_2$ $t=0$ начальная крутизна = $\frac{CR}{1+CR}$	$\frac{e}{i} = \frac{pL}{1+pL/R}$		$i \int \frac{1}{1+pL/R} dt = e$ $t=0$ начальная крутизна = $\frac{R}{1+R/L}$	$i = CR \frac{1}{1+pL/R} RI$ $T = \frac{L}{R}$
б		$\frac{e_2}{e_1} = \frac{1}{1+pL/R}$	$e_1 \int \frac{1}{1+pCR} dt = e_2$ $t=0$ начальная крутизна = $\frac{CR}{1+CR}$	$\frac{e}{i} = \frac{1}{pC}$		$i \int \frac{1}{pC} dt = e$ $t=0$	$i = \frac{1}{pC} \frac{1}{1+pL/R} RI$ $T = \frac{L}{R}$
в		$\frac{e_2}{e_1} = \frac{R}{1+pCR}$	$e_1 \int \frac{1}{1+pCR} dt = e_2$ $t=0$ начальная крутизна = $\frac{CR}{1+CR}$	$\frac{e}{i} = \frac{1}{pC}$		$i \int \frac{1}{pC} dt = e$ $t=0$	$i = \frac{1}{pC} \frac{1}{1+pL/R} RI$ $T = \frac{L}{R}$
г		$\frac{e_2}{e_1} = \frac{pCR}{1+pCR}$	$e_1 \int \frac{1}{1+pCR} dt = e_2$ $t=0$ начальная крутизна = $\frac{CR}{1+CR}$	$\frac{e}{i} = \frac{1}{pC}$		$i \int \frac{1}{pC} dt = e$ $t=0$	$i = \frac{1}{pC} \frac{1}{1+pL/R} RI$ $T = \frac{L}{R}$
д		$\frac{e_2}{e_1} = \frac{pL/R}{1+pL/R}$	$e_1 \int \frac{1}{1+pCR} dt = e_2$ $t=0$ начальная крутизна = $\frac{CR}{1+CR}$	$\frac{e}{i} = \frac{1}{pC}$		$i \int \frac{1}{pC} dt = e$ $t=0$	$i = \frac{1}{pC} \frac{1}{1+pL/R} RI$ $T = \frac{L}{R}$

Рис. II.4. Таблица обычно применяемых комбинаций из L , R и C . Воздействие этих комбинаций на форму колебания.

Функция передачи для схемы *в* есть $\left(\frac{R}{1+pT}\right)$ и имеет размерность сопротивления, так как преобразует ток в напряжение. Действие этой функции передачи можно представить в виде двух операций: xR и $x\frac{1}{1+pT}$. Второй множитель соответствует решению, приведенному для схемы *а*.

Разложение оператора на удобные составные части применено и для схемы *г*, где $e_2 = e_1 \cdot \frac{pCR}{1+pCR} = e_1 \times pCR \times \frac{1}{1+pCR}$. На рисунке показано, как путем применения в надлежащем порядке этих составных частей можно облегчить интерпретацию всего оператора. Так, оператор $pCR = \left(cR \frac{d}{dt}\right)$ есть просто произведение CR на тангенс угла наклона фронта волны на входе. Этот оператор удобно применять, если к входу приложен перепад напряжения с наклонным фронтом, однако, применение его затрудняется, если перепад напряжения имеет прямоугольный фронт. Поэтому в последнем случае сначала действуют оператором $\frac{1}{1+pCR}$, а затем, когда в результате образуется наклонный фронт, — оператором pCR . Другие примеры разложения оператора приведены в следующих двух схемах (*д* и *е*).

Случай *ж* очень важен, так как на нем основываются почти все генераторы колебаний треугольной формы; это процесс заряда конденсатора постоянным током. Напряжение на конденсаторе, равное

$\frac{1}{C} \int_0^t Idt$, растет пропорционально времени. На рис. 3 представлен

менее важный случай, когда перепад напряжения прикладывается к индуктивности. Рис. *к* приведен чтобы показать применение метода в более сложных случаях. Два члена в числителе берутся по отдельности и соответствующие им колебания складываются.

Из приведенных примеров достаточно ясен метод анализа. Ценность его определяется тем, что очень много практически применяемых видов колебаний состоит из перепадов напряжения с прямоугольным или наклонным фронтом, которые следуют друг за другом или складываются. В силу линейности схем применим принцип суперпозиции, позволяющий значительно расширить число основных преобразований. Например, прямоугольный импульс (рис. II.5,а) может быть представлен в виде двух равных и противоположных по знаку перепадов напряжения, отстоящих друг от друга во времени на длительность импульса. Форма волны на выходе любой из приведенных выше схем при подаче на ее вход прямоугольного импульса может быть получена простым сложением известных результатов на выходе от каждого из этих двух перепадов. Подобным же образом простые составные части волны рис. II.5,б (перепад и наклонный фронт напряжения) могут прикладываться к схемам по отдельности; далее находится форма

выходной волны под действием каждого из указанных входных напряжений и результаты складываются. Эти методы полезны, если период повторения возмущений на входе намного больше, чем время установления схемы; в противном случае для отыскания установившегося режима пришлось бы складывать большое число выходных напряжений, перекрывающих во времени ряд полных периодов входного напряжения.

Может показаться, что из-за последнего обстоятельства нельзя применять указанный метод ко всем схемам, содержащим инте-

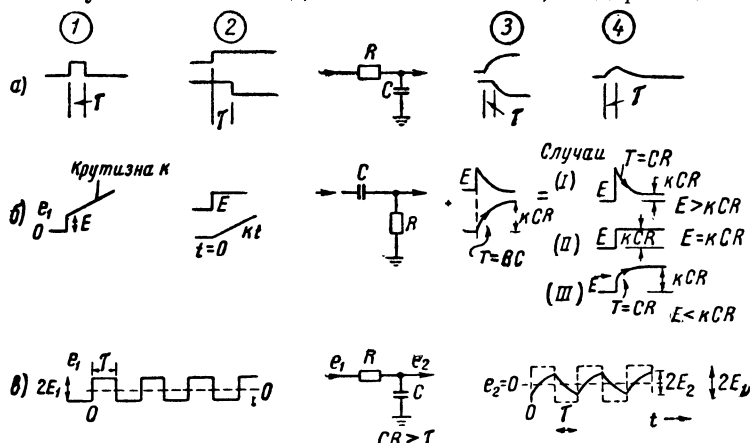


Рис. 11.5. Воздействие на пассивные схемы колебаний, состоящих из комбинаций перепадов напряжений с прямоугольным и наклонным фронтом. В случае *a* напряжение на входе состоит из двух перепадов; в случае *б* — из перепада с прямоугольным и наклонным фронтом, в случае *в* — из периодически повторяющихся перепадов с прямоугольным фронтом:

1—входной импульс; 2—представление импульса в виде двух перепадов напряжения; 3—реакция цепи на перепады напряжения; 4—результатирующая реакция цепи.

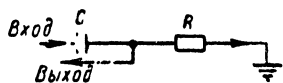
граторы, так как они имеют бесконечно большое время установления. К счастью, эта трудность почти всегда устраняется благодаря применению некоторого нелинейного элемента, восстанавливающего один раз за период определенный начальный уровень на интеграторе. В небольшом числе случаев, когда такое восстановление не применяется, можно найти решение иным путем. Например, ясно, что на рис. 11.5, в колебание на выходе должно быть симметрично относительно 0; оно должно состоять из отрезков экспонент, приближающихся к $+E_1$ или $-E_1$. Таким образом, если амплитуда на выходе равна $2E_2$, как указано на рисунке, то

$$E_1 - E_2 = (E_1 + E_2) e^{-\frac{\tau}{RC}} \quad (II.1)$$

или

$$E_2 = \frac{E_1 (1 - e^{-\frac{\tau}{RC}})}{(1 + e^{-\frac{\tau}{RC}})} \quad (II.2)$$

и, следовательно, колебание на выходе определено как по амплитуде, так и по форме. Вообще, установившийся режим такого повторяющегося возмущения на входе может быть вычислен путем



$$\frac{C}{i} = R + \frac{1}{Cp}$$

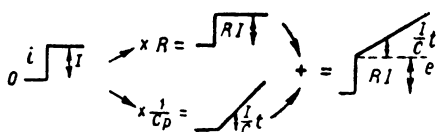


Рис. II.6. Воздействие перепада тока на схему из R и C .

Здесь можно было бы применить схему $з$ на рис. II.4 с оператором $\frac{1}{Lp}$, но она практически неосуществима. В действительности мы можем иметь только схему $и$; ее оператор можно представить так

$$\frac{1}{Lp} \times \frac{1}{1 + r/Lp}.$$

Очевидно, чтобы получить требуемый результат, перепад напряжения должен сначала воздействовать на схему, определяемую оператором $\left(1 + \frac{1}{pT}\right)$, где $T = \frac{L}{r}$. На рис. II.6 изображена такая схема; перепад представляет ток на входе схемы. Когда выходное напряжение схемы рис. II.6, изображенное на том же рисунке, приложено к индуктивности, например, через катодный повторитель (чтобы не нагружать схему), ток в индуктивности будет иметь вид

$$I \times \frac{R}{Lp} \left(1 + \frac{1}{RCp}\right) \left(\frac{1}{1 + \frac{r}{Lp}}\right) = \frac{RI}{Lp} = \frac{I}{rCp}, \quad (\text{II.3})$$

где

$$RC = \frac{L}{r}. \quad (\text{II.4})$$

Этот оператор представляет ток, линейно нарастающий со скоростью $\frac{I}{rC}$ а/сек, что и требовалось по условиям задачи.

4. Линейные усилители с отрицательной обратной связью

Обычно амплитуда на выходе усилителя превышает амплитуду на входе. Однако во многих рассматриваемых здесь случаях это условие не соблюдается, так как колебания стараются пропустить

через всю систему, от генератора до выхода, при наибольшей возможной амплитуде. Целью этого является то, что в таком режиме изменения в свойствах нелинейных элементов меньше сказываются. Усилители в данном случае используются, следовательно, для изменения полного сопротивления источника и для изменения фазы колебания на противоположную. Очень широко применяется отрицательная обратная связь, позволяющая получить хорошую линейность и удобную регулировку сопротивления. Уменьшение усиления, вызываемое отрицательной обратной связью, для указанных применений не существенно.

В простейшем случае усилители с отрицательной обратной связью применяются для согласования сопротивлений, когда напряжение, развиваемое на большом сопротивлении, требуется передать на нагрузку.

Обычно для этой цели используются катодные повторители, в которых отрицательная обратная связь осуществляется наиболее просто. Катодные повторители обеспечивают хорошую линейность и низкое выходное сопротивление. В тех случаях, когда требуется некоторое усиление или очень низкое выходное сопротивление, применяются не катодные повторители, а многокаскадные усилители с отрицательной обратной связью по напряжению; ниже указаны основные свойства таких усилителей.

Усилители с обратной связью по напряжению. Усиление устройства с обратной связью по напряжению (рис. II.7) равно

$$K = \frac{e_2}{e_1} = \frac{K_0}{1 + K_0\beta}, \quad (\text{II.5})$$

где K_0 — усиление без обратной связи, β — та часть напряжения на выходе, которая вычитается из входного напряжения. Величина K_0 может быть положительной или отрицательной в зависимости от способа подачи обратной связи, но величина $K_0\beta$ в усилителях с отрицательной обратной связью — всегда положительна. Если $K_0\beta$ намного больше единицы, то из (II.5) следует

$$K = \frac{e_2}{e_1} \approx \frac{1}{\beta}. \quad (\text{II.6})$$

Здесь усиление определяется, в основном, пассивными элементами, от которых зависит β .

Стабильность усиления. Связь между стабильностью усиления K при обратной связи и усиления K_0 для усилителя без обратной связи может быть получена из формулы (II.5)

$$K = \frac{K_0}{1 + K_0\beta},$$

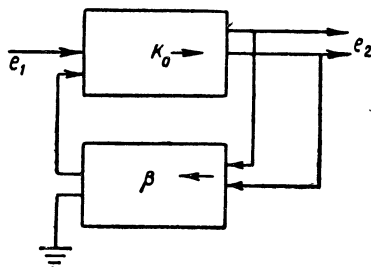


Рис. II.7. Скелетная схема усилителя с отрицательной обратной связью.

отсюда

$$\frac{dK}{dK_0} = \frac{1}{(1 + K_0\beta)^2},$$

так что

$$\frac{dK}{K} = \frac{1}{1 + K_0\beta} \cdot \frac{dK_0}{K_0}. \quad (\text{II.7})$$

Если на рассматриваемой частоте K_0 , β и K —вещественные числа, то из полученного равенства следует, что на каждый процент изменения K_0 величина K изменяется только на $\frac{1}{1+K_0\beta}$ процентов.

Полное выходное сопротивление. Если усилитель имеет полное выходное сопротивление Z и усиление K_0 , то он будет создавать в

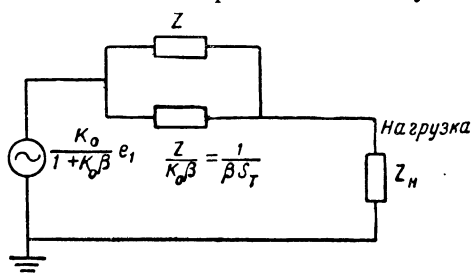


Рис. II.8. Эквивалентная схема усилителя с обратной связью. Выходное сопротивление усилителя без обратной связи (Z)

шунтируется сопротивлением $\frac{Z}{K_0\beta}$.

проводнике, соединяющем накоротко выходные зажимы, ток K_0/Z ампер на вольт входного напряжения. Величина K_0/Z может быть названа переходной проводимостью усилителя. Для однокаскадного усилителя эта величина равна крутизне S с отрицательным знаком (S —положительная, а K_0 —отрицательная величина). Чтобы подчеркнуть это различие, мы будем K_0/Z обозначать посредством S_T ;

следует помнить, что хотя

в многокаскадном усилителе величина K_0/Z может быть комплексной, для однокаскадного усилителя она равна $-S$.

Если к выходным зажимам усилителя с обратной связью подключить внешний источник, создающий напряжение в один вольт, то этот источник будет отдавать ток $\frac{1}{Z} + \beta S_T = \frac{1}{Z} + \frac{\beta K_0}{Z}$. Действующее выходное сопротивление будет равно, таким образом, $\frac{Z}{1 + K_0\beta}$. Это может быть истолковано двояко: как уменьшение сопротивления без обратной связи (Z) в $(1 + K_0\beta)$ раз или как подключение параллельно к Z сопротивления

$$\frac{1}{\beta} \cdot \frac{Z}{K_0} = \frac{1}{\beta S_T}.$$

Второе истолкование более полезно, чем первое.

Эквивалентная схема выходной цепи усилителя вместе с сопротивлением нагрузки Z_n изображена на рис. II.8. Так как $K_0\beta$ почти

всегда велико, то Z_n практически не оказывает шунтирующего действия и выходное сопротивление очень близко к величине

$$Z_0 = \frac{1}{\beta \cdot S_T} . \quad (\text{II.8})$$

Выходное сопротивление можно сделать очень малым (если взять большую крутизну S_T), тогда напряжение на выходе почти не будет зависеть от нагрузки.

Полное входное сопротивление. Обратная связь влияет также на полное входное сопротивление, но это влияние существенно зависит от метода подачи обратной связи, и поэтому результат трудно сформулировать в общем виде. Если обратная связь подается на катод лампы первого каскада усилителя, то разность потенциалов между сеткой и катодом этой лампы равна $e_1 - \beta e_2$, так что в сопротивлении $Z_{вх}$ между сеткой и катодом протекает ток

$$\frac{e_1 - \beta e_2}{Z_{вх}} .$$

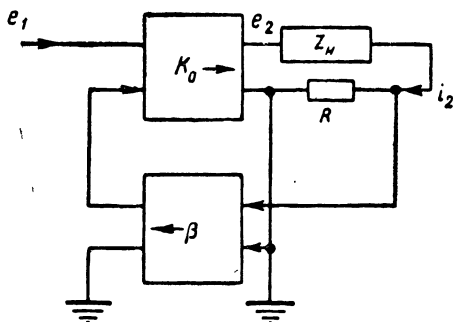


Рис. II.9. Скелетная схема усилителя с обратной связью по току.

Источник e_1 , таким образом, работает на нагрузку, равную

$$(Z_{вх})_{эфф} = \frac{e_1 Z_{вх}}{e_1 - \beta e_2} = (1 + K_0 \beta) Z_{вх} .$$

При такой схеме K_0 и β должны быть положительны. Если K_0 отрицательно (усилитель, изменяющий знак колебания), обратная связь получается посредством особой схемы в сеточной цепи и указанный результат неприменим. Такие усилители рассматриваются в § 5.

Усилители с обратной связью по току. Аналогичные результаты могут быть получены и для случая, когда требуется иметь в нагрузке ток неискаженной формы. Здесь применяется обратная связь по току (рис. II.9). Формулы, приведенные выше, справедливы и для данного случая, если заменить в них β на $\frac{R}{Z_n} \beta$ (предполагается, что $R \ll Z_n$ для всех рассматриваемых частот). Следовательно,

$$e_2 = \frac{K_0}{1 + K_0 \beta \frac{R}{Z_n}} e_1 \approx \frac{Z_n}{R \beta} e_1, \text{ если } K_0 \beta \frac{R}{Z_n} \gg 1 \quad (\text{II.9})$$

$$i_2 \approx \frac{e_2}{Z_n} \approx \frac{e_1}{\beta R} , \quad (\text{II.10})$$

так что в этом случае выходной ток определяется пассивными элементами и почти не зависит от Z_n . Полученный результат не так легко пояснить при помощи эквивалентной схемы, как в случае обратной связи по напряжению. Так как обратная связь по току употребляется значительно реже, достаточно указать, что выходная цепь усилителя может быть в этом случае представлена в виде источника с большим действующим напряжением и очень большим внутренним сопротивлением. Отметим, что в выходных каскадах полезно применять пентоды, так как эти лампы позволяют получить ток, пропорциональный входному напряжению.

5. Усилители с обратной связью с анода на сетку

Особая форма обратной связи, имеющая много применений, изображена на рис. II.10. В этой схеме для создания отрицательной обратной связи величина K_0 должна быть отрицательна. Из формулы (II.5) легко получить выражение для усиления K , если заметить, что действующее входное напряжение равно $e_1 \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}$ и что $\beta = -\frac{R_1}{R_1 + R_2}$.

Мы имеем:

$$\frac{e_2}{e_1} = K = \frac{K_0}{1 - K_0 \frac{R_1}{R_1 + R_2}} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}, \quad (\text{II.11})$$

и если $-K_0 \frac{R_1}{R_1 + R_2} \gg 1$, то

$$\frac{e_2}{e_1} \approx -\frac{R_2}{R_1}. \quad (\text{II.12})$$

Эти математические выкладки не дают возможности представить себе тот физический механизм, благодаря которому дости-

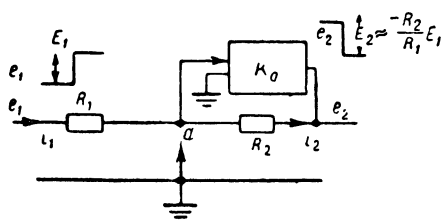


Рис. II.10. Скелетная схема усилителя с обратной связью между анодом и сеткой.

гается полученный результат. Весьма полезно получить тот же результат при помощи физических рассуждений, чтобы понять в полной мере, что он означает. Обратимся к рис. II.10. Пусть $e_1 = 0$ и пусть усилитель так отрегулирован, что e_2 также равно нулю. Тогда в точке a будет нулевой потенциал и $i_1 = i_2 = 0$. Пусть теперь e_1 скачком возрастает до E_1 — иначе говоря, пусть прикладывается

перепад напряжения величиной E_1 . Потенциал в точке a не сможет сразу измениться из-за того, что эта точка по отношению к земле имеет некоторую емкость. Поэтому в первый момент

потечет ток $i_1 = \frac{E_1}{R_1}$, который будет стремиться увеличить потенциал точки a . Но если последний увеличивается, то e_2 падает, так как K_0 — отрицательно; начинает протекать ток $i_2 = -\frac{e_2}{R_2}$, как бы „отсасывающий“ часть тока i_1 . Если входное сопротивление усилителя близко к бесконечности, как это обычно и бывает, то потенциал точки a будет возрастать до тех пор, пока весь ток i_1 не будет протекать через R_2 . Тогда $i_1 = i_2$. Время, необходимое для достижения этого состояния, зависит от постоянной времени усилителя и часто столь мало, что этот процесс можно считать происходящим мгновенно. В результате входной ток будет протекать через R_2 , создавая разность потенциалов $-R i_1$, и если потенциал в a лишь немного отличается от нуля, то напряжение на выходе с достаточной точностью можно считать равным

$$E_2 = -R_2 i_1 = -\left(\frac{R_2}{R_1}\right) E_1.$$

Потенциал, который в конце концов установится в точке a , зависит от K_0 и равен $\frac{E_1}{K_0}$; этой величиной можно пренебречь, если K_0 достаточно велико.

С такой точки зрения назначение усилителя состоит в предотвращении заметных изменений потенциала в точке a путем „отсасывания“ через R_2 входного тока, создающего такие изменения. Это достигается соответствующей регулировкой e_2 , благодаря чему создается кажущееся заземление точки a и ток i_1 протекает через R_2 , возбуждая напряжение e_2 . На рис. II.10 „заземленная“ стрелка показывает, что потенциал точки a близок к нулю.

Хотя при описании работы усилителя мы пользовались перепадом напряжения, ясно, что в принципе ничего не изменится и при другой форме входного напряжения, если только постоянная времени усилителя соответствует той разрешающей способности по времени, которая требуется на выходе.

Из формулы (II.8) и из приведенных выше рассуждений следует, что выходное сопротивление этой схемы очень близко к величине

$$-\frac{(R_1 + R_2)}{R_1} \cdot \frac{1}{S_T},$$

где S_T — должно быть отрицательно. Так как R_1 и R_2 обычно приблизительно равны (входное и выходное колебания имеют амплитуды одного порядка), то выходное сопротивление имеет величину только в несколько сот ом, даже если усилитель имеет лишь один каскад $\left(-\frac{1}{S_T} = \frac{1}{S} = 150 \text{ ом}\right)$. В этом отношении схема напоминает катодный повторитель и ее часто называют „анодным повторителем“, хотя свойство усилителя изменять знак напряжения дает больше оснований называть его „весовым“ усилителем. Это

название объясняется тем, что сопротивления R_1 и R_2 можно рассматривать как плечи рычага, имеющего опору в точке a , так что если e_1 уменьшается в n раз, то e_2 возрастает в $\frac{R_2}{R_1} n$ раз.

Рассмотренный усилитель широко применяется для создания парафазных колебаний в цепях временных разверток; в этих случаях $R_1 = R_2$.

Сложение в усилителях с обратной связью. Обратимся к рис. II.10. Если к входному зажиму a усилителя подключить через сопротивление R_3 второе входное напряжение e_3 , то к точке a будет течь дополнительный ток $i_3 = \frac{e_3}{R_3}$; такой же ток, как доказано выше, должен протекать и через R_2 . Таким образом на выходе создается дополнительное напряжение, равное с достаточной точностью $-\left(\frac{e_3}{R_3}\right) R_2$. Общее напряжение на выходе

$$e_2 = -\frac{R_2}{R_1} e_1 - \frac{R_2}{R_3} e_3.$$

Следовательно, схема позволяет производить сложение напряжений. Между двумя источниками входных напряжений будет существовать некоторая связь, так как потенциал точки a будет несколько изменяться под действием каждого из входных напряжений. Если K_0 велико, этот эффект очень незначителен и может быть более наглядно оценен при рассмотрении действующего входного сопротивления в точке a (см. ниже). Через дополнительные входные сопротивления можно складывать также несколько напряжений.

Действующее входное сопротивление в точке a . Знание этой величины весьма полезно для уточнения выкладок в тех случаях, когда погрешность приведенных выше приближенных выражений оказывается слишком велика. Действующее входное сопротивление можно вычислить следующим образом: если изменение e_g приложено к точке a , то потенциал другого конца R_2 будет $K_0 e_g$, так что падение напряжения на R_2 равно $(1 - K_0) e_g$, а ток через R_2 равен $\frac{1 - K_0}{R_2} e_g$; следовательно, действующее входное сопротивление есть $\frac{R_2}{1 - K_0}$. Эта величина стремится к нулю, когда абсолютное значение K_0 возрастает*.

На рис. II.11 показаны эквивалентные схемы входной и выходной цепей усилителя с нагрузкой Z_n . При помощи этих схем можно провести точный анализ работы в тех случаях, когда приближенные выражения оказываются неудовлетворительными. Сопротивление R_3 изображает другие входные сопротивления, используемые для сложения. Взаимодействие между вкладывае-

* Важно иметь здесь в виду, что K_0 — отрицательная величина.

мыми величинами пропорционально $\frac{R_2}{1-K_0}$ и может быть сделано малым путем увеличения K_0 .

Практические примеры. Две практических схемы усилителей с отрицательной обратной связью с анода на сетку изображены на рис. II.12. На рис. II.12,а дана схема однокаскадного усилителя на пентоде с высокой крутизной S (6AC7). Потенциал катода установлен около $+2,5$ в чтобы предотвратить сеточный ток; напряжение на экранирующей сетке регулируется таким образом чтобы $e_2=0$, когда $e_1=0$. Выходное напряжение e_2 соответствует вышеприведенным формулам; в этом усилителе легко получить

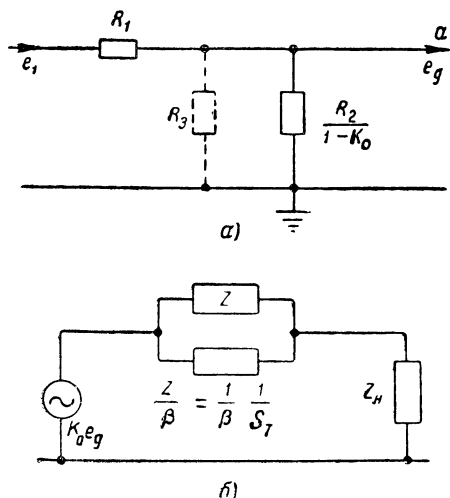


Рис. II.11. Эквивалентная схема усилителя с обратной связью между анодом и сеткой:

а—эквивалентная схема входной цепи; б—эквивалентная схема выходной цепи; Z_H — сопротивлениe нагрузки. Заметьте, что для однокаскадного усилителя на рис. II.12, б— $S_T = S, -\frac{1}{\beta} = 1 + \frac{R_2(R_1+R_3)}{R_1R_3}$ и $Z \approx R_a$.

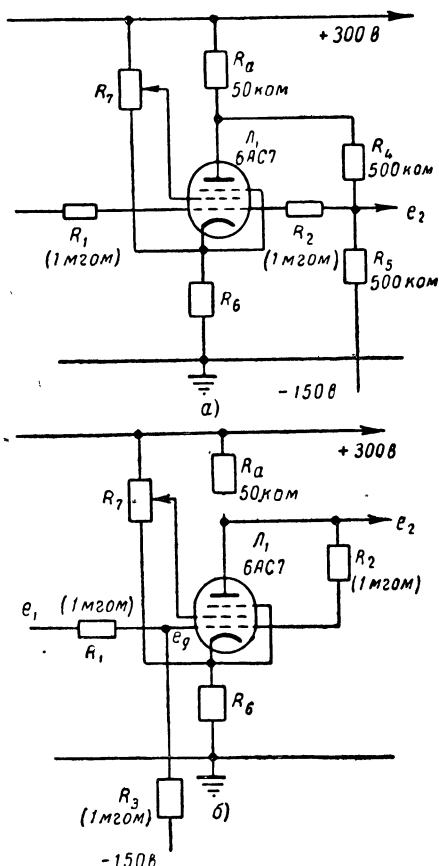


Рис. II.12. Практические схемы однокаскадных усилителей с обратной связью между анодом и сеткой:

а—схема, пригодная при выходных напряжениях обеих полярностей; б—только при положительных напряжениях на выходе. Коэффициент усиления при указанных на рисунке величинах очень близок к единице в обоих случаях.

изменения потенциала анода (по отношению к земле) на ± 70 в. Несколько измененная схема, пригодная только при положительных выходных напряжениях, показана на рис. II.12,б. Смещение на катоде попрежнему равно $+2,5$ в, а напряжение на экранирующей сетке устанавливается так, чтобы $e_g=0$, когда $e_1=0$. Если

$R_3 = R_2$, то потенциал на аноде будет равен 150 в (благодаря действию обратной связи через цепь из R_3 и R_2). Отклонения e_2 от начальной величины 150 в относятся к e_1 , как $\left(-\frac{R_2}{R_1}\right)$.

Преимущества отрицательной обратной связи. Эквивалентная схема на рис. II.11 относится к усилителю на триоде; интересно исследовать в этом случае те причины, которые заставляют использовать обратную связь. Все сопротивления на рис. II.11, а при использовании триода будут, конечно, чисто активными. Невозможно создать триоды с коэффициентом усиления около 100 и с внутренним сопротивлением порядка 450 ом ($3/S$ при $R_1 = R_2 = R_3$). На практике приходится жертвовать либо низким выходным сопротивлением, что приводит к зависимости выходного напряжения от Z_n , либо низким входным сопротивлением $\frac{R_2}{1-K_0}$, что вызывает увеличение взаимодействия между источниками складываемых напряжений. Но даже если бы такой триод можно было построить, то из-за кривизны и разброса характеристик различных ламп была бы потеряна компенсация изменений величины K_0 , достигаемая благодаря соответствующим изменениям $\frac{R_2}{1-K_0}$ в схеме с обратной связью. Таким образом, были бы потеряны линейность, а также и стабильность усиления. При использовании связей по постоянному току в усилителе без обратной связи наблюдалась бы значительно большая зависимость выходного напряжения от изменений напряжений питания, чем в усилителе с обратной связью (это особенно справедливо для схемы на рис. II.12, а, где ни одно из питающих напряжений в первом приближении не влияет на начальный уровень выходного напряжения). Следует, однако, отметить, что обратная связь не уменьшает влияния изменений напряжений питания или ламповых характеристик, прямо или косвенно изменяющих напряжение между сеткой и катодом, требуемое для создания данного выходного напряжения. Контактная разность потенциалов и является типичным примером; эффективные величины этих напряжений на сетке входят как составные части в напряжение на входе и обратная связь не может уничтожить влияния их изменений.

6. Линейные формирующие усилители, емкостная обратная связь

Применение обратной связи показано на рис. II.13, на котором сопротивление R_2 (рис. II.10) заменено конденсатором C_2 . Здесь усилитель также стремится удержать потенциал точки а около нуля путем уменьшения e_2 ; эти изменения приводят к тому, что почти весь ток i_1 течет через конденсатор C_2 . При этом напряжение на конденсаторе, равное e_2 , будет иметь величину

$$-\frac{1}{C_2} \int i_1 dt + B$$

и так как $i_1 = \frac{e_1}{R_1}$, то $e_2 = -\frac{1}{C_2 R_1} \int e_1 dt + B$.

Таким образом, в рассматриваемой схеме осуществляется интегрирование. В частности, если e_1 — перепад напряжения величиной E_1 , начинающийся от нуля, и если e_2 также начинается от нуля, то

$$e_2 = -\frac{E_1}{C_2 R_1} \int_0^t dt = -\frac{E_1 t}{C_2 R_1}. \quad (\text{II. 13})$$

Мы видим, что перепад напряжения на входе преобразуется схемой в линейное уменьшающееся напряжение. В этом прояв-

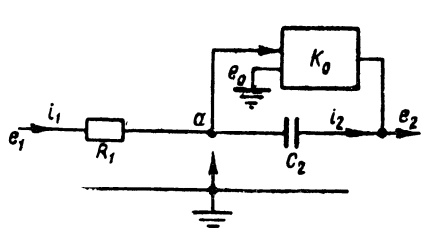


Рис. II.13. Усилитель с емкостной обратной связью.

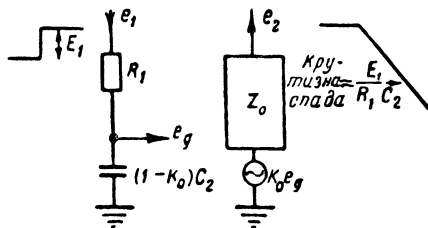


Рис. II.14. Эквивалентная схема усилителя с емкостной обратной связью.

ляется здесь вторая основная функция обратной связи — с ее помощью создаются линейные формирующие цепи, действие которых, несмотря на наличие в них электронных ламп, определяется пассивными элементами.

Вследствие особой важности этой схемы, полезно рассмотреть действующее входное сопротивление в точке a . Поступая так же, как и при анализе схемы с обратной связью через сопротивление, можно показать, что если K_0 — некомплексная величина, то входное сопротивление эквивалентно сопротивлению конденсатора с емкостью $(1-K_0)C_2$. На рис. II. 14 изображена эквивалентная схема; Z_0 — действующее выходное сопротивление, равное $\frac{Z}{1+K\beta}$,

где Z — выходное сопротивление усилителя, а β — комплексная величина. Из схемы видно, что e_g является частью возрастающей экспоненты с постоянной времени $(1-K_0)R_1C_2$ и предельным значением E_1 , а выходное напряжение (при отсутствии нагрузки) $K_0 e_g$ есть часть экспоненты с постоянной времени $(1-K_0)R_1C_2$ и предельным значением $K_0 E_1$. Следуя обычной практике использования колебаний с большой амплитудой, напряжение E_1 выбирают близким к напряжению источника питания, так что изменение $e_2 (=K_0 e_g)$ до перегрузки усилителя будет соответствовать лишь примерно $1/K_0$ части всей экспоненты, поэтому напряжение на выходе будет весьма близко к линейному (рис. II.15) даже в случае применения только одного пентодного каскада ($K_0 \approx -100$).

Приведенные выше рассуждения не дают точной картины работы схемы, так как в действительности Z — комплексная величина, а усиление K_0 — не постоянно из-за кривизны ламповых характеристик. Для точного анализа предпочтительнее использовать метод последовательных приближений. При этом следует исходить из того, что конденсатор C_2 заряжается всем током, протекающим через R_1 . Сначала мы предполагаем, что схема работает идеально (т. е. потенциал точки a постоянен) и отсюда находим первое приближение для e_2 . Далее, исходя из этого, можно оценить $e_g (=e_2/K_0)$,

$$E_{эф} = A E_1 \\ (e_2)_{\max} \approx E_1$$

Рис. II.15. Часть экспоненты, используемая в усилителе с емкостной обратной связью. Усилитель перегружается, когда

$$(e_2)_{\max} \approx E_1 = \frac{E_{эф}}{K_0}.$$

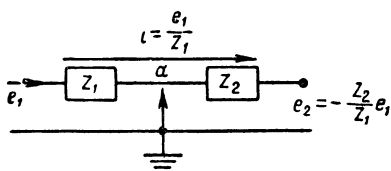


Рис. II.16. Упрощенная скелетная схема усилителя с отрицательной обратной связью, применяемого для формирования.

шествяющий амплитудную селекцию — см. рис. I.9), то известен ток, который должен протекать на выходе в данный момент. При этом можно легко найти увеличение напряжения на сетке, которое необходимо для создания такого тока, и оценить возможное воздействие нагрузки на схему.

Общий случай. На рис. II.16 изображен общий случай линейного формирования в усилителях с обратной связью. Z_1 и Z_2 на этом рисунке заменяют R_1 и R_2 . Для простоты на схеме опущен усилитель, единственная функция которого состоит в поддержании в точке a потенциала, близкого к потенциалу земли (это показано «заземленной» стрелкой).

Очевидно, что

$$\frac{e_2}{e_1} \approx -\frac{Z_2}{Z_1}.$$

На рис. II.17 показано, как действует эта схема на колебания при обычных формах Z_1 и Z_2 . Обозначения и метод вычислений такой же, как и для рис. II.4. Отличие от рис. II.4 состоит в том,

обращаясь, если необходимо, к ламповым характеристикам. Затем вычисляется с большей точностью ток через R_1 и более точно оценивается напряжение на C_2 . Величина e_2 может быть определена путем вычитания e_g из напряжения на C_2 . При таком анализе приходится пользоваться графическими методами, что отнимает много времени. Однако, в большинстве случаев, знание физических принципов, лежащих в основе работы схемы, позволяет выбрать уже первое приближение с достаточной точностью. Такой же подход полезен для оценки влияния нагрузки на выходе схемы. Если нагрузка линейна, то ее можно, конечно, включить в K_0 ; если же нагрузка нелинейна (в частности, она может включаться в некоторый момент, например, когда отпирается диод, осу-

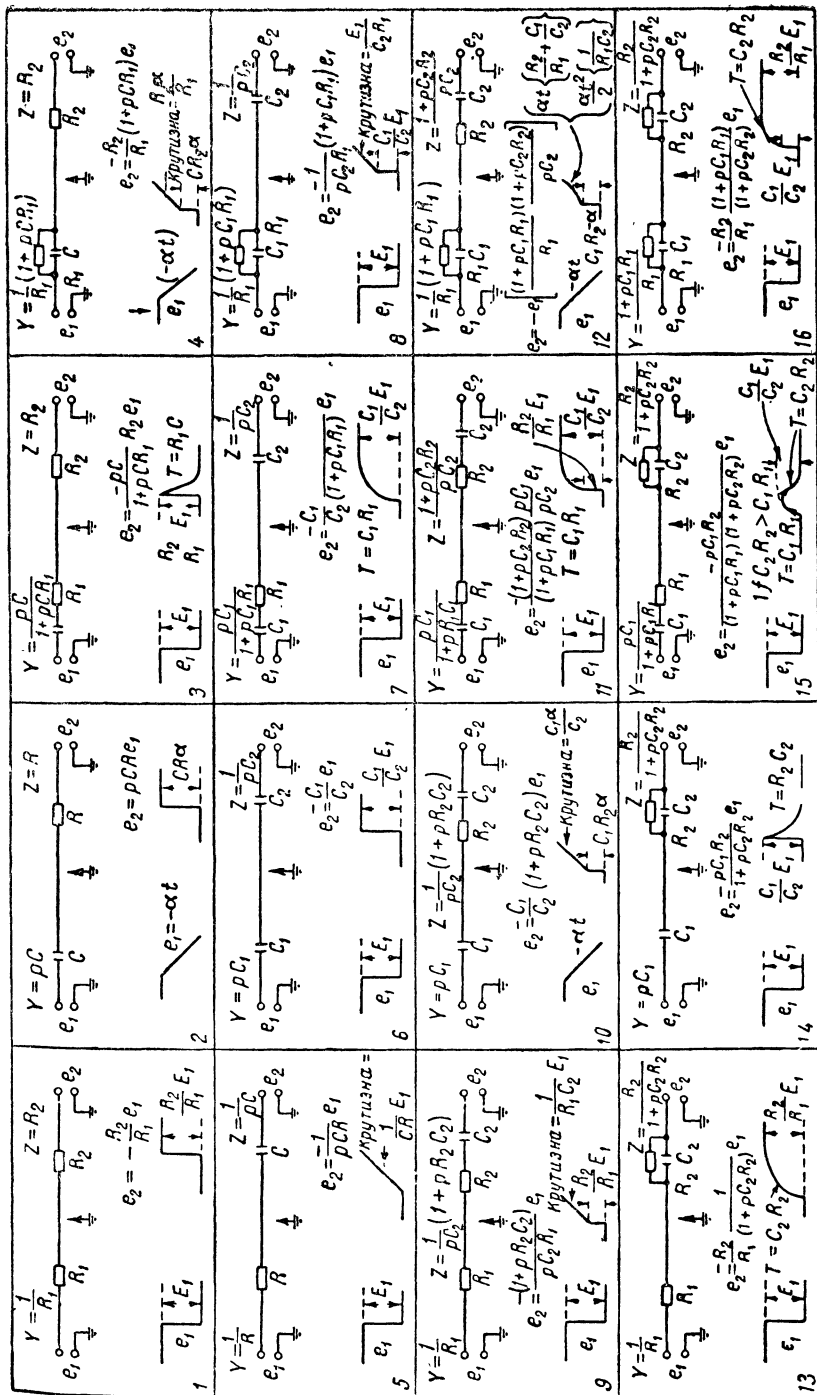


Рис. П.17. Некоторые примеры воздействия схем с различными Z_1 и Z_2 на перепад напряжения с прямоугольным или наклонным фронтом. Буквой Y обозначена величина $\frac{1}{Z_1}$; буквой Z — величина Z_2 . Обозначение $T = RC$ около кривой пока-
зывает, что экспонента стремится к своему предельному значению с постоянной времени RC .

что соотношение $e_2 = -\frac{Z_2}{Z_1} e_1$ позволяет нам вводить такие схемы, которые нельзя просто рассмотреть каким-либо другим методом.

В случаях 1 и 6 сопротивление на входе и сопротивление обратной связи совпадают по своему характеру и форма колебания не изменяется. Это обстоятельство справедливо всегда, когда Z_1 и Z_2 подобны — например, в случаях 11 и 16 при $R_1 C_1 = R_2 C_2$ форма не изменяется. Когда в выходную цепь входит емкость C без шунти-

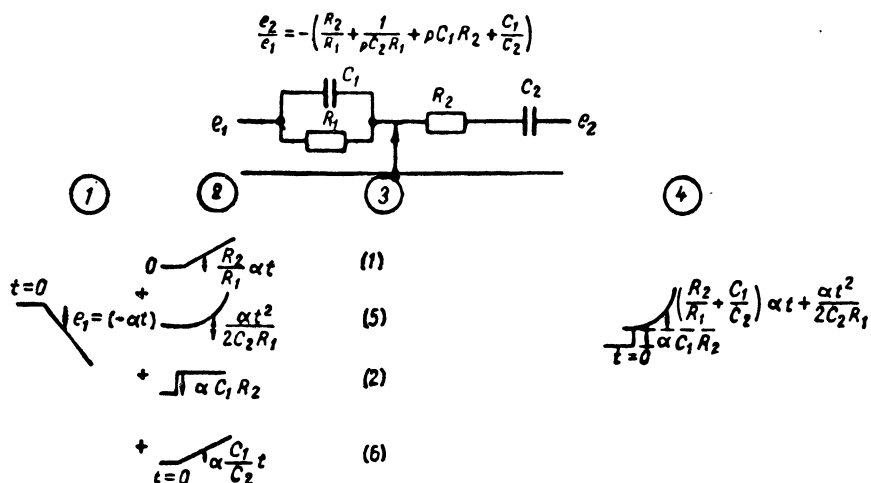


Рис. II.18. Иллюстрация хода вычислений для схем с параллельно включенными составляющими на входе и последовательно включенными составляющими на выходе:

1—входной сигнал; 2—составляющие выходного сигнала; 3—номер случая на рис. II.17, 4—результрующий выходной сигнал.

рующего сопротивления, то имеет место интегрирование; при включении C без шунтирующего сопротивления на входе схемы — интегрирование не наблюдается. На практике интегрирование на выходе ликвидируют обычно при помощи некоторой восстанавливающей схемы. В тех случаях, когда имеются параллельно включенные элементы на входе или последовательно включенные элементы на выходе, можно пользоваться результатами вычислений для простых случаев, так как параллельные элементы во входной цепи дают дополнительные составляющие i , а последовательные элементы в выходной цепи дают дополнительные составляющие e_2 . Рассмотрим, например, рис. II.18 (совпадает со случаем 12 на рис. II.17). На этом рисунке

$$\frac{e_2}{e_1} = -\left(\frac{1}{R_1} + pC_1\right) \times \left(R_2 + \frac{1}{pC_2}\right) \quad (\text{II. 14})$$

$$= -\left(\frac{R_2}{R_1} + \frac{1}{pC_2 R_1} + pC_1 R_2 + \frac{C_1}{C_2}\right), \quad (\text{II. 15})$$

что является результатом сложения выходных напряжений для случаев 1, 5, 2 и 6 на рис. II.17. Из составляющих выходного напряжения образуется результирующее напряжение на выходе.

Индуктивности не включены в приведенные на рисунках случаи, так как они очень редко применяются в схемах этого типа.

Если решение не может быть найдено непосредственно из рис. II.17, то приведенные формулы следует рассматривать как дифференциальные уравнения и решать их, помня, что p представляет $\frac{d}{dt}$.

До сих пор предполагалось, что Z_1 и Z_2 являются простыми двухполюсниками, не имеющими заземленных элементов. Если Z_1 и Z_2 заменить на трехполюсники с заземленным третьим зажимом,

то формула $\frac{e_2}{e_1} = -\frac{Z_2}{Z_1}$ останется справедливой, как это следует из ее вывода, если Z_1 определить как полное сопротивление передачи от входа схемы до точки a (т. е. $Z_1 = \frac{e_2}{e_1}$, см. рис. II.19) и если Z_2 определить как $\frac{e_2}{e_1}$.

Наиболее полезные схемы (с указанием сопротивлений передачи) приведены на рис. II.20. При использовании схемы в качестве цепи обратной связи оператор имеет показанный на рисунке вид, если же схема используется как входная, то следует взять оператор, обратный указанному. Для целей проектирования этот рисунок в значительной мере заменяет рис. II.17. Проблема устойчивости здесь рассматриваться не

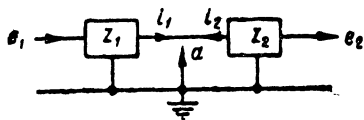


Рис. II.19. Скелетная схема отрицательной обратной связи с применением трехполюсных схем.

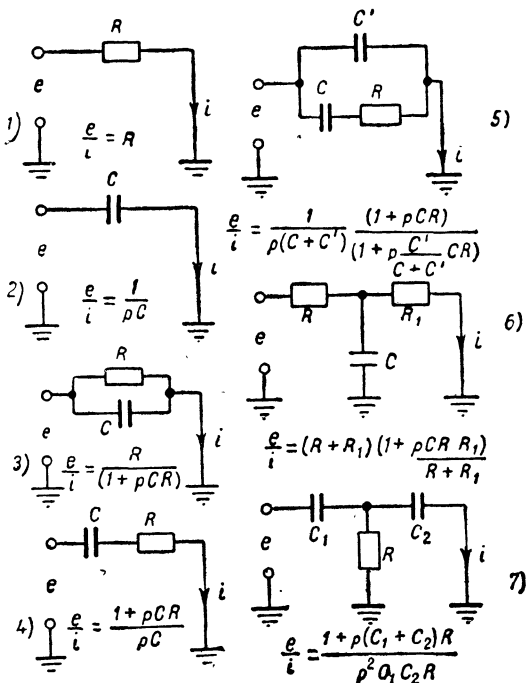


Рис. II.20. Обычные схемы входных цепей обратной связи и их сопротивления передачи. Ток i течет к земле, которая в данном случае представляет „кажущееся“ заземление в точке a на рис. II.19.

будет, так как ее подробное описание можно найти в литературе; каких-либо особенностей в нашем случае, по сравнению с другими схемами обратной связи, эта задача не имеет и рассмотрение ее

существенно лишь когда цепь обратной связи и входная цепь имеют сложную структуру. Все схемы, приведенные на рис. II.17, устойчивы при однокаскадных усилителях.

Схема со следящей лампой. Интересно отметить, что выбор заземленной точки на рис. II.13 совершенно произволен; описанная выше работа схемы не зависит от того, заземлена схема или нет.

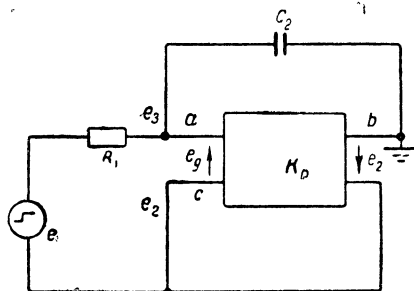


Рис. II.21. Схема генератора пилообразных колебаний. Отличие от рис. II.13 состоит в том, что заземленная точка перенесена на выходной зажим усилителя.

Поэтому схему можно изобразить так, как на рис. II.21. На этом рисунке e_g — попрежнему входное напряжение усилителя, но e_3 — напряжение между точкой a и землей, а e_2 измеряется в обратном направлении, так что K_0 — положительно. Напряжение на конденсаторе C_2 (от перепада напряжения величиной E_1 на входе) не изменится при перемене заземленной точки, но в нашем случае, благодаря заземлению точки b , это напряжение приложено между точкой a и землей и имеет положительную полярность.

Работа этой схемы протекает следующим образом. В начальный момент, когда к входу прикладывается перепад напряжения величиной E_1 , $e_1 = e_2 = e_g = e_3 = 0$. Конденсатор C_2 начинает заряжаться со скоростью $\frac{E_1}{R_1 C_2}$ в/сек; между точками a и b возникает разность потенциалов $e_g = e_3 - e_2$, которая прикладывается к входу усилителя. Но $e_g = \frac{e_3}{K_0}$, так что $e_3 = \frac{e_2}{1 + 1/K_0}$. Поэтому, если K_0 — велико, то при возрастании e_3 напряжение e_2 возрастает, будучи очень близко по величине к e_3 . Отсюда следует, что при заряде конденсатора C_2 напряжение на R_1 сохраняет свою величину и через C_2 протекает постоянный ток; благодаря этому потенциалы точек a и b относительно земли возрастают линейно. В этой схеме, когда генератор e_1 заряжает C_2 , потенциал генератора (относительно земли) возрастает.

Практическая форма этой схемы с однокаскадным усилителем показана на рис. II.22,а. При замкнутом ключе S_1 в схеме поддерживается начальный режим, размыкание ключа служит для подачи на вход перепада напряжения.

Для сравнения с однокаскадным усилителем на рис. II.22,б изображен генератор пилообразных колебаний с анодно-сеточной емкостью. Обе схемы тождественны, изменится лишь заземленная точка и способы включения источника анодного напряжения E_a и ключа S_1 . Генератор пилообразных колебаний с анодно-сеточной емкостью имеет то преимущество, что оба источника питания и катод лампы заземлены, так что легко могут быть применены пенто-

ды с большим усилением. Основной недостаток схемы со следящей лампой состоит в том, что для нее требуется «плавающий» источник питания E_1 , т. е. источник, потенциалы выводов которого (по отношению к земле) меняются во время работы схемы. Было предложено много схем таких источников. Преимущества схемы со следящей лампой состоят, главным образом, в более простом устройстве ключа S_1 и в более простой компенсации тех изменений, которые вызываются колебаниями напряжения накала. Эти вопросы разбираются в последующих главах.

7. Применение операторных выражений

В предыдущих параграфах реакция схемы на входное возмущение математически описывалась при помощи дроби («функция передачи»), у которой в числителе и знаменателе имеются многочлены от p . Интересно исследовать операции, представляемые этими «функциями от p », и условия, при которых эти операции справедливы. Существует несколько способов объяснения операторных выражений.

Простейшее объяснение состоит в том, что символ p рассматривается как сокращенное обозначение для $\frac{d}{dt}$ в дифференциальном уравнении схемы. Если, например, подставить $\frac{d}{dt}$ вместо p в функцию передачи

$$\frac{e_2}{e_1} = \frac{pCR}{1 + pCR},$$

то будем иметь

$$\frac{e_2}{e_1} = \frac{CR \frac{d}{dt}}{1 + CR \frac{d}{dt}}.$$

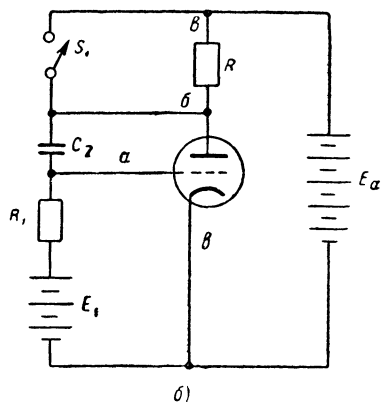
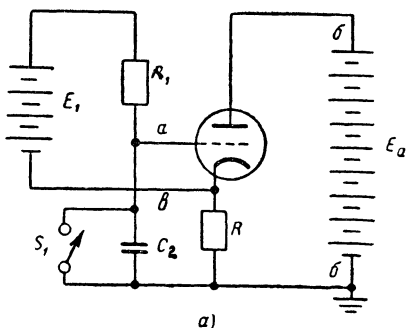


Рис. П.22. Сравнение схем генераторов пилообразных колебаний a и $б$. Обе схемы являются схемами генераторов линейной развертки с однокаскадными усилителями. Схемы по существу одинаковы и отличаются только точкой заземления, питанием, а также местоположением ключа.

Сложение в знаменателе $\left(1 + CR \frac{d}{dt}\right)$ здесь соответствует сложению двух колебаний e_2 и $CR \frac{de_2}{dt}$; „деление“ соответствует тому факту, что знаменатель функции передачи действует на e_2 .

Правильное объяснение выражения состоит в том, что его считают удобным сокращением дифференциального уравнения схемы

$$e_2 + CR \frac{de_2}{dt} = CR \frac{de_1}{dt}.$$

Другой относительно простой подход к операторным выражениям, оправдывающий применение алгебраических операций, но не всегда законный, исходит из предположения, что входное и выходное напряжение имеют форму $A e^{pt}$, где p — комплексное число. Подстановка этой функции в дифференциальное уравнение приводит к алгебраическому уравнению, в котором вместо $\frac{d}{dt}$ стоит p . Можно получить далее соответствующий коэффициент передачи; он имеет ту же форму, что операторная функция передачи, представляющая в сокращенном виде дифференциальное уравнение. При данном p коэффициент передачи является мерой отношения выходной амплитуды к входной *. Частный случай, когда p — чисто мнимое ($p = j\omega$), соответствует обычному гармоническому анализу и при помощи интеграла Фурье может быть использован для нахождения реакции схемы на такие колебания, для которых интеграл Фурье сходится.

Взгляд на p , как на алгебраическую величину, получает более общее обоснование при помощи преобразования Лапласа **. При помощи этого преобразования из дифференциального уравнения схемы также получается алгебраическое уравнение, но законность преобразования не зависит от предположения о некоторой частной форме колебания на входе. Преобразование Лапласа $F(p)$ функции $f(t)$ определяется формулой

$$F(p) = Lf(t) = \int_0^{\infty} f(t) e^{-pt} dt,$$

где p — комплексное число. Если это преобразование применить к обеим частям дифференциального уравнения линейной схемы, то в результате получится алгебраическое уравнение, связывающее преобразование входного колебания, $L(e_1)$, с преобразованием вы-

* Эта точка зрения подробно рассмотрена в книге Г. Боде „Теория цепей и проектирование усилителей с обратной связью“ (Издательство иностранной литературы, 1948) гл. II.

** См., например, М. Гарднер и Д. Бэрнес „Переходные процессы в линейных системах“ (ИЛ, 1949); Г. Карлсу и Д. Егер „Операционные методы в прикладной математике“ (ИЛ, 1948).

ходного колебания, $L(e_0)$. Отношение $\frac{L(e_0)}{L(e_i)}$ будет иметь ту же форму, что и „функция передачи“, определенная любым из двух описанных выше методов; однако, в этом случае указанные операции являются обычными алгебраическими операциями, и выражение справедливо для любого колебания, для которого сходится интеграл*.

Колебание на выходе схемы имеет преобразование

$$L(e_0) = L(e_i) \times (\text{функция передачи}).$$

Если это преобразование известно, то колебание на выходе можно найти при помощи обратного преобразования (интеграл, подобный интегралу прямого преобразования) или при помощи таблицы преобразований часто встречающихся колебаний.

В этой главе для вычисления прямого и обратного преобразования нет необходимости прибегать к интегрированию. Функцию передачи мы получаем обычными методами. Преобразование для e_i точно не находится, а анализ исходит из входного напряжения в виде перепада напряжения; колебания e_i и e_0 непосредственно связываются друг с другом. Значение преобразования Лапласа для этих относительно простых случаев состоит в том, что оно допускает алгебраическую интерпретацию функции передачи и оправдывает в известном смысле указанные алгебраические операции. Для более сложных схем и видов колебаний преобразование Лапласа часто является наиболее удобным методом решения дифференциальных уравнений; разложение преобразования на частичные дроби здесь становится совершенно законным и при помощи этого приема может быть выполнено вычисление интегралов прямого и обратного преобразований.

* Если в приведенном выше интеграле заменить p на $j\omega$, то получится преобразование Фурье $f(t)$. Формально оба преобразования совпадают, но границы их применимости различны. Если в преобразовании Лапласа величина p имеет положительную вещественную часть, то интеграл сходится для некоторых функций (например, для положительной единичной функции), для которых соответствующий интеграл Фурье не сходится.

Глава III

ПРЕОБРАЗОВАНИЯ СПЕЦИАЛЬНЫХ ВИДОВ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЙ С ПОМОЩЬЮ НЕЛИНЕЙНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Идеализированный линейный элемент (например, сопротивление, индуктивность или конденсатор) — это такой элемент цепи, в котором две величины — ток и напряжение — либо пропорциональны друг другу, либо одна из этих величин пропорциональна производной по времени другой величины. Все описанные в предыдущей главе операции осуществляются при помощи комбинаций из таких линейных пассивных элементов, к которым в некоторых случаях добавляются линейные усилители. Однако достоинство идеального линейного элемента — пропорциональность для всех значений приложенного напряжения — является в то же время и ограничением. Так, прикладывая синусоидальное напряжение к схеме, составленной из линейных элементов, можно получить колебания только синусоидальной формы. Подобным же образом, генератор, состоящий из линейных элементов, может генерировать только синусоидальные колебания.

Нелинейные элементы позволяют создавать и другие виды колебаний. В нелинейном элементе с двумя переменными * связь между последними может иметь вид непрерывной или разрывной функций или может выражаться различным образом в различных областях изменения переменных (например, диод). Особенно полезны нелинейные элементы с несколькими переменными, связывающие три или более переменных. В качестве таких элементов часто используются многосеточные электронные лампы и некоторые простые схемы. Число переменных в данном элементе зависит иногда от способа рассмотрения. В соответствии с этим триод — усилитель напряжения можно рассматривать как элемент с двумя переменными, связывающий входное и выходное напряжения, или как эле-

* Переменными некоторого элемента мы будем называть изменяющиеся при работе величины, характеризующие собою режим элемента. Например, для триода переменными являются сеточное и анодное напряжения и анодный ток. Переменные могут быть независимы друг от друга, но могут и зависеть одна от другой.

мент с тремя переменными, в котором связь между напряжением на аноде и анодным током контролируется смещением на управляющей сетке. Только в нелинейном элементе с тремя переменными одно из них может «управлять» связью между двумя другими. Элементы с многими переменными требуются для таких преобразова-

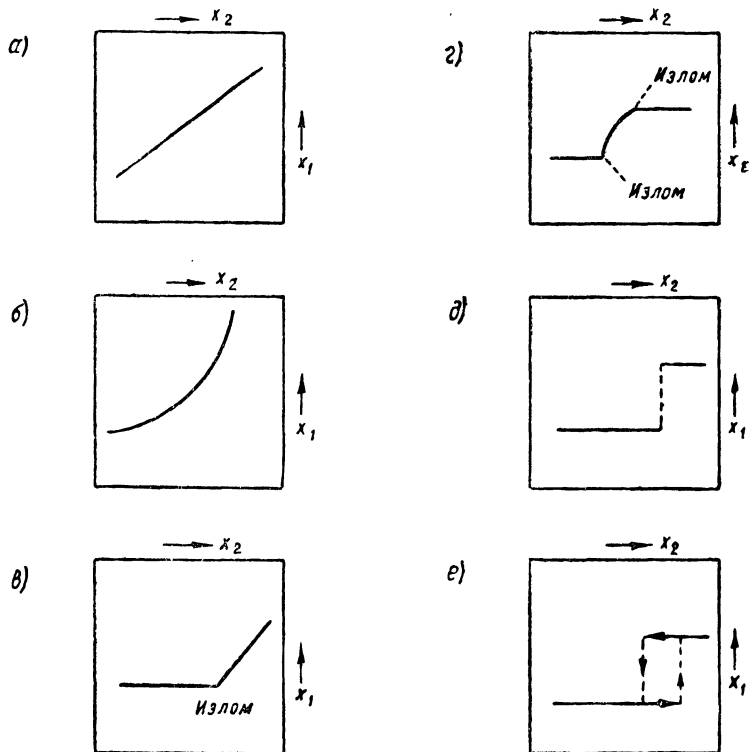


Рис. III.1. Идеализированные характеристики элементов с двумя переменными. Переменные X_1 и X_2 могут быть любыми полезными величинами;

a —линейная характеристика; b —криволинейная характеристика; c —линейно-ломаная характеристика; d —характеристика с двумя изломами и криволинейным участком; e —характеристика с разрывом; e —гистерезисная характеристика.

ний, как умножение (три переменных) или селекция между двумя границами (четыре переменных).

В этой главе рассматриваются наиболее важные преобразования, осуществляемые нелинейными элементами. Для некоторых нелинейных характеристик приведены малоизвестные данные об их стабильности, полезные при проектировании устройств, создающих колебания специальной формы.

1. Идеализированные элементы

При рассмотрении нелинейных элементов полезно из множества нелинейных характеристик выделить некоторые группы их. На рис. III.1 показаны идеализированные характеристики для элемен-

тов с двумя переменными и для элементов со многими переменными, у которых все переменные, за исключением двух, поддерживаются постоянными. *Линейный* элемент нам уже знаком. *Криволинейная характеристика* непрерывна и имеет непрерывную первую производную. *Линейно-ломаная характеристика* состоит из двух или большего числа линейных или кривых отрезков, разделенных

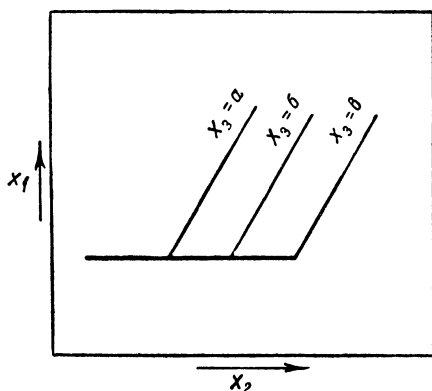


Рис. III.2. Идеализованная нелинейная характеристика с тремя переменными.

точками, в которых имеется разрыв производной. В *разрывной характеристике* имеются разрывы непрерывности. *Гистерезисная характеристика* связывает две переменных соответственно их значениям в настоящем и прошедшем.

Элемент с многими переменными может иметь одну из перечисленных выше характеристик, если все переменные кроме двух поддерживаются постоянными. Семейство таких характеристик, соответствующее множеству дискретных значений третьей переменной,

называется «параметрической характеристикой». Третью переменную можно назвать «параметрической переменной». Это различие между переменными не зависит от свойств характеристики, а определяется способом использования элемента. На рис. III.2 приведено двумерное параметрическое представление характеристики, зависящей от трех переменных.

2. Основные преобразования

В последующих параграфах рассматриваются применения идеализированных нелинейных элементов для основных преобразований импульсной техники. К основным линейным преобразованиям относятся: сложение, вычитание и линейное формирование. Встречаются также еще три сложных преобразования. Прежде всего, это процесс частотной селекции, очень широко применяемый в радиоприемниках. Нередко требуется выделить часть колебания, имеющую определенную амплитуду, фазу, или произвести селекцию по времени; для этих операций обычно применяются нелинейные элементы.

Хорошо известным примером второго процесса является автоматическая подстройка частоты для указания равенства двух частот или знака и приблизительной величины их разности, осуществляемая дискриминатором частоты.

Третий процесс нов и не имеет широко известных аналогий в практике радиоприема; это — индикация момента равенства двух напряжений по амплитуде, частоте или фазе. Этот процесс широко применяется в радиолокационных синхронизирующих устройствах,

отмечающих момент равенства амплитуды синусоидального или треугольного колебания и параметрического напряжения. Сравнение фазы или частоты пока широко не применяется. Процесс сравнения имеет и другую особенность: может случиться, что требуется знать амплитуду, фазу или частоту, соответствующую данному моменту времени. В этом случае мы имеем, по существу,

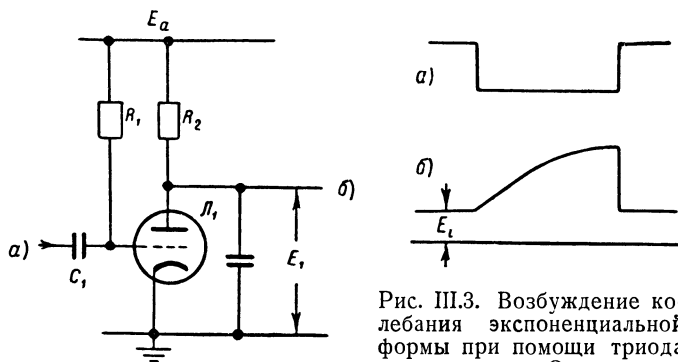


Рис. III.3. Возбуждение колебания экспоненциальной формы при помощи триода выключателя. Отрицательное

прямоугольное колебание подается на сетку и запирает лампу.

процесс отбора, являющийся одним из важных методов демодуляции. Для процессов селекции и сравнения существенна нелинейность или непостоянство амплитудной, частотной, фазовой или временной характеристики схемы. Нелинейную фазовую или частотную характеристику можно получить при помощи линейных элементов, чего нельзя сказать о нелинейной амплитудной характеристике. По этой причине представляют значительный интерес нелинейные свойства электронных ламп.

ПРЕОБРАЗОВАНИЯ, ОСУЩЕСТВЛЯЕМЫЕ С ПОМОЩЬЮ НЕЛИНЕЙНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

3. Возбуждение колебаний специальной формы

Очень часто элементы с нелинейными характеристиками применяются для возбуждения колебаний различной формы. Процесс возбуждения одной из таких форм показан на рис. III.3. Возбуждающее колебание с большой амплитудой прикладывается к электронной лампе, например, к триоду, обладающей линейно-ломаной характеристикой. Благодаря постоянному сеточному току, протекающему через R_1 , триод работает на верхнем плоском участке характеристики. Отрицательное возбуждающее колебание с достаточно большой амплитудой запирает лампу, что приводит к возбуждению на аноде колебания экспоненциальной формы. Чтобы экспоненциальное колебание возбуждалось быстро, напряжение записывания лампы должно быть невелико.

Для обеспечения малого времени восстановления требуется, чтобы ток через отпёртую лампу был бы достаточно велик.

Характеристика лампы имеет еще одно важное применение — она используется для фиксирования начального потенциала экспоненциального колебания. Этот потенциал обозначен E_i (рис. III.3). Стабильность начального уровня может не иметь большого значения при грубых измерениях на электронно-лучевой трубке, но она имеет первостепенное значение в схемах повышенной точности, где небольшое изменение E_i может привести к серьезным ошибкам при амплитудном сравнении (см. § 5). В рассматриваемой схеме, при-

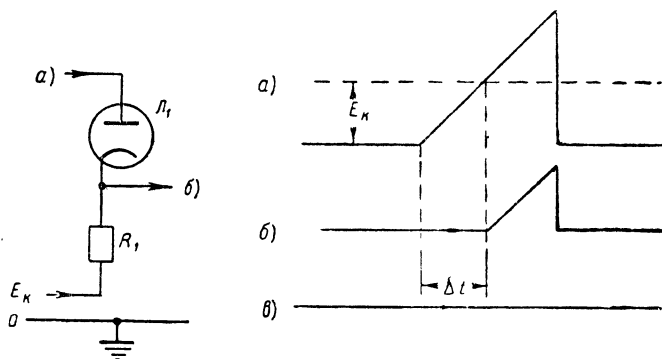


Рис. III.4. Амплитудная селекция посредством линейно-ломаной характеристики диода J_1 . Выделяется часть колебания, превышающая потенциал катода J_1 и отстоящая на Δt сек от начала колебания.

емлемая стабильность обеспечивается тем, что анодный ток относительно мало зависит от небольших изменений сеточного тока. Часто для установления начального уровня колебания применяется «восстановление постоянной составляющей». Эта операция может быть связана с более сложными процессами временной селекции и демодуляции и поэтому рассматривается в §§ 6 и 12 этой главы.

4. Амплитудная селекция

Амплитудной селекцией называется процесс выделения части колебания, лежащей выше или ниже некоторой границы или между двумя границами. Выделенная часть колебания не искажается. Для идеальной амплитудной селекции требуется идеальная линейно-ломаная характеристика, к которой достаточно хорошо приближаются характеристики диодов или германиевых детекторов при больших напряжениях на входе. На рис. III.4 показан типичный пример выделения части треугольного колебания a , лежащей выше потенциала катода E лампы J_1 , в результате чего получается колебание b . Потенциал E часто называется опорным потенциалом или порогом ограничения.

Одно из применений амплитудной селекции показано на рис. III.5, где выделяются вершины импульсов, полученных при

дифференцировании прямоугольного колебания. Такие импульсы пригодны в качестве временных указателей на экране электронно-лучевой трубки.

Возможно также выделение части колебания, лежащей ниже определенной границы, что соответствует известному преобразова-

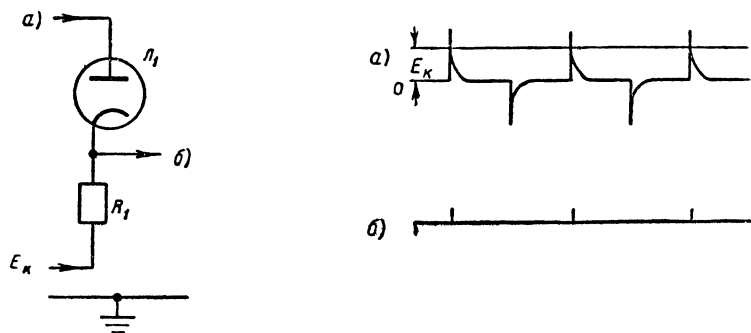


Рис. III.5. Формирование при помощи амплитудной селекции. Отрицательные импульсы и широкие основания положительных импульсов не пропускаются диодным амплитудным селектором \mathcal{L}_1 . Импульсы δ пригодны в качестве отметок времени.

нию амплитудного ограничения, изображенному на рис. III.6, где выделяется нижняя часть синусоидальной волны. Более эффективный способ получения прямоугольного колебания из синусоиды

состоит в амплитудной селекции между двумя границами (рис. III.7). При таком методе необходима характеристика с двумя изломами, которая может быть получена при помощи двух диодов (A). В этом случае положительная граница устанавливается напряжением E_1 , а отрицательная — напряжением E_2 . В результате получается прямоугольное колебание δ . Для этой цели может служить линейно-ломаная характеристика в цепи управляющей сетки пентода. Положительная граница устанавливается напряжением возникновения сеточного тока, а отрицательная — отсечкой

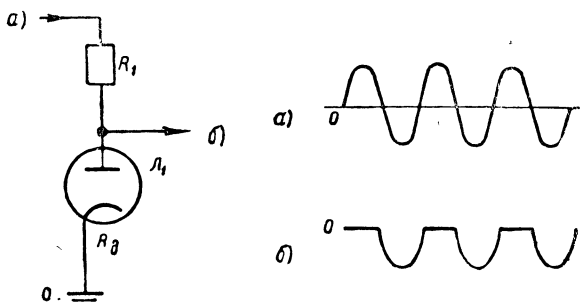


Рис. III.6. Амплитудная селекция отрицательных полупериодов синусоидальной волны.

Для селекции быстро изменяющихся колебаний сопротивление R_1 на рис. III.4, III.6 и III.7 должно быть небольшой величины. Кроме того необходимо, чтобы характеристика имела бы резкий излом, а внутреннее сопротивление нелинейного элемента было бы мало.

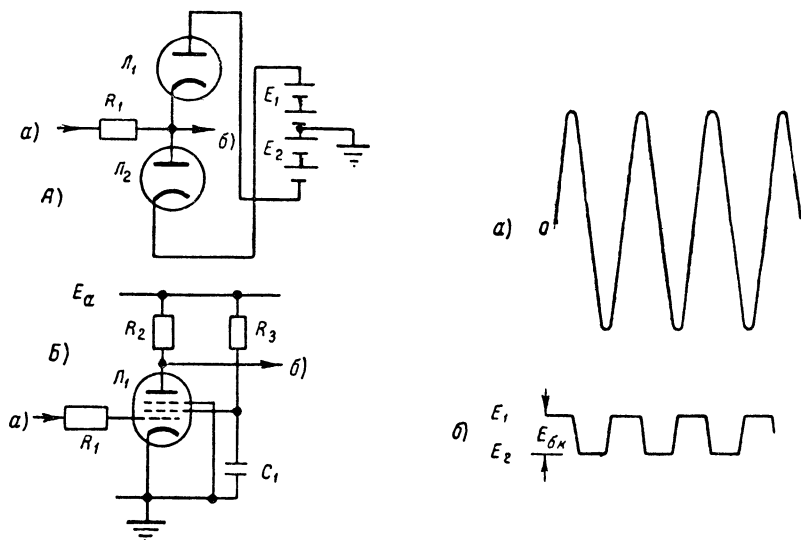


Рис. III.7. Амплитудная селекция между границами E_1 и E_2 при помощи характеристики с двумя изломами. Синусоидальное колебание a преобразуется в прямоугольное $б$. Нелинейная характеристика с пентодом ($Б$) также применима для этой цели.

5. Амплитудное сравнение

Если в схеме на рис. III.4 требуется точно определить момент равенства треугольного напряжения и потенциала катода, то путем широкополосного усиления и дифференцирования получают острый импульс, который точно отмечает момент равенства двух указанных напряжений. В этом состоит процесс амплитудного сравнения, который на математическом языке может быть определен как процесс определения абсциссы колебания по данной ординате, а физически — как индикация момента равенства амплитуд двух колебаний.

Линейное усиление выделенной части колебания применяют редко, предпочитая использовать устройства с обратной связью, имеющие возвратную (или гистерезисную) характеристику. Такие устройства почти всегда возбуждаются при амплитудной селекции, например, благодаря электронному току, создающему ионизацию в газоразрядной лампе, или благодаря выделению небольшого напряжения, вызывающего колебания в схеме с положительной обратной связью. Однако весьма полезно применять на входе таких устройств диодный амплитудный селектор, чтобы обеспечить стабильность уровня, при котором происходит амплитудная селекция. Подробно вопрос о включении диодного детектора для определения рабочей точки устройства с гистерезисной (возвратной) характеристикой рассмотрен в гл. IX.

На рис. III.8 приведена схема простого устройства для амплитудного сравнения (амплитудного компаратора). Колебание треугольной формы поступает на сетку тиратрона, например, типа

2051, через цепочку R_1C_1 и восстановитель постоянной составляющей \mathcal{L}_2 (см. § 11).

Начальный уровень колебания устанавливается при помощи потенциометра R_5 ; если, например, потенциометром установлен неко-

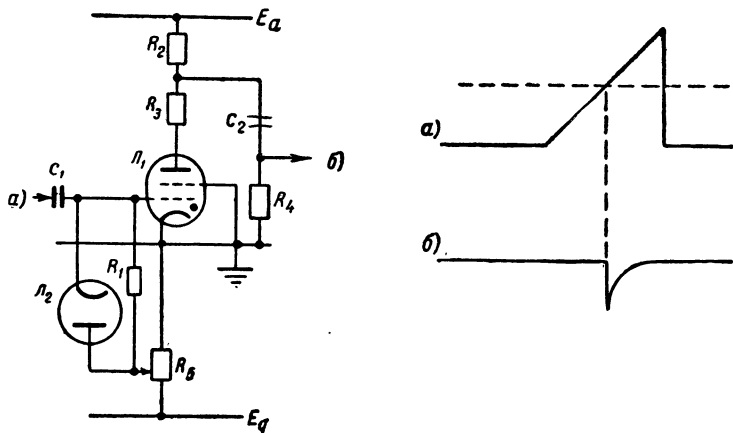


Рис. III.8. Пример амплитудного сравнения при помощи характеристики с разрывом. Острый импульс δ указывает момент, когда мгновенное значение треугольного колебания a равно потенциалу зажигания лампы \mathcal{L}_1 .

торый отрицательный потенциал, то в момент, когда напряжение на сетке достигает потенциала зажигания лампы \mathcal{L}_1 , возникает острый импульс, показанный на рис. III.8,б.

В ряде важных применений амплитудный компаратор возвращает в некоторый момент генератор в исходное состояние, в результате чего поддерживаются повторяющиеся или релаксационные колебания. Хорошим примером является гистерезисная (возвратная) анодная характеристика газотрона (рис. III.9). В момент, когда потенциал на аноде достигает потенциала зажигания дуги, газотрон скачком начинает проводить, через него течет большой ток и потенциал на аноде газотрона падает ниже потенциала зажигания. Таким образом генератор возвращается в начальное состояние и процесс возбуждения экспоненциального напряжения начинается снова. Работа схемы состоит, как видно, из процесса возбуждения колебания определенной фор-

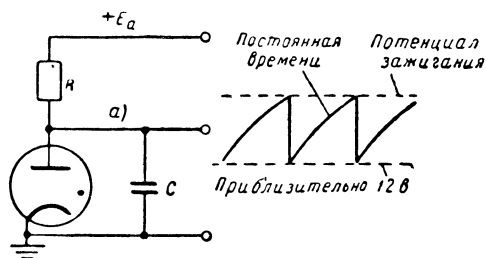


Рис. III.9. Релаксационный генератор на газонаполненном диоде. В этой схеме осуществляется генерация колебаний и амплитудное сравнение посредством характеристики с разрывом. Амплитудное сравнение в этой схеме позволяет получить периодическую работу или релаксационные колебания.

мы (рис. III.3) и процесса амплитудного сравнения (рис. III.8). Эти процессы лежат в основе работы релаксационных генераторов, а также генераторов прямоугольных колебаний (см. гл. V и VI).

6. Временная селекция

Временная селекция напоминает амплитудную селекцию с той лишь разницей, что она ведется по оси времени. Временной селектор может выделить колебание, происходящее в данном интервале времени, или часть колебания, происходящую до некоторого момента или после него. Выделенное колебание не должно быть искажено. Простейший метод временной селекции показан на рис. III.10, где селекторный импульс b складывается с колебанием a , в резуль-

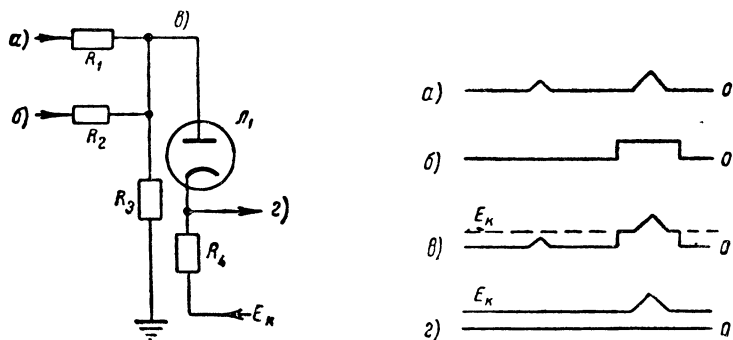


Рис. III.10. Временная селекция. Колебания a и b складываются и дают колебание $в$, поступающее на амплитудный селектор. Процесс амплитудной селекции приводит к временной селекции, результат которой показан на рис. z .

тате чего получается колебание $в$. При помощи амплитудной селекции из колебания $в$ выделяется колебание z . Смещение E_k на амплитудном селекторе и амплитуде селекторного импульса должны быть точно отрегулированы, иначе некоторая часть сигнала будет потеряна или селекторный импульс появится на выходе. В этом случае интересующее нас колебание будет находиться на опорном сигнале («пьедестале»), что обычно нежелательно.

Независимость от амплитуды селекторного импульса легко достигается при использовании характеристики с многими переменными, которой обладает пентод. Как показано на рис. III.11, селекторный импульс подается на защитную сетку, а входной сигнал — на управляющую сетку нормально запертого пентода $Л_1$. Работа схемы в этом случае почти не будет зависеть от амплитуды селекторного импульса, который превосходит верхнюю границу линейно-ломаной характеристики защитной сетки. Однако в большинстве временных селекторов требуется правильное воспроизведение входного сигнала, поэтому желательно применять отрицательную обратную связь для уменьшения искажений, вызываемых кривизной пентодной характеристики.

Индикация совпадения большого числа входных сигналов может быть получена при помощи простых временных селекторов, соединенных последовательно, или путем использования других управляющих электродов, например, экранирующей сетки пентода.

Временные селекторы, описанные выше, реагируют только на сигналы одной полярности, но часто требуются устройства, способные отзываться в равной степени на сигналы обеих полярностей. Это легко достигается путем использования двух линейно-ломанных характеристик. В результате получается устройство, очень напоминающее однополюсный переключатель на два положения. В этих схемах селекторный импульс поступает на элементы схемы через конденсаторы или трансформаторы.

Способ подачи импульса часто зависит от того, в каком режиме нормально находится схема — проводит она или не проводит. На рис. III.12,а

схема нормально проводит, но вход закорочен при отсутствии отрицательного селекторного импульса, приложенного к аноду лампы \mathcal{L}_1 , и положительного селекторного импульса на катode лампы \mathcal{L}_2 . С другой стороны, схема б нормально не проводит; она пропускает только в том случае, если положительный селекторный импульс приложен к аноду лампы \mathcal{L}_1 и отрицательный им-

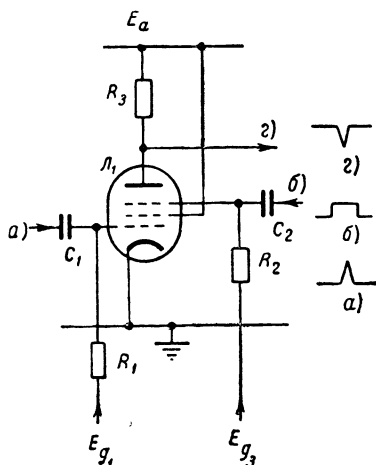


Рис. III.11. Временная селекция посредством характеристики со многими переменными пентода \mathcal{L}_1 .

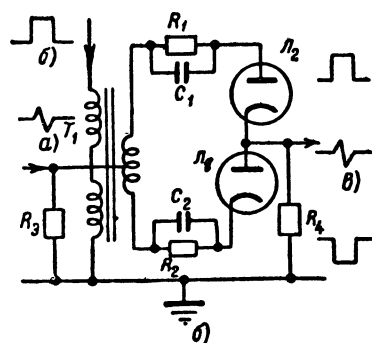
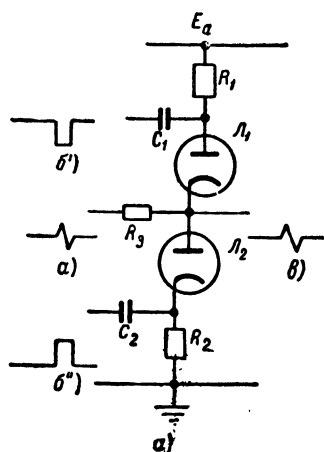


Рис. III.12. Временная селекция посредством двух линейно-ломанных характеристик. В схеме а селекция осуществляется при помощи нормально проводящих диодов, в схеме б — при помощи нормально не проводящих диодов. Обе схемы пригодны для сигналов обеих полярностей.

пульс — к аноду лампы \mathcal{L}_2 . Непроводящее состояние схемы обеспечивается напряжениями, которые имеются на цепочках R_1C_1 и R_2C_2 .

Большое количество таких включающих схем, предназначенных для временной селекции, подробно рассматривается в гл. X.

7. Амплитудная модуляция

В основе некоторых важных процессов модуляции лежит изменение опорного потенциала амплитудного селектора. Амплитудная модуляция определяется как такой вид модуляции, при котором амплитуда является основным переменным параметром. Простой пример такой модуляции показан на рис. III.13. Здесь опорный потенциал диодного амплитудного селектора изменяется в соответствии с сигналом δ , что приводит к амплитудной модуляции последовательности импульсов a .

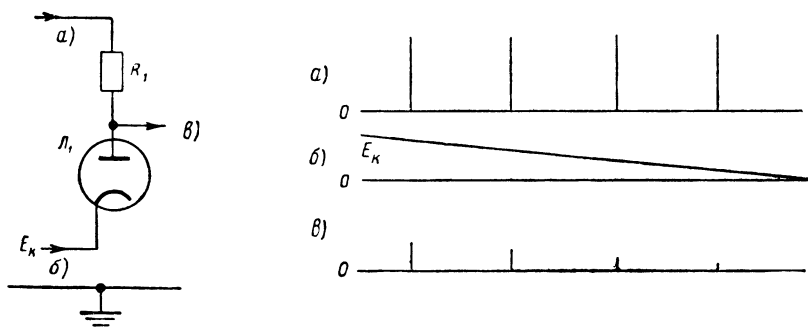


Рис. III.13. Амплитудная модуляция. Амплитудная селекция импульсной последовательности a в соответствии с изменениями напряжения E_k на катоде амплитудного селектора \mathcal{L}_1 , создает амплитудно-модулированную последовательность импульсов b .

довательности импульсов b . При большой амплитуде колебания этот процесс будет линейным благодаря сравнительно резкому излому характеристики диода.

При другом способе применяются две линейно-ломанные характеристики, например, так, как в диодных включающих схемах на рис. III.12. В схеме на рис. III.14 входные импульсы закорачиваются через \mathcal{L}_1 и \mathcal{L}_2 при отсутствии несущих импульсов; при наличии несущих импульсов короткое замыкание отсутствует (рис. III.14). В схеме на рис. III.12,б лампы \mathcal{L}_1 и \mathcal{L}_2 , управляемые несущими импульсами, включены между входом a и выходом b и прерывают сигнал. Несущие импульсы соответствующей полярности, приложенные к аноду лампы \mathcal{L}_1 и катоду лампы \mathcal{L}_2 , позволяют сигналу пройти к выходному зажиму b .

Для амплитудной модуляции используются и другие типы нелинейных элементов. Прекрасным примером является управляемый несущей частотой механический ключ (переключатель); это устройство обладает наиболее устойчивой нелинейной характеристикой. Выше рассматривалось лишь изменение сопротивления с несущей

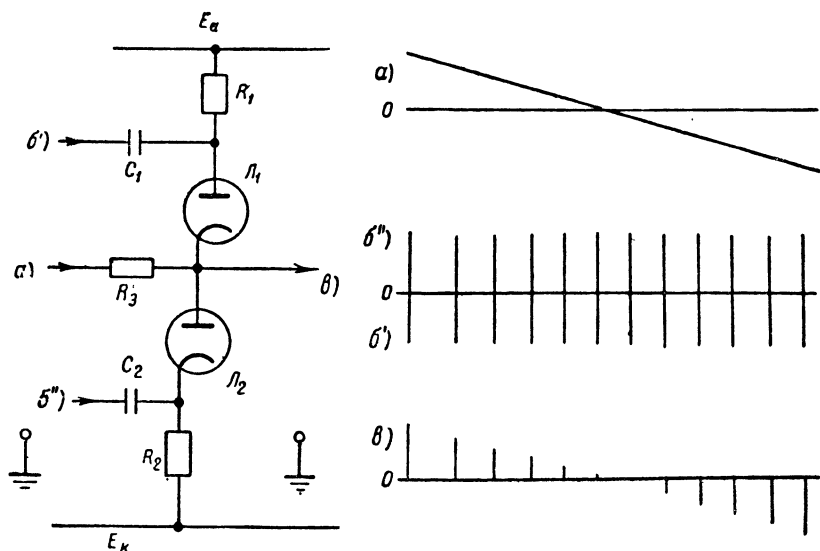


Рис. III.14. Амплитудная модуляция при помощи двустороннего ключа, отражающая изменение полярности сигнала. Сигнал a модулирует несущие θ' и θ'' , что дает в результате амплитудно-модулированную последовательность импульсов θ . Полярность импульсов θ изменяется при перемене знака сигнала a .

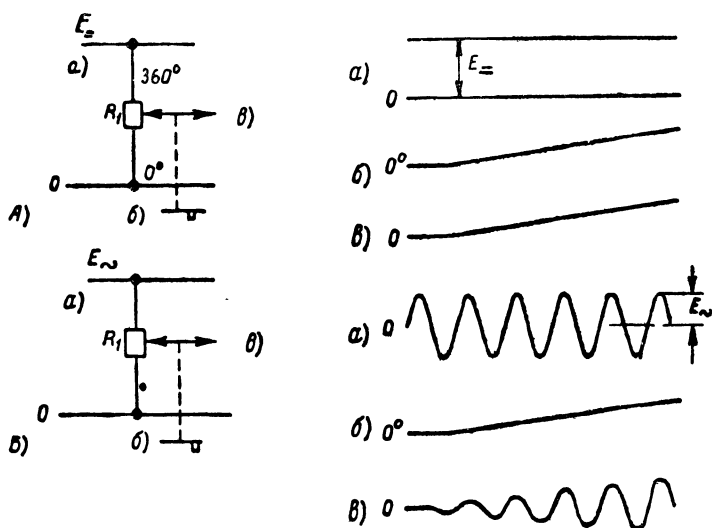


Рис. III.15. Амплитудная модуляция, осуществляемая электро-механическим устройством. Случай А — модуляция несущей, имеющей вид постоянного тока (несущая нулевой частоты). Случай Б — модуляция переменной несущей.

частотой, но часто изменяются индуктивность или емкость (см. гл. XI).

Важной особенностью модуляторов, основанных на схемах типа двустороннего ключа, является то, что полярность или фаза выходного и входного колебаний совпадает, в результате чего оказывается возможной «двусторонняя модуляция», показанная на рис. III.14,в.

Изменение контактного потенциала модулирующего элемента, вызываемое колебаниями напряжения накала, является существенным источником ошибок при амплитудной модуляции медленно изменяющихся сигналов. С этим недостатком можно бороться путем включения пары диодов, так как изменения их могут скомпенсироваться. Влияние напряжения накала отсутствует при использовании германиевых детекторов, однако, наиболее высокая стабильность достигается при использовании механического ключа.

Часто требуется получить амплитудную модуляцию соответственно механическим входным сигналам; тогда обычно изменяют сопротивления, индуктивности и емкости и получают амплитудную модуляцию постоянного напряжения (рис. III.15,а) или переменной несущей (рис. III.15,б). В последнем случае можно сделать так, чтобы фазы выходного колебания были противоположными при положениях движка потенциометра по разные стороны от середины. При этом амплитуда синусоидального колебания указывает величину смещения движка, а фаза этого колебания — знак смещения (по отношению к середине потенциометра). В итоге получается двусторонняя модуляция.

8. Временная модуляция

Амплитудная селекция части синусоидального, треугольного или другого изменяющегося во времени напряжения приводит к так называемой „временной модуляции“. Ее определяют как модуляцию времени появления некоторой части колебания по отношению к опорному времени, которое может задаваться самим колебанием. На рис. III.16,а изменение опорного потенциала амплитудного селектора \mathcal{L}_1 между значениями E_1 и E_2 приводит к амплитудной селекции некоторых частей входного колебания a в моменты Δt_1 и Δt_2 (относительно начала соответствующего колебания на входе). При линейном колебании Δt пропорционально E_k . Путем надлежащего усиления и формирования из выходного напряжения селектора создаются точные указатели времени, показанные на рис. III.16,в. Весь процесс можно рассматривать как амплитудное сравнение с переменным опорным потенциалом.

Опорный потенциал амплитудного компаратора может и не меняться при создании временной модуляции. Например, можно изменять начальный уровень треугольного колебания на рис. III.16,г, что приводит к таким же изменениям промежутка между моментами возникновения колебания и временного указателя.

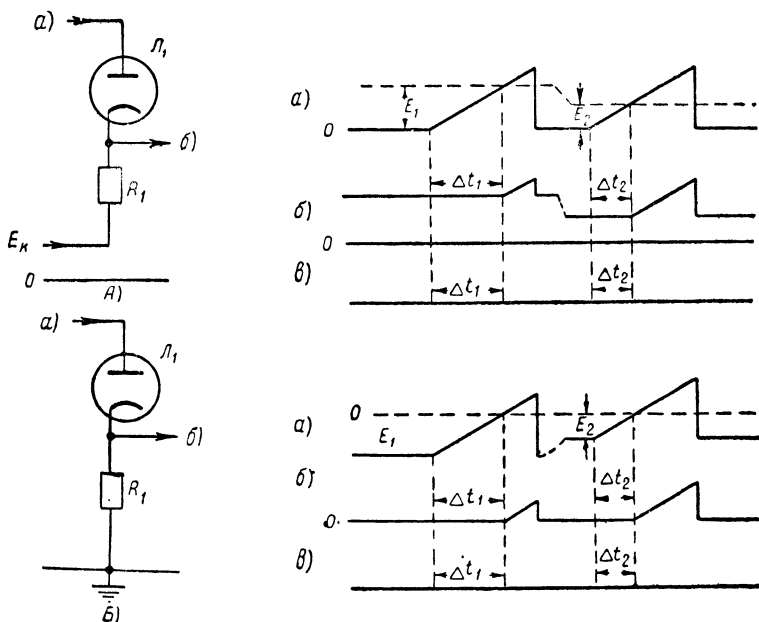


Рис. III.16. Временная модуляция посредством амплитудной селекции. В случае *A* изменяется потенциал катода E_k лампы L_1 , а начальный уровень колебания *a* поддерживается постоянным. В случае *B* потенциал катода амплитудного селектора поддерживается постоянным и изменяется начальный уровень колебания. В результате происходит модуляция интервала между моментом возникновения треугольного колебания и моментом, когда начинается выделение части *б*. При помощи усиления и дифференцирования можно получить импульсы *в*.

9. Фазовая модуляция

Совершенно другой метод получения временной модуляции при амплитудном сравнении с фиксированным опорным потенциалом основан на фазовой модуляции синхронизирующего колебания. Например, на рис. III.17 фаза синусоидального колебания изменяется от *a* до *б*, что приводит к соответствующему сдвигу во времени момента, в который колебание проходит через нуль с положительным наклоном. Индуктивные и емкостные фазовращатели с непрерывным изменением фазы делают этот метод весьма удобным для фазовой модуляции при механических входных сигналах. До настоящего времени нет фазовых модуляторов, обладающих высокой точностью и работающих от электрических входных сигналов.

Фазовую модуляцию можно определить так же, как и другие виды модуляции: это — процесс модуляции, в котором фаза колебания изменяется по отношению к опорной фазе.

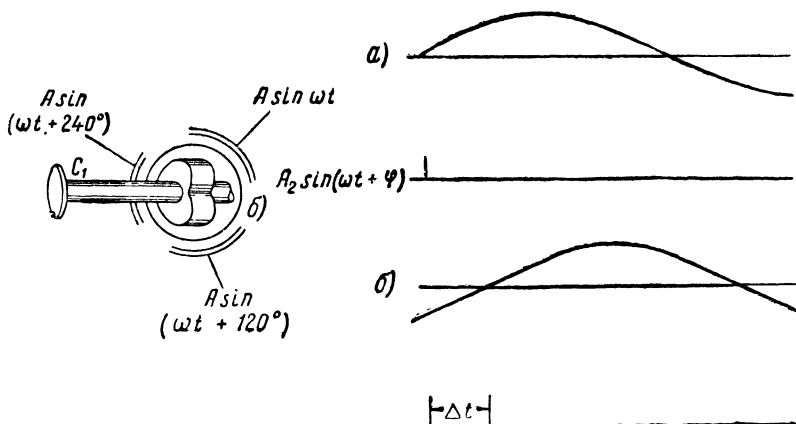


Рис. III.17. Фазовая модуляция посредством электромеханического устройства. Сдвинутые на 120° относительно друг друга синусоидальные колебания подаются на конденсатор с вращающимся под влиянием механического сигнала ротором. В результате колебание на выходе модулируется по фазе в соответствии с механическим сигналом. На рисунках справа показана временная модуляция импульса, полученная путем амплитудного сравнения.

10. Амплитудная демодуляция

Амплитудную демодуляцию можно определить как процесс получения данных о сигнале из амплитудно-модулированных колебаний, который получен путем воздействия сигнала на несущие колебания. Многие методы демодуляции основываются на использовании линейно-ломаной характеристики для амплитудной селек-

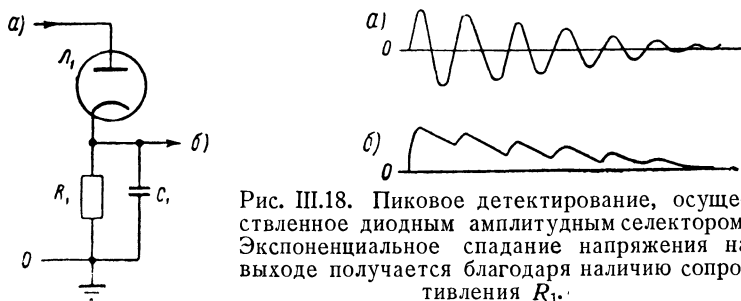


Рис. III.18. Пиковое детектирование, осуществленное диодным амплитудным селектором. Экспоненциальное спадание напряжения на выходе получается благодаря наличию сопротивления R_1 .

ции мгновенных значений модулированного колебания, превышающих потенциал, накопленный в некоторой схеме запасаения. Пример этого приведен на рис. III.18. Цепочка из параллельно включенных R_1 и C_1 заряжается до пикового значения положительных волн модулированной несущей, что дает на выходе демодулированное (или детектированное) напряжение, показанное на рис. III.18,б. Сопротивление обеспечивает спадание потенциала на интегрирующей

цепочке с необходимой скоростью, чтобы схема могла реагировать на уменьшающиеся значения модулированного входного колебания.

В другой, значительно более эффективной детекторной схеме используется двусторонний ключ, который в определенные промежутки времени, следующие с несущей частотой, пропускает модулированное входное колебание на накопительную емкость (рис. III.19). Замечательной особенностью схемы является отсут-

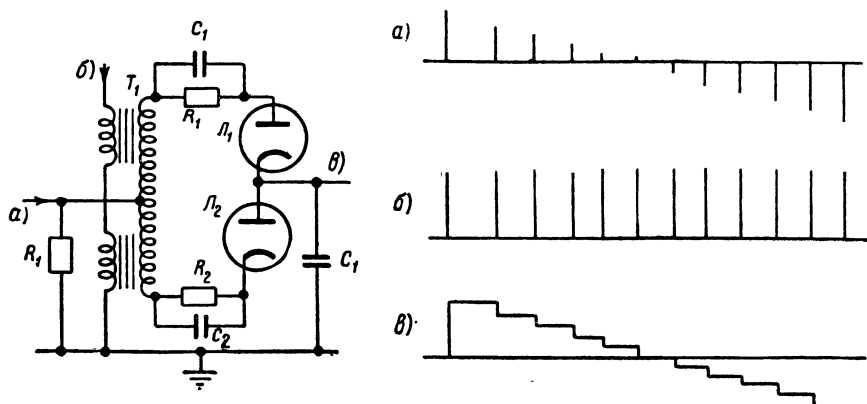


Рис. III.19. Детектирование при помощи двустороннего ключа. Напряжение на выходе постоянно между несущими импульсами и изменяет полярность при перемене знака модулированной волны.

ствие шунтирующего сопротивления, необходимого в схеме на рис. III.18. Как показано на рис. III.19,в, выходное напряжение имеет вид последовательных ступенек, каждая из которых равна пиковому значению последнего импульса на входе. Это приводит к значительному уменьшению на выходе составляющей с несущей частотой при заданной скорости реакции детектора на изменения напряжения сигнала. Кроме того, детекторная схема типа ключа обладает свойством избирательности во времени: колебание, не совпадающее с включающим импульсом, не влияет на выходное напряжение. Подробно свойства этой важной схемы рассматриваются в гл. XIV.

11. Установление уровня

Выходное напряжение детекторов, показанных на рис. III.18 и III.19, можно использовать для того, чтобы установить определенный уровень для колебания. Эти схемы, иногда называемые «фиксаторами уровня», «восстановителями постоянной составляющей», не обязательно восстанавливают первоначальный уровень волны; для некоторой части входного колебания они могут установить совершенно новый уровень. Это показано на рис. III.20,а, где уровень колебания устанавливается потенциалом на накопительном конденсаторе; этот потенциал при соответственном выборе параметров схемы равен отрицательному пиковому значению приложенного

треугольного колебания. В этом частном случае пиковое значение треугольного колебания не может упасть ниже потенциала земли, если не считать небольшого напряжения, необходимого для поддер-

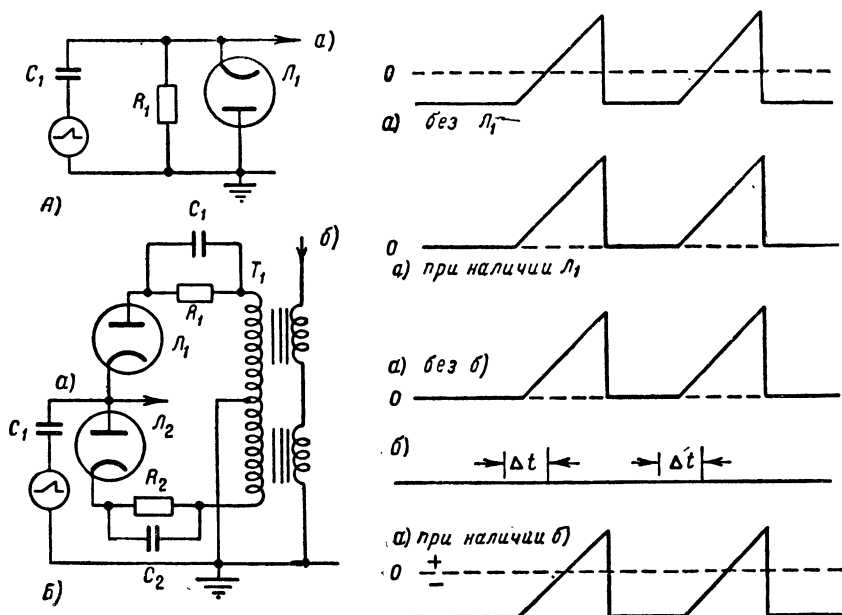


Рис. III. 20. Установление уровня (восстановление постоянной составляющей) посредством двух типов детекторных схем. В схеме А применяется пиковый детектор, устанавливающий нулевой начальный потенциал колебания a . В схеме Б применяется детектор в виде выключателя, устанавливающий для колебания a начальный потенциал, равный мгновенному значению колебания a в момент появления импульса b .

жания заряда на C_1 . На рис. III.20,б показано установление для колебания уровня, равного мгновенному значению колебания через Δt сек после возбуждения последнего. Другие применения методов установления уровня описываются ниже.

12. Временная демодуляция

Простой метод временной демодуляции указан на рис. III.21, где изображена волна, состоящая из прямоугольных импульсов, у которых момент возникновения модулирован в соответствии с сигналом. Временная селекция части этой модулированной волны при помощи периодического селекторного импульса b дает возможность получить колебание из прямоугольных импульсов с переменной длительностью (рис. III.21,б). Затем можно детектировать это колебание и получить напряжение, пропорциональное его площади, применяя схему, аналогичную рис. III.18, но с сопротивлением, включенным последовательно с диодом (чтобы избежать пикового

детектирования). Можно также прямоугольное колебание v преобразовать посредством схемы рис. III.3 в треугольное колебание с переменной амплитудой и продетектировать его пиковым детектором (схема на рис. III.18). В итоге получается процесс временной демодуляции, который может быть определен как получение данных о сигнале из колебания с временной модуляцией.

Другой основной метод временной демодуляции основан на процессе временного сравнения (определение амплитуды волны в некоторый момент). Если, например, треугольное колебание a (рис. III.22) подается на входные зажимы детекторной схемы на

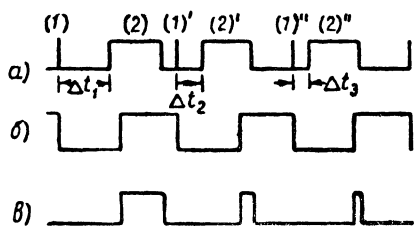


Рис. III.21. Преобразование волны с модуляцией по времени в волну с модуляцией по длительности, применяемое для временной демодуляции. Прямоугольные импульсы 2, 2' и 2'' модулированы по времени относительно импульсов 1, 1' и 1'' и преобразуются при помощи временной селекции (с участием колебания b) в импульсы v , модулированные по длительности. Затем импульсы v детектируются с выделением среднего значения или преобразуются в треугольные колебания с последующим пиковым детектированием.

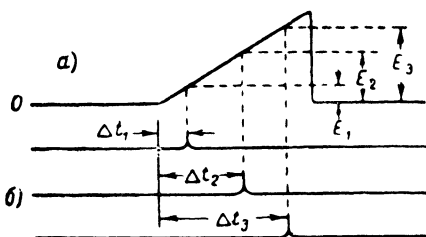


Рис. III.22. Временная демодуляция посредством временного сравнения. Схема типа выключателя (рис. III.19) в моменты Δt_1 , Δt_2 и т. д. пропускает на выходные зажимы синхронизирующее колебание a , в результате чего на выходе возникают напряжения E_1 , E_2 и т. д.

рис. III.19, возбуждаемой импульсом b , момент возникновения которого модулирован, то амплитуда на выходе будет изменяться в соответствии с моментом возникновения импульса b .

Недостатком этой весьма эффективной и простой схемы временного демодулятора является то, что она чувствительна к импульсам помех, возникающим при наличии колебания a . В схемах для временной демодуляции, применяемых в радиолокационных дальнометрических устройствах, используется система с отрицательной обратной связью, обладающая большой чувствительностью и точностью. Эта система состоит из элементов для временного различения и временной модуляции. Элемент для временного различения обычно состоит из пары временных селекторов, например, из двух элементов со схемой, приведенной на рис. III.11. Модулированные по времени появления импульсы a на рис. III.23 подаются на соединенные параллельно управляющие сетки, а селекторные импульсы b и v подаются на защитные сетки пентодов. Выходное напряжение g первого временного селектора является результатом наложения a и b , а выходное напряжение d второго временного селектора есть результат наложения a и v . Определение и последующее вычитание площадей импульсов g и d выполняется схемой, назы-

ваемой «разностным детектором» (см. гл. XIV). Напряжение на выходе этой схемы равно нулю, если импульсы g и d имеют равные площади; с другой стороны, если g и d имеют, вследствие временной модуляции, неодинаковые площади, то и напряжение на выходе

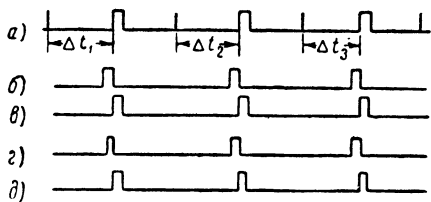


Рис. III.23. Использование временной селекции для временного различения. Импульсы a модулированы по времени относительно селекторных импульсов $б$ и $в$; каждый из импульсов a сравнивается с парой селекторных импульсов, в результате чего создаются импульсы $г$ и $д$. Эти импульсы детектируются и их площади вычитаются в разностном детекторе. Весь процесс в целом является примером временного различения.

который имеется в системе с отрицательной обратной связью, и служит управляющим напряжением для временного модулятора, генерирующего селекторные импульсы. Таким образом, селекторные импульсы следуют в соответствии с модуляцией входного сигнала. Линейность процесса определяется временным модулятором, а не временным дискриминатором, и поэтому достигаемая точность достаточно высока.

13. Амплитудное различение

Так же как различение по времени устанавливает несовпадение во времени двух событий, различение по амплитуде является средством для определения равенства или неравенства двух напряжений. Здесь также указывается знак и приблизительная величина разности. Амплитудное различение может осуществляться при помощи линейных элементов и быть достигнуто путем вычитания двух напряжений E_1 и E_2 . Вычитание можно выполнить, изменяя знак напряжения и применяя сложение, а также при помощи дифференциальной или балансной усилительной схемы, показанной на рис. III.24. При равенстве напряжений на сетках будут равны и напряжения на аноде ламп балансной схемы; неравенство напряжений на сетках влечет за собой и неравенство напряжений на анодах.

Важной стороной этого процесса является уничтожение сигналов, одинаковых по величине на обеих сетках, например, сигнала, включенного в общий провод, соединяющий утечки обеих сеток с землей (как на рис. III.24). При сбалансированной схеме этот

будет отлично от нуля. Эта комбинация элементов называется «временным различителем (дискриминатором)». При совпадении импульса на входе и селекторного импульса напряжение на выходе временного дискриминатора равно нулю; если же эти импульсы не совпадают, то выходное напряжение дискриминатора указывает на величину расхождения.

Однако демодулированное напряжение на выходе временного дискриминатора не представляет сам модулирующий сигнал. Это напряжение поступает на временной модулятор,

сигнал не влияет на дифференциальный режим работы усилителя, так как он соответствует одинаковому режиму во входных цепях. Такой сигнал поэтому можно назвать «симметричным сигналом». Эти сигналы уничтожаются только тогда, если элементы схемы дифференциального усилителя сбалансированы и являются линейными.

Амплитудное различие может быть связано с системами модуляции и демодуляции, реагирующими на фазу сигнала. В этих системах происходит полное подавление каких-либо «симметричных явлений».

Устройства для амплитудного различия (амплитудные дискриминаторы) широко применяются в качестве элементов систем с отрицательной обратной связью — например, в усилителях и сервомеханизмах.

Обычно оба входных напряжения амплитудного дискриминатора медленно изменяются во времени, но в некоторых случаях может потребоваться приравнивание пикового значения колебания постоянному напряжению.

ХАРАКТЕРИСТИКИ НЕЛИНЕЙНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

Важные свойства элемента сосредоточены в его идеализированной характеристике, но любой физический элемент отклоняется от этого идеала. Главная задача инженера в большинстве случаев и состоит в том, чтобы оценить величину и влияние этих источников ошибок. Сведения такого рода, приведенные ниже, не являются исчерпывающими, но могут служить примером данных, которые разработчик точных схем должен получить на основе опытов с большим числом элементов при различных условиях.

14. Диоды

Связь между напряжением и током в диоде имеет вид линейно-ломаной характеристики. Типичная характеристика диода показана на рис. III.25. При отрицательных напряжениях, превышающих несколько десятых долей вольта, ток диода очень мал (10^{-8} а для большинства диодов и 10^{-16} а — для специальных ламп), при положительных по отношению к излому напряжениях ток быстро увеличивается с возрастанием напряжения. Излом характеристики не является идеальным, так что производная не имеет разрыва; имеется лишь переходная область, экспоненциальная по форме. Проводящий участок характеристики имеет форму степенной функ-

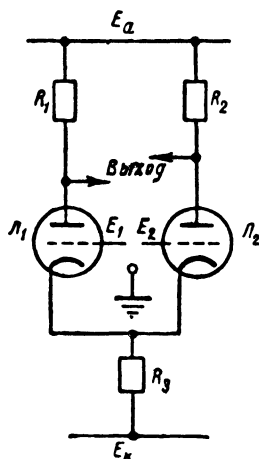


Рис. III.24. Амплитудный дискриминатор. Потенциалы на анодах равны, если равны потенциалы на сетках (и не равны в противоположном случае). Полярность напряжения между анодами указывает, какой из потенциалов на сетке больше.

ции. Эти две области можно видеть на кривых, приведенных на рис. III.26. Большим преимуществом диода является то, что для одного участка характеристики он напоминает разомкнутый ключ.

Наиболее простым образом свойства диодной характеристики используются в схеме, в которой диод включен последовательно с сопротивлением. Характеристика, дающая связь между напряжением на входе этой схемы и напряжением на сопротивлении, показана на рис. III.27. Ширина (в вольтах) проводящего участка характеристики значительно возрастает, а сам участок становится линейным. Расширение диапазона напряжений (при допустимых

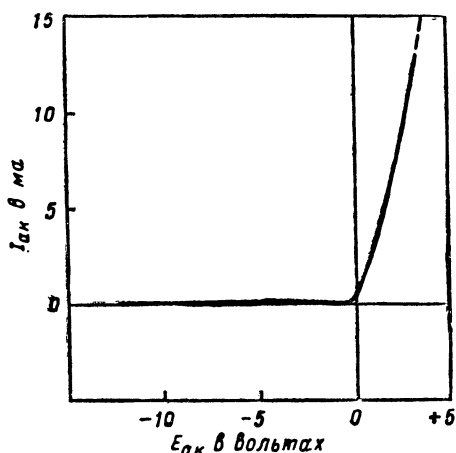


Рис. III.25. Типовая анодная линейно-ломаная характеристика — средняя характеристика диода 6AL5.

токах) весьма существенно с точки зрения стабильной работы элемента при колебаниях напряжения накала. Экспоненциальное спадание тока занимает лишь малую часть всего диапазона напряжений и поэтому весьма близко к идеальному излому. Этот криволинейный участок характеристики может вызвать затруднения в тех случаях, когда требуется очень точная селекция. Напряжение, при котором имеет место «излом», определяется лишь усилением последующих частей схемы: чем выше это усиление, тем раньше наступает кажущаяся проводимость диода.

Так как излом имеет первостепенное значение для большинства применений диода, то следует остановиться на происхождении его экспоненциальной формы. Диод состоит из элемента с двумя электродами, в котором электроны эмиттируются накаленной поверхностью катода и отталкиваются или притягиваются напряжением на аноде (по отношению к катоду). Вследствие того, что электроны обладают начальными скоростями, небольшой ток будет протекать и при малых отрицательных потенциалах на аноде. Распределение нормальных составляющих скоростей электронов, эмиттируемых накаленной поверхностью, объясняет экспоненциальное уменьшение тока, когда анодное напряжение становится более отрицательным (см. линейные полулогарифмические кривые на рис. III.28).

Из общего числа электронов, эмиттируемых в данном интервале времени, лишь часть имеет энергию, достаточную для достижения поверхности с потенциалом на E (в), меньшем потенциала катода;

эта часть общего числа электронов равна $e^{-\frac{11600}{T}E}$, где T — температура в градусах Кельвина. Таким образом, общий анодный ток будет

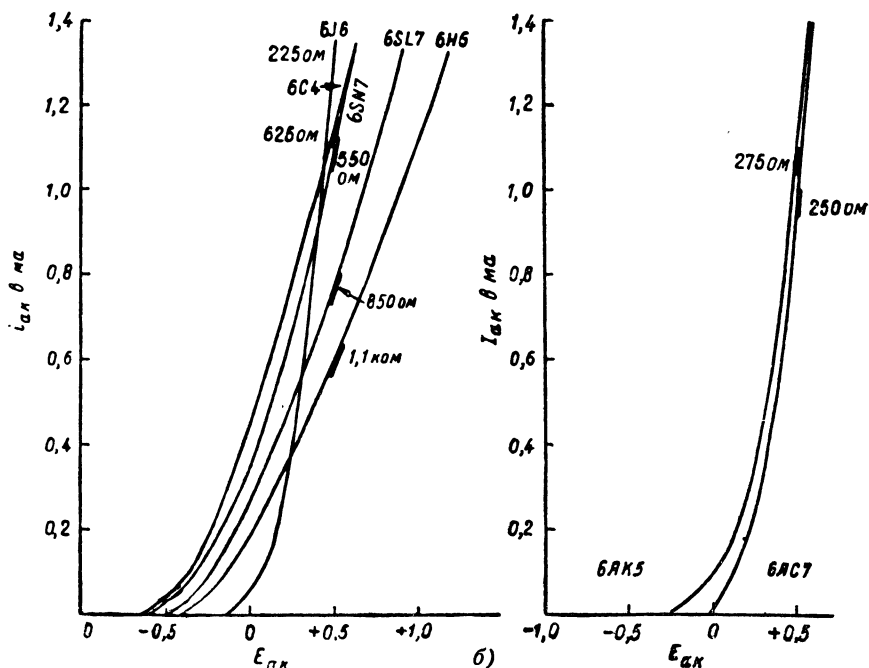
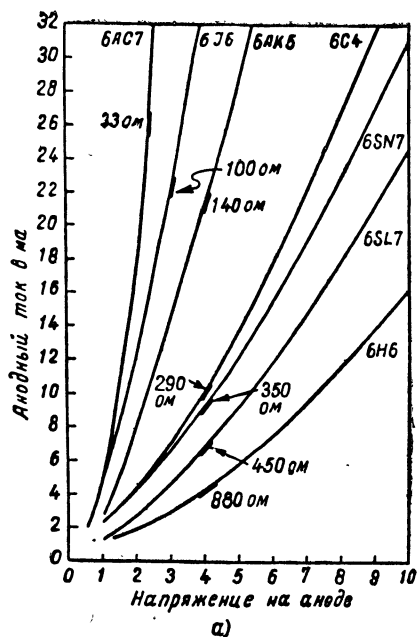


Рис. III.26. Средние характеристики некоторых диодов, $E_t = 6,3$ в:
 а — область больших напряжений ($E_{ak} = 1-10$ в); б — область малых напряжений ($E_{ak} < 1$ в).

пропорционален этому выражению, если E есть минимальный потенциал в пространстве между анодом и катодом в диоде с плоскими параллельными электродами. При токах обычной величины этот потенциал определяется пространственным зарядом и лежит ниже анодного потенциала; однако, когда анодное напряжение и ток

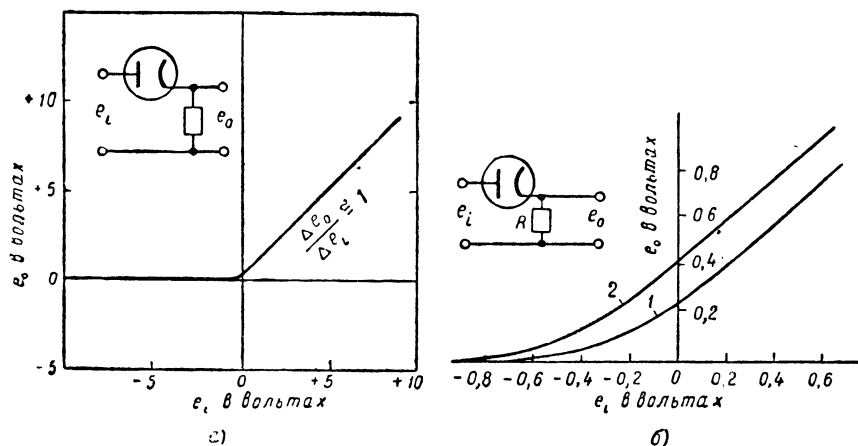


Рис. III.27. Характеристика схемы с последовательно включенными диодом (6AL5) и сопротивлением; $E_f = 6,3 \text{ в}$, средняя лампа:

a — линейно-ломаная характеристика, имеющая линейный участок; b — форма излома. Величина сопротивления несколько влияет на эффективное напряжение излома, но не влияет на форму (остроту) излома. 1 — $R = 10 \text{ ком}$, 2 — $R = 100 \text{ ком}$.

достаточно малы, то это несправедливо. Минимальный потенциал в этом случае практически совпадает с суммой потенциала на аноде и контактного потенциала. Последний является постоянной величиной, зависящей только от материалов, из которых изготовлены электроды. Таким образом, при малых токах можно написать следующее приближенное выражение для анодного тока

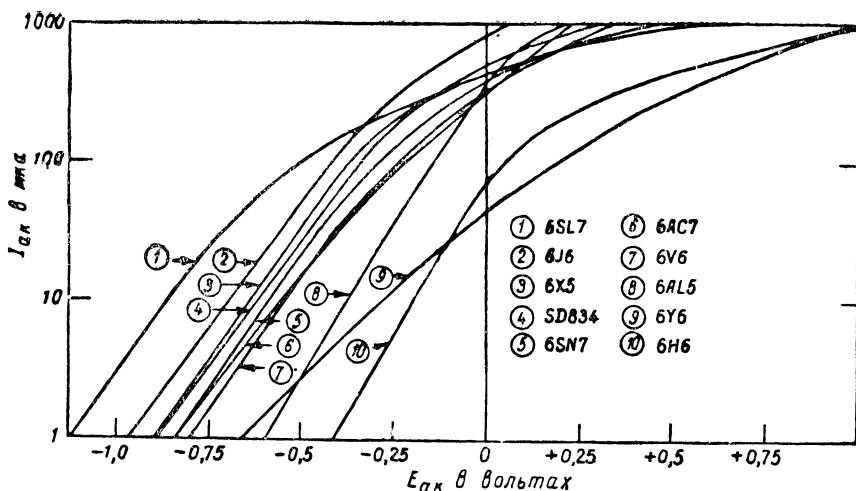
$$i_a \approx I e^{\frac{11600}{T} (e_a + E_\omega)}, \quad (\text{III.1})$$

где e_a — напряжение между анодом и катодом, E_ω — контактный потенциал, I — общий ток эмиссии. Можно опустить в формуле I и E_ω , если ввести i_0 — анодный ток при нулевом напряжении на аноде [допуская, что соотношение (III.1) справедливо в этой точке]

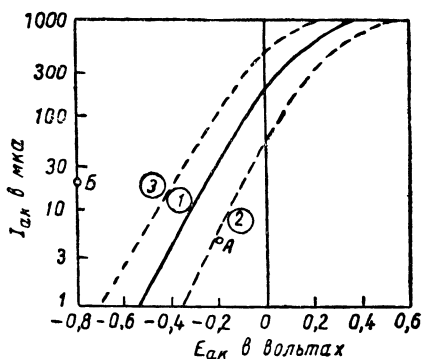
$$i_a \approx i_0 e^{\frac{11600}{T} e_a}. \quad (\text{III.2})$$

Оксидный катод нормально работает при температуре между 1000°K и 1100°K ; следовательно, формулу (III.2) в этом случае можно написать приближенно

$$i_a \approx i_0 e^{\frac{e_a}{0,09}}. \quad (\text{III.3})$$



а)



б)

Рис. III.28. Анодные характеристики вблизи излома. Лампы с сетками—в диодном включении:

а — средние характеристики для некоторых типов ламп; б — влияние колебаний напряжения накала на среднюю характеристику лампы 6AL5. 1 — нормальное напряжение 0,3 в; 2 — 85%; 3 — 115%. Аналогичный параллельный сдвиг наблюдается для различных ламп одного типа при нормальном напряжении накала. В соответствии с техническими условиями характеристики должны проходить между точками А и Б.

Логарифмируя, получаем

$$\ln i_a \approx \frac{e_a}{0,09} + \ln i_0, \quad (\text{III.4})$$

$$\log i_a \approx \frac{e_a}{0,21} + \log i_0. \quad (\text{III.5})$$

Отсюда видно, что при увеличении анодного напряжения ток возрастает в геометрической прогрессии, увеличиваясь в десять раз при каждом увеличении напряжения на 0,21 в. Полученные в результате измерений характеристики на рис. III.28 близко следуют соотношению (III.5) за исключением небольших изменений наклона.

Вышеизложенное в равной степени относится как к концентрическим электродам в форме цилиндров, так и к плоско-параллельным электродам. Краевые явления при другой геометрии лампы, повидимому, приводят к коэффициентам, превышающим число 0,21, указанное выше. Однако увеличение никогда не превышает 50%; значение этого коэффициента строго постоянно для данной лампы (катоды с прямым накалом здесь не рассматриваются).

Величина анодного тока, ниже которого логарифмическая зависимость достаточна линейна, зависит от площади катода и от расстояния между электродами и

составляет от 50 до 300 мка для приемных ламп (диоды, триоды, включенные диодом и т. д.). На рис. III.28 приведена кривая для диода 6AL5. Этот диод имеет цилиндрические электроды с очень небольшими краевыми явлениями; полулогарифмическая кривая линейна до 100 мка.

Температура катода. Температура катода (напряжение накала) влияет на полный ток эмиссии; наиболее заметно температурные изменения сказываются в сдвиге характеристики по отношению к напряжению на аноде. Это значит, что данное изменение темпе-

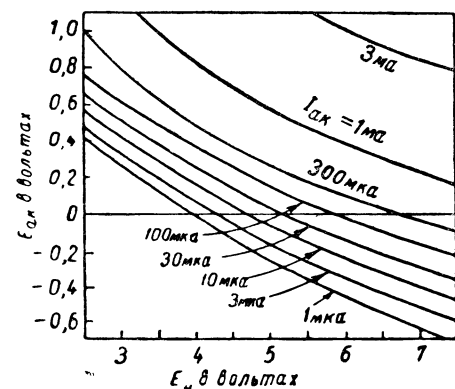


Рис. III.29. Изменение напряжения, соответствующего некоторому постоянному току диода 6AL5 при изменении напряжения накала.

ратуры может быть скомпенсировано некоторым изменением напряжения на аноде, в основном, не зависящим от величины тока. Как видно из формулы (III.2), изменение температуры влияет на наклон логарифмической кривой, так как влияние на анодное напряжение при заданном токе несколько больше при меньших токах. Относительная маловажность этого явления видна из пунктирных кривых на рис. III.28,б, полученных при более высоких и при более низких напряжениях накала. Уменьшение напряжения накала сдвигает кривую направо; увеличение наклона сравнительно мало.

Влияние напряжения накала более полно показано на рис. III.29, где дана зависимость анодного напряжения от напряжения накала при различных постоянных значениях тока. Из кривых видно, что вблизи нормального напряжения накала при заданном токе анодное напряжение должно возрасти примерно на 0,1 в при изменении напряжения накала на 10%. Это, повидимому, с известным приближением, относится ко всем лампам с оксидным катодом. Наблюдаются отклонения от этих данных около 20% в обе стороны в зависимости от типа ламп и для разных ламп одного типа. Последнее обстоятельство важно при разработке схем, в которых пытаются уничтожить влияние колебаний напряжения накала

путем компенсации отклонения на одной лампе отклонением на другой. Более подробно этот метод компенсации будет рассмотрен в § 6 гл. IX.

Сдвиг характеристик. Сдвиг характеристик при старении лампы может привести к существенному изменению рабочего напряжения. Этот сдвиг вызывается, главным образом, изменениями катода, влияющими на полную эмиссию, и производит то же действие, что и колебания напряжения накала, т. е. сдвигает кривые на рис. III.28,а направо или налево без существенного изменения их формы. При старении лампы характеристики имеют тенденцию сдвигаться вправо. Сдвиг характеристик может быть довольно большим и неустойчивым для новой лампы, но после того, как несколько сот часов лампа поработает с включенным напряжением накала, средняя скорость сдвига упадет до весьма малой величины, порядка 10 или 20 мв в неделю. Кратковременный сдвиг после нескольких часов работы более неустойчив, но по величине может быть довольно малым — порядка 4 мкв/мин.

Боковой сдвиг кривой на рис. III.28,а в результате изменения напряжения накала или изменения катода со временем приводит к такому же боковому сдвигу на рис. III.27,б. Таким образом, смещение характеристики на некоторое число милливольт вызовет существенное изменение (порядка многих милливольт) рабочей точки диода, независимое от величины применяемого сопротивления.

Факторы, влияющие на наклон характеристики. Увеличить крутизну излома на рис. III.27,б можно было бы путем увеличения наклона логарифмической кривой на рис. III.28,а. Как уже указывалось, в некоторой степени это достигается путем уменьшения напряжения накала. Наклон логарифмической кривой обратно пропорционален температуре катода, но очень большое уменьшение последней может уменьшить эмиссию до нуля. Снижение напряжения накала до половины нормальной величины уменьшает температуру и увеличивает наклон кривой, примерно, на 20%, причем имеющее место уменьшение эмиссии не влияет на работу большинства схем, в которых используется линейно-ломаная характеристика. Такой метод допустим и может быть рекомендован, если максимальный ток, протекающий через лампу во время работы, значительно меньше, чем ток эмиссии, так что поверхность катода не подвергается опасности. Данное процентное изменение напряжения накала будет несколько меньше влиять на напряжение на диоде при постоянном токе, если абсолютная величина напряжения накала мала. Скорость сдвига может быть уменьшена при снижении температуры*.

* Если применяется постоянное сопротивление для уменьшения напряжения накала до половины нормального, то изменение сопротивления нити, вызываемое ее изнашиванием, не будет влиять на мощность накала и, следовательно, на температуру катода, что способствует дальнейшему уменьшению сдвига. Но благодаря изменению сопротивления нити при изменении температуры влияние колебаний напряжения накала при последовательном постоянном сопротивлении увеличится, примерно, на 30%.

Наилучшие материалы для катодов такие, которые дают достаточную эмиссию при невысоких температурах. Так, торированный вольфрам дал бы характеристики со значительно меньшим наклоном, чем на рис. III.28,а, так как он работает при температуре выше 2 000° К.

Как установлено, лампы с электродами, отличными от плоско-параллельных и цилиндрических, имеют характеристики с несколько меньшим наклоном, чем на рис. III.28,а, но тем не менее линейные. Лампа 6J6 имеет плоский катод, но у нее велик краевой эффект. Из характеристик, начерченных в логарифмическом масштабе на рис. III.30,а для ламп с управляющей сеткой, соединенной с анодом, видно, что наклон при нормальной температуре составляет 10 *мка* на 0,3 *в*. Пунктирными линиями показаны характеристики при управляющей сетке, соединенной с катодом. Эти характеристики несколько круче, хотя еще не имеют такого наклона, как характеристики на рис. III.28,а; при больших токах сопротивление лампы с таким включением значительно превышает сопротивление при обычном диодном включении. Напряжение накала мало влияет на сдвиг характеристики при малых токах.

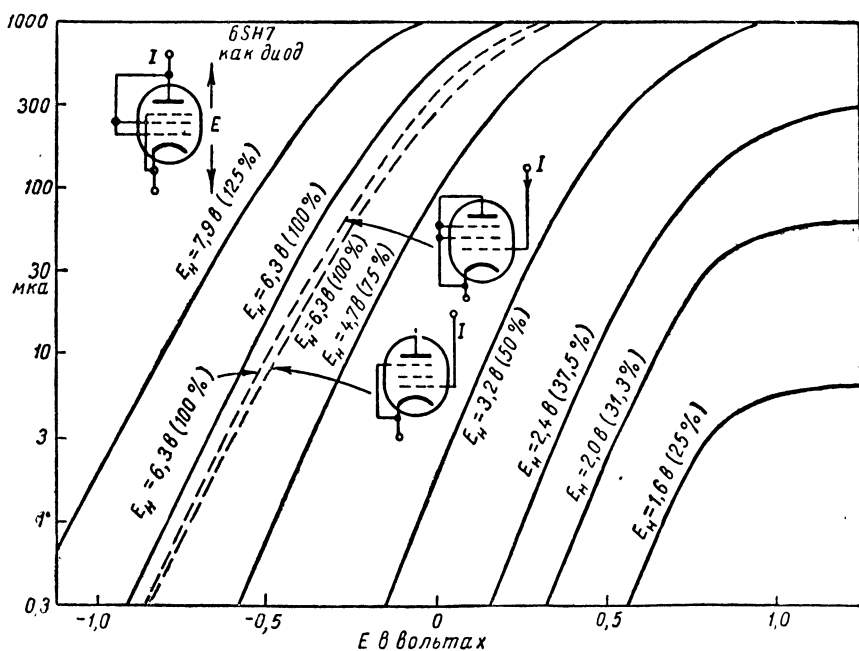
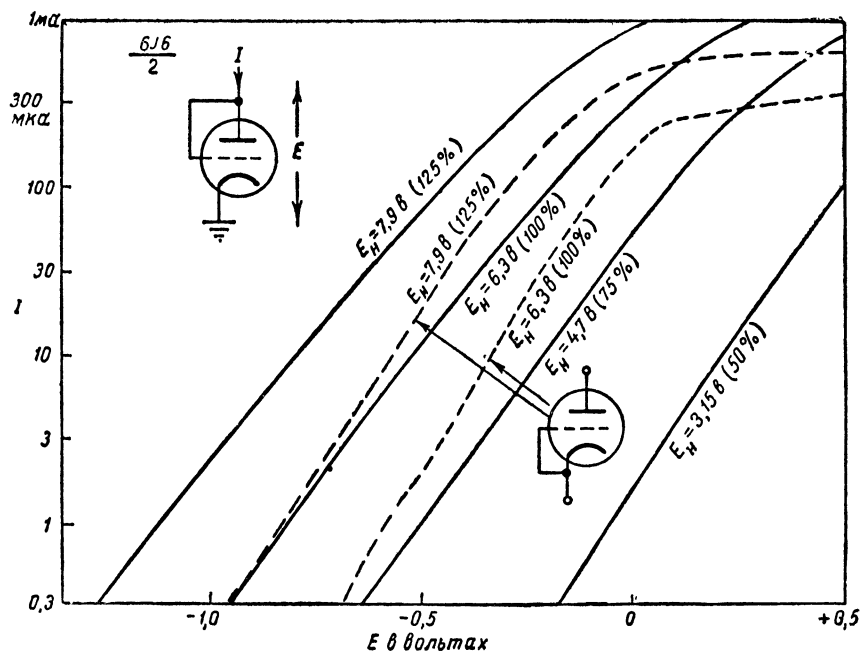
Из характеристик на рис. III.30,б для лампы 6SH7, включенной диодом, следует, что присоединение защитной сетки к катоду не оказывает заметного влияния на характеристики.

Катоды прямого накала в большинстве случаев совершенно неудовлетворительны для получения колебаний специальной формы. Не говоря уже о необходимости отдельного источника питания и большом уровне шумов (если применяется переменный ток), отсутствие эквипотенциальности катода приводит к значительно более искривленным характеристикам.

В некоторых экономичных усилительных лампах с питанием от источников постоянного тока применяются катоды прямого накала. Эти лампы можно с успехом использовать в тех случаях, где более важна стабильность, чем форма излома характеристики, так как ток накала, равный 10 *ма*, можно стабилизировать при помощи электронных устройств, ликвидируя тем самым одну причину сдвига характеристик. Диод типа V-21 имеет максимальное обратное напряжение 3 500 *в* и сопротивление утечки, примерно, 10^{16} *ом*. Анодный ток составляет 250 *мка* при $E_{\text{эк}} = 5$ *в*.

Вообще лучшие диоды имеют цилиндрический оксидный катод с эквипотенциальной поверхностью, цилиндрический анод и пониженное напряжение накала. Лампы типов 6AL5 и VR-91 (английская) имеют цилиндрические электроды. В большинстве случаев, где потребляемый ток мал, размеры, потребляемая мощность и номинальная проводимость диода несут незначительный вес. Применение двух диодов, включенных параллельно, не дает преимуществ, так как общая логарифмическая характеристика имеет тот же наклон.

Разброс характеристик. Для различных образцов ламп одного типа наблюдается значительный сдвиг направо и налево кривых, изображенных на рис. III.28,б, хотя наклон их совершенно не меняется. Например, технические условия на лампу 6AL5 требуют,



б)

Рис. III.30. Характеристики некоторых ламп при диодном включении:
 а — характеристики лампы 6J6 в диодном включении; б — характеристики лампы 6SH7
 в диодном включении.

чтобы каждый диод создавал в цепи, состоящей из диода и последовательно включенного сопротивления в 40 ком, ток от 5 до 200 мка. Отсюда следует, что кривая (при $E_f = 6,3$ в) должна проходить между точками А и Б на рис. III.28,б. Возможный сдвиг кривой влечет за собой изменение рабочего напряжения на лампе; это обстоятельство необходимо учитывать и вводить в схему регулятора «нуля».



Рис. III.31. Влияние температуры катода на утечку между катодом и подогревателем диода. Одна половина каждой из четырех ламп 6Н6.

противлениях величиной 40 ком, не могут отличаться больше, чем на 5 мка, хотя они могут отличаться на 15 мка от лампы к лампе. Эти технические условия приводят к тому, что боковой сдвиг между характеристиками пары диодов не превышает 0,25 в. В соответствии с техническими условиями для триодов кривые для двойного триода 6SN7 в диодном включении (сетки соединены с анодами) не должны сдвигаться больше, чем на 0,1 в.

Утечка. При обычных обратных напряжениях в хорошем диоде можно в большинстве случаев пренебречь обратным током. Однако в многосеточных лампах в диодном включении этот ток может быть заметен и иногда возрастает до 0,01 мка при —100 в. Так как обратный ток является, главным образом, результатом ионизации, то он нелинейно связан с обратным напряжением и возрастает быстрее при больших напряжениях. На величину обратного тока температура катода влияет не очень значительно. Может иметь место и поверхностная утечка как внутри, так и по внешней поверхности лампы. Если приняты специальные меры, то утечка в цоколе

лампы между любыми двумя выводами может быть сделана выше 1 000 мгом, даже при высокой температуре и влажности.

Утечка имеется и между катодом и подогревателем и может достигать для некоторых ламп нескольких микроампер. Поэтому желательно проектировать схемы так, чтобы сопротивление между катодом и землей было мало или предусматривать отдельный «плавающий» источник накала для диода.

Снижение напряжения накала может значительно уменьшить утечку. Для нескольких триодов (6SN7), включенных диодами, при потенциале — 150 в на катоде относительно нити средняя наблюдавшаяся утечка изменялась от 3/10 мка при напряжении накала 6 в до 1/20 мка при напряжении накала 4,5 в. Результаты испытания диодов 6Н6 приведены на рис. III.31. Большинство ламп имеют токи утечки при напряжении накала 6,3 в меньше 1/10 мка. На рис. III.32 указаны утечки 100 триодов (6SN7) при обычной температуре катода. Больше половины ламп имели токи утечки, не превышающие 2/10 мка. При другом испытании (анодный ток составлял несколько миллиампер) было обнаружено, что срок службы лампы не уменьшался при напряжении накала $E = 4,8$ в.

Емкостные токи будут протекать через лампу в обоих направлениях на высоких частотах. Для вычисления этих токов можно воспользоваться обычными аналитическими методами; междупроводная емкость известна, а емкость монтажа может быть измерена. Для большинства диодов общая емкость имеет величину несколько микромикрофард.

15. Контактные детекторы

Кристаллические детекторы применяются как детекторы и преобразователи сигналов на ультравысокой частоте. Их характеристика напоминает характеристику диода, но время пролета, междупроводная емкость, «контактный потенциал», сдвиг и криволинейный участок характеристик для них меньше, чем для диода. Контактные детекторы изготавливаются весьма просто; заостренная проволока из проводящего материала (вольфрам) соприкасается с кристаллом кремния, германия или другого полупроводника. Германиевый детектор показан на рис. III.33. Контактный детектор

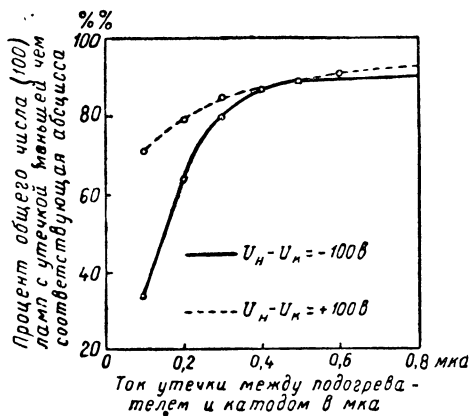


Рис. III.32. Утечка между катодом и подогревателем для 100 ламп (триоды 6SN7).
 $E_f = 6,3$ в, $E_{ак} = 250$ в, $E_{г1} = -8$ в.

не требует источника накала, вообще меньше по размерам чем диод и имеет больший срок службы.

Поверхностный контактный детектор известен как преобразователь переменного тока в постоянный; он применяется с особым успехом при больших токах в нагрузке и малом выпрямленном

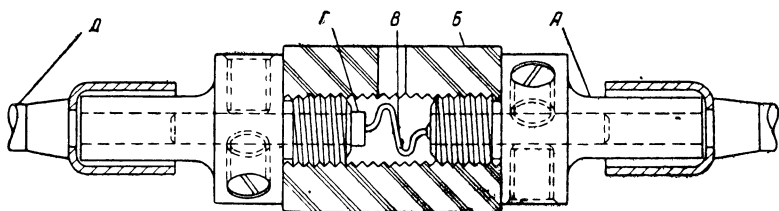


Рис. III.33. Поперечный разрез детектора с германиевым кристаллом:
А — вывод, Б — керамический изолятор, В — точечный контакт, Г — германий, Д — вывод.

напряжении и при малых токах и большом напряжении. Характеристики селенового детектора показаны на рис. III.34. Меднозакисные и селеновые выпрямители (детекторы) часто применяются в приборах для измерения переменного тока, имеющих точность до 1—2%.

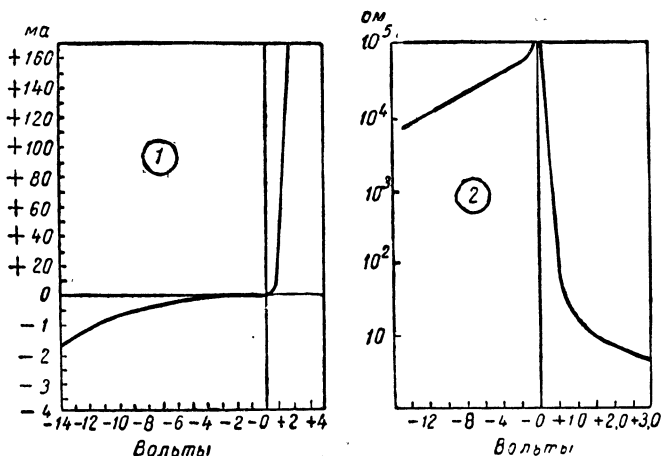
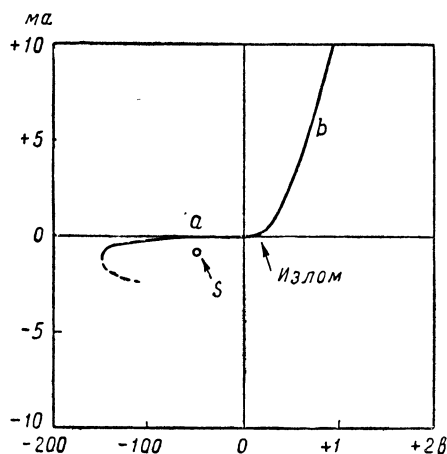


Рис. III.34. Характеристики селенового детектора:
1 — статическая характеристика селенового диска с эффективной площадью 1 см^2 ; 2 — сопротивление селенового детектора с площадью в 1 см^2 .
Измерения производились с пластинами диаметром 25,4 мм.

Применение контактных детекторов для формирования колебаний было раньше незначительно. Причинами этого являются, главным образом, слишком большие обратные токи при малых обратных напряжениях, характеристика с отрицательным сопротивлением при больших напряжениях (прямом и обратном), разброс параметров и сильная чувствительность к температурным изменениям. Наблюдались также гистерезис, сдвиг характеристики, старение и шумы

(случайные и вибрационные). Эти источники ошибок были исследованы и в значительной степени устранены в последние годы, с тех пор как кристаллические детекторы стали широко применять-



а)

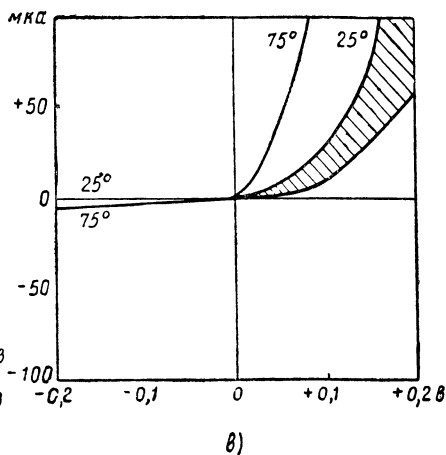
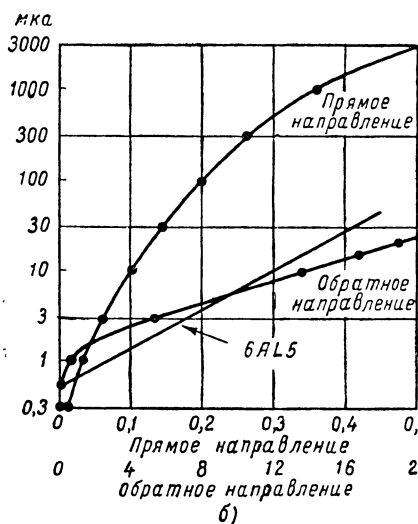


Рис. III.35. Типичные характеристики германиевого кристалла:

a — полная характеристика. Масштабы для прямого и обратного напряжения различны. Сопротивление в точке *a* может иметь величину 100 *ком*, точке *b* — 200 *ом*. Точка *S* соответствует максимальному обратному току, допускаемому техническими условиями для кристалла WED-72 925 (0,85 *ма* при напряжении — 50 *в*); *b* — характеристика в увеличенном масштабе; *в* — разброс характеристик (для различных кристаллов при температуре 25°C).

ся в радиолокации. Среди исследованных материалов для детекторов германий занимает особое место благодаря высокому обратному сопротивлению при сравнительно высоких напряжениях.

До применения для формирования колебаний германиевые кристаллы были тщательно исследованы. В некоторых случаях (помимо указанных в начале параграфа) такие детекторы могут быть применены вместо вакуумного диода. Характеристика с отрицательным сопротивлением также иногда может быть использована.

Германиевые кристаллы. Типичная характеристика германиевого кристалла показана на рис. III.35. Характеристика при обратном

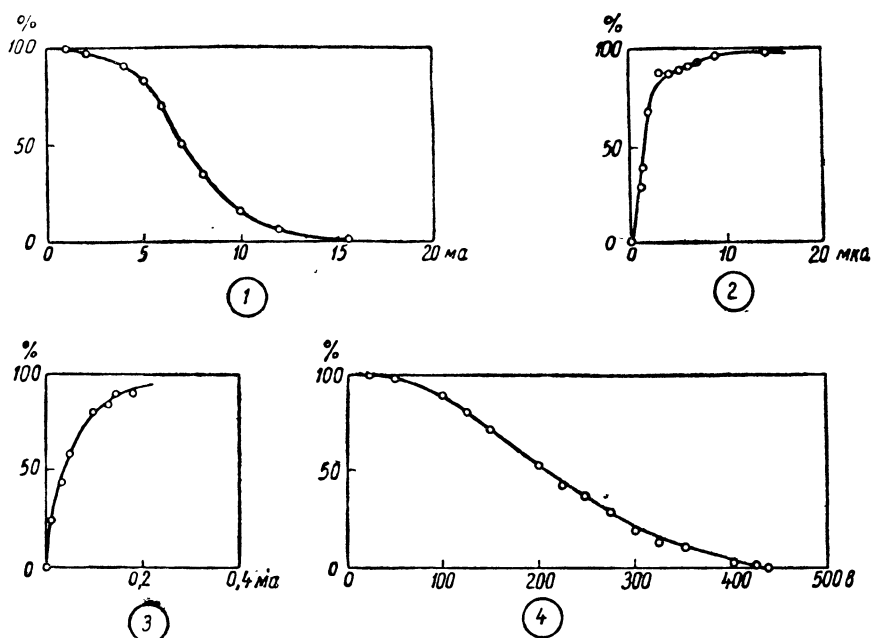


Рис. III.36. Разброс германиевых кристаллов при температуре 25°C. По оси ординат отложен процент изготовленных ламп, для которых указанный параметр по величине не хуже, чем соответствующая абсцисса:

1 — прямой постоянный ток в мА при напряжении 1 в; 2 — обратный постоянный ток в мкА при напряжении 1 в; 3 — обратный постоянный ток при напряжении 30 в; 4 — максимальное обратное напряжение в вольтах.

(отрицательном) напряжении такова, что такие кристаллы вполне могут быть использованы для формирования колебаний. Технические условия иногда допускают большие обратные токи. На рис. III.35,а точкой S обозначен максимальный обратный ток, допускаемый для кристалла-восстановителя постоянной составляющей типа WED-172-925.

Изготовленные образцы из германия имеют большой разброс характеристик (рис. III.36). Для однородности их нужно производить отбор, пользоваться лучшими материалами, стабилизировать характеристики (посредством тренировки — тепловой и под переменным напряжением) и подбора наилучшей конструкции. Если пренебрегают технологией, то процент кристаллов, пригодных для формирования колебаний, значительно уменьшается.

Зависимость характеристики от температуры больше для образцов с высоким обратным сопротивлением. Характеристики кристаллов для различных температур приведены на рис. III.37. Используя части характеристики с сравнительно малой чувствительностью к температуре при больших прямых и обратных напряжениях, можно применять кристаллы в приборах, работающих в условиях температурных колебаний.

При операциях с напряжениями большой величины, когда требуется малый обратный ток и высокая стабильность излома, необходимо применять температурный контроль.

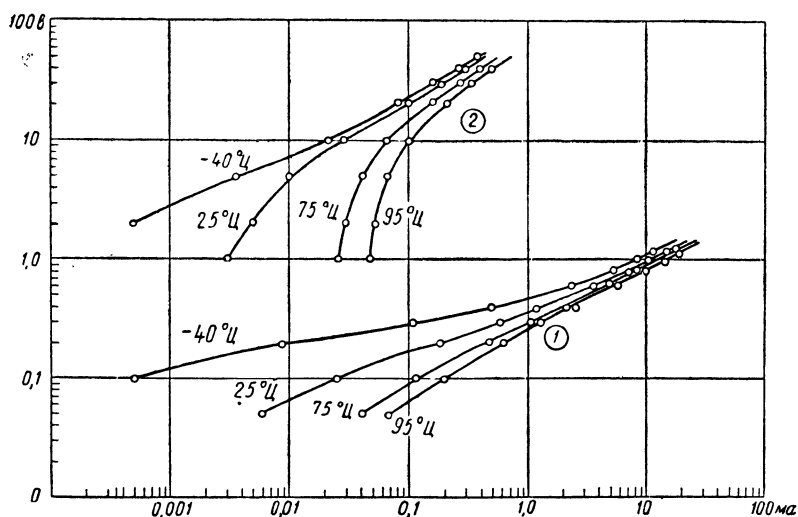


Рис. III.37. Влияние температуры на характеристики типового германиевого детектора:

1 — прямое напряжение и прямой ток; 2 — обратное напряжение и обратный ток.

Преимуществом кристалла является то обстоятельство, что нулевому току соответствует приложенное напряжение, равное нулю. Чтобы воспользоваться этой стабильностью, необходимо иметь эффективный излом при наименьшем возможном токе. При любом применении кристалла ток вблизи излома определяется присоединенными цепями. Для различных образцов, изготовленных одним способом, напряжение эффективного излома изменяется на одну или две десятых вольта, если этому излому соответствует слишком большое значение тока. Германиевый кристалл создает шум величиной в несколько сот микровольт, хотя для некоторых кристаллов шум снижается до 10 мкв.

Емкость точечного контактного детектора может быть в пределах от 2/10 до 5/10 мкмкф, что в 10 раз меньше емкости диода. Это свойство весьма важно на ультравысокой частоте.

Форма излома показана на рис. III.35,б. Теория кристаллического детектора развита еще не достаточно, но известно, что характеристику вблизи нуля можно грубо считать экспонентой, которая

начинается при отрицательном значении тока и проходит через начало координат. Отклонения от экспоненциальной характеристики всегда имеют место; они могут быть представлены небольшим сопротивлением, включенным последовательно с чисто экспоненциальным элементом. При комнатной температуре наклон логарифмической кривой для кристаллического детектора теоретически может быть в пять раз больше, чем для вакуумного диода с температурой катода $1\,000^\circ\text{K}$. Действительно, средняя характеристика кристалла при малых токах имеет большую крутизну, чем характеристика диода; эти две характеристики можно сравнить на рис. III.35,б. Наклон характеристики кристалла может изменяться в 2 или 3 раза для разных образцов и при больших температурных изменениях (рис. III.35,в и III.37).

16. Фотоэлементы

Характеристика вакуумного фотоэлемента (два металлических неподогреваемых электрода) показана на рис. III.38 для двух значений интенсивности падающего света. Вольтамперная характеристика имеет два излома. В начале разность потенциалов между электродами меняет знак и электроны, эмиттируемые освещаемой поверхностью, обратно возвращаются на нее. Форма характеристики вблизи отсечки определяется распределением начальных скоростей электронов.

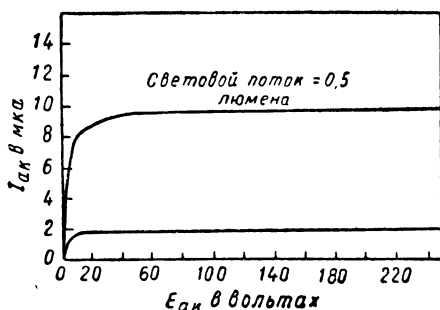


Рис. III.38. Вакуумный фотоэлемент 919 (средняя анодная характеристика).

Когда анод или собирающий электрод становится положительным по отношению к катоду, все больший процент эмиттированных электронов попадает на анод. Плоская часть характеристики соответствует попаданию на анод всех эмиттированных электронов. Добавление газа в фотоэлемент приводит к появлению ионизации. В этом случае ток будет всегда зависеть от приложенного напряжения.

Фотоэлемент является также примером элемента с многими переменными, связывающего ток, напряжение и интенсивность света. При обычном применении фотоэлемента необходимо сопротивление, включенное последовательно с элементом. Падение напряжения на сопротивлении представляет полезный результат на выходе, а интенсивность света — полезное явление на входе.

17. Отсечка в триодах и многосеточных лампах

В электронной лампе между катодом и анодом есть одна или несколько сеток. Анодный ток $I_{ак}$, по крайней мере при использовании лампы для усиления, управляется как напряжением

между сеткой и катодом E_{gk} , так и напряжением между анодом и катодом E_{ak} . Лампа является элементом со многими переменными и обладает характеристиками со многими переменными и нелинейными характеристиками с двумя переменными.

Если триод применяется для усиления, то наиболее показательной характеристикой будет связь между E_{gk} и E_{ak} (причем ΔE_{ak} пропорционально ΔI_{ak}). Большие участки этой характеристики могут быть весьма близки к линейной зависимости (см. § 27). Когда сетка становится более отрицательной, лампа „запирается“. Вблизи смещения, которое соответствует напряжению запираания (или напряжению отсечки), характеристика имеет излом. Область напряжений, при которых сетка управляет анодным током, мы будем называть рабочей областью. Для запертой лампы характеристика плоская: анодный ток не изменяется при изменении напряжения на входе. Кривая для лампы 6SL7 приведена на рис. III. 39.

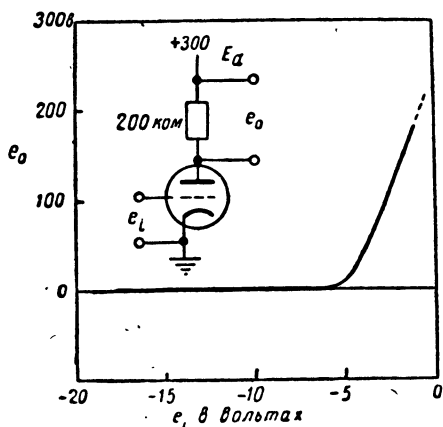


Рис. III.39. Линейно-ломаная характеристика вблизи отсечки (6SL7). Значение e_1 , соответствующее излому, является функцией от E_a .

Триод с такой линейно-ломаной характеристикой может быть использован для нелинейных операций и для усиления.

Входное сопротивление сеточной цепи может быть очень велико с обеих сторон излома (на сеточной области и „за“ или „ниже“ отсечки). Напротив, в диодных схемах сопротивления по обе стороны излома различны (свойство, присущее простому нелинейному элементу — т. е. элементу, полностью описываемому одной характеристикой с двумя переменными).

Острога излома может быть определена путем вычерчивания кривых $I_{ak} - E_{gk}$ при различных фиксированных значениях E_{ak} (для триода) или E_{gk} (для пентода). Эти кривые являются логарифмическими в области малых токов, но они имеют меньший наклон, чем кривая для диода. Всякое напряжение, отличное от нуля, между управляющей сеткой и следующим электродом уменьшает наклон логарифмической характеристики по сравнению с характеристикой диода. Чтобы излом был более резким, анодное напряжение или напряжение экранирующей сетки надо брать возможно ниже. При этом сеточная область также сокращается.

На рис. III. 40 показано, как влияет напряжение между анодом и сеткой на наклон логарифмической кривой зависимости между током и напряжением в области малых токов. Каждой кривой

соответствует постоянное напряжение между анодом и сеткой; для сравнения приведена диодная характеристика ($e_{ag}=0$). Для той же цели по оси ординат отложен общий катодный ток; при всех значениях e_{gk} ниже $-0,8$ — $-1,0$ в катодный ток почти не отличается от анодного.

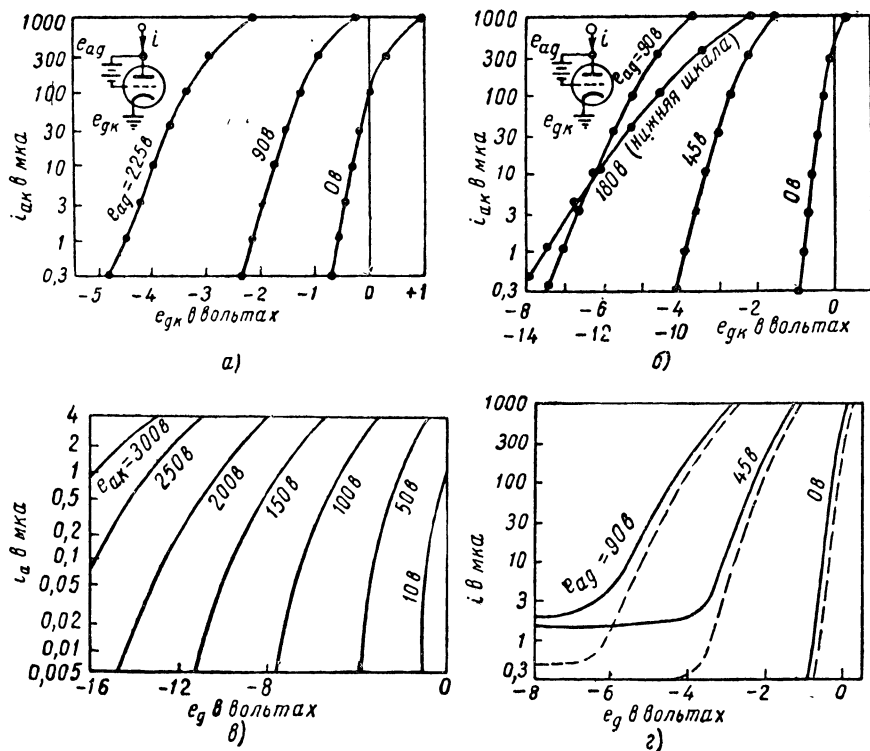


Рис. III.40. Логарифмические характеристики вблизи отсечки для некоторых триодов:

а — 6SL7; б — 6SN7; в — 6SN7; г — 6J6. На рисунках а, б и г напряжение E_{ag} является параметром; на рисунке в параметром служит напряжение E_{ak} . На рис. III.71 приведены характеристики лампы 6SL7 с напряжением E_{ak} , как параметром. На характеристиках лампы 6J6 видна неполная отсечка, характерная для многих образцов лампы 6J6. На рис. г пунктирным кривым соответствует напряжение E_f , равное 85% нормального напряжения накала.

При триодном включении наклон логарифмической характеристики, очевидно, постоянен до тех же значений тока, что и при диодном включении, но при больших потенциалах на аноде наклон уменьшается. Для всех ламп при диодном включении получается примерно один и тот же наклон, но скорость уменьшения наклона при изменении потенциала на аноде сильно зависит от типа лампы. Вообще, для хорошо сконструированных ламп с высоким μ эта зависимость от анодного напряжения меньше, чем для ламп с малым μ .

В области, где характеристики, представленные на рис. III. 40, прямолинейны, крутизна пропорциональна току.

Если наклон кривой равен

$$\frac{d \log i}{d e_{gk}} = \frac{1}{E_0}, \quad (\text{III.6})$$

где E_0 — приращение e_{gk} , создающее в десять раз большее увеличение тока, то

$$\frac{di}{d e_{gk}} = \frac{2,3i}{E_0}, \quad (\text{III.7})$$

где i — анодный ток при e_{gk} меньше чем —1 в.

Тот факт, что на каждой кривой постоянно e_{ag} , а не C_{ak} , означает только, что крутизна равна выражению (III.7), помноженному на $\frac{\mu}{\mu+1}$. Таким образом, триод с высоким μ , при данном анодном напряжении и токе, будет иметь более высокую крутизну в области малых токов, чем триод с малым μ , независимо от номинальной крутизны. При анодном напряжении 90 в и анодном токе 0,1 ма крутизна лампы 6SL7 составляет 0,4 ма/в. Из формулы (III. 7) следует также, что в области малых токов нельзя увеличить крутизну путем параллельного включения ламп, так как ток i , следовательно, крутизна каждой лампы уменьшается. Следует помнить, что этот вывод справедлив также по отношению к внутреннему сопротивлению диодов.

Во многих лампах отсечка не бывает полной, а некоторый анодный ток протекает независимо от сеточного смещения. Величина этого тока сильно изменяется от лампы к лампе. Он всегда больше при больших потенциалах на аноде и обычно уменьшается при уменьшении напряжения накала. На рис. III.40 это явление показано на примере одного из триодов лампы 6J6.

Аналогичные кривые для пентода приведены на рис. III.41. В этом случае различные кривые соответствуют различным напряжениям на экранирующей сетке, а напряжение на аноде постоянно для всех кривых и равно 90 в. Оказалось, что полный ток очень мало зависит от величины напряжения на аноде, хотя последнее и влияет на отношение тока экранирующей сетки и анодного тока.

Характеристики вблизи области отсечки для некоторых триодов и пентодов показаны на рис. III.42. В качестве одного из пара-

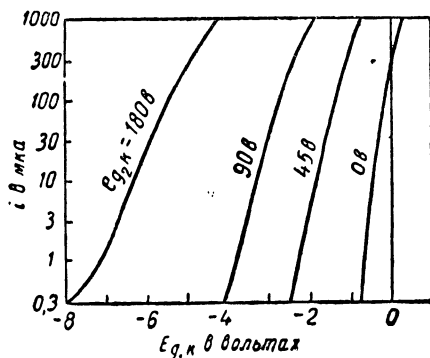


Рис. III.41. Логарифмические характеристики вблизи отсечки для пентода (6SH7). Параметр — напряжение E_{g2k} .

метров для всех кривых взято напряжение между анодом и катодом, а не между анодом и управляющей сеткой.

Лампа может быть заперта и путем увеличения абсолютной величины смещения (отрицательного по знаку) на других сетках. При этом наклон соответствующих логарифмических кривых получается обычно меньше, чем при увеличении смещения на управляющей сетке. Однако нелинейные характеристики со многими переменными

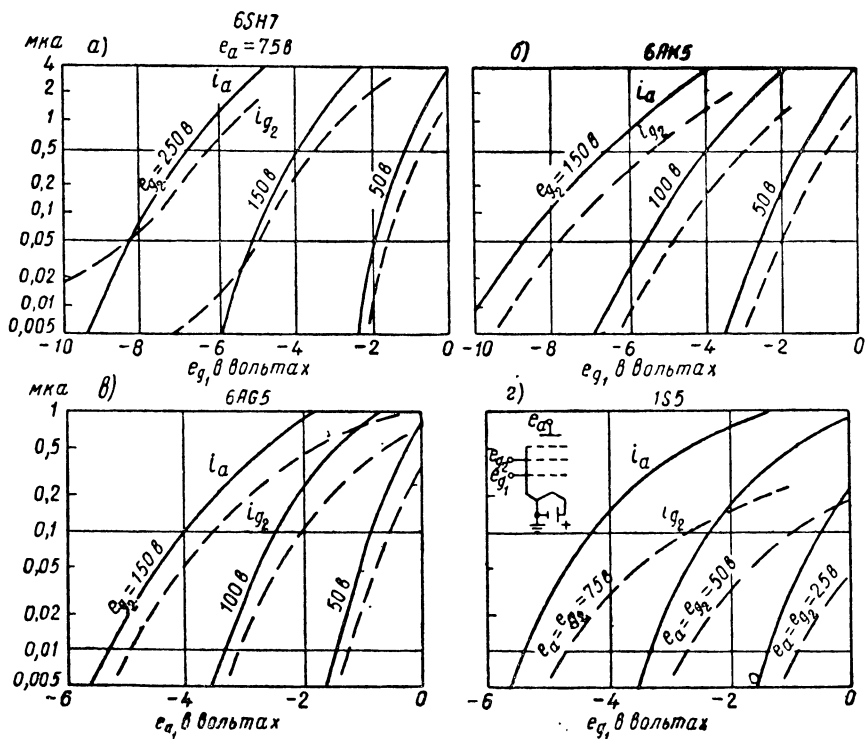


Рис. III.42. Логарифмические характеристики вблизи отсечки для некоторых пентодов. Параметр — напряжение $E_{g_{ак}}$.

часто используются; элементы с такими характеристиками рассматриваются в § 24.

При сравнении пентода и триода как нелинейных элементов большую роль играет то обстоятельство, что у пентода сигнал на выходе изолирован от напряжения на экранирующей сетке. Для того, чтобы создать большой сигнал на выходе триода, необходимо увеличивать напряжение питания. При этом, однако, возрастает ширина сеточной области, но для пентода большое напряжение на выходе и малую сеточную область можно получить одновременно. Напряжение на экранирующей сетке иногда нельзя уменьшать ниже определенной величины из-за увеличения тока управляющей сетки.

Самая важная отличительная черта диода, как нелинейного элемента, по сравнению с триодом состоит в значительно большей стабильности излома при смене ламп. Если учитывать это обстоятельство, а также чувствительность триода к изменениям анодного напряжения, то станет очевидной предпочтительность диода для наиболее точных применений.

18. Нелинейная зависимость между анодным током и напряжением на аноде

В предыдущем параграфе была рассмотрена нелинейная характеристика с двумя переменными — характеристика передачи лампового усилителя, имеющая излом. Она связывает две важных переменных — напряжение на входе и напряжение на выходе.

При рассмотрении зависимости между E_{ak} и I_{ak} для схем предыдущего параграфа удобно в качестве параметра брать E_{gk} . Связь между E_{ak} и I_{ak} также имеет две нелинейные области.

Одна из них может быть названа „снижением“; для пентода она лежит ниже „колена“ анодной характеристики. Переход от обычного внутреннего сопротивления в несколько сот тысяч ом к малому сопротивлению в области снижения образует излом характеристики. Это малое сопротивление составляет для многих пентодов 1 или 2 *ком* (для лампы 6AG5 эта величина больше). Излом менее острый, чем у диода, но часто используется при применениях, не требующих большой точности. Пример излома показан на рис. III. 43 для лампы 6SH7 при постоянном смещении на сетке — 1 в.

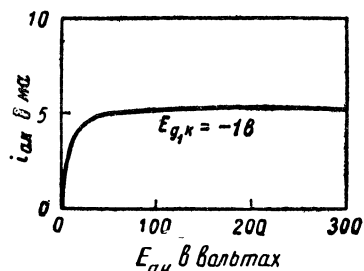


Рис. III.43. „Колено“ и „снижение“. Линейно-ломаная характеристика для пентода (6SH7).
 $E_f = 6,3в$, $E_{gk} = 100 в$.

Анодная характеристика имеет и второй излом — отсечку анодного тока при отрицательных E_{ak} . Этот излом более резкий, чем „колено“, и для малых значений E_{ak} крутизна его может быть такой же, как у диода. Стабильность излома значительно хуже чем у диода, но чувствительность к изменениям температуры катода примерно такая же.

При использовании пентода как выключателя могут потребоваться анодные характеристики с сеточным током в качестве параметра. Такая кривая приведена на рис. III.44 для пентода 6AG7. Она также имеет два излома. Анодная характеристика лучевого тетрода напоминает характеристику пентода, но изломы ее менее резкие как при постоянном смещении, так и при постоянном сеточном токе (рис. III.45).

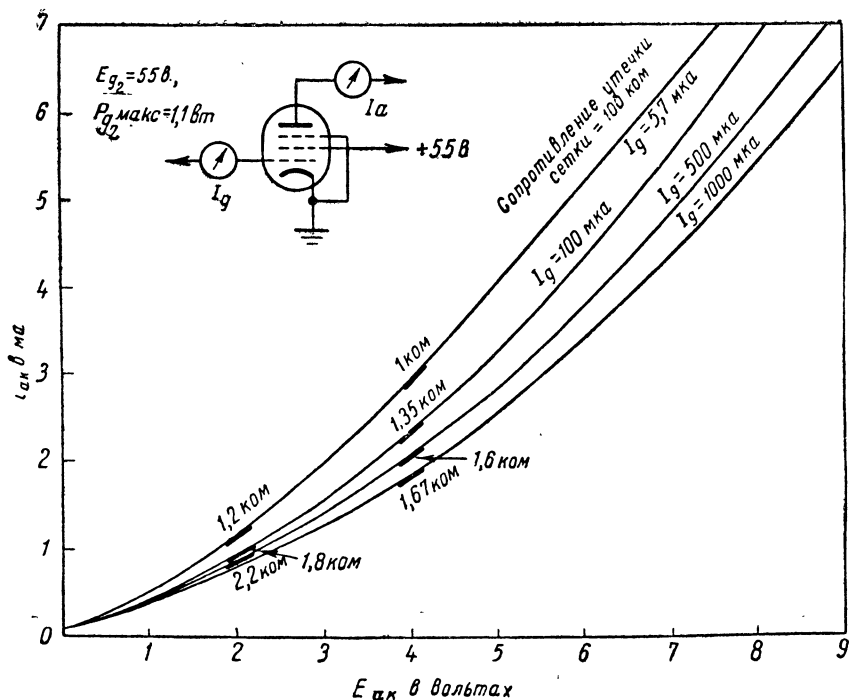


Рис. III.44. Характеристика пентода (6AG7) в области малого внутреннего сопротивления. $E_{g,k} = 55$ в. Максимальное рассеяние на экранирующей сетке $= 1,1$ вт.

При триодном включении пентода «снижение» или «колено» исчезает при отрицательных смещениях на сетке. Излом при отсечке остается, а внутреннее сопротивление триода мало, так что можно сказать, что характеристика триода состоит из двух левых участков кривой на рис. III.43. Таким образом, применяя триод можно работать в области «снижения», что часто используется для установления нижней границы колебания на аноде. Участки характеристики вблизи отсечки при пентодном и триодном включении показаны на рис. III.46.

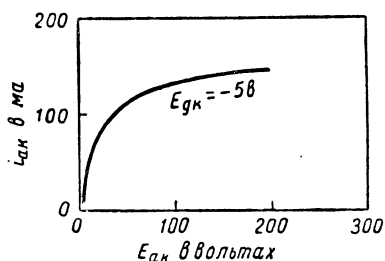


Рис. III.45. Линейно-ломаная характеристика для лучевого тетрода (6Y6-G). $E_f = 6,3$ в, $E_{g,k} = 135$ в.

Полная характеристика триода имеет один излом, а пентода — два излома. Для триода характеристика с двумя изломами может быть получена при постоянном положительном смещении на управляющей сетке.

На рис. III.47 показан верхний участок характеристики $E_{ak} - I_{ak}$ триода при постоянном значении сеточного тока. Излом

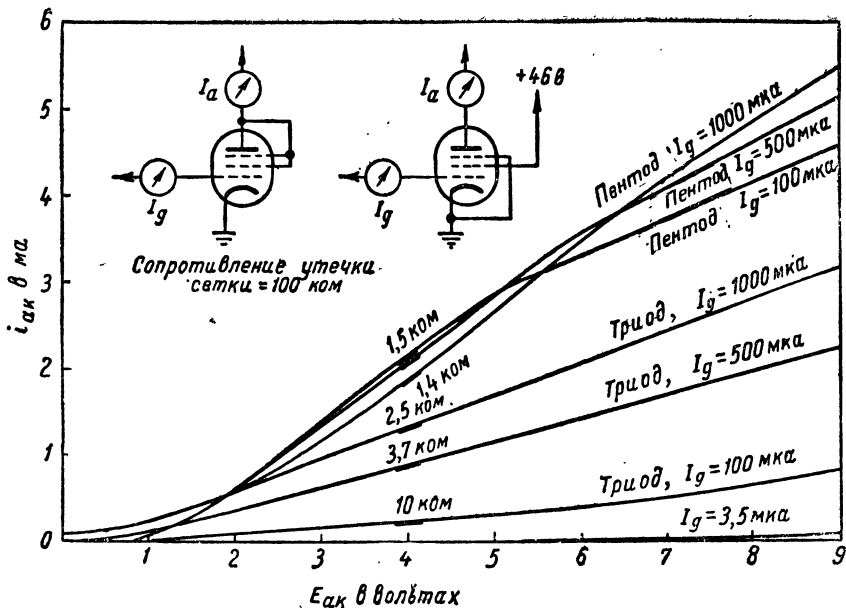


Рис. III.46. Триодное и пентодное включение, область малых напряжений на аноде (6AK5). $E_{gk} = 46 \text{ в}$. Максимальное рассеяние на экранирующей сетке 0,3 вт.

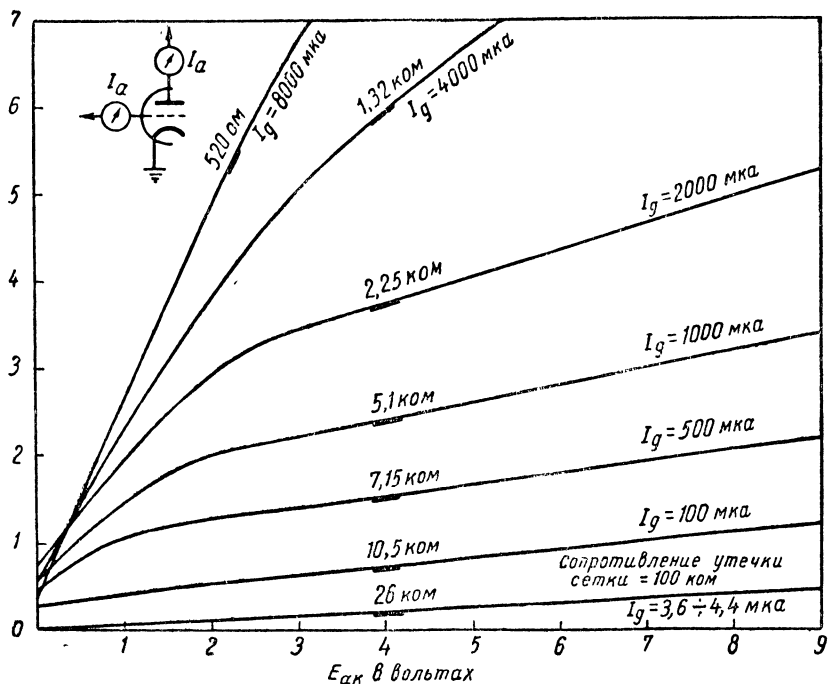


Рис. III.47. Триод в области малых напряжений на аноде (6SN7). При больших сеточных токах характеристика имеет „колено“.

в нижней своей части имеет экспоненциальную форму и как у пентода может быть почти столь же резким, как диодный, но не обладает такой стабильностью (эта часть характеристики достаточно хорошо не изучена). Из рис. III.69, повидимому, следует, что соответствующие кривые при постоянном значении E_{kg} имеют аналогичную форму. Анодный ток может быть ограничен сверху при $E_{ak} = E_{gk}$. В этом случае характеристика лампы при диодном включении соответствует сумме анодного и сеточного токов.

19. Нелинейная характеристика сеточного тока

Ток первой (управляющей) сетки лампы очень мал, если E_{gk} отрицательно и по абсолютной величине превышает, примерно, один вольт, а следующий электрод имеет положительный потенциал, достаточный, чтобы электроны могли пролететь через отверстия сетки. Для большинства применений желательно уменьшить до минимума сеточный ток. Впрочем, сеточный ток имеет две полезные нелинейные характеристики.

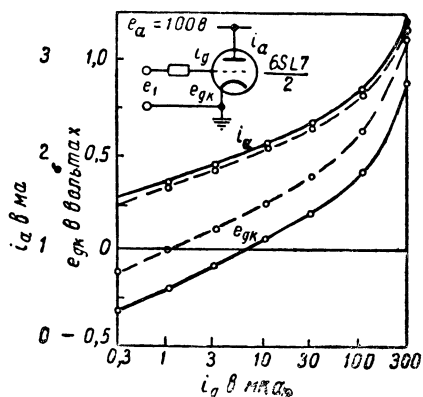


Рис. III.48. Характеристика сеточного тока для триода при фиксированном E_{ak} (6SL7). Для пунктирных кривых $E_{gk} = 85\%$ нормальной величины.

Одна из них — это нелинейная зависимость между напряжением на сетке и сеточным током. Она напоминает характеристику диода и может быть объяснена аналогичным образом. Излом имеет экспоненциальную форму, как видно на рис. III.48. Наклон логарифмической кривой, примерно, такой же как для диода.

Характеристики сняты при больших последовательных сопротивлениях в цепи сетки (напряжение на сопротивлении пропорционально сеточному току). Такое сопротивление или его эквивалент — внутреннее сопротивление генератора — необходимо, чтобы ограничить сеточный ток, если приложенное колебание e_1 имеет положительные значения.

Цепь из последовательного сопротивления и промежутка сетка — катод имеет характеристику, соответствующую схеме из диода и сопротивления, которая рассматривалась в § 4.

Вторая нелинейная характеристика, также снимаемая при включенном последовательном сопротивлении, дает связь между e_1 и i_a (или $i_a R_1$ для усилительной схемы). Эта характеристика имеет острый излом. Если сеточная область невелика, то сеточный ток позволяет получить резкую верхнюю границу. Как и для диода, изменение температуры катода сдвигает напряжение на сетке при

заданном сеточном токе, что приводит к очень малым изменениям анодного тока. Стабильность верхней границы позволяет использовать этот излом в точных схемах.

Анодные характеристики при постоянном сеточном токе и постоянном смещении на сетке весьма близки друг к другу. Сеточный и анодный токи находятся в постоянном отношении. Этот факт можно заметить для лампы 6SL7, если обратиться к рис. III.69. Другая характеристика сеточного тока для этой лампы показана на рис. III.70. Отсечка сеточного тока при отрицательных значениях E_{gk} — неполная.

Технические условия для лампы 6SL7 при $E_{gk} = -2$ в и $E_{ak} = 200$ в допускают максимальный сеточный ток 1 мка. Лампы 6SU7, отобранные из многих ламп 6SL7, имеют в том же режиме меньший сеточный ток (0,01 мка). Для других стандартных приемных ламп допускаются при аналогичных условиях (усилитель класса А) большие сеточные токи (1 и 2 мка).

Импульсы сеточного тока с большой амплитудой могут быть допущены в том случае, если их средняя мощность достаточно мала (0,2 вт для лампы 6SN7). Эта область характеристик триода используется в блокинг-генераторах. Такие характеристики описаны в гл. VI. Как следует из ряда опытов, при очень больших положительных смещениях анодная характеристика триода напоминает характеристику диода с малым сопротивлением. Эффект сдвига при колебаниях напряжения накала отсутствует.

Защитная сетка. Зависимость анодного тока от напряжения на управляющей сетке имеет при положительном E_{gk} большую крутизну $\frac{di_{ak}}{de_{g1k}}$; в отличие от этого воздействие защитной сетки на анодный ток при положительных смещениях уменьшается. Это обстоятельство, а также наличие сеточного тока защитной сетки при положительных смещениях, приводят к резкому излому характеристики $E_{gsk} - I_{ak}$. Такая характеристика показана на рис. III. 49. Аналогичное явление для управляющей сетки может наблюдаться на лампе 6AC7 при малых напряжениях на аноде.

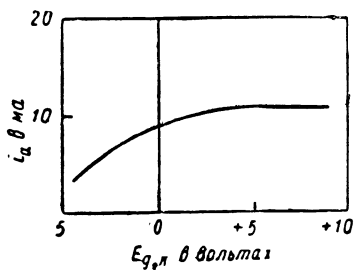


Рис. III.49. Характеристика защитной сетки. Излом при

$$\begin{aligned} E_{g1k} &= 0 \text{ в. } E_f = 6,3 \text{ в,} \\ E_{ak} &= 120 \text{ в, } E_{gsk} = 120 \text{ в,} \\ E_{g1k} &= -1 \text{ в (6AS6).} \end{aligned}$$

20. Характеристики с двумя изломами

Триод обладает характеристикой с двумя изломами. Один из них создается отсечкой анодного тока, а другой — сеточным током. Происхождение и особенности этих изломов рассматривались в последних трех параграфах.

На рис. III.50 показана характеристика триодной усилительной схемы при двух различных значениях E_a и нагрузочного сопротивления. Ширина сеточной области пропорциональна E_a .

Анодная характеристика с двумя изломами для пентода показана на рис. III.51. Эти два излома соответствуют колену анодной

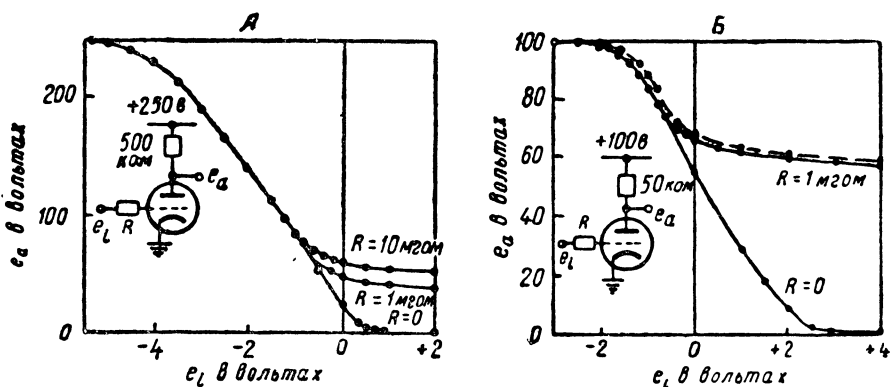


Рис. III.50. Характеристики с двумя изломами для усилителя.

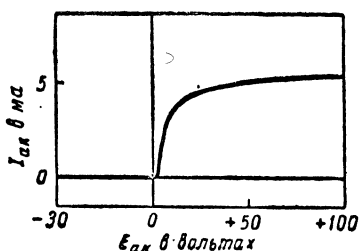


Рис. III.51. Анодная характеристика с двумя изломами (6SH7).
 $E_f = 63$ в, $E_{g2k} = 100$ в,
 $E_{g1k} = -1$ в.

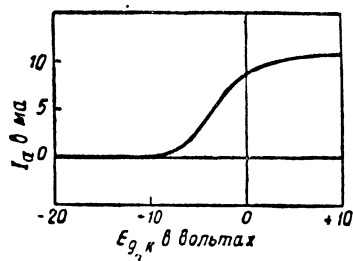


Рис. III.52. Характеристика с двумя изломами для защитной сетки (6AS6). $E_f = 6,3$ в, $E_{ak} = 120$ в, $E_{g2k} = 120$ в, $E_{g1k} = -1$ в.

характеристики и отсечке анодного тока при малом напряжении на аноде.

Полная характеристика защитной сетки приведена на рис. III.52. Изломы этой характеристики в общем менее резкие, чем у характеристик управляющей сетки.

21. Газонаполненные лампы

Проводимость газа, заполняющего пространство между двумя электродами, характеризуется резко выраженной нелинейной зависимостью между напряжением и током. Различным областям этой характеристики соответствуют различные явления; особенно важно явление ионизации, благодаря которому создаются часто применяе-

мые нелинейные участки характеристики. Нейтрализация пространственного заряда ионизированными частицами и увеличение числа электронов позволяют получить большие токи. Как только процесс ионизации достаточно развился, анодный ток может непрерывно нарастать; поэтому его необходимо ограничить внешним сопротивлением, чтобы предотвратить разрушение электродов. Падение напряжения на лампе постоянно в широком диапазоне токов.

Важным свойством газонаполненных ламп является регенеративная природа разряда (или нарастания тока). Такие явления наблюдаются и в регенеративных схемах с вакуумными лампами.

В лампе с двумя холодными электродами (например, в стабилизаторе напряжения типа VR-105) наибольший интерес представляет постоянство напряжения после начала разряда (от 60 до 150 в). Напряжение, необходимое для начала разряда, несколько выше это-

го постоянного напряжения и может существенно изменяться с течением времени, при изменениях температуры и интенсивности падающего света, а также — от лампы к лампе. По этой причине разрыв в характеристике газового диода с холодным катодом не может применяться в большинстве случаев для амплитудного сравнения. Характеристика схемы из газового диода и последовательного сопротивления показана на рис. III.53.

При подогревном катод и напряжениях, не превышающих потенциал ионизации газа (не потенциал зажигания элемента), характеристика газонаполненного диода (газотрона) напоминает характеристику вакуумного диода. С возрастанием напряжения между анодом и катодом в некоторый момент начинается разряд как и для диода с холодным катодом, но ток разряда в этом случае значительно больше. В характеристике газотрона имеется излом при отсечке, как и в характеристике вакуумного диода, и идеальный излом, соответствующий потенциалу зажигания. Последний подвержен таким же значительным изменениям, как и соответствующий потенциал для лампы с холодным катодом, и кроме того он может изменяться при колебаниях напряжения накала.

Для многих целей было бы желательно управлять моментом регенеративного нарастания тока в газонаполненной лампе не путем ускорения электронов анодным напряжением диода, а каким-либо другим способом. В частности, сеточная поверхность, окружающая катод, позволяет управлять моментом зажигания посредством смещения на сетке относительно катода. Смещение, при ко-

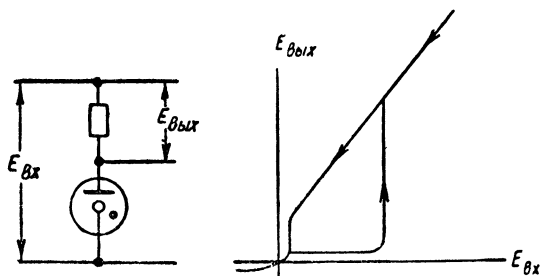


Рис. III.53. Разрывная характеристика схемы с газонаполненным диодом. Катод диода — неподогреваемый. Характеристика имеет разрывы и обладает гистерезисными свойствами.

тором поддерживается регенерация, приблизительно в такой же степени стабильно, как и смещение на сетке вакуумного триода, соответствующее данному току.

Разрывная характеристика зажигания для одного типа газонаполненной лампы с управляющей сеткой (тиратрон типа 2050)

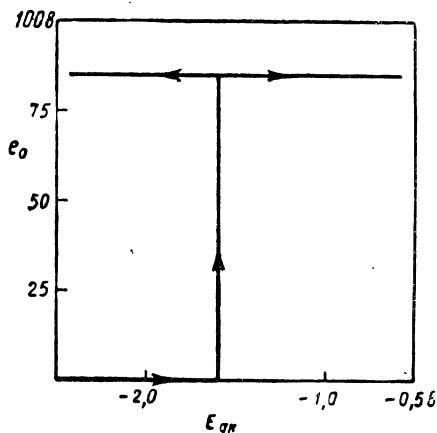
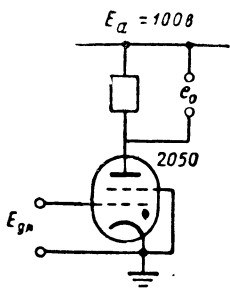


Рис. III.54. Схема с тиратроном. Зависимость напряжения на выходе от напряжения между сеткой и катодом. Разряд нельзя прекратить, изменяя потенциал на сетке. Прекращение разряда возможно лишь путем уменьшения каким-либо способом анодного тока. Величина E_{gk} в момент зажигания является функцией от E_a .

изображена на рис. III.54. Сеточный ток до момента зажигания в этой лампе имеет очень малую величину.

Так как сеточный ток, протекающий до зажигания и после него, может исказить подаваемое на сетку колебание, то часто бывает необходимо для ограничения сеточного тока включить в сеточную цепь последовательное сопротивление. Проводящая газонаполненная лампа создает шумы значительно большей амплитуды, чем вакуумная лампа; при соответствующих условиях амплитуда шума может достигать нескольких вольт. Когда газонаполненная лампа проводит, анодный ток определяется напряжением питания и последовательным сопротивлением; напряжение между анодом и катодом (вообще, в пределах от 5 до 20 в) почти не зависит от величины анодного тока. Сетка в это время почти полностью лишается управляющего действия. Поэтому для прекращения разряда необходимо каким-либо способом уменьшить до малого или отрицательного значения напряжение между анодом и катодом. Ток должен быть уменьшен до 0,5—5 ма.

До возникновения анодного тока отрицательный потенциал на сетке препятствует электронам приобрести под воздействием анодного потенциала такие скорости, которые были бы достаточны для ионизации газа. Потенциал на сетке, при котором количество электронов, пролетающих через сетку, достаточно для возникновения разряда, зависит, очевидно, от начальных скоростей электронов при вылете из катода; от этого же зависит и напряжение, необходимое для создания тока данной величины в вакуумном диоде. Таким

образом, потенциал зажигания может изменяться благодаря старению катода или колебаниям напряжения накала, а также при изменении состава и плотности газа. На рис. III.55 показано, как влияет напряжение накала на потенциал зажигания тиратрона типа 2050. Кривые имеют, примерно, такой же наклон, как и для электронной лампы и поэтому, применяя вспомогательный диод или триод, можно достаточно хорошо скомпенсировать эти изменения.

Основная трудность при использовании процессов ионизации состоит в относительно малой скорости движения ионов. Если величина напряжения на лампе в некоторый момент достигает напряжения зажигания, то разряд возникает с некоторой задержкой, которая может достигать одной или нескольких микросекунд. Эта задержка может изменяться от одного зажигания к другому. Промежуток времени, необходимый для деионизации, значительно больше и определяется, в частности, степенью ионизации и напряжениями на электродах; этот промежуток времени может иметь величину от 15 до 200 мксек в зависимости от лампы и ее режима.

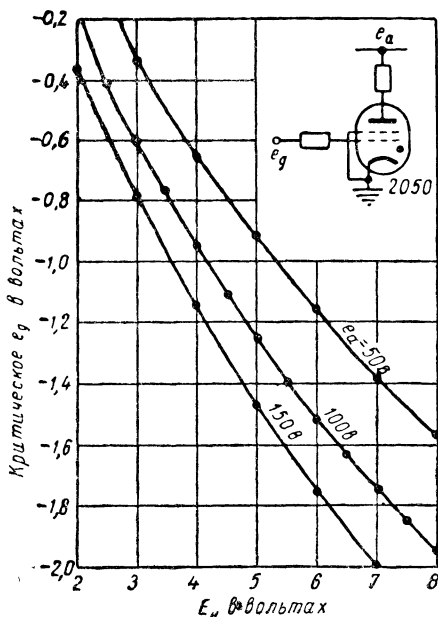


Рис. III.55. Влияние температуры катода на потенциал зажигания тиратрона.

22. Схемы с обратной связью

В § 21 было указано на регенеративную природу зажигания разряда в газонаполненной лампе. Характеристика такого элемента имеет разрывы и обладает гистерезисными свойствами из-за необратимости зажигания. Эти свойства можно также обнаружить и в регенеративных ламповых усилителях.

Характеристика с двумя изломами, описанная в § 20, может иметь центральный участок с крутым подъемом. Это соответствует элементу с высоким коэффициентом усиления. Если зафиксировать уровень, при котором наступает насыщение усилителя, и увеличивать усиление, например, при помощи дополнительных каскадов, то общая характеристика будет изменяться так, как показано на рис. III.56, а, б и в. Постепенно вся область изменения выходного напряжения проходит при все меньших изменениях напряжения на входе. Характеристика приближается к идеальному разрыву.

Для получения очень большого усиления с одного элемента применяется регенерация (положительная обратная связь). Влия-

ние положительной обратной связи по постоянному току показано на рис. III.56, включая рис. III.56,г. Эти характеристики могут иметь более разнообразные формы, чем в том случае, когда усиление увеличивается при помощи дополнительных каскадов. При возрастании степени обратной связи в характеристике могут обнаружиться гистерезисные свойства (рис. III.56,г). Схема с характери-

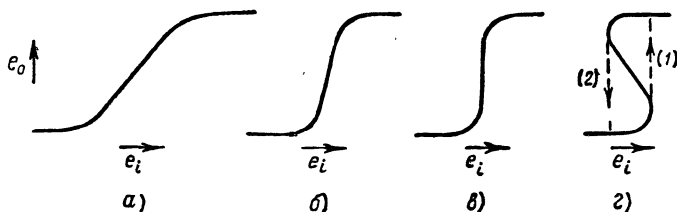


Рис. III.56. Влияние положительной обратной связи на характеристики усилителя.

стикой типа в часто называется «усилителем с бесконечно большим усилением», так как здесь выходной сигнал создается при бесконечно малом приращении на входе. Если бы коэффициент усиления и его изменения были стабильны, то эта характеристика была бы применима в ряде случаев, когда требуется иметь при некотором значении переменной разрыв без гистерезисных особенностей, но

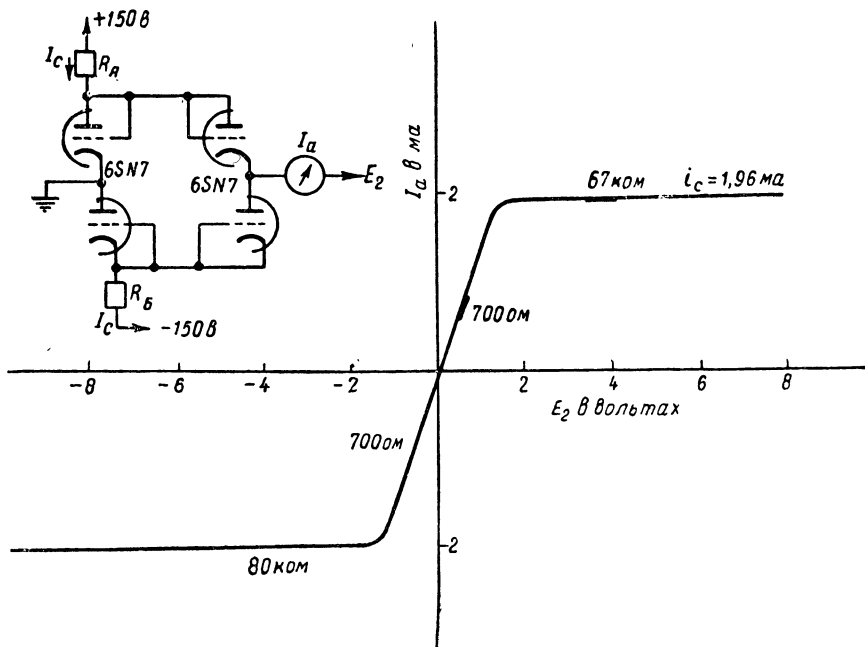


Рис. III.57. Характеристика с двумя изломами, симметричная относительно начала, для элемента, состоящего из четырех диодов. Применены две лампы 6SN7 в диодном включении.

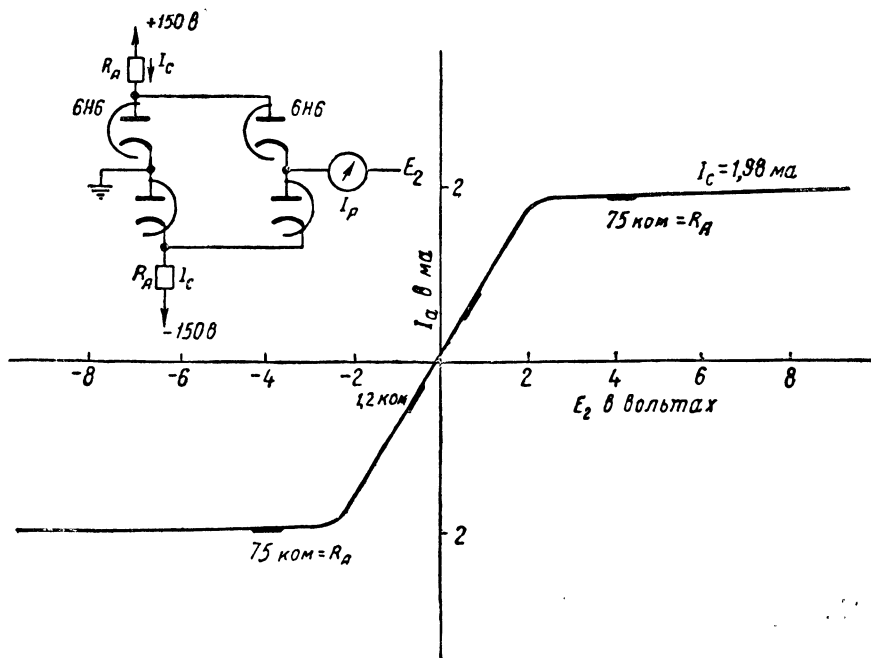


Рис. III.58. Элемент из четырех диодов 6Н6.

коэффициент усиления значительно меняется и вместе с тем изменяется величина напряжения, необходимая для регенерации. Для компенсации систематических изменений от колебаний напряжения накала могут быть применены компенсирующие схемы. Способность схемы пропускать быстропеременные сигналы ограничена паразитными реактивностями. В § 6 гл. IX приведены две схемы и их характеристики для различных значений обратной связи. Эти схемы не приспособлены для быстрой работы и уровень регенерации для каждой из них весьма нестабилен.

23. Схемы с несколькими элементами

Из нескольких диодов и сопротивлений можно образовать схемы с различными характеристиками, обладающими двумя изломами. Два примера показаны на рис. III.57 и III.58 для ламп 6Н6 и 6SN7 (в диодном включении). При одинаковых сопротивлениях и при лампах с одинаковыми характеристиками кривые обладают симметрией относительно начала координат. Двусторонняя проводимость этих схем может быть необходима для некоторых применений.

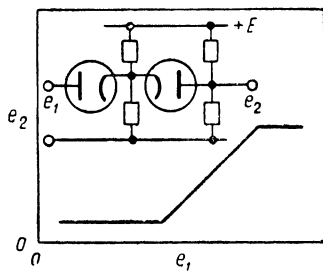
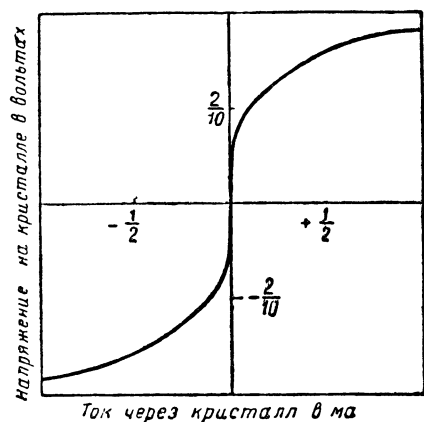


Рис. III.59. Элемент из двух диодов, обладающий несимметричной характеристикой с двумя изломами.

Впрочем, для ряда целей подходящие характеристики с двумя изломами могут быть получены при помощи секций из двух диодов (см. § 3 гл. IX). Примерная схема показана на рис. III.59. Харак-



теристика схемы с двумя кристаллами приведена на рис. III.60. Эта схема, используемая в качестве амплитудного компаратора, рассмотрена в гл. IX.

24. Элементы с многими переменными

Многосеточная лампа является примером элемента с многими переменными. Другие элементы с многими переменными представляют собой схемы, в которые входят элементы с двумя переменными.

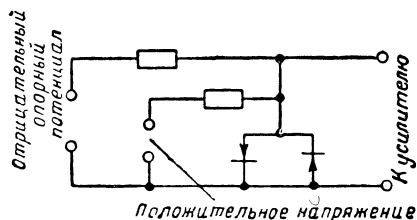


Рис. III.60. Характеристика схемы с двумя кристаллическими диодами.

Было показано, что пентод обладает несколькими нелинейными характеристиками с двумя переменными. Для некоторых из этих характеристик все переменные, кроме двух, поддерживаются постоянными, для других—обращают внимание только на две переменных (например, на напряжения на выходе и на входе, а изменениями других переменных не интересуются).

Если важна связь напряжений, то не интересуются токами, за исключением случая, когда необходимо вычислить характеристику передачи элемента.

Если используются три переменные, то их связь можно выразить простым уравнением или представить в виде семейства кривых. Наибольший интерес представляют схемы с нелинейными функциями, так как линейные элементы с многими переменными эквивалентны схемам, состоящим из линейных элементов с двумя переменными.

Основные части характеристики пентода 6AS6 приведены на рис. III.61. Изломы нескольких характеристик с двумя переменными детально не показаны, но они напоминают описанные выше изломы для пентодов, за исключением излома при отсечке по защитной сетке, который для лампы 6AS6 сравнительно острый. Поэтому лампа 6AS6 часто называется «лампой с двумя управляющими сетками». Величина напряжения на экранирующей сетке менее резко влияет на анодный ток, но и оно может быть полезным переменным.

Одно важное свойство лампы 6AS6 состоит в линейной зависимости изменений анодного тока от произведения $\Delta E_{g_{2k}}$ и $\Delta(E_{g_{2k}} - E_{g_{1k}})$.

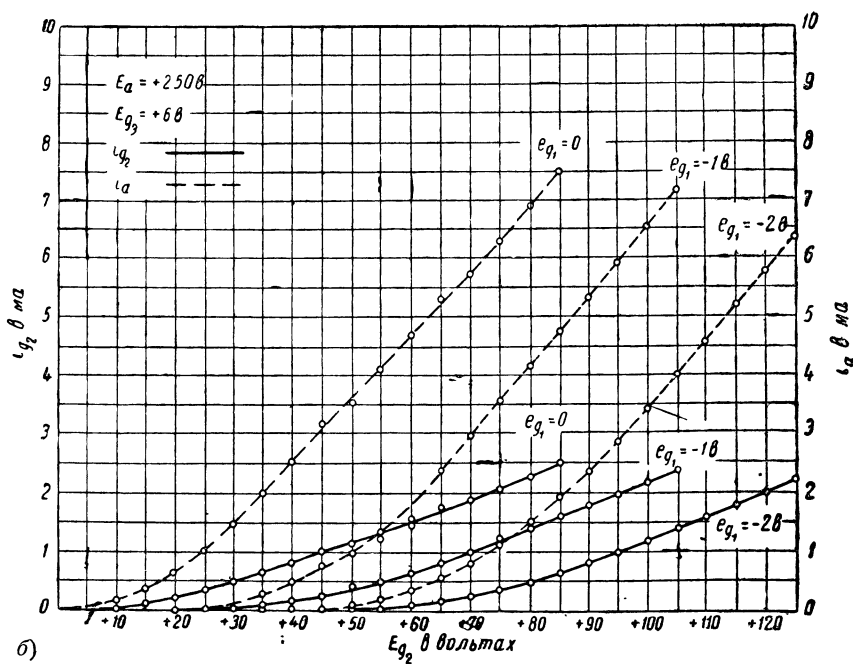
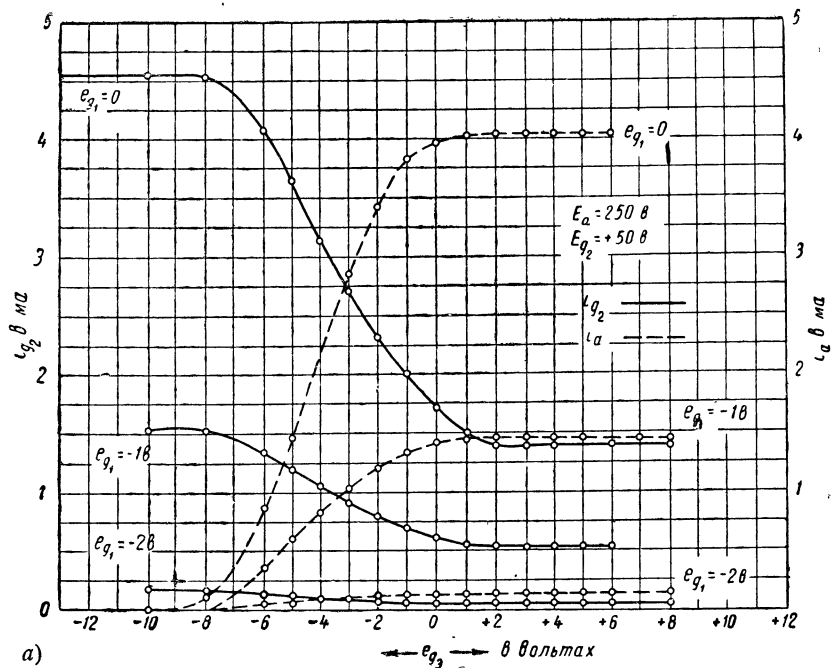


Рис. III.61. Характеристики лампы с тремя управляющими сетками (6AS6).
Характеристики для первой сетки не приведены:
а — характеристики защитной сетки; б — характеристики экранирующей сетки.

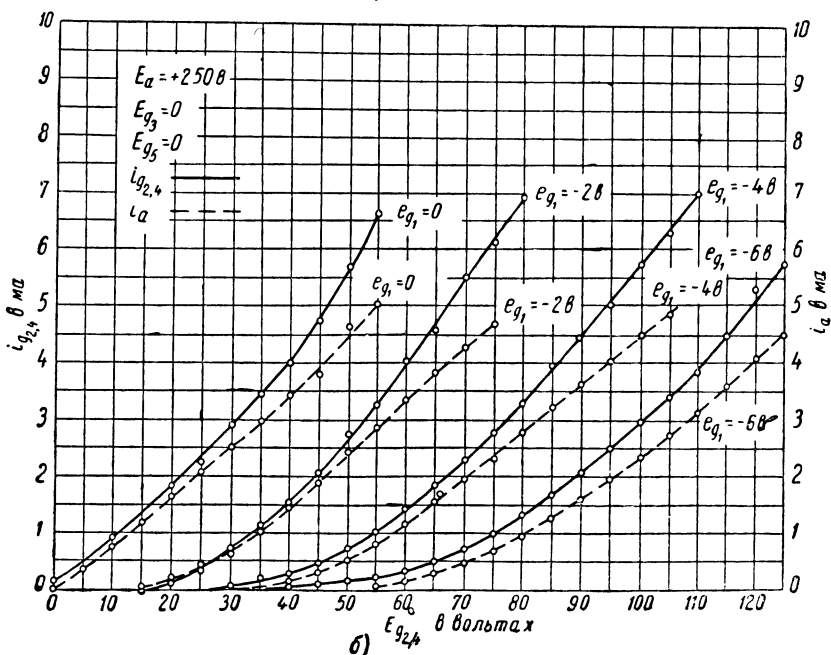
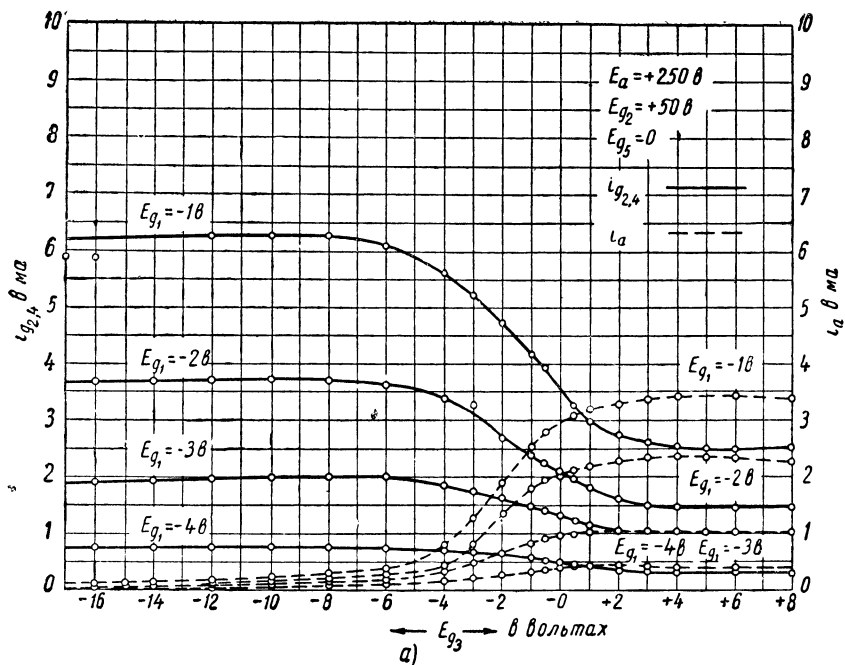


Рис. III.62. Характеристики лампы с тремя управляющими сетками (6SA7).
Характеристики для первой сетки не приведены:
а — характеристики защитной сетки; б — характеристики экранирующей сетки.

Это свойство используется для умножения и рассматривается в гл. XIX.

Вторая управляющая сетка (сетка 3) в пентагриде-преобразователе (лампа 6SA7) имеет характеристики, показанные на рис. III.62. Эта сетка помещается между двумя экранирующими сетками, а защитная сетка экранирует анод от внешнего экрана. Излом при отсечке для 6SA7 менее острый, чем для 6AS6, и поэтому лампа 6SA7 менее подходит для применения в качестве умножителя. Характеристика 6SA7 пригодна для такого сравнительно грубого действия, как включение и выключение усилителя.

Характеристика вблизи отсечки для защитной сетки пентода VR-116 показана на рис. III.63. Эта лампа широко используется там, где требуются две управляющие сетки.

Триод — это элемент с тремя переменными, но часто воздействие анодного напряжения на анодный ток является нежелательным. В тех схемах, где эта зависимость используется, триод можно рассматривать как элемент с двумя управляющими электродами. Для триода 6К6 в некоторых рабочих областях анодный ток может

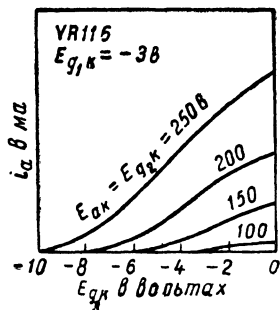


Рис. III.63. Характеристики защитной сетки для лампы VR-116.

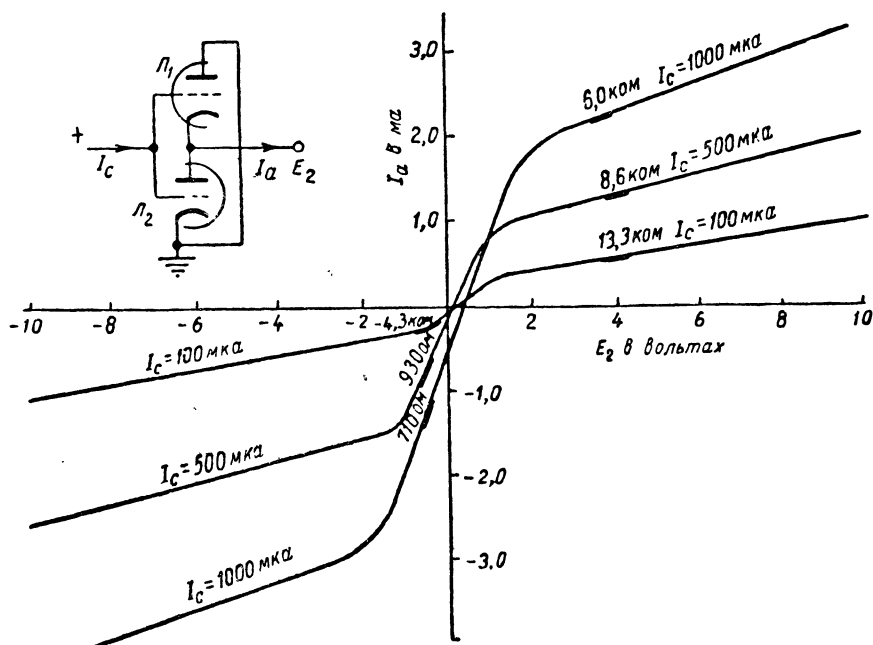


Рис. III.64. Характеристика со многими переменными для схемы с двумя триодами.

быть пропорционален произведению приращений потенциалов на аноде и на сетке (см. гл. XIX).

Пару триодов можно многими способами соединить так, чтобы создавалась зависимость с тремя переменными. Оригинальный пример такой схемы показан на рис. III.64. Приблизительно одинаковая реакция на положительные и отрицательные значения E_2 может в ряде случаев оказаться желательной.

При помощи двух триодов, включенных параллельно и имеющих общую анодную нагрузку или включенных последовательно, причем одна лампа служит нагрузкой для другой, можно осуществить многие преобразования, выполняемые усилителем с двумя управляющими сетками.

25. Характеристики нелинейных элементов

Элементы с нелинейными характеристиками применяются для специальных целей, например, для создания колебаний сложной формы, образования некоторых функций в счетно-решающих приборах, при модуляции и т. д. Характеристики нелинейных элементов, применяемые в настоящее время, не являются столь стабильными, как характеристики линейных элементов, кроме того, трудно получить криволинейные характеристики заданной формы.

В § 14 была рассмотрена нелинейная характеристика вакуумного диода. В области больших токов эта характеристика подчиняется степенному закону; в области малых токов — экспоненциальному закону. Экспоненциальная характеристика цепи сетки триода приведена в § 19. Такие кривые находят себе применение в некоторых логарифмических счетно-решающих приборах (колебания экспоненциальной формы легко можно создать при помощи линейных элементов). Далее, в фотоэлектрических измерителях освещенности фотоэлемент является источником сеточного тока для триода, так как анодный ток последнего является мерой логарифма освещенности фотоэлемента.

Характеристики многих элементов следуют квадратичному закону. Такие характеристики подробно рассматриваются в гл. XIX. Стабильность формы (закона) анодной характеристики лампы выше, чем стабильность ее абсолютных величин.

Пентод с переменным μ имеет характеристику, которая используется для автоматической регулировки усиления. Такая характеристика получается путем изменения расстояний между витками сетки, при этом возможно изменение в некоторых пределах формы кривой характеристики.

26. Приборы для индикации по отклонению

Изложенные в предыдущих параграфах понятия можно применить к физическим системам неэлектрического характера. Ориентировка этой книги на электрические приборы все же не исключает из рассмотрения такие системы как индикаторы с электронно-луче-

выми трубками или со стрелочными приборами. Такие элементы обладают в ряде случаев нелинейными характеристиками. Закрывая часть шкалы при визуальной индикации каким-либо экраном, мы создаем линейно-ломаную характеристику. В некоторой области значений переменной наблюдатель не обнаруживает реакции прибора на изменение входной величины, что создает аналогию характеристики идеального диода. Нелинейные шкалы являются гибким и часто применяемым приспособлением для выделения некоторой области изменения переменной величины.

При помощи стрелочных приборов возможна индикация лишь медленно изменяющихся величин. Специальные гальванометры могут работать значительно быстрее; электронно-лучевые осциллографы обеспечивают еще более быструю индикацию, ограниченную лишь временем пролета. Осциллограф часто используется для индикации по отклонению.

Полезные нелинейные соотношения получаются при автоматическом управлении электрическими схемами с помощью фотоэлемента, который может быть связан с экраном электронно-лучевой трубки, или с помощью электрических контактов, замыкаемых электронным лучом при отклонении. Последнее устройство было разработано для специального преобразования — кодирования.

27. Более полное описание физических элементов

«Элемент» предыдущих параграфов может быть в общем виде представлен уравнением

$$F_1(X_1, X_2, X_3 \dots) = 0, \quad (\text{III.8})$$

где F_1 представляет семейство кривых, систему уравнений или некоторые таблицы с данными. Переменные X_1, X_2, X_3 являются теми величинами на входе и на выходе элемента, которые интересуют разработчика схемы. Из их числа мы можем выделить переменные независимые, зависимые и параметрические. Эти понятия часто бывают полезны при физическом анализе работы схемы.

Влияние реактивных сопротивлений. Если элемент включает в себя индуктивности или емкости, то F_1 должно быть эквивалентно уравнениям, содержащим производные по времени. О таких элементах говорят, что они имеют реактивные характеристики. Чтобы упростить описание этих элементов, все распределенные реактивные сопротивления заменяются сосредоточенными, а сами элементы разбиваются на простые элементы таким образом, чтобы сосредоточенные реактивные сопротивления можно было подключить к внешним зажимам элемента. Тогда элемент можно рассматривать как безреактивный, а влияние реактивных сопротивлений можно учесть при анализе схемы. Для таких вычислений резистивную характеристику часто можно заменить отрезками прямых линий. Если влияние реактивных сопротивлений относительно мало, то это не приведет к существенным ошибкам. В последующих главах не-

линейные элементы будут рассматриваться именно таким образом.

Нелинейные реактивные сопротивления применяются для формирования колебаний лишь в нескольких специальных случаях. Говоря о «нелинейной характеристике», мы будем иметь в виду резистивную составляющую нелинейной характеристики, если специально не определено «нелинейное реактивное сопротивление». Итак, F_1 не содержит производных по времени *, хотя другие производные, представляемые гистерезисными характеристиками, могут входить в эту функцию.

Полная характеристика источников ошибок. В указанном выше виде функциональная зависимость F_1 не является полной: при разработке схем необходимо также знать источники ошибок, вызывающие отклонения от нормальных или средних значений величин.

Источники ошибок нельзя отличить от полезных переменных, если не указано конкретное применение элемента. При указании, как применяется элемент, полная (резистивная) характеристика имеет вид

$$F_2(X_1, X_2, X_3 \dots \alpha, \beta, \gamma \dots) = 0. \quad (\text{III.9})$$

Здесь X_1, X_2, X_3 — полезные переменные, α, β, γ — источники ошибок.

К источникам ошибок могут относиться температура, старение, режим лампы, падающий свет, газ в лампе, геометрия электродов. Источники ошибок при одном применении могут быть полезными переменными — при другом. Знакомый пример — напряжение между экранирующей сеткой и катодом.

Эти нежелательные явления можно представить в виде графиков или данных, показывающих отклонение характеристики от стандартного или среднего значения при изменениях в источнике ошибок. Аналитически эти явления выражаются посредством частных производных или приращений полезных переменных, соответствующих изменениям в источнике ошибок в некоторых областях идеальной характеристики. Выразить каким-либо способом влияние всех источников ошибок, очевидно, нельзя.

Приведенные в этой главе сведения состоят отчасти из данных об отклонениях от средних характеристик. Справочники, заводские описания или сведения, изложенные в учебниках, редко содержат такие данные, несмотря на то, что они необходимы при разработке схем. Материалы, приводимые в этой главе, касаются малоисследованных участков обычной характеристики. В частности, рассматривается точная форма характеристик вблизи отсечки. В тех случаях, когда собираются по-новому использовать элемент или когда необходима особая точность, проектировщик обычно вынужден обратиться к такого рода данным.

Чтобы выяснить связь между более полным описанием элемента и обычными характеристиками лампы, мы рассмотрим здесь триод с высоким μ . Такой элемент показан на рис. III.65; подогре-

* Кроме случаев, когда время является полезной переменной.

ватель, катод, сетка и анод имеют концентрическую конструкцию. Обычные условные обозначения для такого элемента приведены на рис. III.66.

Завод-изготовитель указывает следующие параметры лампы:

1. Номинальные напряжения и ток накала.

2. Величины межэлектродных емкостей.

3. Максимальные средние размеры лампы, тип цоколя и цоколевка.

4. Режим, рекомендуемый при использовании лампы в качестве усилителя класса A_1 (для средней лампы): E_{ak} , E_{gk} , максимальное рассеяние

на аноде, коэффициент усиления, $\frac{\partial e_{ak}}{\partial e_{gk}}$,

крутизна — S , анодный ток и внутреннее сопротивление — R_i .

5. Анодную характеристику (такую, как на рис. III.67).

Обычно эти параметры вполне достаточны для проектирования усилителя, для которого не требуется особая экономичность, линейность и стабильность. Завод-изготовитель может, кроме того, дать кривые, показывающие зависимость крутизны или внутреннего сопротивления от анодного тока для нескольких значений анодного напряжения или привести зависимость анодного тока от напряжения на сетке для нескольких значений напряжения на аноде. Возможно третье представление этой характеристики с тремя переменными, использующее анодный ток как параметр.

Когда лампа используется в качестве усилителя и все сигналы достаточно малы, так что элемент можно считать линейным, триод может быть представлен в виде эквивалентного генератора и сопротивления. Приведенные на рис. III.66 схемы с генераторами напряжения и генераторами тока используются, когда анодная нагрузка соответственно велика или мала по сравнению с внутренним сопротивлением лампы.

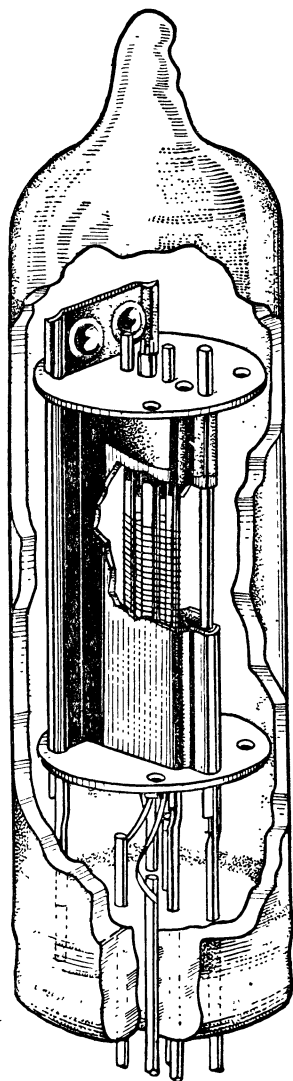


Рис. III.65. Сверхминиатюрный триод с высоким μ (SD-917).

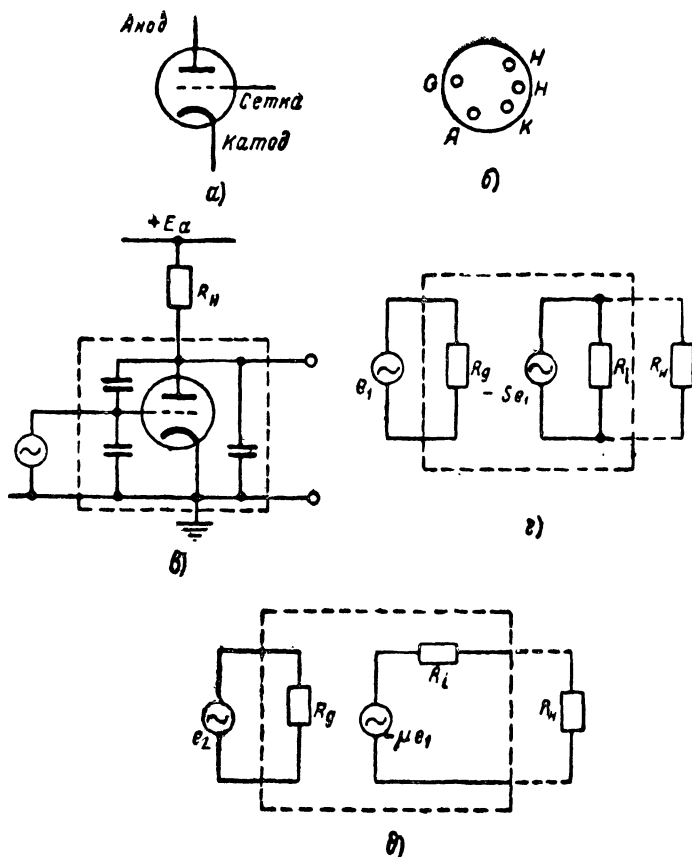


Рис. III.66. Эквивалентные схемы триода.

Два простых аналитических выражения, соответствующие этим схемам, можно вывести из следующих уравнений:

$$\Delta i_{ak} = S \Delta e_{gk} + \frac{1}{R_i} \Delta e_{ak} \quad (\text{III.10})$$

и

$$\Delta e_{ak} = -R_n \Delta i_{ak}. \quad (\text{III.11})$$

Эти выражения имеют вид

$$\Delta e_{ak} = -\frac{\mu R_n}{R_n + R_i} \Delta e_{gk} \approx -\mu \Delta e_{gk}, \quad (\text{III.12})$$

если $R_n \gg R_i$

и

$$\Delta e_{ak} = -S \Delta e_{gk} \frac{R_n R_i}{R_n + R_i} \approx -S \Delta e_{gk} R_n, \quad (\text{III.13})$$

если

$$R_n \ll R_i.$$

Эти приближенные аналитические выражения широко применяются, хотя S , R_i и, в меньшей степени, μ не постоянны по всей характеристике триода. Для больших сигналов в области больших анодных токов анодная характеристика (при постоянном напряжении на сетке) приблизительно следует закону степени $3/2$. Экспоненциальный закон пригоден для выражения зависимости анодного тока от напряжения на сетке в области малых анодных токов. Эти более точные выражения могут понадобиться при некоторых переменах лампы. Отклонения ламповых характеристик, вызываемые разнообразными источниками ошибок, столь велики, что точный анализ обычно не дает каких-либо выгод.

Две менее известных характеристики показаны на рис. III.68,а и III.68,б. Полная характеристика с тремя переменными может быть представлена в виде трехмерной модели, как на рис. III.68,в. Двумерные графики получаются путем проектирования на координатные плоскости сечений характеристической поверхности. Все эти представления выражают одно и то же, а именно среднюю характеристику при напряжении накала 6,3 в; при их построении исходят из того, что для триода с большим μ имеется лишь три полезных переменных — анодный ток, напряжение на сетке и напряжение на аноде. Для некоторых ламп, кроме указанных выше данных, даются анодная характеристика и сеточный ток при положительных смещениях на сетке.

Характеристика данного образца триода с высоким μ из-за наличия источников ошибок может значительно отклоняться от средней характеристики. Величина отклонения редко указывается. Но для точной аппаратуры такие явления имеют особое значение, и во время войны практиковался отбор ламп с минимальным отклонением характеристики от средней.

Чтобы показать существенные источники ошибок, ниже приводятся некоторые данные для триода с высоким μ типа 6SL7 (одна половина).

Триод с высоким μ (6SL7)

Номинальные данные (указанные заводом-изготовителем):

$$E_f = 6,3 \pm 10\% \text{ в макс.}$$

$$E_{ak} = 275 \text{ в макс.}$$

$$P_a = 1,1 \text{ вт макс.}$$

$$E_{fk} = 100 \text{ в макс.}$$

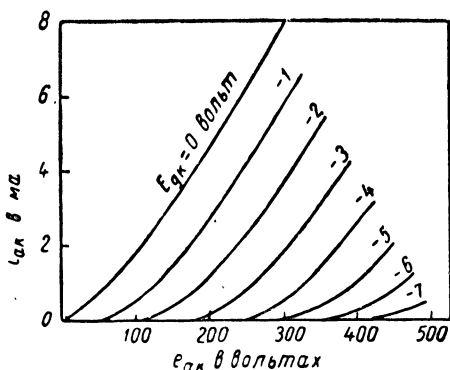


Рис. III.67. Усредненные анодные характеристики для триода с высоким μ (6SL7) $E_f = 6,3 \text{ в.}$

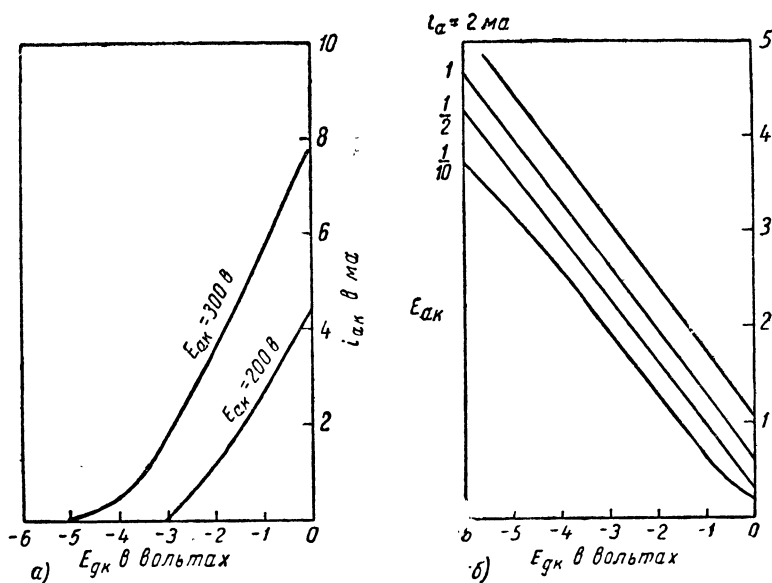


Рис. III.68. Усредненные характеристики ($E_f = 6,3$ в):

a — характеристика $I_a = f(E_{gk})$ для лампы 6SL7; b — характеристика $E_{ak} = f(E_{gk})$ для лампы 6SL7; ϑ — трехмерная характеристика лампы 6SL7.

Режим при испытаниях

$$E_f = 6,3 \text{ в}$$

$$E_{ak} = +250 \text{ в}$$

$$E_{gk} = -2 \text{ в}$$

Испытание на вибрацию. Лампа находится в рабочем режиме (сопротивление нагрузки 4000 ом) и подвергается синусоидальной вибрации с амплитудой 1 мм частотах от 12 до 25 гц. Переменное напряжение, возникающее при этом на анодной нагрузке, не должно превышать 400 мв эфф.

Ток накала. При $E_f = 6,3$ в ток накала может находиться в пределах от 275 до 325 ма.

Изоляция между катодом и нитью. При включенном напряжении накала между нитью и катодом устанавливается напряжение 100 в. Ток между этими двумя элементами не должен превосходить 20 мка при любой полярности приложенного напряжения.

Сеточный ток. В указанном выше режиме ток управляющей сетки (ионный и ток вторичной эмиссии) не должен превышать 1 мка.

Анодный ток. В указанном режиме анодный ток должен находиться в пределах от 1,4 до 3,2 ма. При уменьшении E_{gk} до $-5,5$ в анодный ток не должен превышать 25 мка.

Крутизна. В указанном режиме крутизна должна лежать в пределах от 1,2 до 2 ма/в.

Коэффициент усиления. В указанном режиме коэффициент усиления должен иметь величину от 55 до 85.

Другие испытания касаются усиления переменного тока, срока службы (500 часов без уменьшения крутизны ниже указанного предела), уровня шума, величины тока эмиссии и размеров лампы.

Отобранные лампы не имеют таких больших отклонений, которые наблюдаются у неотобранных ламп. Анодная характеристика при $E_{gk} = -2$ в и напряжении накала 6,3 в для отобранных ламп должна лежать в пределах заштрихованной области на рис. III.69. Характеристика данного образца обычно, но не всегда, параллельна средней характеристике. Влияние колебаний напряжения накала на среднюю лампу показано на том же рисунке для одного смещения $E_{gk} = -4$ в. Эти отклонения складываются; они меньше, чем возможные отклонения для неотобранных ламп. Указанные источники ошибок воздействуют одинаково на все анодные характеристики). Срок службы 500 час означает, что характеристики не сдвигаются за пределы определенных областей в течение 500 час.

Стандартизация ламповых характеристик, осуществляемая приведенными техническими условиями, весьма важна для точных схем и для увеличения надежности работы. Для счетно-решающих и лабораторных приборов желательна разработка ламп, удовлетворяющих более жестким требованиям к стабильности. Однако не следует думать, что будет экономически возможен отбор всех выпускаемых электронных ламп даже в соответствии с приведенными выше техническими условиями.

Эти условия исходят из некоторых возможных применений триода с высоким μ . Для некоторых целей желательно знать сред-

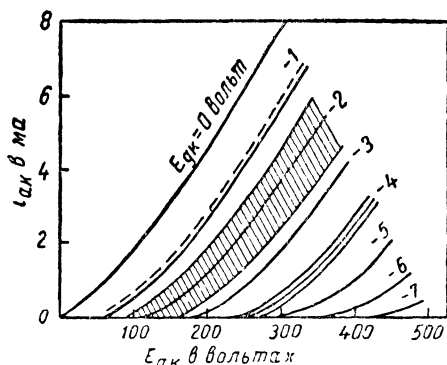


Рис. III.69. Отклонения от средней анодной характеристики. Показан разброс характеристики (для различных образцов лампы), допускаемый техническими условиями. Показано также влияние изменения на 10% напряжения накала. Пунктирная кривая дает связь между анодным током и напряжением на аноде, при которых в цепи первой сетки протекает ток в 1 мка. Эта кривая параллельна кривым с постоянным напряжением на сетке. Отклонения между различными образцами и изменения напряжения накала влияют на все характеристики таким же образом, как и на характеристики при $E_{gk} = -2$ в и $E_{gk} = -4$ в.

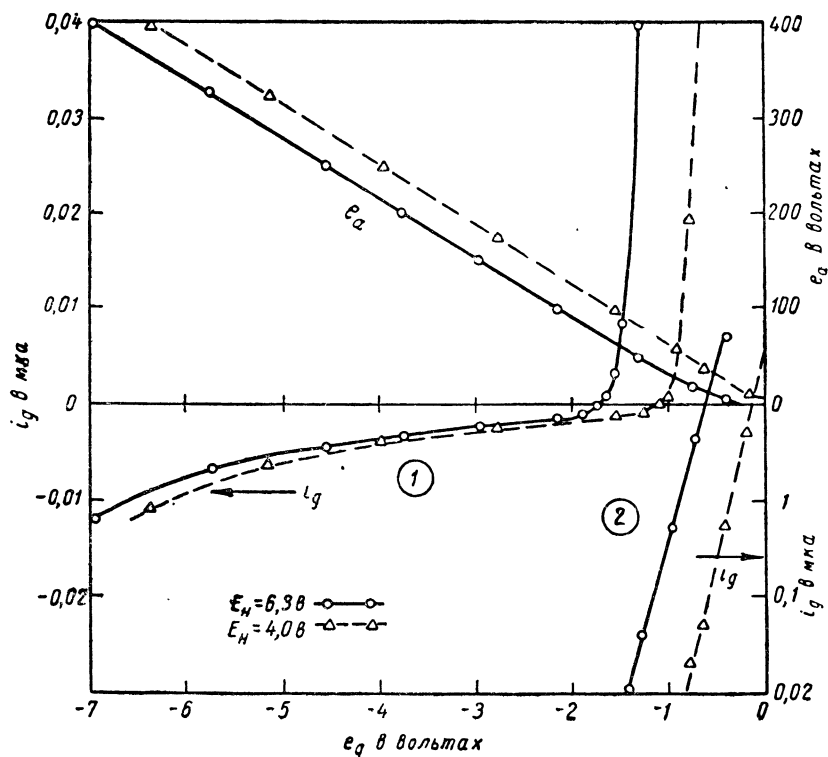


Рис. III.70. Отрицательный и положительный сеточный ток в триоде при постоянном анодном токе (6SL7), $i_a = 0,1$ ма:
1 — равномерный масштаб, 2 — логарифмический масштаб.

ную характеристику сеточного тока (рис. III.70). В других случаях может потребоваться более точная характеристика вблизи отсечки анодного тока. Такая кривая показана на рис. III.71. Воздействие различных источников ошибок на эти кривые не указывается, хотя часто оно имеет значение.

Выше указывалось, что разделение переменных на полезные, параметрические или источники ошибок не является абсолютным. Это можно проследить для триода. Сеточный ток является источником ошибки для идеального линейного усилителя, но он будет полезным переменным, если сопротивление включено последовательно с источником сигнала на сетке. Зависимость анодного тока от напряжения на аноде при фиксированном значении сеточного тока показана на рис. III.69. На рис. III.64 в схеме с двумя триодами сеточный ток служит параметрическим переменным.

При линейном усилении напряжение $E_{гк}$ является независимым переменным, оно изменяется непрерывно. Если анодный и катодный зажимы лампы рассматриваются как зажимы некоторого изменяемого сопротивления, то напряжение $E_{гк}$ является управляющим

параметрическим переменным. Аналогично, если сопротивление между анодом и катодом должно быть мало в одном случае и бесконечно в другом (выключатель), то E_{gk} должно принимать два различных фиксированных значения.

Между «взаимной» и «непосредственной» характеристиками имеется известное различие. Непосредственная характеристика связывает ток и напряжение на одной паре зажимов. Взаимная характеристика связывает переменные на двух парах зажимов, причем один зажим может быть общим. Взаимная характеристика часто предусматривает изолирование одной переменной от другой или, другими словами, генератора колебания от схемы на выходе лампы. Таким образом, устройства с электронной связью описываются взаимной характеристикой. В таких случаях выбор независимой и зависимой переменной определяется тем, какая переменная изолирована от другой.

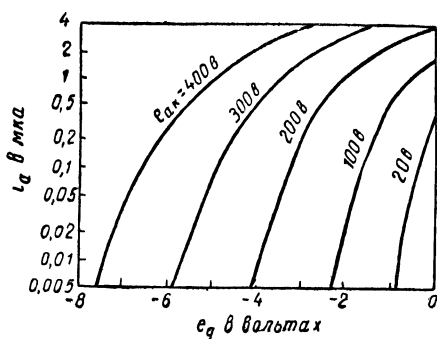


Рис. III.71. Характеристика вблизи области отсечки в увеличенном масштабе (триод 6SL7).

Глава IV

ГЕНЕРАТОРЫ СИНУСОИДАЛЬНЫХ НАПРЯЖЕНИЙ

НЕЗАТУХАЮЩИЕ КОЛЕБАНИЯ

Классическая теория рассматривает главным образом такие электрические цепи, в которых изменения тока, напряжения и заряда являются синусоидальными функциями времени. Так как синусоидальные изменения встречаются часто в решении задач о четырехполюсниках, то понятно их особое значение. Действительно, синусоидальная функция вместе с экспоненциальной функцией может составлять одну из «натуральных» форм электрической цепи.

В введении было указано, что основное внимание при изложении сосредоточено на методах генерирования несинусоидальных напряжений для специальных целей. Поэтому может показаться, что главе о синусоидальных напряжениях не должно быть места в этой книге. Однако в ходе развития техники были найдены новые методы применения синусоидального напряжения, часто в соединении с другими менее стандартными формами напряжений. В настоящей главе особое внимание уделено генерации напряжения синусоидальной формы, стабильного по частоте и амплитуде и свободного от гармоник.

1. Основные свойства

Синусоида является единственной формой напряжения, на которую не влияет линейный четырехполюсник. Принципиально вследствие этого свойства синусоидальное напряжение легче других возникает при самовозбуждении. Предположим, что синусоидальное напряжение подано на линейный усилитель. Напряжение на выходе усилителя будет иметь другую амплитуду и фазу, но ту же форму, что и на входе. Если выходное напряжение пропустить через соответствующий линейный четырехполюсник, то амплитуда и фаза могут изменяться так, что напряжение на выходе четырехполюсника будет точной копией входного напряжения усилителя. Если первоначальный источник напряжения устранить и выход линейного четырехполюсника соединить со входом усилителя, схема будет продолжать работать точно таким же образом как и ранее. Такая цепь является генератором синусоидального напряжения. Обычно

характеристики усилителя и четырехполюсника обратной связи таковы, что входное и выходное напряжения находятся в фазе только для одной частоты и, таким образом, частота колебаний определяется свойствами фазового сдвига усилителя и четырехполюсника обратной связи. Подобный обобщенный генератор с обратной связью изображен на рис. IV.1. Если усиление усилителя равно K_0 , а коэффициент передачи четырехполюсника обратной связи β , причем обе величины являются комплексными функциями частоты, то

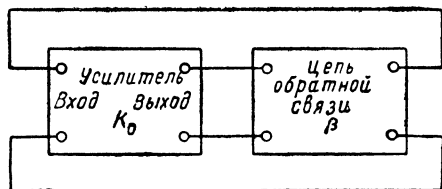


Рис. IV.1. Обобщенная схема генератора с обратной связью.

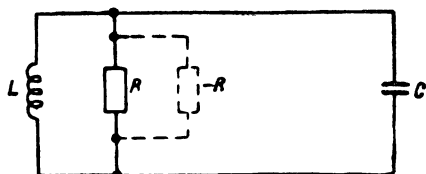


Рис. IV.2. Обобщенная схема генератора с отрицательным сопротивлением.

требуемое условие поддержания незатухающих колебаний можно представить в виде

$$K_0\beta = 1. \quad (\text{IV.1})$$

Так как K_0 и β являются комплексными величинами, их произведение также комплексная величина. Как K_0 так и β — функции частоты и во всех реальных системах — функции амплитуды. В цепях, которые могут поддерживать незатухающие колебания, частота и амплитуда устанавливаются автоматически так, что условие (IV.1) выполняется. Задача проектирования заключается в том, чтобы сделать K_0 и β такими функциями частоты и амплитуды, чтобы генерировалась заданная частота и получалась требуемая амплитуда.

Получение незатухающих колебаний можно рассматривать с другой точки зрения — с точки зрения отрицательного сопротивления. Представим себе, например, простую резонансную цепь, состоящую из индуктивности L и емкости C , как показано на рис. IV.2. Кроме L и C в цепи всегда имеется некоторое активное сопротивление, которое представлено шунтирующим сопротивлением R . Решение дифференциального уравнения рассматриваемой схемы показывает, что если в цепи по каким-либо причинам возник ток, то естественный режим схемы — синусоидальные колебания с амплитудой, экспоненциально уменьшающейся со временем. Колебания связаны с обменом энергии между индуктивностью и емкостью. Однако сопротивление R постоянно рассеивает энергию, и поэтому амплитуда должна постепенно уменьшаться. Если энергия поступает в цепь с такой же интенсивностью, с какой она рассеивается сопротивлением, то уменьшения амплитуды происходить не будет. С точки зрения цепи в этом случае отрицательное сопротивление равно по величине R и соединено с ним параллельно.

Таким образом, параллельное результирующее сопротивление становится бесконечно большим, ток через эту ветвь не течет и рассеяние энергии предотвращается. Подобное отрицательное сопротивление эквивалентно источнику энергии. Получение отрицательных сопротивлений будет разобрано ниже; пока рассматривается только способность поддержания колебаний постоянной амплитуды резонансной цепью. В любой реальной цепи величина отрицательного сопротивления зависит от амплитуды колебаний и компенсирует рассеяние энергии только для определенной амплитуды. Кроме того, цепи, которые могут быть применены в качестве отрицательного сопротивления, обычно содержат реактивные элементы, влияющие на резонансную частоту. Как и в случае усилителей с обратной связью, частота и амплитуда устанавливаются такими, при которых отрицательное сопротивление точно компенсирует действие рассеивающего сопротивления в цепи.

Эти два способа рассмотрения колебательной цепи не являются методами, заключающими твердую классификацию типов колебаний. Часто рассматриваемая колебательная цепь может разбираться с другой точки зрения. Обычно, однако, очертание схемы делает ту или другую из двух точек зрения более естественной и поэтому колебательные схемы, разбираемые в этой главе, разделяются в соответствии с этим вполне произвольным критерием.

Стабильность амплитуды и формы напряжения. Выше указывалось, что как K_c , так и β являются функциями амплитуды колебаний, в результате чего амплитуда поддерживается такой, чтобы условие (IV.1) выполнялось. Для того, чтобы амплитуда колебания была постоянной, как K_0 , так и β должны также поддерживаться постоянными или их изменения с изменением внешних условий должны иметь компенсирующие амплитудные характеристики.

Обычно K_0 и β зависят от времени (старение), температуры и напряжения источника питания. Следовательно, необходимо применять стабилизированное напряжение питания и детали с малыми температурными коэффициентами. Кроме того, необходимо включать в β элементы, компенсирующие изменения K_0 со временем и температурой.

Для стабилизации амплитуды до 0,1% могут быть применены схемы автоматической регулировки усиления (АРУ), составленные из активных элементов. Пассивные нелинейные элементы, термисторы и др. как в случае положительной, так и отрицательной обратной связи более экономичны, чем схемы АРУ, но не обеспечивают такой высокой стабилизации. Стабилизация, использующая эти методы, рассматривается более полно в § 9. Для сохранения хорошей формы напряжения необходимо, чтобы нелинейные элементы, используемые в схеме стабилизации, имели большую постоянную времени, чем период колебаний. Это означает, что стабилизирующий элемент является линейным для колебаний переменного тока и не влияет на условия сохранения синусоидальной формы колебаний.

Стабильность частоты. Зависимость K_0 и β от частоты обычно определяется цепями, в которых фазовый угол резко изменяется при изменении частоты по сравнению с номинальной. Следовательно, стабильность частоты должна быть обычно связана с несколькими элементами схемы.

В большинстве схем частота зависит в некоторой степени также от характеристики активного элемента схемы, особенно от анодного сопротивления генераторной лампы.

Наиболее общие методы получения частоты, не зависящей от температуры и старения, рассматриваются в § 10.

Основные методы стабилизации частоты заключаются в выборе такой анодной нагрузки генераторной лампы, чтобы изменения анодного сопротивления были незначительны по сравнению с полным сопротивлением нагрузки, а также в температурной компенсации резонансных элементов, обычно конденсаторов. Схемы, содержащие кристаллы (кварц) как элементы, определяющие частоту, стабилизируются по частоте с помощью термостатической регулировки температуры кристалла или путем применения среза кристалла, имеющего низкий температурный коэффициент. В реальных схемах кварцевых генераторов можно достигнуть относительной стабильности до нескольких сотых долей процента на 1°C , в то время как в генераторах без кварца можно достигнуть стабильности лишь до нескольких десятитысячных долей процента на 1°C .

2. Генераторы с резонансными контурами

Генераторы синусоидальных колебаний с одним или несколькими резонансными контурами, определяющими частоту колебаний, применяются чаще, чем другие типы генераторов, особенно на радиочастотах. Кварцевые генераторы относятся к этой же категории, так как кварц эквивалентен резонансному контуру. Принципиальными преимуществами схем этого типа являются простота, высокий коэффициент полезного действия и хорошее отделение гармоник генерируемой частоты резонансным контуром. Генераторы, применяемые для получения больших мощностей, здесь не рассматриваются. Обычно LC -генераторы собраны по трехточечной схеме, по схеме с емкостным делителем, по схеме с настроенным анодом, с настроенной сеткой или с настроенными сеткой и анодом. Эти схемы подробно рассмотрены в литературе. Ввиду того, что при теоретическом рассмотрении делается ряд упрощающих предположений, условия работы и стабильность LC -генератора необходимо уточнять опытным путем. При теоретическом изучении генераторов обычно предполагают, что коэффициент усиления лампы μ и внутреннее сопротивление R_i постоянны, т. е. что характеристики лампы могут быть представлены семейством прямых параллельных линий, сдвинутых на равные расстояния друг от друга. Это предположение справедливо только для работы в классе А, при наличии пренебре-

жимо малого сеточного тока. При работе в классе С такое представление характеристик может привести к значительной ошибке.

При расчетах обычно предполагают также, что потери в индуктивности могут быть представлены последовательным сопротивлением. Это допущение не справедливо, если желательно детально отразить действительные условия. Например, изолированная катушка, т. е. катушка, магнитно не связанная с другой цепью, обычно изображается для некоторой частоты как последовательная или параллельная комбинация индуктивности и сопротивления. Так как катушка индуктивности полностью характеризуется на данной частоте одним параметром, а именно ее полным сопротивлением, то последний может быть образован любым способом, но так, чтобы он имел правильную величину модуля и фазового угла. В то же время теоретические условия самовозбуждения и частота колебаний зависят от выбранной эквивалентной схемы катушки индуктивности. Например, в случае генератора с настроенным анодом, если катушка индуктивности характеризуется последовательно соединенными индуктивностью и сопротивлением, условие самовозбуждения приобретает вид

$$M \geq \frac{C \cdot r \cdot R_i + L}{\mu}, \quad (\text{IV.2})$$

а частота колебаний равна

$$\omega^2 = \frac{1}{LC} \left(1 + \frac{r}{R_i} \right). \quad (\text{IV.3})$$

Элементами, определяющими частоту, являются L и C ; r — последовательное сопротивление; R_i — внутреннее сопротивление генераторной лампы; μ — коэффициент усиления генераторной лампы; M — взаимная индуктивность между катушкой резонансного контура и сеточной катушкой индуктивности.

Если же катушку индуктивности представить параллельной комбинацией индуктивности и сопротивления, то условие самовозбуждения примет вид

$$M \geq \frac{L}{\mu} \left(1 + \frac{R_i}{R} \right) \quad (\text{IV.4})$$

и

$$\omega^2 = \frac{1}{LC}, \quad (\text{IV.5})$$

где R — сопротивление, параллельное L . Точная эквивалентная схема катушки сложнее, чем комбинация последовательного и параллельного сопротивления, так как необходимо принять во внимание распределенную емкость витков катушки индуктивности. Однако лишь в редких случаях имеет смысл производить сложный теоретический анализ с учетом всех возможных факторов: простая лабораторная проверка обычно приводит к требуемому результату более быстро.

На рис. IV.3 изображена видоизмененная схема трехточечного генератора, предназначенного для работы на частоте около 20 кГц. Стабильность амплитуды и частоты в этой схеме рассматривается в §§ 9 и 10. Если нужно получить большую амплитуду выходного напряжения, но не требуется очень хорошая форма кривой и высокая стабильность частоты и амплитуды, то генератор может работать в классе С. Для этого выбирают такое сеточное смещение, чтобы лампа была открыта только часть периода, в результате чего форма анодного тока резко отличается от синусоиды. Однако, так как полное сопротивление анодной цепи велико только для основ-

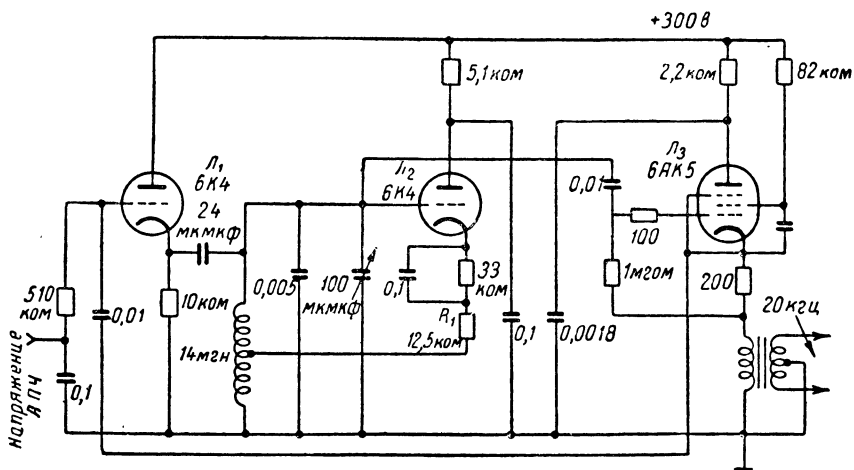


Рис. IV.3. Схема генератора на частоту 20 кГц с индуктивной обратной связью.

ной частоты и относительно мало для гармоник, то форма выходного напряжения будет близка к синусоиде. Величина искажений формы кривой сильно зависит от добротности резонансного контура и при работе в классе С может быть достаточно мала, около 1%. Если существенно получить наименьшие нелинейные искажения, то лучше работать в классе А и поддерживать амплитуду колебаний очень маленькой. Смещение может быть получено, как показано на рис. IV.3, от сопротивления, включенного последовательно в цепь катода лампы и шунтированного конденсатором, чтобы полное сопротивление для основной частоты было очень мало. Когда амплитуда мала, кривизна характеристики лампы так незначительна, что удовлетворительная стабильность амплитуды не может быть получена, если при максимуме сеточного напряжения не течет небольшой сеточный ток. В точке, где появляется сеточный ток, потери схемы внезапно увеличиваются, благодаря чему предотвращается дальнейшее возрастание амплитуды. Вместе с тем при слабых колебаниях величина сеточного тока мала и искажения формы напряжения незначительны.

3. Генераторы, стабилизированные кварцем

Пластина кварца, помещенная между двумя электродами, электрически эквивалентна схеме рис. IV.4, где C' — емкость электродов с кристаллом как диэлектриком. Индуктивность L и емкость C соответствуют массе и упругости пластинки соответственно, которые определяют механический резонанс кристалла, а r — соответствует трению, демпфирующему механические колебания. Обычно затухание колебаний в кварце очень мало, в результате чего добротность контура очень велика и лежит в пределах от 2 000 до 500 000 в зависимости от среза пластинки и способа ее закрепления.

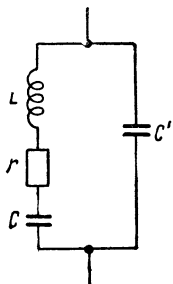


Рис. IV.4. Эквивалентная схема кварца.

Емкость C' обычно больше, чем C . На частотах, на которых реактивные сопротивления L и C почти равны, полное сопротивление ветви LrC настолько незначительно, что действием C' можно пренебречь, и кварц ведет себя как последовательный резонансный контур. Разница между частотами последовательного и параллельного резонанса зависит от отношения C' и C . Если $\omega_{\text{пс}}$ — частота последовательного резонанса, $\omega_{\text{пр}}$ — частота параллельного резонанса и k — отношение C' к C , то

$$\frac{\omega_{\text{пр}}}{\omega_{\text{пс}}} = \sqrt{1 + \frac{1}{k}}. \quad (\text{IV.6})$$

На частотах, отдаленных как от $\omega_{\text{пр}}$, так и от $\omega_{\text{пс}}$, кварц ведет себя просто как емкость C' .

Так как кварц имеет свойства резонансного контура, он может быть применен в генераторе с обратной связью как элемент, определяющий частоту колебаний. Кварцы очень стабильны, температурное воздействие на них незначительно и поэтому они чрезвычайно удобны для работы в генераторах синусоидального напряжения.

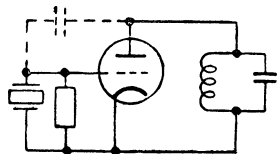


Рис. IV.5. Схема кварцевого генератора, эквивалентная схеме генератора с настроенными контурами в аноде и сетке.

На рис. IV.5 изображена схема генератора, стабилизированного кварцем, в которой используется параллельный резонанс кварца, как элемента, определяющего частоту. Анодный контур настроен на частоту немного большую, чем частота параллельного резонанса кварца, так что для генерируемой частоты анодный контур имеет индуктивную реакцию. Связь с сеточным контуром осуществляется через емкость сетки — анод лампы.

В генераторе, собранном по схеме рис. IV.6, кварц включен непосредственно между анодом и сеткой лампы. Так как кристалл имеет низкое полное сопротивление на частоте, близкой к частоте последовательного резонанса, то для этой частоты величина обрат-

ной связи достаточна для поддержания колебаний. Ёмкость с сетки на землю служит для регулировки сеточного возбуждения. Так как сеточный контур имеет емкостную реакцию, кварц должен быть индуктивностью, для того чтобы фазовый сдвиг между напряжениями на аноде и сетке имел соответствующую величину. В лучшем случае этот фазовый сдвиг

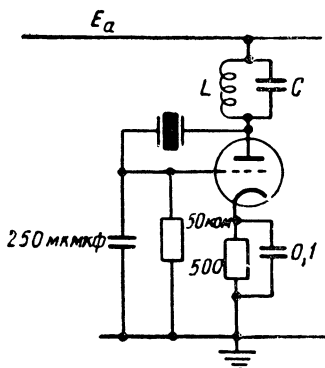


Рис. IV.6. Схема генератора с кварцем между анодом и сеткой.

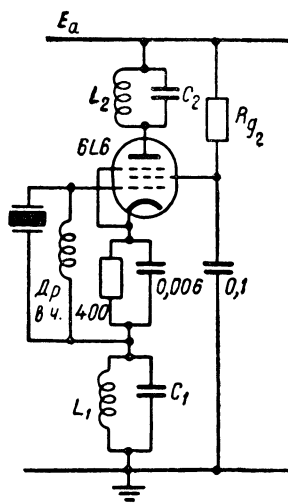


Рис. IV.7. Генератор с настроенной сеткой и анодом,

меньше, чем 180° , вследствие чего добавочный фазовый сдвиг должен быть достигнут емкостной нагрузкой анодного контура лампы — применением расстроенного колебательного контура, резонансная частота которого меньше, чем резонансная частота кварца. В некоторых случаях, когда достаточно паразитная емкость анода на землю, в качестве анодной нагрузки могут быть использованы безреактивное сопротивление или ненастроенный дроссель.

На рис. IV.7 изображен генератор, в котором широко используются изменения настроенного анодного и сеточного контуров. В схеме применяется тетрод или пентод. Анодный параллельный резонансный контур может быть настроен на основную частоту кварца или на гармонику основной частоты. Электронная связь ослабляет обычную реакцию нагрузки на генератор и поэтому увеличивает стабильность частоты. Схема генератора, изображенная на рис. IV.8, часто

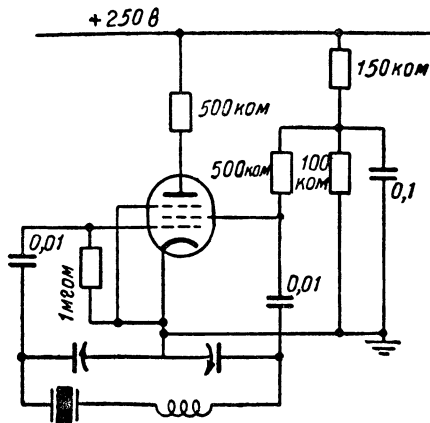


Рис. IV.8. Генератор стандартной частоты.

применяется для генераторов стандартной частоты около 100 кГц. Здесь кварц действует на фильтр, включенный последовательно с индуктивностью схемы генератора с электронной связью. Если контур настроен приблизительно на частоту кварца, то возбуждаются колебания частоты, на которой кварц имеет малое полное сопротивление, т. е. частоты его последовательного резонанса. Частота может изменяться в пределах 0,01% с помощью подстроечных конденсаторов.

Схема, изображенная на рис. IV.9, применяется для точной регулировки частоты повторения в аппаратуре навигационной си-

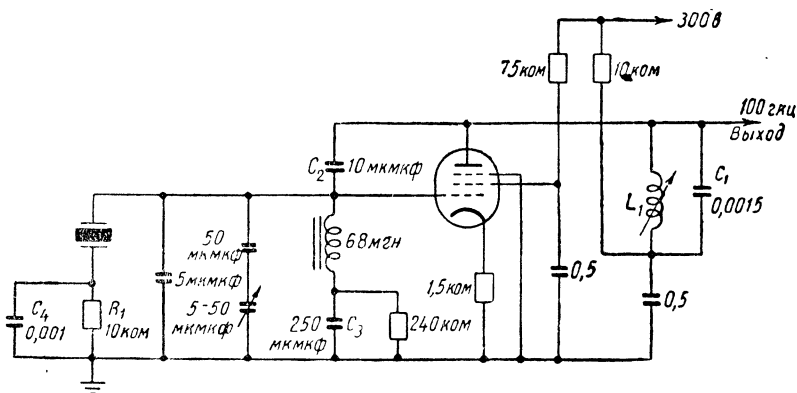


Рис. IV.9. Генератор на частоту 100 кГц.

стемы Лоран. Для работы ведущей станции этой системы сопротивление R_1 , последовательное с кварцем, шунтируется маленьким конденсатором и на R_1 не подается корректирующего напряжения. Схема эквивалентна генератору с настроенными анодным и сеточным контурами, а необходимая фаза обратной связи получается, когда анодный контур имеет резонанс на частоте 115 кГц. Так как в качестве генератора применяется пентод, то для самовозбуждения необходима емкость между анодным и сеточным контурами (C_2 — на схеме). Кварц имеет низкий температурный коэффициент, и стабильность его добавочно повышают с помощью термостатической регулировки температуры. Конденсаторы C_1 и C_2 подбираются с соответствующими температурными коэффициентами для еще большего улучшения стабильности. Кратковременная стабильность этой схемы, по меньшей мере, составляет $2 \cdot 10^{-6}$ в час; стабильность в течение длительной работы значительно выше.

Для работы ведомой станции R_1 является нагрузкой катода лампы в схеме катодного повторителя, на сетку которой подается напряжение основной частоты. Фаза и амплитуда сеточного напряжения катодного повторителя автоматически регулируются, так что генератор ведомой станции точно синхронизируется основной станцией.

Генераторы, в которых используются низкочастотные кварцы, имеют конструкцию, отличную от генераторов с кварцем, рассмот-

тивных элементов. Такая классификация в некотором смысле искусственна, так как проведенное выше описание относится к любому генератору с обратной связью. Однако схемы, рассматриваемые

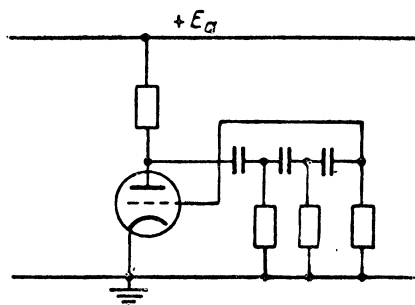


Рис. IV.12. Типичная схема генератора с фазосдвигающими цепочками.

здесь, отличаются тем, что амплитуда напряжения обратной связи не максимальна для частоты генерации.

Типичный генератор с фазовым сдвигом, изображенный на рис. IV.12, состоит из усилителя на триоде, который управляет фазосдвигающим четырехполюсником, состоящим из трех звеньев, образованных емкостями и сопротивлениями. Выход четырехполюсника соединен с сеткой триода. Анодной нагрузкой усилителя является омическое сопротивление, величина которого мала по сравнению с полным сопротивлением фазосдвигающего четырехполюсника на частоте генерации, так что фаза напряжения на аноде отличается от фазы напряжения на сетке на 180° . На частоте генерации фазосдвигающий четырехполюсник создает также сдвиг фазы на 180° . Если

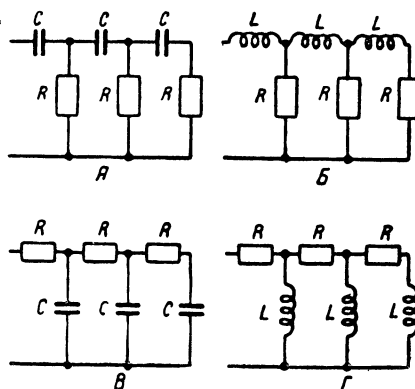


Рис. IV.13. Фазосдвигающие цепочки для генераторов с фазовым сдвигом.

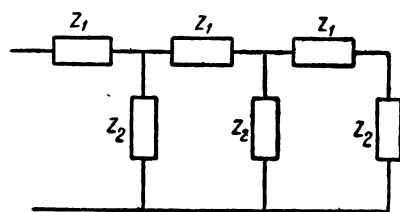


Рис. IV.14. Обобщенная схема фазосдвигающей цепочки.

ослабление $\left(\frac{1}{\beta}\right)$ в фазосдвигателем четырехполюснике на этой частоте равно усилению усилителя, условие $K_0\beta=1$ выполняется.

Существуют четыре вида фазосдвигающих четырехполюсников, (рис. IV.13), которые могут быть применены в этом типе генераторов. Некоторые из этих четырехполюсников имеют преимущества перед другими для специальных применений. Для анализа полезно обобщить эквивалентные схемы, как это изображено на рис. IV.14. Один из элементов Z_1 или Z_2 должен быть реактивным, другой — омическим.

Непосредственный анализ схемы показывает, что коэффициент передачи этого четырехполюсника T равен

$$T = \frac{Z_2^3}{Z_2^3 + 6Z_2^2Z_1 + 5Z_2Z_1^2 + Z_1^3} \quad (\text{IV.7})$$

и может быть написан в виде

$$T = \frac{1}{1 + 6k + 5k^2 + k^3}, \quad (\text{IV.8})$$

где

$$k = \frac{Z_1}{Z_2}. \quad (\text{IV.9})$$

Коэффициент k — обычно величина мнимая, так как сопротивления Z_1 и Z_2 имеют фазовые углы, отличающиеся на 90° . Следовательно, второй и четвертый члены в знаменателе выражения (IV.8) мнимые, а остальные члены вещественные. Для того, чтобы T имел фазовый угол 180° , сумма мнимых членов в знаменателе должна быть равна нулю, откуда получается одно из условий самовозбуждения

$$6k_1 + k_1^3 = 0$$

или

$$k_1 = \pm j\sqrt{6}, \quad (\text{IV.10})$$

где k_1 — значение k на частоте генерации. Положительный знак применяется для четырехполюсников типа B и B , отрицательный знак — для четырехполюсников типа A и Γ (так как сопротивление, индуктивность и емкость являются положительными вещественными величинами).

Условие (IV.10) определяет частоту генерации ω , так как одно из полных сопротивлений Z_1 и Z_2 есть функция частоты. Величина ω_1 для четырех типов четырехполюсников дана в табл. IV.1.

Если T_1 — величина T на частоте генерации, то выражение (IV.8) приобретает вид

$$T_1 = \frac{1}{1 + 5k_1^2}. \quad (\text{IV.11})$$

Подстановка величины k_1 из равенства (IV.10) дает

$$T_1 = -\frac{1}{29}. \quad (\text{IV.12})$$

В рассматриваемом одноламповом генераторе с фазовым сдвигом коэффициент передачи идентичен β , а усиление усилительного каскада равно K_0 . Отсюда $\beta_1 = T_1 = -\frac{1}{29}$ и для выполнения требования $K_0\beta = 1$ усиление K усилителя должно быть равно -29 . Так как усиление есть функция амплитуды сигнала, амплитуда колебания должна стабилизироваться такой величиной, кото-

Таблица IV.1

Основные показатели четырех типов фазосдвигающих четырехполюсников, показанных на рис. IV.13

	А	Б	В	Г
Z_1	$\frac{1}{j\omega C}$	$j\omega L$	R	R
Z_2	R	R	$\frac{1}{j\omega C}$	$j\omega L$
k	$\frac{1}{j\omega RC}$	$\frac{j\omega L}{R}$	$j\omega RC$	$\frac{R}{j\omega L}$
ω_1	$\frac{1}{RC\sqrt{6}}$	$\frac{R\sqrt{6}}{L}$	$\frac{\sqrt{6}}{RC}$	$\frac{R}{L\sqrt{6}}$
k_n	$\frac{k_1}{n}$	nk_1	nk_1	$\frac{k_1}{n}$
h_2	0,368	1,18	1,18	0,368
q_2	1,25	0,23	0,23	1,25

рая дает усиление—29. Отрицательный знак для K_0 и β указывает на фазовый сдвиг в 180° как в усилителе, так и фильтре.

Кривизна амплитудной характеристики усилителя дает возрастание до этой устойчивой амплитуды и создает также гармоники на выходе. Однако возникающие таким образом нелинейные искажения должны быть умножены на h , где

$$h = \frac{1}{1 - K_0\beta}, \quad (\text{IV.13})$$

так как это искаженное напряжение так же подается обратно на вход усилителя. Пусть h_n , k_n и β_n являются соответственно величинами h , k и β для n -ной гармоники частоты колебаний. Для генератора с четырехполюсником типа А и Г (рис. IV.13) величина k_n равна $\frac{k_1}{n}$, тогда как для генераторов с четырехполюсниками типа Б или В (рис. IV.13) k_n равно nk_1 . Для А и Г

$$\beta_n = \frac{1}{1 - \frac{6k_1}{n} + \frac{5k_1^2}{n^2} + \frac{k_1^3}{n^3}}$$

или

$$\beta_n = \frac{1}{1 - j\frac{6\sqrt{6}}{n} - \frac{30}{n^2} + j\frac{6\sqrt{6}}{n^3}},$$

отсюда

$$1 - K_0\beta_n = 1 + \frac{29}{1 - \frac{30}{n^2} - j6\sqrt{6}\left(\frac{1}{n} - \frac{1}{n^3}\right)}$$

или

$$h_n = \frac{1}{1 - K_0 \beta_n} = \frac{\frac{n^2 - 30}{n^2 - 1} - j \frac{6\sqrt{6}}{n}}{30 - j \frac{6\sqrt{6}}{n}}. \quad (\text{IV.14})$$

Для B и B необходимо только заменить n на $1/n$ и j на $-j$, при этом получим

$$h_n = \frac{\frac{1 - 30n^2}{1 - n^2} + j6\sqrt{6}n}{30 + j6\sqrt{6}n}. \quad (\text{IV.15})$$

Абсолютная величина h_n представляет принципиальный интерес, а величина $|h_2|$, т. е. коэффициент уменьшения второй гармоники, имеется в табл. IV.1. Заметим, что для четырехполосников типа B и B эта величина больше единицы, что указывает на то, что искажения больше увеличиваются за счет усиления, чем уменьшаются обратной связью. Для четырехполосников типа B и B предел величины $|h_n|$ при беспредельном возрастании номера гармоники равен единице. Для A и Γ , однако, множитель $|h_n|$ уменьшается с увеличением n , имея предел, равный $1/30$,

Сказанное выше справедливо, если выходное напряжение снимается с анода. Если выходное напряжение снимается с сетки, то искажения, вносимые лампой за счет n -ой гармоники, увеличиваются на множитель q_n , где

$$q_n = \frac{\beta_n}{\beta_1} h_n = \frac{\beta_n}{\beta_1 (1 - K_0 \beta_n)} = \frac{1}{\frac{\beta_1}{\beta_n} - K_0 \beta_1};$$

$$q_n = \frac{1}{\frac{\beta_1}{\beta_n} - 1}.$$

Для четырехполосников типа A и Γ

$$q_n = \frac{-29}{\left(1 - \frac{1}{n^2}\right) \left(30 - j \frac{6\sqrt{6}}{n}\right)},$$

для четырехполосников типа B и B

$$q_n = \frac{-29}{(1 - n^2) (30 - jn6\sqrt{6})}.$$

Величины $|q_2|$ также даны в табл. IV.1. Очевидно, что для A и Γ наилучшая форма напряжения получается на аноде, для B и B — на сетке.

Генераторы с фазовым сдвигом получили широкое применение на фиксированных звуковых частотах. Изменять генерируемую частоту в данной схеме возможно, но не так легко, как в гене-

раторах других типов, так как здесь необходимо одновременно изменять три элемента схемы для поддержания величины β , равной $1/29$ на частоте генерации.

Входное полное сопротивление $Z_{вх}$ фазосдвигающего четырехполюсника равно

$$Z_{вх} = Z_2 \left(\frac{1 + 6k + 5k^2 + k^3}{3 + 4k + k^2} \right). \quad (IV.16)$$

Для генерируемой частоты выражение (IV.16) приобретает вид

$$Z_{вх1} = \frac{-29Z_2}{-3 \pm 4j\sqrt{6}}. \quad (IV.17)$$

Если желательно изменение частоты генератора, то важно, чтобы полное сопротивление анодной цепи усилителя было постоянно, для того, чтобы амплитуда не менялась с частотой. Выражение (IV.17) показывает, что полное сопротивление четырехполюсника на

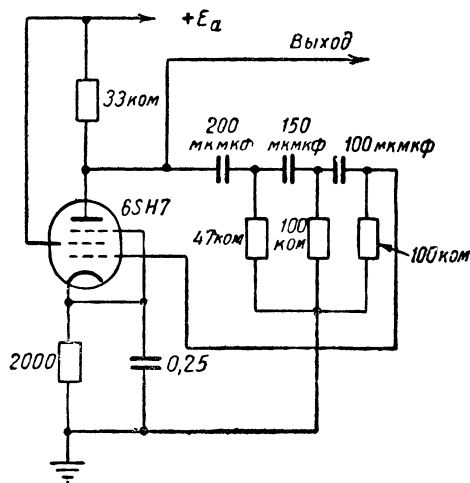


Рис. IV.15. Генератор с фазовым сдвигом на частоту 5 090 гц.

частоте генерации пропорционально Z_2 , а так как на этой частоте $Z_1 = kZ_2$ и один из этих элементов — омическое сопротивление, то полное сопротивление в каждом случае пропорционально R . Поэтому настройка должна производиться одновременным изменением трех реактивных элементов. Так как изменять индуктивности затруднительно, четырехполюсники A и B легче приспособить для изменения частоты, чем четырехполюсники B и $Г$. Четырехполюсник B имеет преимущество в том отношении, что три конденсатора имеют общую точку с потенциалом земли;

это позволяет применить обычный строенный конденсатор. Однако форма напряжения при четырехполюснике B не так чиста, как в случае четырехполюсника типа A , в котором конденсаторы не имеют общей точки. Можно изменять частоту настройкой только одного из реактивных элементов, но частотный диапазон при этом будет ограничен и необходима автоматическая регулировка усиления для поддержания постоянной амплитуды.

Можно получить фазосдвигающий четырехполюсник, имеющий меньшее затухание, чем показанные на рис. IV.13, взяв полное сопротивление второй секции большее, чем первой, а третьей — большее, чем второй. В ограничивающем устройстве фазовый сдвиг на одну секцию точно равен 60° , а ослабление на одну секцию равно $1/2$.

что дает полное ослабление $1/8$; поэтому усилитель должен давать усиление, равное 8. Нелинейные искажения в этой семье не намного больше, чем приведенные в табл. IV.1. Подобный четырехполюсник, однако, не приспособлен для работы с изменяющейся частотой из-за трудности изменять три неравных элемента и поддерживать их отношения равными. На рис. IV.15 показан четырехполюсник с неодинаковыми звеньями, предназначенный для работы на фиксированной частоте. Эта схема относится к четырехполюсникам типа А, и поэтому дает хорошую форму выходного напряжения. Смещение получается с катодного сопротивления, которое шунтируется большим конденсатором для предотвращения обратной связи по переменному току.

Здесь также существует возможность уменьшения ослабления применением четырех звеньев в фазосдвигающем четырехполюснике вместо трех; однако, этот метод усложняет задачу изменения частоты.

5. Генераторы по схеме моста

Высокая стабильность частоты и хорошая форма напряжения могут быть получены в генераторе, использующем комбинацию положительной и отрицательной обратной связи. Два вида обратной связи удобнее всего осуществить применением схемы моста (рис. IV.16). Такой генератор представляет собой усилитель с дифференциальным входом, выход которого подан обратно на вход через мостиковую схему. Схема моста создает условия самовозбуждения только для одной частоты, а для всех остальных частот эти условия не выполняются. Наиболее подходящую амплитудную и фазовую характеристики для применения в генераторах с схемами моста имеют так называемые нулевые четырехполюсники.

На рис. IV.17 изображены наиболее простые нулевые четырехполюсники: двойной Т-образный мост, Т-образный мост и мост Вина. При правильном выборе параметров k и b коэффициент передачи T для этих нулевых четырехполюсников может быть представлен следующим образом

$$T = \frac{E_{\text{вх}}}{E_{\text{вх}}} = \frac{k}{1 - j \frac{b}{\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)}}, \quad (\text{IV.18})$$

где ω — угловая частота, ω_0 — нулевая угловая частота, а величины k и b даны на рис. IV.17. На рис. IV.18 показано изменение фазы и амплитуды коэффициента передачи с частотой.

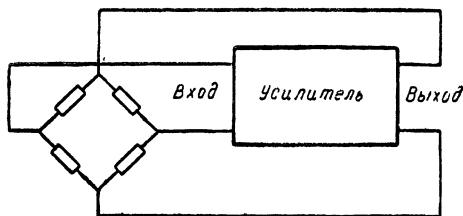


Рис. IV.16. Скелетная схема генератора.

Амплитуда и фазовый угол коэффициента передачи для двойного Т-образного моста, моста Вина и Т-образного моста, у которых индуктивность имеет добротность, равную 10, начерчены на логарифмической частотной шкале рис. IV.19. Так как двойной

Тип	Схема	Условия баланса	K	φ
Двойной Т		$\omega_0 = \frac{n^{1/2}}{RC}$	1	$= 2(n^{1/2} + \frac{1}{n^{1/2}})$ $= 4 \text{ для } n=1$
Т с шунтом		$\omega_0^2 LC = 1$ $R = \frac{Q\omega_0 L}{4}$	1	$\frac{2}{Q}$
Мост Вина		$\omega_0 = \frac{1}{RC}$ $\frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{1}{3}$	$\frac{1}{3}$	3

Рис. IV.17. Характеристики нулевых четырехполюсников.

Т-образный и Т-образный мосты являются четырехполюсниками с тремя неэквивалентными зажимами, они могут применяться в мостиковом генераторе, собранном по одной и той же схеме. Часть моста, как это видно из рис. IV.20, состоит из безреактивного делителя напряжения. Выходное напряжение $E_{\text{вых}}$ в K_0 раз превышает разность входных напряжений $E_1 - E_2$ и предполагается вещественным. Если делитель напряжения $R_1 R_2$ имеет такие плечи, что $E_1 = \frac{E_{\text{вых}}}{K_0}$, то для „нулевой частоты“ мостикового Т-образного четырехполюсника E_2 будет равно нулю, коэффициент обрат-

ной связи β будет точно равен $1/K_0$ и условие $K_0\beta=1$ выполняется, т. е. должно иметь место самовозбуждение. На всех остальных частотах напряжение E_2 не равно нулю и коэффициент обратной связи β равен $1/K_0 - T$.

Выходное усиленное напряжение $E_{\text{вых}}$ в K_0 раз превышает разность напряжений на входе и является величиной вещественной, не зависящей от частоты.

Если

$$\frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{1}{K_0}, \quad (\text{IV.19})$$

то коэффициент обратной связи β определяется выражением

$$\beta = \frac{1}{K_0} - T \quad (\text{IV.20})$$

и для „нулевой частоты“ T равно нулю, т. е. условие самовозбуждения выполняется. Напряжение обратной связи на всех частотах подается через сопротивления R_1, R_2 , но для всех частот кроме „нулевой“ оно нейтрализуется четырехполосником.

Так как мост Вина является четырехполосником с четырьмя неэквивалентными зажимами, он не может быть включен таким же образом, как двойной Т-образный и Т-образный мостиковые четырехполосники. Однако коэффициент обратной связи β , определяемый равенством (IV.20), может быть получен простым способом. Так как схема Вина представляет собою мост, то дополнительной ветви обратной связи не требуется: выход усилителя соединяется с точками v и z рис. IV.17, $в$. Коэффициент передачи балансируемого моста Вина можно записать так

$$T = \frac{R_2}{R_1 + R_2} - F = \frac{1}{3} - F. \quad (\text{IV.21})$$

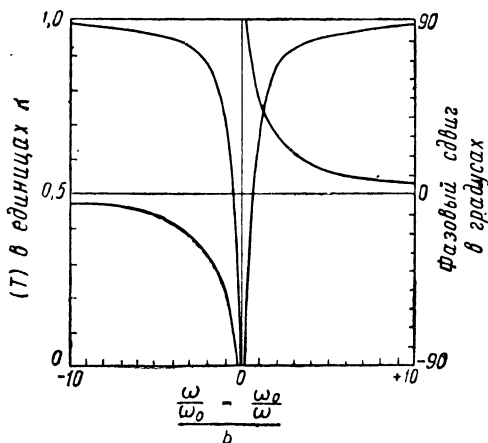
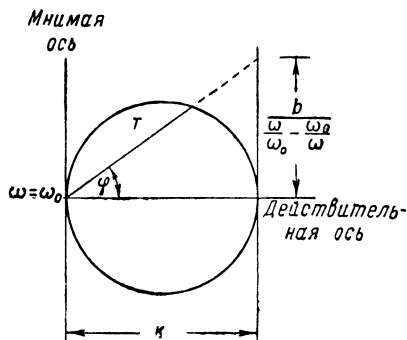


Рис. IV.18. Обобщенная функция коэффициента передачи нулевых четырехполосников.

где F — коэффициент передачи трехзатяжной реактивной части моста. Коэффициент передачи F определяется выражением

$$F = \frac{1}{3 + j \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)} \quad (\text{IV.22})$$

и имеет максимальную величину, равную $1/3$, на частоте $\omega = \omega_0$.

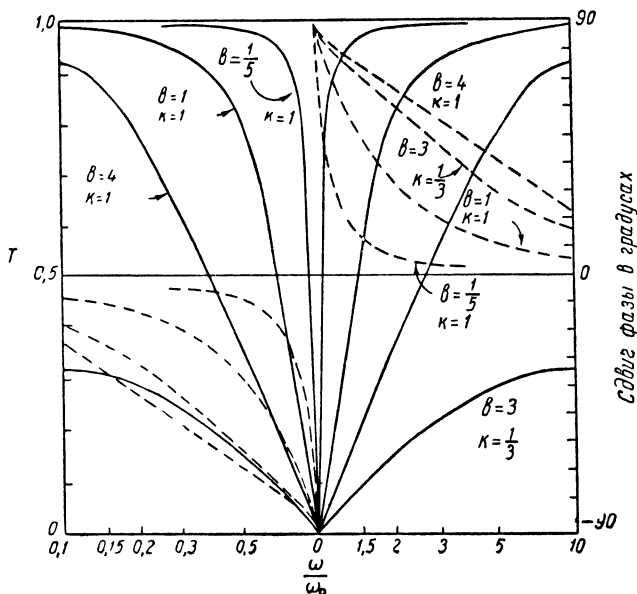


Рис. IV.19. Коэффициенты передачи для нулевых четырехполюсников.

Если мост разбалансирован путем замены R_1 и R_2 на R'_1 и R'_2 и точки ν и z (см. рис. IV.17) присоединены ко входу усилителя в нужной фазе, то коэффициент обратной связи будет равен

$$\beta = F - \frac{R'_2}{R'_1 + R'_2}. \quad (\text{IV.23})$$

Заменяя величину F из выражения (IV.21), получим

$$\beta = \frac{1}{3} - \frac{R'_2}{R'_1 + R'_2} - T.$$

Если R'_1 и R'_2 таковы, что удовлетворяется уравнение

$$\frac{R'_2}{R'_1 + R'_2} = \frac{1}{3} - \frac{1}{K_0},$$

то

$$\beta = \frac{1}{K_0} - T, \quad (\text{IV.24})$$

что идентично условию (IV.20).

Необходимо отметить, что для генератора с мостом Вина положительная обратная связь подается через четырехполюсник, содержащий реактивные элементы, а отрицательная обратная связь — через активные сопротивления, в противоположность схемам с двойным Т-образным и Т-образным мостиковыми четырехполюсниками, где реактивные элементы служат ветвью отрицательной обратной связи, а активные — ветвью положительной обратной связи.

Однако схема цепи обратной связи одинакова во всех случаях. Так как обратная связь отрицательна для гармоник основной частоты, нелинейные искажения, возникающие при усилении, уменьшаются.

Действительно, коэффициент нелинейных искажений должен быть умножен на величину

$$H = \frac{1}{(1 - K_0\beta)}.$$

Из равенств (IV.20) и (IV.24) следует, что

$$H = \frac{1}{K_0|T|}. \quad (\text{IV.25})$$

Следовательно, целесообразно иметь большое усиление, так как при этом нелинейные искажения существенно не возрастают. Для заданной величины усиления наилучшая форма напряжения получается когда $|T|$ велико на частотах гармоник. Скорость, с которой $|T|$ возрастает при отклонении частоты от „нулевой“, определяется параметрами b и k в уравнении (IV.18).

Относительные качества трех рассмотренных генераторов, с точки зрения совершенства формы напряжения характеризуются кривыми рис. IV.19. Величина T_1 для моста Вина на частоте $\omega = 2\omega_0$ равна приблизительно 0,15. Для двойного Т-образного моста максимальная величина b получается для $n = 1$, а для частоты $\omega = 2\omega_0$ $|T|$ имеет величину порядка 0,34. Для Т-образного моста, в котором индуктивность имеет добротность равную 10, $|T|$ приблизительно равно своей максимальной величине — единице, при $\omega = 2\omega_0$. Следовательно, генератор с Т-образным мостом дает напряжение, форма которого ближе всего к чистой синусоиде.

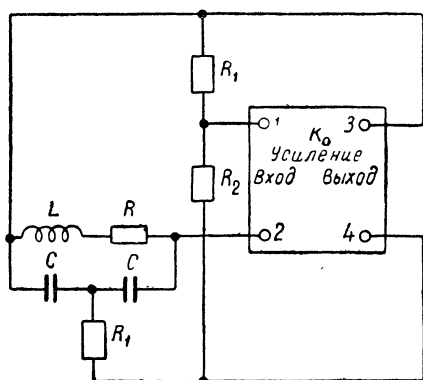


Рис. IV.20. Генератор с Т-образным мостом.

Для наилучшей стабильности частоты фазовый угол β должен меняться как можно резче при изменении частоты. Т-образный мост имеет преимущество перед другими также и в этом отношении, причем фаза изменяется с частотой более резко, когда добротность велика. Однако надо помнить, что катушки индуктивности, особенно на звуковых частотах, менее стабильны, чем сопротивления или конденсаторы. Они чувствительны к наводкам от линий питания или полей рассеяния. Эти факты снижают достоинства крутой частотно-фазовой характеристики. Из трех рассмотренных схем генератор с мостом Вина более других пригоден для работы с меняющейся частотой. Одновременным изменением величины двух конденсаторов C или двух сопротивлений R можно создать необходимую регулировку частоты, не изменяя величины R_2 и R_1 . Сдвоенный переменный конденсатор с отношением максимальной емкости к минимальной, равным 10, позволяет изменять частоту в 10 раз. Наличие наряду с подобным конденсатором переключателя для ступенчатого изменения R_1 позволяет получить в промышленных приборах изменение частоты в 10 000 раз.

Схема с двойным Т-образным мостом менее удобна для генераторов переменной частоты. Анализ условия баланса моста (рис. IV.17) поясняет это утверждение. В генераторе с двойным Т-образным мостом генерируемая частота ω_0 может быть изменена с помощью R , C или n . При изменении R для регулировки нужно применять строенное переменное сопротивление. Если использовать подобное сопротивление и если n имеет оптимальную величину, равную 1, то одно из переменных сопротивлений должно быть равно половине двух других. При n , равном $1/2$, все три сопротивления будут равны. Если сделать n равным 2, три емкости должны быть равными и для регулировки должен применяться строенный конденсатор. Частоту можно также изменять с помощью только двух элементов, а именно, шунтирующих сопротивления и конденсатора, но при этом зависимость между величинами двух указанных элементов и частотой имеет неудобный для практики характер. Помимо этого величина n (и b) меняется с частотой и поэтому характеристика коэффициента передачи будет зависеть от генерируемой частоты.

Настройка генератора с Т-образным мостом требует одновременного изменения по меньшей мере двух элементов; сопротивления и индуктивности или емкости. Такое преобразование при условии поддержания требуемого соотношения между величинами этих элементов очень трудно на практике.

На рис. IV.21 и IV.22 изображены две схемы RC-генераторов со сдвоенными Т-образными заграждающими фильтрами. В схеме рис. IV.21 положительная обратная связь создается путем присоединения общего зажима сдвоенного Т-образного моста к анодной нагрузке лампы L_2 . Такое включение является регенеративным, так как анодное напряжение лампы L_2 находится в фазе с сеточным напряжением лампы L_1 . Отрицательная обратная связь подается с катода лампы L_2 на сетку лампы L_1 через сдвоенный

Т-образный мост. Так как сдвоенный Т-образный мост на частоте ω_0 имеет переходное сопротивление равно нулю, то на этой частоте отрицательной обратной связи нет и положительная связь вызывает самовозбуждение. Величина положительной обратной

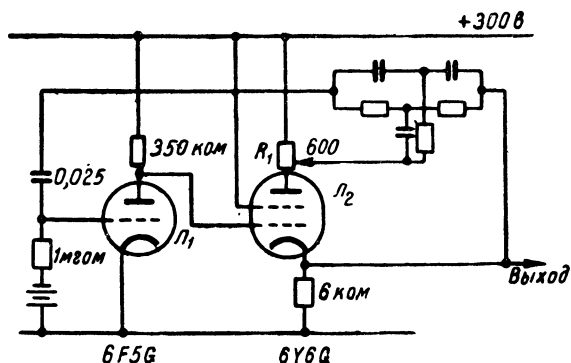


Рис. IV.21. Генератор типа GR-608.

связи может быть изменена передвижением движка R_1 . Следовательно, интенсивность генерации можно регулировать и устанавливать малую амплитуду колебаний, которая обеспечивает хорошую форму выходного напряжения.

Схема, изображенная на рис. IV.22, имеет как положительную, так и отрицательную ветви обратной связи. Напряжение с катода

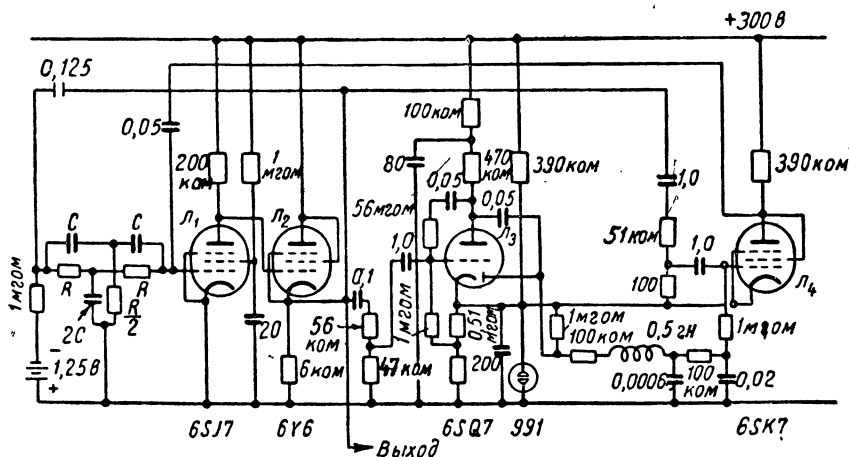


Рис. IV.22. Генератор типа GR-1301.

лампы \mathcal{L}_2 подается на сетку \mathcal{L}_1 через сдвоенный Т-образный мост, образуя ветвь отрицательной обратной связи. Напряжение с анода лампы \mathcal{L}_4 , находящееся в фазе с напряжением на сетке лампы \mathcal{L}_1 , подается на последнюю, образуя цепь положительной обратной связи. В зависимости от амплитуды колебаний лампы \mathcal{L}_3 изменяется

усиление лампы \mathcal{L}_4 , чем регулируется величина обратной связи. Благодаря указанному изменению величины положительной обратной связи амплитуда колебаний стабилизируется.

На рис. IV.23 изображена схема генератора переменной частоты при постоянном выходном напряжении. Элементы R_1 и C_1 входят в цепь положительной обратной связи, а R_2 и R_3 , присоединенные к катоду \mathcal{L}_1 , обеспечивают отрицательную обратную связь. Для поддержания постоянной амплитуды, не зависящей от частоты, применено термическое нелинейное сопротивление R_3 .

Генератор по схеме моста с кварцевой стабилизацией

При рассмотрении генератора с Т-образным мостом было отмечено, что стабильность выходного напряжения тесно связана с добротностью контура. Если в качестве колебательного контура применить кварц с высоким Q , то стабильность частоты будет

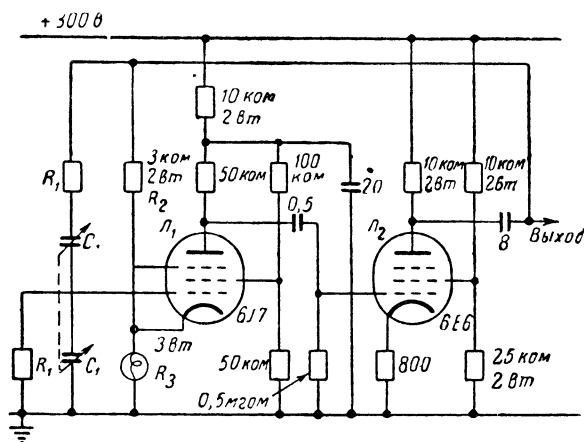


Рис. IV.23. Генератор с мостом Вина.

очень высока и может достигать 10^{-8} — 10^{-9} , завися только от возможной стабильности частоты кварца. На рис. IV.24 изображена схема генератора, в котором кварц применен как реактивное плечо моста. Для уменьшения действия паразитной емкости кварц работает на частоте своего последовательного резонанса и совместно с сопротивлением R_3 создает отрицательную обратную связь. Сопротивления R_2 и R_1 образуют цепь положительной обратной связи (R_1 — лампочка накаливания с вольфрамовой нитью, обладающая термической нелинейностью). При работе мост слегка разбалансирован, так как в противном случае на сетке лампы \mathcal{L}_1 отсутствовал бы сигнал; разбалансировка становится очень большой и меняет знак, если частота обратной связи не точно равна резонансной частоте кварца. При увеличении рассеиваемой мощности величина сопротивления R_1 возрастает и таким образом поддерживает постоянное выходное напряжение. В значительных пределах изменения анодного напряжения и напряжения накала стабильность частоты

определяется только кварцем. Если кварц помещен в термостат, то может быть достигнута стабильность порядка 10^{-9} .

Вывод. Из всех генераторов по схеме моста, рассмотренных в этом параграфе, генератор с кварцевой стабилизацией имеет несравненно большую стабильность амплитуды и частоты, чем генераторы других типов. По стабильности генераторы можно рас-

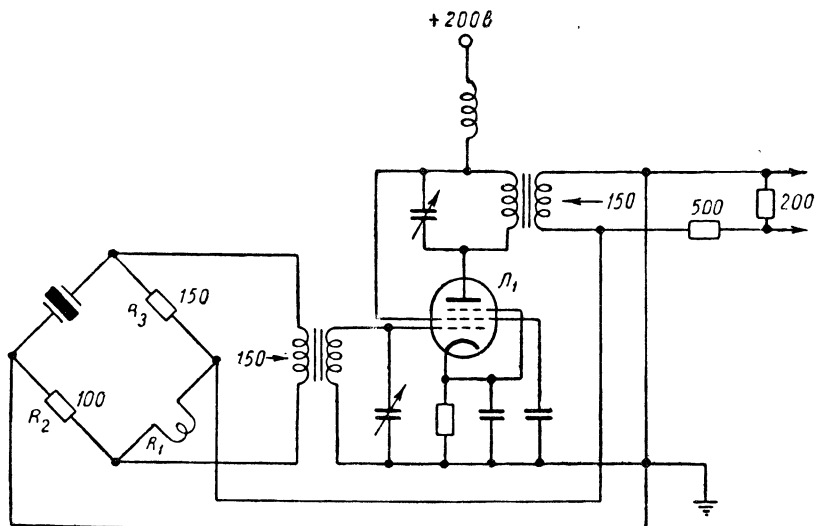


Рис. IV.24. Генератор с кварцем в схеме моста.

положить в следующем порядке: генератор с кварцевой стабилизацией, генератор с Т-образным мостом, со сдвоенным Т-образным мостом и с мостом Вина. Стабильность частоты и амплитуды зависит от стабильности элементов схемы и от применения стабилизирующего нелинейного элемента. В отношении формы напряжения нет существенной разницы между генератором, стабилизированным кварцем и генератором с Т-образным мостом при величине добротности, равной 10. Так как максимальная величина T равна 1, максимальное ослабление гармоник получается при добротности равной 10.

6. Генераторы с отрицательным сопротивлением

В введении к этой главе было указано, что в параллельном резонансном контуре, шунтированным соответствующим отрицательным сопротивлением, могут поддерживаться колебания. Устройство, использующее отрицательное сопротивление, может быть выполнено несколькими способами. Наиболее простой и хорошо известный метод заключается в использовании явления вторичной эмиссии анода электронной лампы. Устройства, в которых применяется этот вид отрицательного сопротивления, называются «динатронными генераторами». В некоторых лампах старых типов это свойство очень заметно, но в наиболее современных лампах явление вторичной

эмиссии сведено к минимуму. Так как характеристики вторичной эмиссии меняются со временем, а также при работе лампы, динактронный генератор нельзя использовать в качестве прецизионного генератора.

Более удобный для практики метод получения отрицательного сопротивления основан на том факте, что в пентоде, в котором защитная сетка находится под отрицательным напряжением, увеличение напряжения на этой сетке вызывает такое уменьшение тока экранирующей сетки, что напряжение на экранирующей сетке возрастает при этом на ту же величину, как и на защитной сетке.

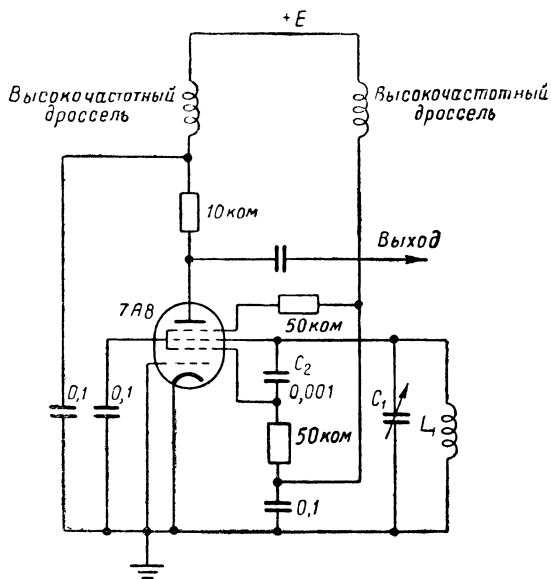


Рис. IV.25. Транзитронный генератор.

Если экранирующая сетка емкостно связана с защитной, увеличению напряжения на экранирующей сетке сопутствует уменьшение тока через нее. Таким образом лампа имеет отрицательное сопротивление между экраном и катодом; в колебательном контуре, включенном между экраном и катодом лампы, могут поэтому поддерживаться незатухающие колебания. Генератор подобного типа, называемый транзитронным, изображен на рис. IV.25. Отрицательное сопротивление, получаемое таким образом, значительно более стабильно, чем динактронное отрицательное сопротивление, так как оно не зависит от свойств поверхностей электродов лампы.

Транзитронный генератор, изображенный на рис. IV.25, предназначен для генерирования на частоте 1 мГц. Частота определяется элементами L_1 и C_1 обычным образом, причем перестройка по частоте производится элементом C_1 . Достоинством схемы, как генератора, является электронная связь анодной цепи с колебательным контуром. Благодаря этому стабильность частоты определяется

в основном температурными коэффициентами L_1 и C_1 контура, а стабильность амплитуды — стабильностью источников питания. Для стабилизации амплитуды в цепи управляющей сетки можно рекомендовать применение АРУ (автоматической регулировки усиления). Отрицательное сопротивление может быть получено применением положительной обратной связи с выхода на вход неинвертирующего усилителя. Однако генераторы, в которых применяется этот тип отрицательного сопротивления, обычно относят к генераторам с обратной связью.

7. Генераторы на биениях

Если два тока синусоидальной формы, немного отличающиеся по частоте, сложить вместе и пропустить через нелинейный элемент, выходное напряжение будет содержать не только первоначальные частоты, но также частоты, равные сумме и разности первоначальных частот. Для устранения всех частот, кроме разностной, можно

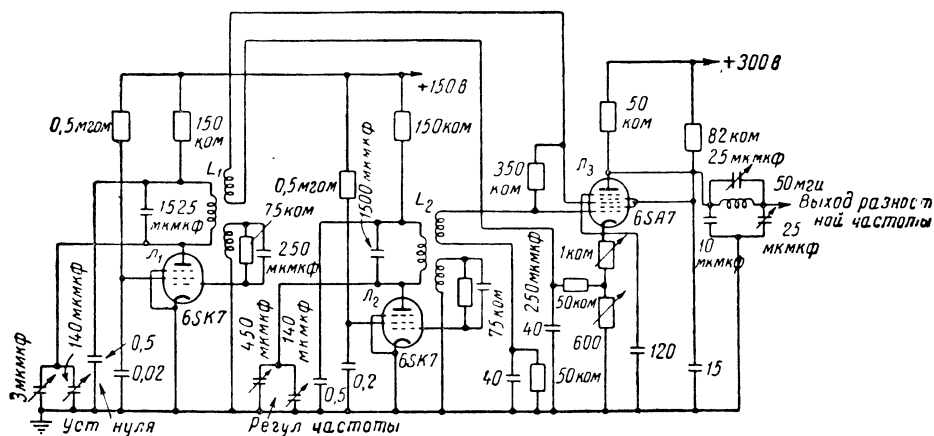


Рис. IV.26. Генератор на биениях;

L_1 — генератор фиксированной частоты, L_2 — генератор переменной частоты, L_3 — смеситель.

применить затем низкочастотный фильтр. Устройство такого типа носит название «генератора на биениях». Строго говоря, это не генераторы, но с помощью гетеродинирования эти устройства вырабатывают требуемое напряжение синусоидальной формы. Достоинство генератора на биениях состоит в том, что небольшое процентное изменение частоты одного генератора создает большое процентное изменение разностной частоты, в результате чего простой регулировкой настройки может быть перекрыт большой диапазон выходной частоты. Это же свойство можно считать недостатком с точки зрения стабильности частоты, особенно на низких частотах биений. Схема генератора на биениях изображена на рис. IV.26. Выходные напряжения двух высокочастотных генераторов снимаются с третьих обмоток трансформаторов и подаются на многосеточную

лампу — модулятор. Фильтр на выходе выделяет только частоту биений.

При разработке генератора на биениях должны быть соблюдены следующие предосторожности: 1) оба высокочастотных генератора должны быть сделаны как можно идентичнее так, чтобы изменения частоты (из-за изменения температуры или напряжения) были одинаковы для обоих генераторов, 2) они должны быть хорошо заэкранированы и не связаны друг с другом для уменьшения возможности их взаимной синхронизации, 3) с целью получения частоты биений, свободной от гармоник, высокочастотные генераторы не должны давать нелинейных искажений.

8. Электромеханические генераторы синусоидальных напряжений

Иногда требуется получать напряжение синусоидальной формы с частотой порядка долей герца. Такие напряжения требуются, например, при испытаниях сервомеханизмов. Обычные схемы электронных генераторов на таких низких частотах неудобны и поэтому приходится обращаться к некоторым видам электромеханических устройств.

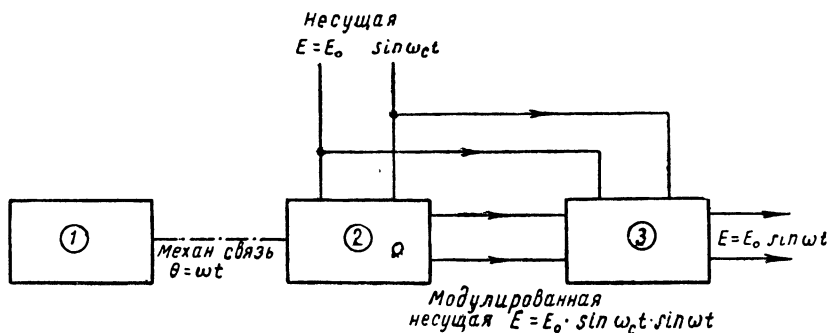


Рис. IV.27. Электромеханический генератор:

1 — мотор постоянной угловой скорости; 2 — сельсин; 3 — демодулятор.

Электромеханическими устройствами, употребляемыми для этих целей, являются потенциометры, переменные конденсаторы, сельсины и кулачковые прерыватели светового луча. Потенциометры, переменные конденсаторы и кулачковые прерыватели светового луча пригодны для получения напряжений произвольной формы, тогда как тщательно сконструированные сельсины могут обеспечить выходное напряжение точно синусоидальной формы. Так как в данной главе рассматриваются только напряжения синусоидальной формы, то из всех электромеханических устройств мы остановимся здесь только на сельсинах, которые проектируются для создания точно синусоидального выходного напряжения, при помощи механического вращения.

На рис. IV.27 изображена скелетная схема включения сельсина для получения синусоидальных напряжений низкой частоты. Ротор сельсина механически соединен с мотором постоянной скорости

(или с мотором переменной скорости, если требуется переменная частота) через редуктор для того, чтобы положение ротора сельсина изменялось с той же угловой скоростью, что и требуемое синусоидальное выходное напряжение. Большинство сельсинов делаются на несущую частоту 50 или 400 гц. Предполагая отношение между основной частотой и частотой модуляции 10 к 1 (для хорошего отфильтровывания несущей частоты), можно получить на выходе максимальные частоты 5 или 40 гц. Принципиальным отличием в применении подобных систем является возможность генерирования синусоидальных напряжений низкой частоты. Здесь нет предела снизу, так как схемы работают на несущей частоте и дают нормальное напряжение на выходе даже при нулевой механической скорости.

СТАБИЛИЗАЦИЯ КОЛЕБАНИЙ

9. Стабилизация амплитуды

Обычно к генераторам предъявляются следующие требования: 1) синусоидальность формы напряжения (отсутствие гармоник), 2) постоянство амплитуды и 3) устойчивость частоты. Рассмотрим способы удовлетворения этих требований.

Во многих отношениях форма напряжения и стабильность амплитуды взаимозависимы, по крайней мере в простой схеме. Хорошая форма сигнала зависит от линейности характеристик генераторной лампы, в то время как стабильность амплитуды зависит от нелинейности характеристик, поддерживающих при изменении амплитуды сигнала условие $K_0\beta = 1$. Способы стабилизации: смещение за счет сеточного тока, сеточное ограничение, изменение сеточного смещения с помощью выпрямленного выходного выпряжения, регулировка коэффициента обратной связи с помощью элементов с большим отрицательным температурным коэффициентом или с помощью усилителя обратной связи с переменным усилением, регулируемого выпрямленным выходным напряжением. Если требуется хорошая стабильность амплитуды и хорошая форма напряжения, один из двух последних способов несравненно лучше. Этот принцип стабилизации амплитуды без искажения формы, с помощью элементов с большими отрицательными температурными коэффициентами, применяется в схемах мостиковых генераторов, изображенных на рис. IV.22, IV.23 и IV.24. Во всех трех схемах амплитуда регулируется автоматически изменением величины обратной связи. Искажения формы напряжения минимальны при работе всех ламп в классе А и при ослаблении гармоник в ветви обратной связи. Для LC-генераторов, подобных тем, которые рассмотрены в § 2, переменная обратная связь не практична. Обратная связь в этих генераторах обычно осуществляется взаимной индуктивностью или емкостью, величину которой изменять неудобно. Поэтому в подобных схемах выходное напряжение стабилизируется или сеточным током в генераторе или отдельной схемой АРУ. Так как сеточный ток вызывает искажения формы выходного напряжения, то при

высоких требованиях к форме и стабильности выходного напряжения следует применять второй метод, т. е. схему АРУ.

Упомянем еще одно простое устройство для стабилизации амплитуды без искажения формы выходного напряжения. Запертый отрицательным смещением диод присоединен параллельно

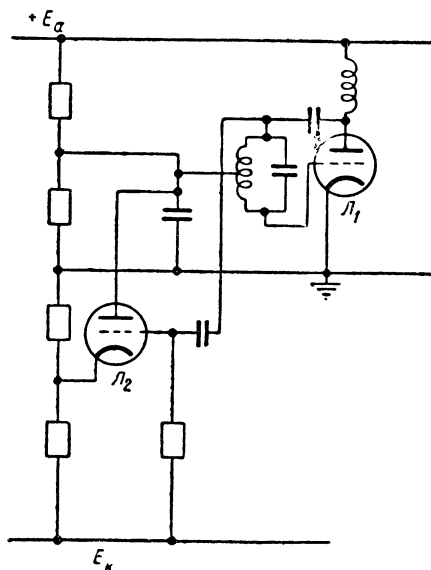


Рис. IV.28. Автоматическая регулировка усиления с задержкой для стабилизации амплитуды.

колебательному контуру и поглощает энергию из последнего, когда амплитуда колебаний превышает смещение. Подобная система может работать с нелинейными искажениями меньшими 0,01%.

На рис. IV.28 изображена схема генератора с автоматической регулировкой усиления с задержкой. На катод лампы L_2 подается положительное смещение, величина которого равна требуемой амплитуде выходного переменного колебания. Если выходное напряжение L_1 больше, чем положительное смещение катода лампы L_2 , то усиленная разность между амплитудой переменного напряжения и напряжением смещения после анодного детектирования лампой L_2 используется для уменьшения усиления лампы L_1 . Боль-

шое положительное напряжение, поступающее на сетку L_1 при включении генератора, обеспечивает хорошее возбуждение колебаний и быстрое установление амплитуды. Сетка лампы L_2 представляет очень маленькую нагрузку для анода L_1 , так как работает без сеточного тока, но вероятно создаст нелинейные искажения. Если бы лампа L_1 являлась генератором с электронной связью, то анодная нагрузка еще меньше влияла бы на частоту и нелинейные искажения были бы еще менее заметны. Точность этого метода стабилизации амплитуды ограничивается нестабильностью контрольного напряжения на катоде лампы L_2 и напряжения отсечки анодного тока лампы L_2 .

10. Стабилизация частоты

Частота генератора определяется условием (IV.I), которое обычно выполняется на одной частоте. Изменение фазового угла, K_0 или β изменяет частоту колебаний. Стабильность частоты наибольшая, если где-нибудь в цепи имеется элемент или четырехполюсник из элементов, фазовый угол которого меняется очень быстро с из-

менением частоты. Незначительное изменение частоты может вызвать изменение фазового угла, достаточное для компенсации паразитного сдвига. Примером подобного элемента является резонансный контур. На резонансной частоте фазовый угол равен нулю, а незначительный сдвиг частоты вызывает большое изменение фазового угла. Так как скорость изменения фазового угла при изменении частоты тем больше, чем больше добротность резонансного контура, то для хорошей частотной стабильности желательно иметь большую добротность контура. Кварцевый кристалл эквивалентен резонансному контуру с чрезвычайно большой добротностью и поэтому он почти всегда применяется, когда важна стабильность частоты. Добротность кристаллов так велика, что в генераторах, содержащих кварц, частота почти не зависит от величины остальных элементов.

Наиболее очевидная причина нестабильности частоты заключается в изменении элементов схемы из-за колебаний температуры или из-за механических деформаций. Последнее явление может быть устранено правильным конструированием аппаратуры. Изменения температуры бывают двух видов: 1) местные изменения, вызванные нагревом ламп или рассеянием энергии элементами генератора, 2) изменения окружающей температуры. Для уменьшения влияния местного нагрева необходимо правильно выбирать элементы схемы и обеспечить хорошую вентиляцию аппаратуры для понижения рабочей температуры. Изменения частоты, вызванные изменениями окружающей температуры, могут быть уменьшены температурной компенсацией, предполагающей изменение температуры, достаточно медленное для всех критичных элементов генератора. Температурная компенсация — это процесс выбора элементов цепи в соответствии с их температурными коэффициентами таким образом, чтобы суммарный эффект изменения температуры равнялся нулю. Процесс обычно основывается на предположении, что величины элементов схемы изменяются линейно с температурой, так что справедливо выражение

$$A = A_0[1 + k(T - T_0)], \quad (\text{IV.26})$$

где A — величина данного элемента при температуре T , A_0 — величина того же элемента при температуре T_0 и k — температурный коэффициент. Это предположение действительно справедливо при малых изменениях температуры. Как пример процесса температурной компенсации предположим, что изготовлен генератор по резонансной схеме и что опыт показал, что при повышении температуры частота увеличивается. Для того, чтобы компенсировать это изменение, некоторый элемент генератора, действие которого на частоту известно, должен изменяться с температурой таким образом, чтобы изменение частоты сделалось равным нулю. Для резонансной схемы генератора частота определяется приблизительно равенством

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}}, \quad (\text{IV.27})$$

и по этой причине C —удобный элемент для компенсации. Далее необходимо количественно определить действие температуры на все элементы, за исключением C . Наиболее удобный способ нахождения этого действия—применение для C конденсатора, температурный коэффициент которого k_1 известен. Затем, если температура колебательного контура генератора изменена на Δt градусов, а наблюдаемое изменение генерируемой частоты равно $\Delta\omega$, то необходимый температурный коэффициент k_2 емкости C будет равен

$$k_2 = k_1 + \frac{2}{\omega} \cdot \frac{\Delta\omega}{\Delta T}. \quad (\text{IV.28})$$

Простой анализ для генератора на RC , где частота определяется выражением

$$\omega = \frac{1}{RC}, \quad (\text{IV.29})$$

дает следующее выражение для температурного коэффициента конденсатора

$$k_2 = k_1 + \frac{1}{\omega} \cdot \frac{\Delta\omega}{\Delta T}. \quad (\text{IV.30})$$

Для некоторых отдельных случаев можно выбрать сопротивления с требуемыми компенсационными характеристиками. Для приведенного выше простого случая можно предположить, что емкость конденсатора постоянна, а температурную компенсацию осуществляет сопротивление. При применении любого из двух методов обычно целесообразно выбрать фиксированный элемент с малым температурным коэффициентом.

Предположим, что имеются конденсаторы с коэффициентом k_a большим, чем требуемый коэффициент k_2 и конденсаторы с коэффициентом k_b меньшим, чем k_2 . Величины двух конденсаторов C_a и C_b , которые имеют эти коэффициенты, дают общую емкость C_0 с коэффициентом k_2 ; эти величины могут быть определены следующими выражениями:

$$C_a = \frac{C_0(k_2 - k_b)}{k_a - k_b} \quad (\text{IV.31})$$

и

$$C_b = \frac{C_0(k_2 - k_a)}{k_b - k_a}. \quad (\text{IV.32})$$

Если нельзя подобрать конденсаторы точно такой величины, как необходимо из выражений (IV.31) и (IV.32), то необходимо добавить маленький подстроечный конденсатор для установки частоты на требуемую величину. Емкость этого конденсатора должна быть такой небольшой частью от полной настроенной емкости, чтобы изменения его с температурой не имели значения.

Опытным путем было установлено, что частота генерируемых колебаний обычно изменяется с изменением тока накала и анодного

напряжения питания. Это изменение можно часто объяснить изменением внутреннего сопротивления лампы. Например, уравнение (IV.3) показывает, как частота генератора с настроенным анодом зависит от внутреннего сопротивления анод — катод лампы. Для уменьшения до минимума влияния этих изменений действующая величина внутреннего сопротивления может быть увеличена добавлением в анодную цепь внешнего сопротивления, большего по сравнению с фактическим внутренним сопротивлением. Таким образом, изменения внутреннего сопротивления лампы окажут незначительное влияние на общее или эффективное анодное сопротивление и поэтому вызовут значительно меньшие изменения частоты. Для максимальной стабильности частоты стабилизирующее сопротивление должно быть в 2—5 раз больше внутреннего сопротивления анод — катод лампы (переменному току) и для генератора должна применяться лампа с малым μ , если сопротивление находится в анодной цепи.

На рис. IV.3 изображена видоизмененная схема генератора со стабилизацией сопротивлением. Сопротивление R_1 (12 500 ом) находится в катодной цепи, но выполняет функции анодного стабилизирующего сопротивления. Будучи включено в катодную цепь, оно эквивалентно сопротивлению $12\,500(\mu + 1)$ ом в анодной цепи. Это составляет приблизительно постоянное сопротивление, так как μ постоянно, а $12\,500(\mu + 1)$ велико по сравнению с r_a .

Для генераторов с резонансными контурами действие изменений напряжения питания можно свести к минимуму введением подходящих реактивных сопротивлений в анодный и сеточный вводы питания. Эти реактивные сопротивления могут представить собой сеточные и анодные конденсаторы развязки.

Межэлектродные емкости лампы часто воздействуют на генерируемую частоту. Так как эти емкости не постоянны, схема должна быть так сконструирована, чтобы они были малы по сравнению с остальными конденсаторами, определяющими частоту. В случае генератора с резонансным контуром это требует применения малого отношения L к C в настроенном контуре. Малое отношение L к C желательно также и потому, что это увеличивает эффективную величину Q в настроенном контуре. Для большинства генераторов, имеющих контуры с высокой добротностью, можно свести к минимуму влияние изменений характеристик лампы и сделать частоту существенно не зависящей от них. Действие нагрузки на генератор заключается в создании фазового сдвига из-за вносимого сопротивления в резонансный контур. Вносимое сопротивление также уменьшает добротность контура и таким образом уменьшает стабильность частоты. Для максимальной развязки между нагрузкой и генератором необходимо включать буферный усилитель, выполненный по крайней мере на одной лампе.

МНОГОФАЗНЫЕ СИНУСОИДАЛЬНЫЕ НАПРЯЖЕНИЯ

Для фазовых модуляторов (см. гл. XIII) требуются два или больше синусоидальных напряжения, которые имеют определенный

взаимный сдвиг фаз. Например, фазовращающий конденсатор, применяемый для создания плавно меняющегося фазового сдвига, требует трех синусоидальных напряжений, различающихся по фазе на 120° . Для создания круговой развертки на электронно-лучевой трубке нужны два синусоидальных напряжения, фазы которых отличны на 90° . Обычно это устройство используется также для сравнения амплитуд напряжений.

Существуют два способа получения многофазного напряжения синусоидальной формы: 1) создание многофазного генератора или 2) расщепление выходного напряжения однофазного генератора на несколько каналов, в каждом из которых фаза сдвигается на соответствующую величину, с целью достижения необходимого соотношения фаз выходных напряжений. Электронные устройства первого вида более сложны и сдвиг фазы в них зависит от регулировки амплитуды. Они не имеют широкого применения и поэтому не будут здесь рассматриваться.

Из-за емкостей ламп и из-за паразитных емкостей катушек, величины которых не могут быть точно определены, устройство для создания многофазных напряжений должно содержать регулируемые элементы с целью достижения точно заданных фазовых и амплитудных соотношений. В n -фазном устройстве требуется $n-1$ регулировка для фаз и $n-1$ регулировка для амплитуд. Для удобства эти регулировки должны быть независимы, т. е. установка одной фазы не должна влиять на остальные фазы или на амплитуды. Полная независимость регулировок никогда не может быть достигнута и необходима неоднократная подгонка, пока все фазовые и амплитудные условия не будут удовлетворены одновременно.

11. Генерирование напряжения для круговой развертки электронно-лучевой трубки

Можно получить чрезвычайно простую и точную временную развертку, если заставить луч электронно-лучевой трубки перемещаться по окружности с постоянной угловой скоростью. Сигнал, рассматриваемый на экране трубки, может накладываться на полученную таким образом круговую развертку с помощью радиально-отклоняющего электрода или путем модуляции электронного луча по яркости. Вращение точки по окружности с постоянной угловой скоростью можно разложить на два синусоидальных колебания вдоль двух осей в плоскости окружности; при этом амплитуды колебаний равны, а угол сдвига фаз равен углу между осями. Для получения кругового движения пятна на экране электронно-лучевой трубки требуется два синусоидальных напряжения, отличающиеся по фазе на угол, равный углу между двумя парами отклоняющих пластин и имеющих амплитуды, обратно пропорциональные чувствительности пластин. Приведенный ниже анализ можно упростить, предполагая, что чувствительность пластин равна и что обе пары пластин взаимно перпендикулярны. В этом случае требуемые напряжения будут равны по амплитуде и отличаются по

фазе на 90° . Подобные упрощения допустимы, так как на практике соответствующей регулировкой амплитуды и фазы всегда можно добиться кругового движения луча. На рис. IV.29 изображена простейшая схема генератора круговой развертки. Настроенная первичная обмотка L' трансформатора находится в анодной цепи генератора или усилителя. Две вторичных обмотки L_1 и L_2 , настраиваемые

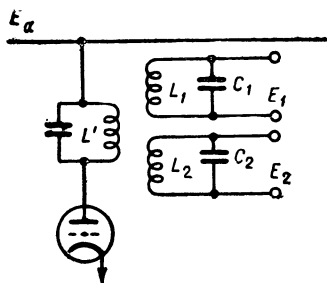


Рис. IV.29. Схема для получения круговой развертки.

настроенная первичная обмотка L' трансформатора находится в анодной цепи генератора или усилителя. Две вторичных обмотки L_1 и L_2 , настраиваемые

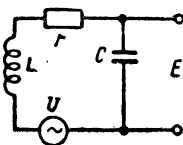


Рис. IV.30. Эквивалентная схема вторичной цепи в рис. IV.29.

мые конденсаторами C_1 и C_2 , слабо связаны с первичной обмоткой и соединены с двумя парами отклоняющих пластин электронно-лучевой трубки. Если между L_1 и L_2 связь отсутствует и взаимная индуктивность между первичной и двумя вторичными обмотками одинакова, напряжения, наводимые в L_1 и L_2 , будут равны. Предположим эти напряжения равны U . Эквивалентная схема (рис. IV.30) представляет один из двух вторичных контуров, отличающихся только отсутствием индексов. Когда потребуется различать величины, относящиеся к тому или другому вторичному контуру, мы будем вводить индексы 1 и 2, в противном случае индексы будут опущены. Сопротивление r представляет потери по переменному току в контуре, а отношение $\omega L/r$ есть Q контура.

L_1 и L_2 настроены так, что векторы полных сопротивлений Z_1 и Z_2 имеют углы приблизительно равные $+45^\circ$ и -45° , как изображено на векторной диаграмме рис. IV.31. Это соотношение не точно так как если углы равны точно $+45^\circ$ и -45° , величины двух полных сопротивлений Z_1 и Z_2 будут равны и амплитуды токов будут те же самые; однако, так как емкостные сопротивления в двух контурах не равны, выходные напряжения, являющиеся произведениями токов на емкостные сопротивления, не будут равны по величине. Требуемое соотношение между напряжениями E_1 и E_2 составит

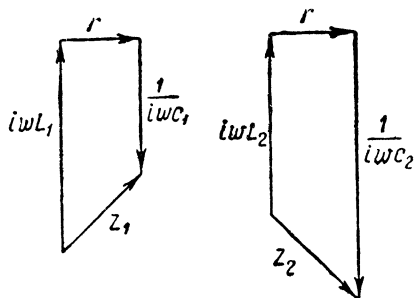


Рис. IV.31. Векторная диаграмма для схемы рис. IV.29.

$$E_2 = jE_1. \quad (\text{IV.33})$$

E определяется выражением

$$E = \frac{U}{Z} \frac{1}{j\omega C} \quad (\text{IV.34})$$

или

$$E = \frac{U}{\left[r + j \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right) \right] j\omega C} \quad (\text{IV.35})$$

или

$$E = \frac{U}{1 - \omega^2 LC + j\omega rC}. \quad (\text{IV.36})$$

Замена в выражении (IV.33) дает

$$1 - \omega^2 LC_1 + j\omega rC_1 = j - j\omega^2 LC_2 - \omega rC_2. \quad (\text{IV.37})$$

Приравнивая вещественные и мнимые части (IV.37), получим

$$\left. \begin{aligned} \omega^2 LC_1 - \omega rC_2 &= 1 \\ \omega rC_1 + \omega^2 LC_2 &= 1 \end{aligned} \right\}. \quad (\text{IV.38})$$

Решаем уравнения (IV.38) относительно C_1 и C_2

$$C_1 = \frac{\omega L + r}{\omega(\omega^2 L^2 + r^2)} \quad (\text{IV.39})$$

и

$$C_2 = \frac{\omega L - r}{\omega(\omega^2 L^2 + r^2)}. \quad (\text{IV.40})$$

Подставляем

$$\frac{\omega L}{r} = Q.$$

Выражения (IV.39) и (IV.40) могут быть переписаны в виде

$$C_1 = \frac{1}{\omega^2 L} \frac{Q(Q+1)}{Q^2+1} \quad (\text{IV.41})$$

$$C_2 = \frac{1}{\omega^2 L} \frac{Q(Q-1)}{Q^2+1}. \quad (\text{IV.42})$$

Оба эти выражения можно разложить по степеням $1/Q^*$. Взяв два

* Подстановка выражений (IV.41) и (IV.42) в уравнение (IV. 45) при предположении, что $\frac{\omega L}{r} = Q$, дает

$$E_1 = U \left(\frac{Q^2+1}{2} \right)^{\frac{1}{2}} e^{j \arctg \frac{Q+1}{Q-1}}, \quad (\text{IV. 46})$$

$$E_2 = U \left(\frac{Q^2+1}{2} \right)^{\frac{1}{2}} e^{-j \arctg \frac{Q-1}{Q+1}} \quad (\text{IV. 47})$$

и показывает, что анализ правилен, так как требование равенства (IV. 33) выполняется.

первых члена разложения, можно получить хорошее приближение, если Q достаточно велико, например, равно или более 10

$$C_1 \simeq \frac{1}{\omega^2 L} \left(1 + \frac{1}{Q} \right), \quad (\text{IV.43})$$

$$C_2 \simeq \frac{1}{\omega^2 L} \left(1 - \frac{1}{Q} \right). \quad (\text{IV.44})$$

Заметим, что $\frac{1}{\omega^2 L}$ есть величина емкости, необходимой для настройки в резонанс одной из вторичных индуктивностей. Выражение (IV.36) может быть переписано

$$E = \frac{U}{[(1 - \omega^2 LC)^2 + \omega^2 r^2 C^2]^{1/2}} e^{-j \arctg \frac{\omega r C}{1 - \omega^2 LC}}. \quad (\text{IV.45})$$

Интересно посмотреть, как влияют малые изменения C_1 и C_2 на величины E_1 и E_2 . Для этого напомним равенство (IV.45) в виде

$$E = |E| e^{j\theta} \quad (\text{IV.48})$$

$$\frac{dE}{E} = \frac{d|E|}{|E|} + j d\theta. \quad (\text{IV.49})$$

Но из (IV.36) следует:

$$\frac{dE}{E} = \frac{\omega^2 LC(1 - \omega^2 LC) - \omega^2 r^2 C^2 - j\omega r C}{(1 - \omega^2 LC)^2 + \omega^2 r^2 C^2} \frac{dC}{C}. \quad (\text{IV.50})$$

Приравнявая вещественные и мнимые части (IV.49) и (IV.50), получим

$$\frac{d|E|}{|E|} = \frac{\omega^2 LC(1 - \omega^2 LC) - \omega^2 r^2 C^2}{(1 - \omega^2 LC)^2 + \omega^2 r^2 C^2} \cdot \frac{dC}{C} \quad (\text{IV.51})$$

и

$$d\theta = \frac{-\omega r C}{(1 - \omega^2 LC)^2 + \omega^2 r^2 C^2} \frac{dC}{C}. \quad (\text{IV.52})$$

Сделав подстановку из уравнений (IV.41) и (IV.42) и положив $\frac{\omega L}{R} = Q$, выражения (IV.51) и (IV.52) можно привести к виду

$$\frac{d|E_1|}{|E_1|} = -\frac{Q+1}{2} \frac{dC_1}{C_1} \quad (\text{IV.53})$$

$$\frac{d|E_2|}{|E_2|} = \frac{Q-1}{2} \frac{dC_2}{C_2} \quad (\text{IV.54})$$

$$d\theta_1 = -\frac{Q+1}{2} \frac{dC_1}{C_1} \quad (\text{IV.55})$$

и

$$d\theta_2 = \frac{Q-1}{2} \frac{dC_2}{C_2} \quad (\text{IV.56})$$

Если процентное изменение C_1 и C_2 одно и то же (обычный режим, если изменения вызваны изменением окружающей температуры), изменения в фазовых углах почти равны, так что относительная фаза E_1 и E_2 изменится незначительно. Однако существует значительное изменение в абсолютной величине фазы, в результате чего будет сдвиг нулевой точки шкалы времени. Изменение амплитуд происходит в противоположных направлениях, в результате чего развертка на экране электронно-лучевой трубки становится эллип-

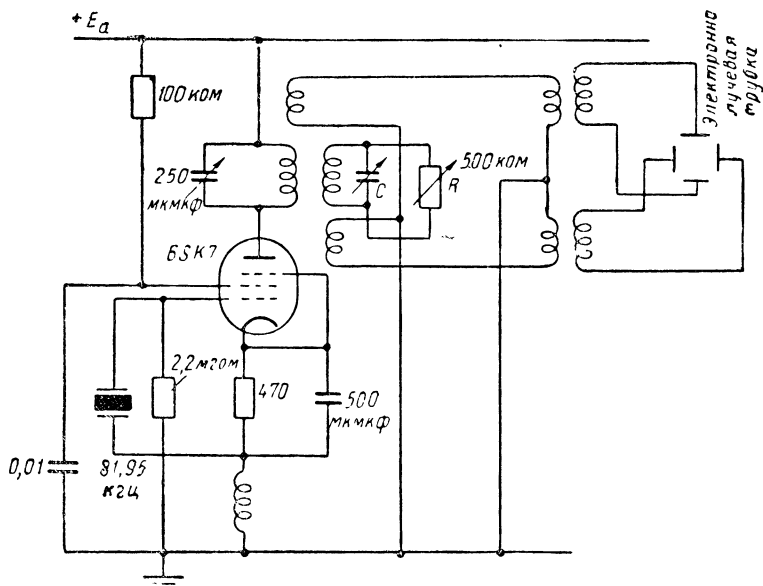


Рис. IV.32. Схема генератора круговой развертки радиолокационной станции SCR-584.

тической, как видно из уравнений (IV.53), (IV.54), (IV.55) и (IV.56). С этой точки зрения предпочтительно применение обмоток с низким Q . Однако, как видно из уравнений (IV.46) и (IV.47), амплитуда выходного напряжения, а также степень подавления гармоник, также пропорциональны Q . По этим причинам желательно применение большого Q . Очевидно, должен быть найден некоторый компромисс. Практически было установлено, что при Q , равном 35, можно достичь достаточной степени температурной компенсации, так что в лабораторных условиях развертка будет оставаться круговой в течение многих часов. В случае работы в условиях большого диапазона изменений температуры, вероятно, необходимо применять меньшую величину Q .

Регулировки фазы и амплитуды до некоторой степени зависят друг от друга, однако, для уменьшения эксцентриситета эллипса можно регулировать развертку по изображению на трубке путем попеременной подстройки двух вторичных индуктивностей.

В другом методе получения круговой развертки применяется сдвиг фаз на 90° между напряжениями в двух слабо связанных резонансных контурах. На рис. IV.32 изображена схема генератора круговой развертки радиолокатора SCR-584, с применением этого метода. Звено связи между резонансными контурами и отклоняющими пластинами применяется с целью уменьшения влияния паразитных емкостей. В этом случае первичный контур настраивается на максимальную амплитуду, после чего с помощью конденсатора C и нагрузочного сопротивления R регулируется амплитуда и фаза вторичного контура. Эта регулировка производится при визуальном наблюдении развертки на электронно-лучевой трубке.

12. Реактивно-омические фазовращатели

Для сдвига фазы напряжения синусоидальной формы может применяться последовательная комбинация активного и реактивного сопротивлений. Если на эту комбинацию подается переменное напряжение, то напряжение на одном из этих элементов отличается по фазе от напряжения на другом элементе на 90° и отличается по фазе от подаваемого напряжения на величину, зависящую от отношения реактивного сопротивления к активному сопротивлению. В устройствах, изображенных на рис. IV.33, цепочка, состоящая из реактивного и активного сопротивлений, присоединена к балансируемому или симметричному относительно земли источнику напряжения, в качестве которого может быть использован трансформатор со средней точкой или фазовращающий усилитель. Выходное напряжение снимается между землей и точкой соединения сопротивления и реактивности. Так как напряжения на двух элементах по фазе отличаются на 90° и так как их геометрическая сумма должна быть равна подаваемому напряжению $2E$, геометрическое место вектора выходного напряжения есть полуокружность с диаметром $2E$, как это изображено на векторной диаграмме рис. IV.33. Фазы выходного напряжения по отношению к напряжению E для четырех показанных случаев равны:

$$\left. \begin{aligned} \text{а) } \theta &= +2 \operatorname{arctg} \frac{1}{\omega RC} \\ \text{б) } \theta &= -2 \operatorname{arctg} \omega RC \\ \text{в) } \theta &= +2 \operatorname{arctg} \frac{R}{\omega L} \\ \text{г) } \theta &= -2 \operatorname{arctg} \frac{\omega L}{R} \end{aligned} \right\} . \quad (\text{IV.57})$$

Так как выходное напряжение является радиусом полуокружности, его величина всегда равна E .

Приведенные выше соотношения справедливы только при условии отсутствия тока на выходных зажимах фазовращателя. Действие сопротивления Z , присоединенного между выходным зажимом и землей, может быть определено следующим образом. Предположим, что фазовращающие элементы C и R обобщены заменой их

на Z_1 и Z_2 . Тогда для схемы рис. IV.34,а напряжение E_0 можно выразить следующим образом:

$$E_0 = \frac{Z_2 - Z_1}{Z_2 + Z_1} E \frac{Z}{\frac{Z_1 Z_2}{Z_1 + Z_2} + Z}. \quad (\text{IV.58})$$

Поэтому схема рис. IV.34,а может быть заменена эквивалентной схемой, изображенной на рис. IV.34,б, на которой генератор, име-

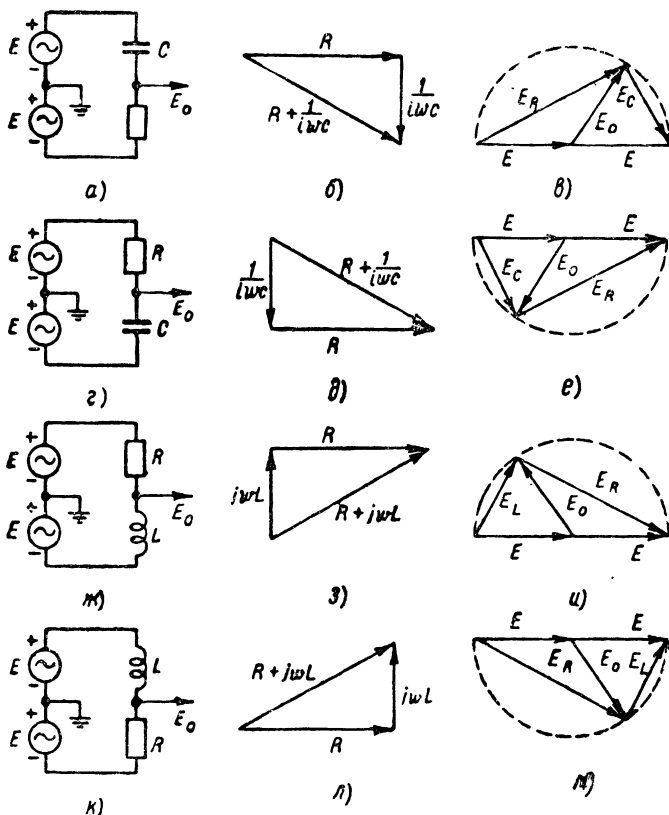


Рис. IV.33. Схемы реактивно-омических фазовращателей.

ющий напряжение холостого хода, равное $\frac{Z_2 - Z_1}{Z_2 + Z_1} E$ и внутреннее сопротивление $\frac{Z_1 Z_2}{Z_1 + Z_2}$, соединен с сопротивлением нагрузки Z .

Можно легко показать, что для эквивалентного генератора при сопротивлении нагрузки, равном бесконечности, амплитуда выходного напряжения равна амплитуде E , а фаза дается соответствующим выражением (IV.57). Из этой эквивалентной схемы для любого заданного Z можно легко рассчитать выходное напряжение.

На рис. IV.35 схемы рис. IV.33,а и IV.33,г скомбинированы для получения четырехфазной системы напряжений, приспособленной для работы фазовращающего конденсатора. В этом случае напряжения должны отличаться по фазе на 90° и, следовательно, R должно быть равно $\frac{1}{\omega C}$. Заземленный ползунок потенциометра, включенного параллельно трансформатору, применяется вместо

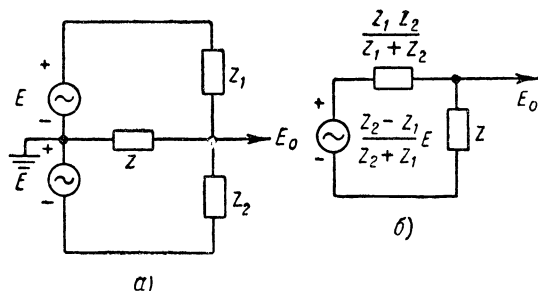


Рис. IV.34. Эквивалентная схема для определения влияния полного сопротивления нагрузки на реактивно-омический фазовращатель.

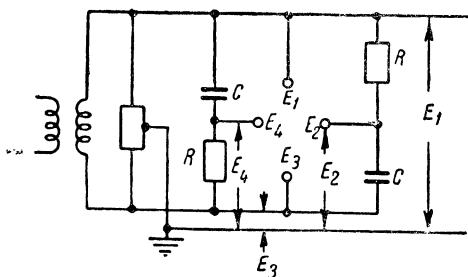


Рис. IV.35. Схема с четырехфазным напряжением.

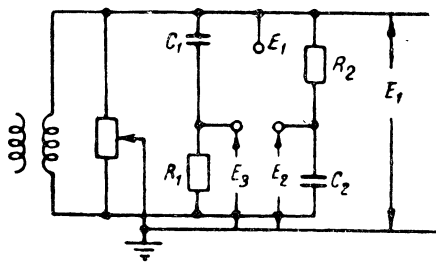


Рис. IV.36. Схема с трехфазным напряжением.

средней точки на трансформаторе, так как этим способом может быть получен более точный баланс напряжения. Иногда также необходимо присоединить конденсатор с одного конца вторичной обмотки трансформатора на землю для того, чтобы сделать напряжения на двух концах трансформатора отличными по фазе на 180° . Для трехжизимного фазовращающего конденсатора может быть применено простое устройство, изображенное на рис. IV.36. Фазы в этом случае должны отличаться на 120° , поэтому соотношения между емкостными и омическими сопротивлениями должны быть следующими

$$\frac{1}{\omega C_1} = R_1 \tan 60^\circ = \sqrt{3} R_1, \quad (\text{IV.59})$$

$$\frac{1}{\omega C_2} = \frac{R_2}{\tan 60^\circ} = \frac{R_2}{\sqrt{3}}. \quad (\text{IV.60})$$

На рис. IV.37 изображена еще одна схема, позволяющая изменять фазу от 0 до 180° . Так как вход и выход имеют общий зажим, здесь не требуется ни трансформатор, ни фазовращатель. Векторная диаграмма для части схемы, составленной из сопротивления R и параллельной индуктивности, изображена на рис. IV.38, а. Если OA представляет реактивное сопротивление L , а OB — сопротивление R , то вектор OD , проведенный перпендикулярно к AB ,

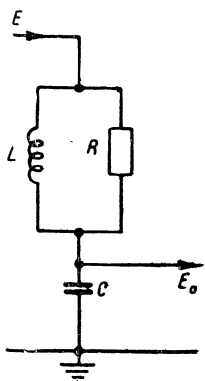


Рис. IV.37. Схема фазовращателя. R переменное.

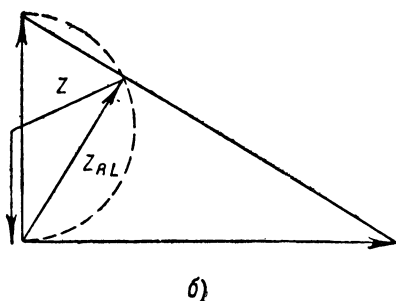
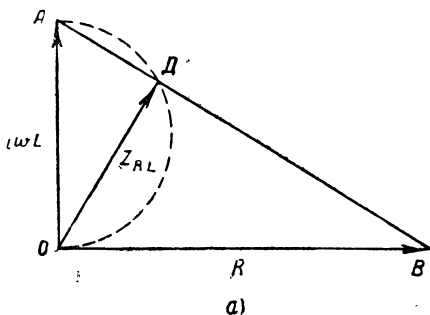


Рис. IV.38. Векторная диаграмма для схемы рис. IV.37.

представляет сопротивление параллельной цепи как по амплитуде, так и по углу*. Так как угол ODA равен 90° , то геомет-

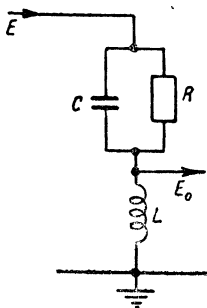


Рис. IV.39. Схема фазовращателя.

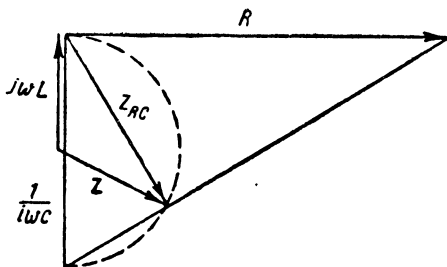


Рис. IV.40. Векторная диаграмма схемы рис. IV.39.

рическим местом точек D (если R меняется от 0 до ∞) является полуокружность с диаметром OA . На рис. IV.38, б показана

* Это основная теорема, применимая к любым двум параллельным сопротивлениям, имеющим фазовые углы, отличающиеся на 90° .

векторная диаграмма полных сопротивлений для полной схемы. Реактивное сопротивление емкости C берут равным по величине сопротивления L и, следовательно, сумма сопротивлений $Z_{RL} = \frac{1}{j\omega C}$ будет всегда радиусом полуокружности. Таким образом, полное сопротивление схемы Z имеет постоянную величину, равную $\frac{1}{\omega C}$, и фазовый угол, изменяющийся от -90° через нуль до $+90^\circ$, если R изменяется от нуля до бесконечности. Напряжение E_0 на емкости C будет тогда равно по величине подаваемому напряжению и будет отставать по фазе на угол $2 \operatorname{arctg} \frac{R}{\omega L}$, который может меняться в пределах $0-90-180^\circ$.

На рис. IV.39 изображена схема, с помощью которой фазу напряжения можно изменять от 0 до 180° . Здесь $\frac{1}{\omega C}$ делается равным $2\omega L$, как показано на векторной диаграмме рис. IV.40. Угол регулировки равен $2 \operatorname{arctg} \omega RC$.

ИМПУЛЬСНЫЕ КОЛЕБАНИЯ

Напряжение синусоидальной формы имеет большое значение для измерения времени. Обычно применение непрерывного синусоидального сигнала для измерения интервала времени между двумя повторяющимися событиями требует, чтобы предыдущее событие было засинхронизировано синусоидальным сигналом. Во многих случаях, однако, приходится иметь дело с непериодическими событиями, причем время начала их неизвестно. Для осуществления синхронизации в этом случае необходимо, чтобы одновременно с началом раннего события возникло синхронизирующее колебание. Это напряжение должно быть равно нулю до начала измеряемого интервала и приобретать конечную амплитуду при синусоидальной форме в пределах этого интервала, затем снова обращаться в нуль и оставаться равным нулю до начала следующего измеряемого интервала времени. Необходимо, чтобы в начале каждого интервала колебания начинались всегда в той же фазе, и желательно, чтобы пусковой переходной процесс длился возможно меньшее время. Кроме того, должна быть обеспечена быстрота прекращения колебаний для того, чтобы схема была готова к следующему циклу как можно скорее. Такой тип колебаний, изображаемый на рис. IV.41, можно назвать импульсно-модулированными синусоидальными колебаниями.

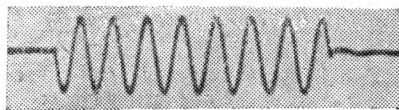


Рис. IV.41. Импульсно-модулированное синусоидальное колебание.

Для того, чтобы начало колебаний не искажалось переходными процессами, все напряжения и токи при запуске должны иметь такие же величины, что и в соответствующие моменты времени в установившемся режиме. Чтобы осуществить это простым путем,

необходимо прежде всего выбрать схему генератора, имеющую наименьшее число элементов. Генераторы с фазовым сдвигом или генераторы по схеме моста, очевидно, не удовлетворяют этим требованиям. Генераторы с резонансным контуром, в особенности генераторы, собранные по трехточечной схеме, более пригодны для этого вида работы при условии тщательного подбора постоянных времени цепей сеточного смещения.

13. Контур с ударным возбуждением

Схема, изображенная на рис. IV.42, является параллельным резонансным контуром, присоединенным к источнику постоянного напряжения E через ограничивающее ток сопротивление R . Рас-

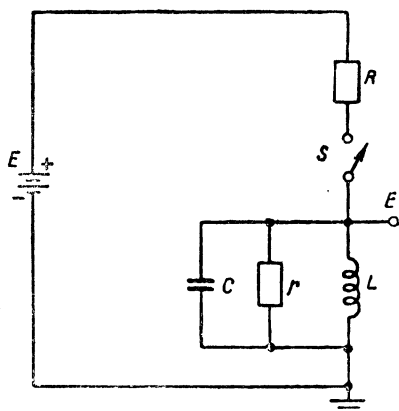


Рис. IV.42. Схема для получения затухающих синусоидальных колебаний.

смотрение этой схемы поможет понять работу импульсно-модулированного трехточечного генератора. Потери по переменному току в резонансном контуре лучше представлять параллельным сопротивлением r , чем сопротивлением, соединенным последовательно с L . Это дает более точное представление о начальных условиях, так как сопротивление индуктивности L постоянному току обычно мало по сравнению с сопротивлением переменному току и по постоянному току r накоротко замыкается индуктивностью L .

Выключатель S вначале замкнут и через индуктивность течет установившийся ток, равный $\frac{E}{R}$; в

момент времени, когда $t=0$, выключатель размыкают и последующее поведение схемы определяется дифференциальным уравнением

$$LrC \frac{d^2 i}{dt^2} + L \frac{di}{dt} + ri = 0, \quad (\text{IV.61})$$

где i — ток, текущий через индуктивность.

Решением уравнения по i является выражение

$$i = Ae^{-\frac{t}{2rC}} \cos(\omega t + \varphi), \quad (\text{IV.62})$$

где

$$\omega = \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{1}{4r^2C^2}}. \quad (\text{IV.63})$$

Постоянные интегрирования A и φ находятся из начальных условий, когда $t=0$, $i=\frac{E}{R}$ и $\frac{di}{dt}=0$. Следовательно

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{-1}{2rC\omega} \quad (\text{IV.64})$$

и

$$A = -\frac{E}{R} \sqrt{1 + \frac{1}{4r^2C^2\omega^2}}. \quad (\text{IV.65})$$

Теперь нетрудно найти напряжение E_0 :

$$E_0 = L \frac{di}{dt} = -\frac{E}{R} \left(1 + \frac{1}{4r^2C^2\omega^2} \right) \omega L e^{-\frac{t}{2rC}} \sin \omega t. \quad (\text{IV.66})$$

Величина $rC\omega$ точно равна добротности резонансного контура. Если пренебречь членом $\frac{1}{4} Q^2$ по сравнению с 1, уравнение (IV.66) можно переписать так

$$E_0 = -\frac{E}{R} \omega L e^{-\frac{\omega t}{2Q}} \sin \omega t. \quad (\text{IV.67})$$

Уравнение (IV.67) показывает, что напряжение E_0 представляет собою затухающее синусоидальное колебание, скорость затухания которого такова, что амплитуда его убывает до $\frac{1}{e}$ от начальной величины за $\frac{Q}{\pi}$ периодов.

На рис. IV.43 приведена осциллограмма напряжения, создаваемого устройством, собранным по схеме рис. IV.44. Эта схема идентична схеме рис. IV.42, за исключением того, что колебания возбуждаются триодом, который запирается отрицательным се-

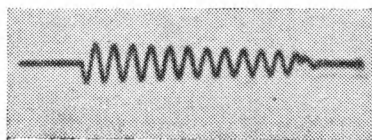


Рис. IV.43. Затухающие колебания, получаемые в схеме рис. IV.44.

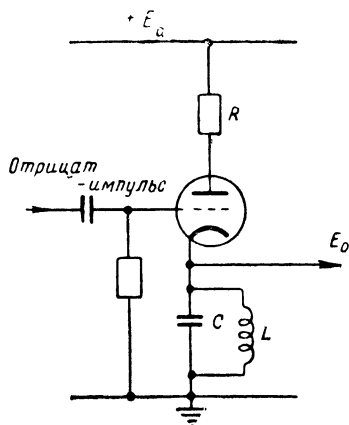


Рис. IV.44. Схема со «звонящим» контуром.

лектирующим импульсом, подаваемым на его сетку. Величина этого импульса должна быть такой, чтобы лампа полностью запиралась для всех последующих величин катодного напряжения, т. е. она должна быть больше напряжения отсечки плюс начальная амплитуда колебаний. Форма напряжения на рис. IV. 43 не является наилучшей и приведена здесь только в качестве иллюстрации. Однако в некоторых устройствах отметки времени получают путем подачи затухающей синусоиды на схему амплитудного срав-

нения (см. гл. IX). Если точками амплитудного сравнения будут не точно нулевые точки, то появится ошибка в интервалах времени между отметками, хотя нули синусоидального напряжения будут расположены на равных расстояниях.

14. Импульсно-модулированный генератор с индуктивной обратной связью

С целью предотвращения затухания колебаний в «звнящем» контуре необходимо пополнять энергию, рассеиваемую на сопротивлении r . Это может быть сделано с помощью схемы рис. IV.45, в которой можно узнать схему генератора с индуктивной обратной связью. Как и в предыдущем случае, колебания возникают за счет отрицательного селектирующего импульса, подаваемого на сетку лампы L_1 . Напряжение с точки b резонансного контура подается на сетку второй лампы L_2 , включенной как катодный повторитель; катод лампы L_2 через сопротивление R_1 присоединен к среднему выводу a индуктивности. При наличии связи между двумя половинами индуктивности сопротивление ветви от среднего отвода равно $\frac{Q\omega L}{4}$ и является величиной активной. Следовательно, если

R_1 равно $\frac{Q\omega L}{4}$, напряжение обратной связи в точке среднего вывода будет равно половине напряжения в точке b . Из-за автотрансформаторного действия L величина напряжения обратной связи на сетке лампы L_2 равна удвоенному напряжению в точке a или напряжению в точке b . Предполагая, что лампа L_2 имеет коэффициент усиления равный 1, можно утверждать, что условие $K_0\beta = 1$ выполняется и колебания будут иметь постоянную амплитуду. На практике, усиление L_2 обычно немного меньше единицы, а связь между двумя половинками L не идеальна. В результате действия этих факторов величина обратной связи уменьшается; это может быть скомпенсировано уменьшением R_1 . Обычно R_1 — переменное сопротивление, которое регулируется для получения колебаний постоянной амплитуды.

По окончании отрицательного селектирующего импульса L_1 опять отпирается, в результате чего колебания быстро затухают. Благодаря низкому катодному сопротивлению обычно затухание происходит за два или три периода.

Из-за искажений, создаваемых лампой L_2 , форма напряжения в точке b лучше, чем в точке a . Однако выходное сопротивление в точке a намного меньше и поэтому нагрузку (если это не сетка лампы) следует подключать в точке a . В некоторых случаях для уменьшения реакции нагрузки на генератор необходимо включить между ними буферный усилитель. Форма напряжения в точке a значительно ухудшается при больших амплитудах колебаний из-за тенденции L_2 запираться при отрицательном сеточном напряжении раскачки. Этот недостаток может быть устранен подачей на сетку

лампы \mathcal{L}_2 относительно земли положительного смещения, как показано на рис. IV.46.

Стабильность частоты описанного генератора очень высока, так как генераторная лампа \mathcal{L}_2 работает на линейном участке и без сеточных токов. В хорошо сконструированном генераторе, работающем на частоте 160 кГц, частота меняется меньше, чем на 10^{-5} при изменении напряжения питания от 100 до 400 в, меньше чем на 10^{-6} при изменении напряжения накала от 4,5 до 8 в и на $5 \cdot 10^{-6}$ при изменении температуры на 1°C .

Работа схемы в этом случае сильно отличается от работы ее в стандартном генераторе радиочастоты, когда лампа работает

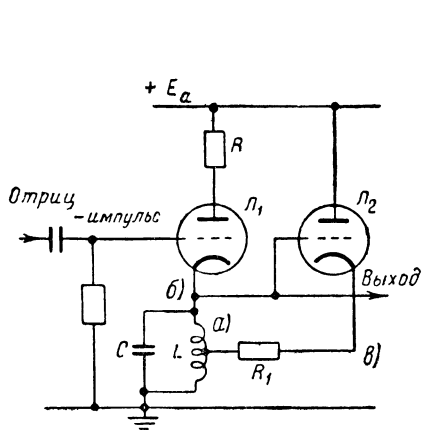


Рис. IV.45. Импульсный генератор с индуктивной обратной связью. R_1 переменное.

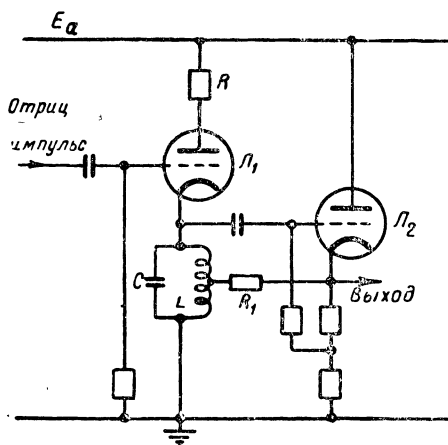


Рис. IV.46. Импульсный генератор с индуктивной обратной связью, имеющий низкоомный выход. R_1 переменное.

в классе C. В результате здесь стабильность амплитуды в обычном смысле отсутствует или очень мала. Если фиксирующая лампа \mathcal{L}_1 заперта достаточно долгое время, то возникшие колебания могут или упасть до нуля или возрасти до появления сеточного тока, который ограничит их амплитуду. Для большинства применений этот недостаток стабильности амплитуды не имеет существенного значения, так как схема должна генерировать колебания такое короткое время, что заметного изменения амплитуды произойти не может.

Заметим, что входная емкость лампы \mathcal{L}_2 и емкость анод — подогреватель \mathcal{L}_1 составляют часть настроенной емкости резонансного контура и при смене лампы могут вызвать изменение частоты. В случаях, когда невозможно восстановить частоту колебаний после смены ламп, применяется схема рис. IV.47, уменьшающая этот эффект до минимума. Подогрев лампы \mathcal{L}_1 осуществляется от отдельного трансформатора, а не от нормального источника накала. Вторичная обмотка этого трансформатора поддерживается при таком же или приблизительно таком высокочастотном потенциале, как и ка-

тод \mathcal{L}_1 , присоединением среднего или крайнего отвода обмотки трансформатора к буферному катодному повторителю \mathcal{L}_3 , с которого снимаются выходные колебания. Если отношение переменного

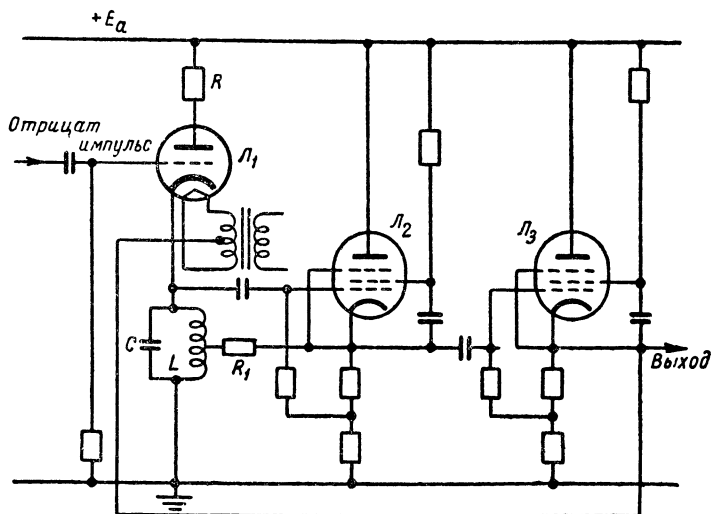


Рис. IV.47. Схема импульсно-модулируемого генератора синусоидальных колебаний, в котором влияние смены лампы на частоту сведено к минимуму. R_1 переменное.

напряжения на катоде \mathcal{L}_3 к переменному напряжению на катоде \mathcal{L}_1 равно B , то кажущаяся емкость катода \mathcal{L}_1 на землю, обусловленная емкостью подогреватель—катод, составляет $(1-B)$ емкости

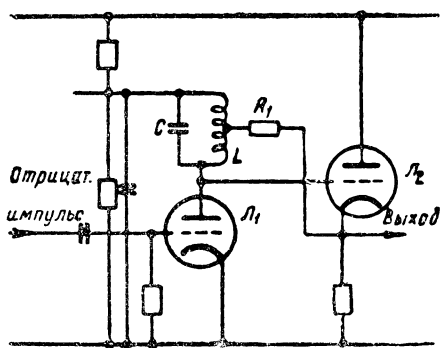


Рис. IV.48. Схема импульсно-модулируемого генератора со «звенящим» контуром в аноде. R_1 переменное.

подогреватель — катод. B есть произведение усиления \mathcal{L}_2 и \mathcal{L}_3 и лишь немного меньше единицы. Так как величина $(1-B)$ очень мала, изменения в емкости подогревателя катода значительно меньше влияют на частоту. Входная емкость \mathcal{L}_2 может быть уменьшена применением пентода с экранирующей сеткой, присоединенной к катоду. Применение пентода также увеличивает усиление \mathcal{L}_2 и делает величину B более близкой к единице.

В другом варианте схемы генератора с импульсной модуляцией резонансный контур включен в анодную цепь запираемой лампы, как это изображено на схеме рис. IV.48. Анодное напряжение на лампу \mathcal{L}_1 подается с делителя напряжения. Схема имеет некоторые

недостатки. Делитель напряжения должен иметь развязывающие емкости на землю так, чтобы верхний конец резонансного контура находился при нулевом потенциале по переменному току. Изменения скважности импульсного возбуждения изменяют напряжение, снимаемое с делителя, и поэтому изменяют амплитуду колебаний. Более того, в конце периода колебаний схема демпфируется только внутренним анодным сопротивлением лампы L_1 , которое значительно больше катодного сопротивления. Несмотря на то, что эта схема имеет преимущество в том отношении, что для получения хорошей формы напряжения, снимаемого с катода лампы L_1 , здесь не нужна отдельная цепь смещения для сетки лампы L_2 , эта схема уступает схеме, описанной выше, в силу указанных недостатков.

15. Импульсно-модулированный генератор с кварцем

На рис. IV.4 изображена эквивалентная схема кварца, представляющая собой последовательное соединение сопротивления, индуктивности и емкости, шунтируемое еще одной емкостью. Эквивалентная добротность кварца настолько велика, что если колебания его возникли, они могут продолжаться с небольшим затуханием достаточно долго, вследствие чего регенерация не требуется. Характерная особенность кварца, которая затрудняет его применение, заключается в невозможности подсоединения к отдельным элементам эквивалентной схемы. В результате этого, колебания кварца нельзя возбудить или прекратить таким же образом как в генераторе с импульсной модуляцией и индуктивной обратной связью.

На рис. IV.49 изображена полная схема импульсно-модулированного генератора, работающего на частоте 82 кГц. Положительное селектирующее напряжение, подаваемое на сетку L_1 , вызывает запираание лампы L_2 благодаря увеличению напряжения на ее катоде. Трансформатор дифференцирует перепад анодного тока лампы L_2 и полученный во вторичной сбалансированной обмотке импульс подается на вход мостовой цепочки, содержащей кварц. Мостовая схема применена для того, чтобы импульс со вторичной обмотки трансформатора мог возбуждать кварц, не проникая в то же время непосредственно на выход. Для полного устранения импульса мост должен быть сбалансирован для всех частот, содержащихся в импульсе — условие, которое может быть выполнено только при включении одинаковых кварцев в оба плеча моста. Но это, однако, не является решением задачи, так как импульс возбуждал бы оба кристалла и полезные колебания на выходе также полностью компенсировались бы.

На частотах, не близких к собственной частоте, кварц ведет себя как постоянная емкость, и поэтому наиболее удовлетворительный баланс моста получается при включении емкости в противоположное плечо моста, как показано на схеме рис. IV.49,а.

Для спектральных составляющих импульса, близких по частоте к частоте кварца, мост не сбалансирован; поэтому в начале и в кон-

це цуга колебаний наблюдаются искажения; длительность искажений может быть порядка половины периода. На рис. IV.49,б приведена осциллограмма выходного импульсно-модулированного синусоидального сигнала, на которой видны искажения, обуслов-

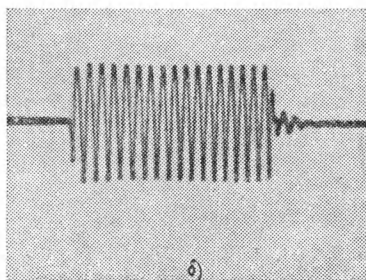
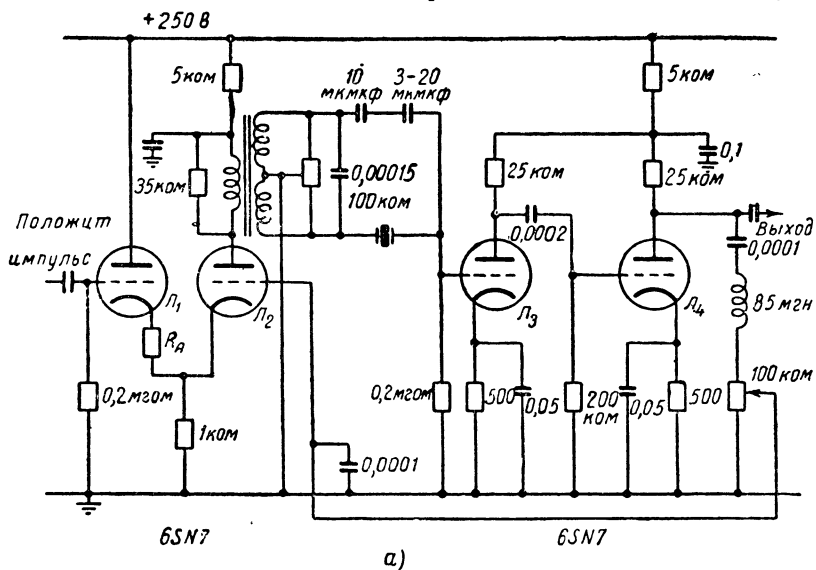


Рис. IV.49:

а — импульсно-модулируемый генератор на частоте 82 кГц. R_d подобрано так, чтобы обеспечить смещение на сетке лампы \mathcal{L}_3 (24В); б — форма выходного напряжения частоты 82 кГц.

ленные частичным прохождением возбуждающего импульса из-за плсхого баланса моста. Выходное напряжение моста усиливается лампами \mathcal{L}_3 и \mathcal{L}_4 . В конце селектирующего импульса лампа \mathcal{L}_2 снова отпирается. Управляющая сетка лампы \mathcal{L}_2 соединена через фазокорректирующую цепочку с выходом усилителя так, что когда лампа \mathcal{L}_2 проводит, усиленное напряжение кварца подается на тот же кварц в противофазе. Таким образом, по окончании селектирующего импульса выходное напряжение быстро затухает. Небольшие

изменения длительности селектирующего импульса или частоты его повторения не влияют на амплитуду синусоиды при условии, что период покоя соответствует 30—50 периодам колебаний кварца.

Амплитуда колебаний, как функция времени, пропорциональна величине $e^{-\frac{\omega t}{2Q}}$, где ω — угловая частота колебаний, а Q , в соответствии с эквивалентной схемой кварца, равно $\frac{\omega L}{R}$. Относительная амплитуда может быть выражена через число периодов n , как $e^{-\frac{\pi n}{Q}}$. Если N — число периодов, требуемое для того, чтобы амплитуда уменьшилась на P процентов, то очевидно, что

$$e^{-\frac{N\pi}{Q}} = 1 - \frac{P}{100}$$

или

$$-\frac{N\pi}{Q} = \ln\left(1 - \frac{P}{100}\right),$$

но, если P мало, то

$$\ln\left(1 - \frac{P}{100}\right) \cong -\frac{P}{100},$$

так что

$$N = \frac{QP}{100\pi}.$$

Если, например, Q равно 3000, амплитуда за 10 периодов уменьшится только на 1%.

Хорошо известно, что кристаллы кварца могут колебаться в одном или нескольких режимах, каждый из которых имеет свою характеристическую частоту. Желательно, чтобы имелся один режим, который легче возбуждается, нежели другие. К сожалению, между различными типами возбуждения кварца возможна связь, так что возбуждение колебаний одного типа вызывает возникновение колебаний других типов. Это свойство кварца в импульсно-модулированном генераторе очень неприятно, так как оно приводит к тому, что выходное напряжение содержит две или более некрatные частоты, лишь одна из которых пригодна для измерения времени. Для уничтожения связи между колебаниями различных типов разработан специальный срез кристалла кварца. Такой кристалл может возбуждаться на одной частоте. Это было сделано для частоты 80 кгц, но предполагается, что для частот до нескольких сот кгц кристаллы можно изготовлять таким же образом.

В гл. XXI описывается метод применения кварцевого генератора незатухающих колебаний для получения импульсов, которые синхронизируются случайными пусковыми сигналами. Подобная схема не требует импульсной работы самого кварца.

ИМПУЛЬСНО-МОДУЛИРОВАННЫЕ МНОГОФАЗНЫЕ СИНУСОИДАЛЬНЫЕ КОЛЕБАНИЯ

Задача сдвига фазы импульсно-модулированного колебания более сложна, чем задача сдвига фазы незатухающего колебания (§§ 11 и 12). Причина трудности будет ясна, если вычислить реакцию одной из цепей, описанных в § 12, на импульсно-синусоидальное возбуждение. Предположим, что колебание вида

$$\begin{aligned} E &= 0 & t < 0 \\ E &= A \sin \omega t & t > 0 \end{aligned} \quad (\text{IV.68})$$

подается на схему рис. IV.33, *a*. Дифференциальное уравнение для тока при $t > 0$ есть

$$R \frac{di}{dt} + \frac{1}{C} i = 2A\omega \cos \omega t. \quad (\text{IV.69})$$

Решение этого уравнения дает

$$i = \frac{2A \sin(\omega t + \theta)}{\left(R^2 + \frac{1}{\omega^2 C^2}\right)^{1/2}} + B e^{-\frac{t}{RC}}, \quad (\text{IV.70})$$

где

$$\theta = \arctg \frac{1}{\omega RC}. \quad (\text{IV.71})$$

Выходное напряжение E_0 , равное $iR - E$, после некоторых упрощений может быть написано в виде

$$E_0 = A \sin(\omega t + 2\theta) + BR e^{-\frac{t}{RC}}. \quad (\text{IV.72})$$

Выполняя требование, чтобы E_0 равнялось нулю при $t=0$, определяем постоянную интегрирования B и находим E_0

$$E_0 = A \sin(\omega t + 2\theta) - A \sin 2\theta e^{-\frac{t}{RC}}. \quad (\text{IV.73})$$

В этом уравнении первый член представляет желаемое выходное напряжение. Второй член, требующийся для удовлетворения начальных условий, представляет собой затухающую экспоненту, которая искажает начальную часть выходного напряжения. В конце концов, конечно, экспоненциальный член становится настолько мал, что им можно пренебречь по сравнению с синусоидальным членом. Но до тех пор, пока экспоненциальный член велик, выходное напряжение непригодно для измерения времени. Заметим, что начальная амплитуда нестационарного члена пропорциональна синусу угла сдвига фазы и что постоянная времени RC обратно пропорциональна тангенсу половины угла. Для небольших углов сдвига фазы начальная амплитуда мала, но функция затухает очень медленно, в то время как для больших углов, близких к 180° , начальная амплитуда сравнима с амплитудой синусоидального члена, но затухает быстро. На рис. IV.50 представлена фотография

колебания E_0 для фазового угла в 60° . Число периодов, прошедших до того, как экспоненциальный член стал в P раз меньше амплитуды синусоидального члена, может быть найдено в виде угла фазового сдвига 2θ решением уравнения

$$A \sin 2\theta e^{-\frac{t}{RC}} = PA. \quad (\text{IV.74})$$

$$\frac{\sin 2\theta}{P} e^{-\frac{t}{RC}} = 1 \quad (\text{IV.75})$$

$$\ln \frac{\sin 2\theta}{P} - \frac{t}{RC} = 0, \quad (\text{IV.76})$$

но из уравнения (IV.25)

$$\frac{1}{RC} = \omega \operatorname{tg} \theta \quad (\text{IV.77})$$

$$\frac{1}{RC} = \frac{2\pi}{T} \operatorname{tg} \theta, \quad (\text{IV.78})$$

где T — период колебаний; откуда

$$\frac{t}{RC} = 2\pi \frac{t}{T} \operatorname{tg} \theta. \quad (\text{IV.79})$$

Но $\frac{t}{T}$ как раз и является числом (n) прошедших периодов. Поэтому,

$$n = \frac{\ln \frac{\sin 2\theta}{P}}{2\pi \operatorname{tg} \theta}. \quad (\text{IV.80})$$

В каждом конкретном случае требуемой точностью определяется, насколько мал должен быть экспоненциальный член, чтобы им можно было пренебречь. При малых углах полезную часть колебания задерживают на несколько периодов, в то время как для углов, больших 90° , задержки меньше, чем период. Во многих случаях требуется измерять очень небольшие интервалы времени. Поэтому допустимая задержка составляет лишь незначительную часть периода.

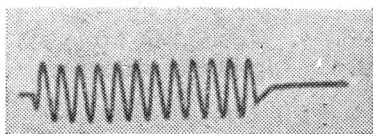


Рис. IV.50. Импульсно-модулированные синусоидальные колебания, сдвинутые по фазе на 60° схемой рис. IV.38, а.

16. Реостатно-емкостные цепи обратной связи

Постоянная времени экспоненциального члена может быть сделана сколь угодно малой при условии потери полезной выходной амплитуды. Рассмотрим схему рис. IV.51, а и соответствующую ей векторную диаграмму полных сопротивлений, изображенную на рис. IV.51б.

Цепочка, изображенная на схеме, сдвигает фазу напряжения на некоторый угол между 0 и 90°. Емкость C_1 и сопротивление R выбираются так, чтобы фазовый угол их общего полного сопротивления был приблизительно $(90^\circ - \varphi)$, где φ — требуемый угол сдвига фазы. Величина C_2 берется настолько малой, чтобы ее сопротивление было велико по сравнению с R или с сопротивлением C_1 . Полное сопротивление Z_1 поэтому равно приблизительно емкостному сопротивлению C_2 . Угол между вектором полного сопротивления и частью его, с которой снимается выходное напряжение, равен φ и поэтому выходное напряжение опережает входное также на угол φ . Принципиально, угол φ может регулироваться величинами C_1 и R . Постоянная времени для экспоненциального члена на выходе равна произведению R на эквивалентную емкость последовательно включенных конденсаторов

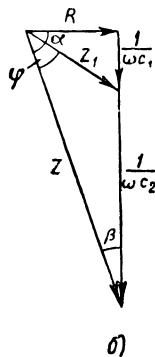
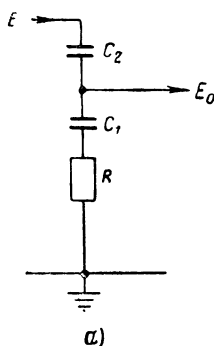


Рис. IV.51. Схема для сдвига фазы импульсно-модулированных синусоидальных колебаний и векторная диаграмма.

ров C_1 и C_2 . Так как C_2 мало по сравнению с C_1 , эта эквивалентная емкость близка к C_2 и постоянная времени может уменьшаться весьма значительно. В результате того, что C_2 имеет малую величину, отношение полного сопротивления Z к полному сопротивлению C_1 и R становится при этом большим, а выходное напряжение — малым. Интересно найти зависимость между постоянной времени и уменьшением амплитуды. Пусть N — отношение входной амплитуды к выходной, т. е. Z к Z_1 . Постоянная времени τ определяется соотношением

$$\tau = \frac{R}{\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2}}$$

$$\tau = \frac{1}{\omega \frac{\frac{1}{\omega C_1} + \frac{1}{\omega C_2}}{R}} \quad (\text{IV.81})$$

$$\tau = \frac{1}{\omega \operatorname{tg} \alpha}. \quad (\text{IV.82})$$

Из рис. IV.51, б следует

$$\frac{Z_1}{\sin \beta} = \frac{Z}{\sin (\varphi + \beta)} = \frac{NZ_1}{\sin \varphi \cos \beta + \cos \varphi \sin \beta} \quad (\text{IV.83})$$

$$N \sin \beta = \sin \varphi \cos \beta + \cos \varphi \sin \beta$$

$$\operatorname{ctg} \beta = \frac{N - \cos \varphi}{\sin \varphi}. \quad (\text{IV.84})$$

Но так как

$$\operatorname{ctg} \hat{\beta} = \operatorname{tg} \hat{\alpha},$$

то

$$\tau = \frac{\sin \varphi}{\omega(N - \cos \varphi)}. \quad (\text{IV.85})$$

Приравняв производную τ по φ нулю, можно показать, что максимальная величина τ будет при $\varphi = \frac{1}{N}$. Подстановка этой величины в формулу (IV.85) дает

$$\omega \tau_{\max} = \frac{1}{\sqrt{N^2 - 1}} \approx \frac{1}{N}. \quad (\text{IV.86})$$

Принимая в качестве расчетных параметров коэффициент N и полное сопротивление Z , с помощью векторной диаграммы рис. IV.51, б можно получить следующие зависимости

$$R = Z \sin \beta \quad (\text{IV.87})$$

$$\frac{1}{\omega C_1} = Z_1 \cos(\varphi + \beta) = \frac{Z}{N} \cos(\varphi + \beta) \quad (\text{IV.88})$$

и

$$\frac{1}{\omega C_2} = Z \cos \beta - \frac{1}{\omega C_1}, \quad (\text{IV.89})$$

где β дается уравнением (IV.84).

Для того, чтобы сдвинутое по фазе напряжение было равно по величине входному напряжению, требуется усилитель. Стабилизация усиления может быть достигнута применением отрицательной обратной связи типа, описанного в гл. II. Практический пример схемы такого усилителя дан на рис. IV.52. Элементы цепи обратной связи R' и C' могут быть представлены на сетке первой лампы в виде действующего сопротивления $\frac{R'}{1 - K_0}$, соединенного последовательно с емкостью $(1 - K_0) C'$, где K_0 — усиление усилителя. Так как K_0 — величина большая и отрицательная, элементы обратной связи действуют как небольшое активное сопротивление последовательно с большой емкостью на входе и соответствуют R и C_1 в предшествующем рассуждении. Если R' и C' выбраны так, что выходное напряжение равно напряжению, подаваемому на входную цепочку, то K_0 и N — идентичны.

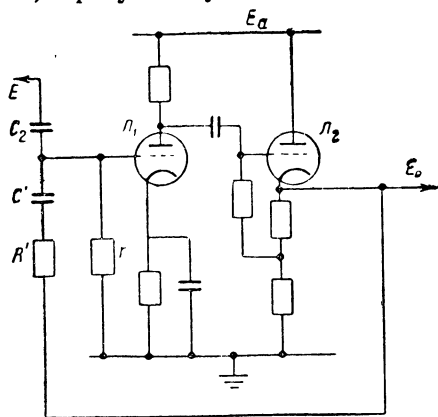


Рис. IV.52. Стабилизированный усилитель для фазосдвигающей схемы рис. IV.51.

Если K_0 велико, величина полных сопротивлений R' и C' будет приблизительно равна величине сопротивления C_2 .

Влияние небольшого изменения dK_0 усиления усилителя может быть найдено следующим образом. Рассмотрим обобщенную схему рис. IV.53. Коэффициент обратной связи для этой схемы равен

$$\beta = \frac{Z'_2}{Z'_1 + Z'_2}. \quad (\text{IV.90})$$

Как показано в гл. II, процентное изменение выходного напряжения усилителей с обратной связью при данном процентном изменении величины усиления K_0 определяется равенством

$$\frac{dE_0}{E_0} = \frac{\frac{dK_0}{K_0}}{1 - K_0\beta}. \quad (\text{IV.91})$$

Так как кажущаяся величина Z'_1 уменьшается из-за обратной связи, полное усиление K равно

$$K = \frac{E_0}{E} = \frac{\frac{Z'_1}{1 - K_0}}{Z'_2 + \frac{Z'_1}{1 - K_0}} K_0. \quad (\text{IV.92})$$

Коэффициент обратной связи β может быть выражен через K и K_0 объединением уравнений (IV.90) и (IV.92). Таким образом,

$$\beta = \frac{K - K_0}{K_0(K - 1)}. \quad (\text{IV.93})$$

При этом уравнение (IV.91) примет вид

$$\frac{dE_0}{E_0} = \frac{\frac{dK_0}{K_0}}{1 - \frac{K - K_0}{K - 1}} = \frac{K - 1}{K_0 - 1} \frac{dK_0}{K_0}. \quad (\text{IV.94})$$

Обычно E_0 — величина комплексная

$$E_0 = |E_0| e^{j\theta} \quad (\text{IV.95})$$

и

$$dE_0 = d|E_0| e^{j\theta} + j|E_0| e^{j\theta} d\theta, \quad (\text{IV.96})$$

так что

$$\frac{dE_0}{E_0} = \frac{d|E_0|}{|E_0|} + j d\theta. \quad (\text{IV.97})$$

Для схемы рис. IV.52 полные сопротивления Z'_1 и Z'_2 выбраны так, что выходное напряжение E_0 равно по величине входному напряжению E и отличается по фазе на угол $\varphi + \pi$. Слагаемое π появляется из-за сдвига фазы на 180° , создаваемого усилителем K_0 (рис. IV. 53). Следовательно, усиление K равно

$$K = e^{j(\varphi + \pi)} = \cos(\varphi + \pi) + j \sin(\varphi + \pi). \quad (\text{IV.98})$$

Подстановка этого значения K в уравнение (IV.94) дает

$$\frac{dE_0}{E_0} = \left[\frac{\cos(\varphi + \pi) - 1}{K_0 - 1} + \frac{j \sin(\varphi + \pi)}{K_0 - 1} \right] dK_0. \quad (\text{IV.99})$$

Приравнявая действительную и мнимую части уравнения (IV.97), получаем

$$\begin{aligned} \frac{d|E_0|}{|E_0|} &= \frac{\cos(\varphi + \pi) - 1}{K_0 - 1} \frac{dK_0}{K_0} \\ \frac{d|E_0|}{|E_0|} &= \frac{1 + \cos \varphi}{1 - K_0} \frac{dK_0}{K_0} \end{aligned} \quad (\text{IV.100})$$

и

$$\begin{aligned} d\varphi &= \frac{\sin(\varphi + \pi)}{K_0 - 1} \frac{dK_0}{K_0} \\ d\varphi &= \frac{\sin \varphi}{1 - K_0} \frac{dK_0}{K_0}. \end{aligned} \quad (\text{IV.101})$$

Эти равенства показывают, что если K_0 велико, небольшие изменения усиления мало влияют на амплитуду и фазу выходного напряжения. Необходимо указать, что в процессе усиления сигнал инвертируется, т. е. сдвигается по фазе на 180° . В результате полный фазовый сдвиг находится где-то между 180 и 270° , а не между 0 и 90° . Фаза сигнала напряжения может быть восстановлена включением в анодную цепь лампы L_2 (рис. IV.52) сопротивления, равного сопротивлению в катодной цепи. При этом сигнал должен сниматься с анода. Таким образом будут иметься напряжения с фазовыми углами в первом и третьем квадрантах.

Попытка перекрыть два оставшихся квадранта путем перемены местами сопротивления и емкости или замены емкости индуктивностью приводит, к сожалению, к недопустимому возрастанию постоянной времени переходного процесса. Второй и четвертый квадранты могут быть перекрыты, однако, применением последовательно двух схем обратной связи на RC . Например, некоторые типы фазосдвигающих конденсаторов требуют трех входных напряжений, сдвинутых по фазе на 120° . Схема, подобная изображенной на рис. IV.52, может быть применена для создания опережения фазы на 240° , а вторая подобная схема, работающая от выхода первой, обеспечивает полное опережение фазы в 480° . Эти два сдвига эквивалентны опережению на 120° и запаздыванию на 120° относительно входного напряжения.

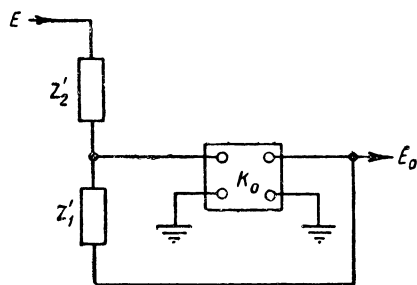


Рис. IV.53. Скелетная схема фазосдвигающего четырехполюсника и усилителя.

Как было указано выше, предельный угол сдвиг фазы, который может дать рассмотренная схема, равен 90° (или 270°). Этот предел практически не достижим, так как K_0 не может быть равно бесконечности. Так как часто встречается, однако, необходимость в сдвиге фазы на 90° , желательно несколько расширить указанный предел достижимых сдвигов фазы, чтобы он охватывал угол 90° .

Это может быть сделано заменой C' на рис. IV.51 индуктивностью, как показано на рис. IV.54. Если $\omega L = \frac{R}{N}$, где N попрежнему отношение Z к Z_1 , то очевидно, что Z_1 будет отставать от Z на 90° . Требуемая величина C_2 дается соотношением

$$\frac{1}{\omega C_2} = (N^2 + 1) \omega L. \quad (\text{IV.102})$$

Благодаря включению в цепь индуктивности нестационарный процесс приобретает характер затухающих синусоидальных колебаний вместо убывающей экспоненты. Полное решение дифферен-

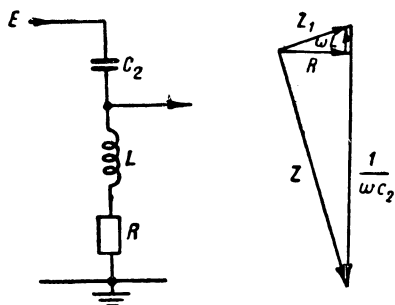


Рис. IV.54. Схема для сдвига фазы импульсно-модулированных синусоидальных колебаний на 90° .

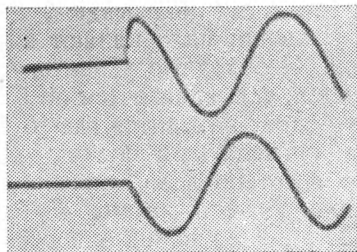


Рис. IV.55. Импульсно-модулированные колебания частоты 16 кгц , сдвинутые по фазе на 90° друг относительно друга с помощью схемы рис. IV.54.

циального уравнения показывает, что составляющая нестационарного процесса имеет частоту в $\sqrt{\frac{3N^2}{4} + 1}$ раз большую частоты возбуждающего напряжения и затухает с постоянной времени $\frac{2}{N\omega}$.

Начальная амплитуда нестационарного процесса приблизительно в $2/\sqrt{3}$ раза больше выходной амплитуды установившегося режима, если N велико. С этим изменением может применяться вышеупомянутый метод усиления. На рис. IV.55 представлена осциллограмма импульсных колебаний частоты 16 кгц , сдвинутых по фазе на 90° указанным способом.

Очевидно, что с увеличением величины L может быть получен фазовый сдвиг значительно больший, чем 90° . Было найдено, однако, что если фазовый угол увеличивается свыше 90° , постоянная времени неустойчившегося процесса быстро возрастает.

17. Фазорасщепляющий усилитель

Очень простой метод расщепления импульсно-модулированных синусоидальных колебаний на две составляющие, отличающиеся по фазе на 90° , применен в устройстве, схема которого дана на рис. IV.56. Импульсно-модулированные синусоидальные колебания подаются на сетку пентода, обладающего большой крутизной. Нагрузка катодной цепи состоит из параллельно соединенных сопротивления R_k и емкости C , анодная нагрузка представляет собой параллельно соединенные сопротивление R_a и индуктивность L . Если R_a , R_k , L и C выбраны так, что

$$R_k = \omega L, \quad (\text{IV.103})$$

$$R_a = \frac{1}{\omega C}, \quad (\text{IV.104})$$

то анодное и катодное полные сопротивления будут равны по величине и отличаться по фазе на 90° , как показано на рис. IV.57. Так как крутизна лампы велика, то напряжение на катоде воспроизводит очень точно входное напряжение. В анодной и катодной нагрузках течет один и тот же ток, а так как век-

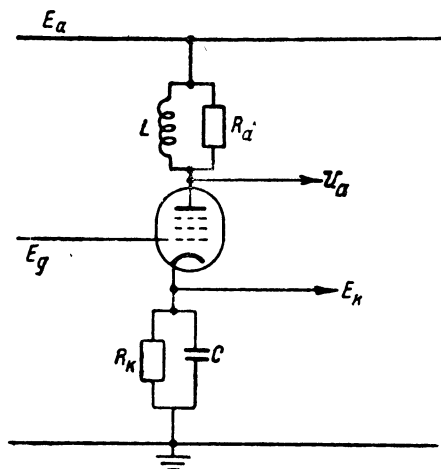


Рис. IV.56. Способ сдвига фазы импульсно-модулированных синусоидальных колебаний на 90° .

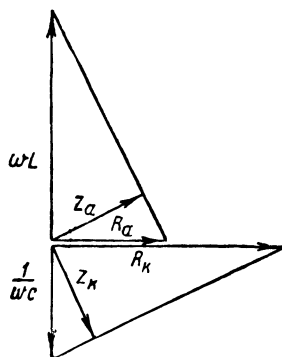


Рис. IV.57. Векторная диаграмма полных сопротивлений схемы рис. IV.56.

торы полных сопротивлений этих двух нагрузок равны по величине и взаимно перпендикулярны, напряжение на аноде равно по величине напряжению на катоде, но сдвинуто по фазе на 90° .

Единственные ограничения при выборе величин полных сопротивлений даны уравнениями (IV.103) и (IV.104). Существует возможность, таким образом, сделать R_k и ωL бесконечными или R_a бесконечным, а C равным нулю, т. е. их не включать. Первая возможность исключается, так как не будет ветви для постоянного тока лампы. Вторая возможность не применяется, так как

внезапное увеличение тока в анодном контуре возбудит колебания на нерезонансной частоте индуктивности и ее распределенной емкости. Наилучший результат получается при выборе R_a для критического затухания.

Функция фазовращения может быть успешно совмещена с созданием импульсно-модулированных синусоидальных колебаний. Так как напряжение на катode передается на сетку, катод может

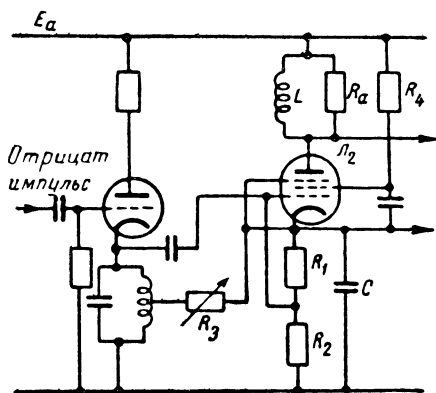


Рис. IV.58. Схема импульсно-модулированного генератора синусоидальных колебаний и фазовращателя.

применяться, как источник напряжения обратной связи, необходимой для поддержания импульсных колебаний постоянной амплитуды. На рис. IV.58 изображена схема импульсно-модулированного генератора синусоидальных колебаний и

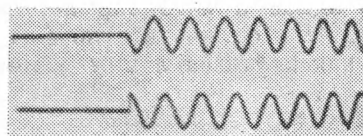


Рис. IV.59. Формы напряжений, получаемых в генераторе рис IV.58.

фазовращателя. На этом рисунке R_k [см. равенство (IV.103)] образуется комбинацией R_1 и R_2 , соединенных между собой последовательно с присоединенным параллельным R_4 и двойным R_3 . Необходимо брать два сопротивления R_3 , так как сопротивление от средней точки индуктивности генератора на землю равняется сопротивлению обратной связи. На рис. IV.59 приведена осциллограмма форм напряжения, получаемого на катode и аноде генератора, собранного по схеме рис. IV.58.

18. Импульсно-модулированные синусоидальные колебания, применяемые в сельсинах

В гл. XIII этой книги рассмотрено применение сельсинов для сдвига фазы. Там показано, что при применении импульсных колебаний форма токов должна иметь вид

$$\left. \begin{aligned} i_1 &= K & t < 0 \\ i_1 &= A \sin \omega t + K_1 & t > 0 \\ i_2 &= K_2 & t < 0 \\ i_2 &= -A \cos \omega t + K_2 + A & t > 0 \end{aligned} \right\}, \quad (\text{IV.105})$$

где A , K_1 и K_2 — постоянные.

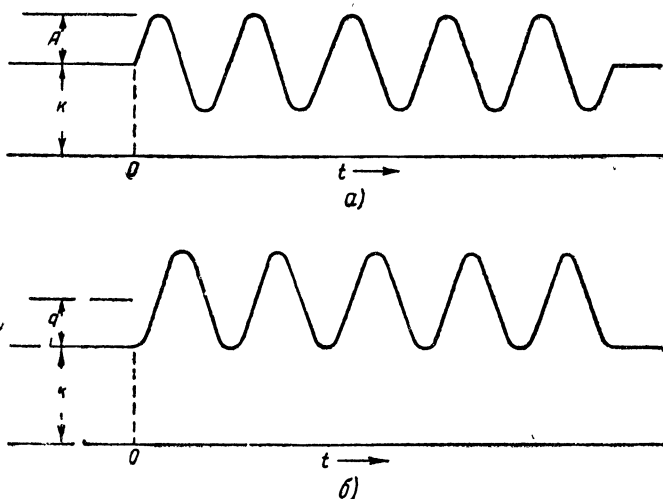


Рис. IV.60. Формы токов для сельсинного фазовращателя.

Эти формы колебаний показаны на рис. IV.60. Форма колебаний рис. IV.60,а (за исключением изменения знака) представляет собой напряжение, которое легко получить рассмотренными выше методами. Форму колебаний рис. IV.60,б получить труднее из-за сдвига среднего уровня на время существования колебаний. Заметим, однако, что рис. IV.60,б показывает точную форму тока в индуктивности генератора импульсно-модулированного синусоидального напряжения. Если небольшое сопротивление поместить последовательно с заземленным концом этой индуктивности, полученная форма кривой приблизительно будет соответствовать одной из приведенных. Действие этого добавочного сопротивления на генератор скажется в изменении фазы, с которой начинаются колебания небольшой величины, а для поддержания постоянной амплитуды необходимо увеличить величину обратной связи. Форма колебаний не ухудшится, если добавочное сопротивление мало. Напряжение на сопротивлении сдвинуто по фазе на 90° по сравнению с напряжением на индуктивности, но не с полным напряжением, которое имеется в верхней точке катушки. Эта фазовая ошибка может быть скомпенсирована добавлением к сопротивлению небольшой емкостной составляющей, так что вектор полного сопротивления этой ветви будет составлять прямой угол с вектором общего полного сопротивления Z , как это видно из рис. IV.61.

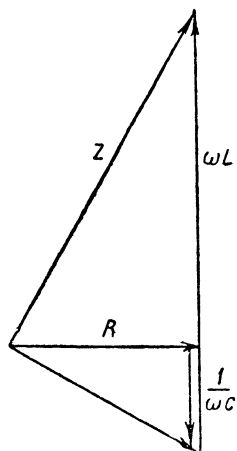


Рис. IV.61. Векторная диаграмма полных сопротивлений для катодной цепи измененного импульсно-модулированного генератора.

находилась под потенциалом земли, то в отсутствии возбуждающего импульса ток через индуктивность не протекал и контур не мог бы возбудиться. Сопротивление R_1 делается переменным для регулировки амплитуды на выходе фазовращателя, а фазокомпенсирующий конденсатор C шунтируется переменным сопротивлением R_2 для точной установки фазы. Выходные напряжения подаются на сетки двух пентодов, анодные цепи которых содержат первичную и вторичную обмотки сельсина. Из-за большого внутреннего сопротивления пентодов и тока обратной связи через большое нешунтируемое катодное сопротивление токи в обмотках сельсина воспроизведут точно формы выходного напряжения. На рис. IV.63,а и IV.63,б приведены осциллограммы напряжений на сетках ламп L_5 и L_6 .

Глава V

ГЕНЕРИРОВАНИЕ КОЛЕБАНИЙ С КРУТЫМИ ПЕРЕПАДАМИ

ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

В предыдущей главе рассмотрены методы генерирования колебаний синусоидальной формы, являющейся простейшей формой колебаний. Существует, однако, очень много случаев применения колебаний специальной формы, — именно, колебаний с очень кру-

тыми перепадами. В данной главе описаны методы генерирования таких колебаний.

Колебания с крутыми перепадами широко применяются, например, в устройствах для измерения времени, так как определенный момент времени легче точно и однозначно связать с моментом возникновения крутого фронта волны, чем с некоторой точкой синусоиды. Наиболее ценным свойством колебаний с крутыми перепадами является поэтому большая скорость нарастания и спадания волны; в этой главе будут описаны методы генерирования импульсов малой длительности и прямоугольных импульсов с

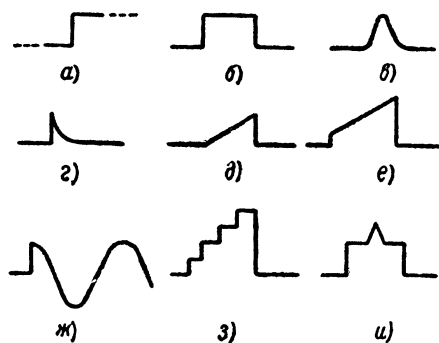


Рис. V.1. Примеры сигналов с крутыми перепадами:

а — перепад напряжения; *б* — прямоугольный импульс; *в* — сглаженный импульс; *г* — импульс с крутым передним и пологим задним фронтами; *д* — треугольный импульс; *е* — трапецидальный импульс; *ж* — импульсный синусоидальный сигнал; *з* — ступенчатый сигнал; *и* — треугольный импульс на опорном сигнале.

малым временем нарастания и спадания, т. е. с кратковременными фронтами и спадами. Предварительно следует указать, что в совершенных устройствах длительность фронта и спада может составлять сотые доли микросекунды.

Можно представить себе большое число видов колебаний с крутыми перепадами; несколько примеров таких колебаний приведено на рис. V.1, причем в данной главе будут рассматриваться только простейшие из них: импульсные и прямоугольные колебания; более сложные виды колебаний с крутыми перепадами, требующие дополнительных процессов (типа дифференцирования, интегрирования, модуляции, сложения и т. д.), будут рассмотрены в других главах этой книги.

1. Способы и принципы генерирования колебаний с крутыми перепадами

Различные типы устройств, применяемых для генерирования колебаний с крутыми перепадами, можно классифицировать в соответствии с последующим описанием следующим образом:

1. Мультивибраторы и устройства типа фантастроны.

2. Блокинг-генераторы.

3. Импульсные генераторы с линиями задержки.

В этой главе будут описаны только устройства первого типа; блокинг-генераторы и генераторы с линиями задержки рассмотрены в гл. VI, а схемы обострения импульсов и спрямляющие схемы — в гл. IX.

Так как все указанные выше устройства генерируют колебания резко отличные по форме от синусоидальных колебаний, то следует установить то общее свойство этих устройств, которое отличает их от генераторов синусоидальных колебаний. Оно заключается в наличии нелинейного элемента. Колебания чисто синусоидальной формы принципиально можно генерировать без подобного элемента, в то время как в генераторах колебаний с крутыми перепадами нелинейный элемент играет решающую роль и обычно чем резче выражена нелинейность, тем круче могут быть перепады волны. В силу этого анализ любой схемы данной главы, в отличие от анализа работы генераторов синусоидальных колебаний, должен исходить из нелинейных свойств элементов.

Знание свойств нелинейных элементов, схем их применения и методов анализа этих схем имеет важное значение для понимания изложенного ниже материала. Поэтому перед изучением данной главы читатель должен хорошо ознакомиться с содержанием гл. III.

Как указывалось выше, наиболее важным свойством колебаний с крутыми перепадами является кратковременность этих перепадов, но получение колебаний с очень малым временем нарастания и спадания тока или напряжения встречает ряд трудностей. Максимальная скорость перепада волны в некоторой точке электрической цепи почти всегда ограничивается возможностью подводить к этой точке большой ток, необходимый для быстрого заряда и разряда неизбежных емкостей, присоединенных к этой точке. Поэтому, если цепь предназначена для получения колебаний с крутыми перепадами, то емкости цепи должны быть минимальны, а пиковые значения тока должны иметь возможно большую величину.

Это условие можно пояснить на примере простого ограничивающего усилителя (рис. V.2). Справа на этом рисунке изображены три возможные характеристики лампы. Очевидно, что характеристика *в* хуже, чем *а* и *б*, так как лампа с характеристикой *в* при том же импульсе на сетке потребует большего времени для запираания и отпираания и, следовательно, даст импульс анодного тока с более пологими перепадами, чем лампы с характеристиками *а* и *б*. Для получения малой емкости C_2 необходимо выбрать лампу

с малой выходной емкостью и так сконструировать следующий каскад схемы, чтобы входная емкость каскада была минимальна. Величина R_2 также должна быть невелика, чтобы обеспечить большой ток заряда C_2 при запираии лампы и, следовательно, получить крутой спад выходного импульса. Нижняя граница величины R_2 определяется требуемой амплитудой выходного импульса. С этой точки зрения лампа с характеристикой θ хуже лампы с характеристикой a , так как последняя при одинаковой крутизне фронта даст больший выходной импульс или при одинаковой амплитуде даст импульс с большей крутизной фронта, чем лампа θ . Емкость C_1 также должна быть мала и в этом отношении пентод лучше триода вследствие влияния динамической емкости. Величина сопротивления R_1 должна быть настолько мала, насколько это возможно без нарушения хороших ограничивающих свойств лампы при появлении сеточного тока и ухудшения перепадов импульса на сетке вследствие перезарядов емкости C_1 .

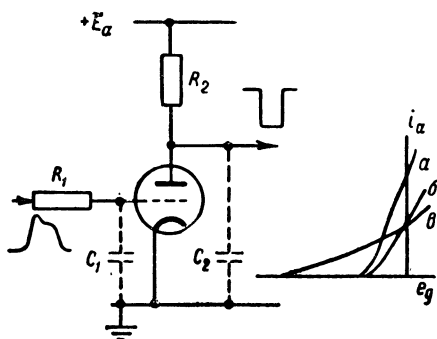


Рис. V.2. Ограничивающий усилитель.

Рассмотренный пример позволяет понять основные задачи, возникающие при проектировании устройств для получения колебаний с крутыми перепадами. Во-первых, должны быть выбраны элементы, нелинейность которых выражена наиболее резко. Современные триоды и пентоды при обычных анодных напряжениях запираются напряжением на сетке—4 в, а при нулевом сеточном смещении имеют крутизну свыше 10 ма/в. Как указывалось в гл. III, газонаполненные лампы и схемы с положительной обратной связью имеют разрывную, изменяющуюся скачком, характеристику и поэтому в точке срабатывания имеют очень большую крутизну. Во-вторых, выбранные нелинейные элементы должны давать большие импульсные токи, хотя средний ток их может быть часто и невелик. Упомянутые триоды и пентоды могут дать в импульсе ток свыше 1 а; такой же ток могут дать в импульсе маленькие тиратроны.

Наконец, емкость критических точек цепи на землю должна быть мала. Многие миниатюрные лампы, разработанные в последние годы, имеют входные и выходные емкости, сумма которых меньше, чем 5 мкмкф; обычные лампы имеют приблизительно вдвое большие емкости.

2. Применения

Как уже было указано, колебания с крутыми перепадами находят себе широкое применение при формировании синхронизирующих импульсов, причем крутизна перепада является важным свой-

ством колебаний этого вида, особенно если требуется обеспечить высокую разрешающую способность по времени.

Колебания с крутыми перепадами используются также и в других случаях, как например, при временной модуляции, измерении интервалов времени, импульсном делении частоты и т. д. Колебания с крутыми перепадами применяются также для коммутации нелинейных элементов электрических цепей, иногда называемой селектированием. Примерами подобного применения являются: подсветка электронно-лучевой трубки, кратковременное изменение чувствительности приемника с помощью специального импульса, временная селекция с помощью импульса, совмещаемого по времени с выбранным сигналом и т. д. В этих случаях предъявляется дополнительное требование к форме селектирующего сигнала: кроме крутых перепадов он должен иметь плоскую вершину, т. е. форма его должна быть прямоугольной.

3. Практические соображения

При выборе схем для создания колебаний с крутыми перепадами кроме формы выходного сигнала (крутизна перепадов и плоскость вершины) необходимо учитывать еще ряд факторов. Ниже приводятся некоторые соображения, которые рекомендуется учитывать при разработке конкретных устройств специального назначения.

1. Форма колебаний. Выше указывалось на необходимость большой крутизны перепада синхронизирующих импульсов, а также на требование большой крутизны перепадов и плоской вершины импульсов, служащих для селектирования.

2. Амплитуда колебаний.

3. Сопротивление нагрузки, на которое поступает выходной сигнал. Если генератор имеет большое выходное сопротивление, то форма и амплитуда выходного сигнала будут зависеть от характера нагрузки, подключенной к выходу генератора. Например, высокоомный генератор, который дает колебания с крутыми перепадами при работе на безреактивное сопротивление, не обеспечит крутых перепадов напряжения при емкостной нагрузке; таким же образом высокоомный генератор, дающий импульс с плоской вершиной на безреактивной нагрузке, не сможет дать такой же импульс при нагрузке его индуктивностью.

4. Полярность импульсов.

5. Число устойчивых состояний. Генераторы колебаний с крутыми перепадами могут иметь одно-два или не иметь ни одного устойчивого состояния. Типичные формы колебаний для каждого из этих случаев показаны на рис. V.3. Генератор, не имеющий устойчивых состояний, мы будем называть самовозбуждающимся или обычным. Такой генератор дает непрерывные колебания и не требует пусковых импульсов для их возбуждения. Генератор с одним устойчивым состоянием мы будем называть однопериодным (жду-щим); характерное его свойство состоит в том, что он не возбуж-

дается самопроизвольно, а лишь при подаче одного пускового импульса совершает один полный цикл колебаний. Наконец, генератор с двумя устойчивыми состояниями, который мы будем называть полупериодным, также не возбуждается без внешнего воздействия, но под действием каждого пускового импульса переходит из одного устойчивого состояния в другое; поэтому для полного цикла колебаний требуется два пусковых импульса.

В том случае, когда частота повторения пусковых импульсов намного превышает частоту собственных колебаний самовозбуждающегося генератора рассматриваемого здесь типа, последний

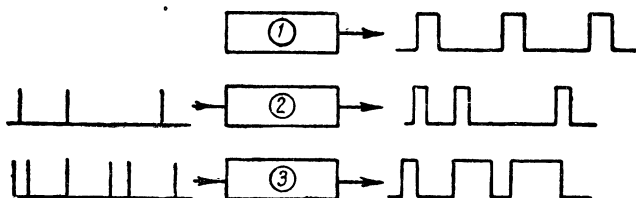


Рис. V.3. Действие самовозбуждающегося полупериодного и однопериодного генераторов:

1 — схема с самовозбуждением; 2 — однопериодная схема (с одним устойчивым состоянием); 3 — полупериодная схема (с двумя устойчивыми состояниями).

может работать подобно однопериодному или полупериодному; таким же образом однопериодный генератор может работать в этом случае как полупериодный.

6. Регулировка частоты повторения, длительности импульсов и т. п. Во многих случаях необходимо управлять временным соотношением длительности отдельных участков колебательного напряжения. Например, при импульсно-частотной модуляции изменяют частоту повторения импульсов, а при временной модуляции изменяют интервал времени между парами импульсов или длительность импульсов (см. гл. XIII).

7. Время восстановления. Быстрое восстановление состояния цепей имеет существенное значение в тех случаях, когда требуется большая частота повторения циклов колебаний.

8. Запуск. Необходимая амплитуда, длительность и полярность пускового импульса, а также влияние изменений пускового импульса на работу генератора часто играют большую роль.

9. Стабильность. Стабильность выходного колебания (по форме, амплитуде и всем временным соотношениям) по отношению к изменениям питающих напряжений и параметров ламп часто является основным требованием к генераторам рассматриваемого типа.

10. Экономичность, надежность и т. д.

МУЛЬТИВИБРАТОРЫ

Полный цикл колебаний мультивибратора может быть разделен на два процесса — процесс генерирования перепада напряжения (единичной функции) и процесс установления длительности цикла.

В § 4 описаны мультивибраторы, в которых совершается только первый из этих процессов — перепад напряжения. Это мультивибраторы с двумя устойчивыми состояниями равновесия или полупериодные мультивибраторы. В § 5 описаны одноперiodные мультивибраторы и изложен способ, посредством которого одно из прежде устойчивых состояний можно превратить во «временно устойчивое» состояние, определяющее длительность цикла. § 6 посвящен самовозбуждающимся мультивибраторам, у которых оба состояния равновесия являются лишь «временно устойчивыми». Во всех трех параграфах рассмотрены схемы как с анодной, так и с катодной связью. В §§ 7 и 8 на примере одной из характерных схем рассмотрены более детально процессы образования перепада напряжения и установления длительности цикла. Полученные при этом основные выводы имеют важное практическое значение. Наконец, в §§ 9—14 рассмотрены принципы действия и способы видоизменения основных схем с целью получения определенных свойств.

4. Полупериодные мультивибраторы

Основная схема с анодно-сеточной связью (или короче, анодной связью) изображена на рис. V.4.

Работа этой схемы определяется тем, что устойчивое состояние может существовать либо когда лампа \mathcal{L}_1 открыта, а \mathcal{L}_2 закрыта, либо когда лампа \mathcal{L}_1 закрыта, а \mathcal{L}_2 — открыта и что переход из одного состояния в другое может начаться при соответствующей подаче пускового импульса. Если в начале лампа \mathcal{L}_1 открыта, напряжение на ее аноде достаточно мало, в результате чего лампа \mathcal{L}_2 закрыта, а напряжение на аноде лампы \mathcal{L}_2 велико, благодаря чему поддерживается открытое состояние лампы \mathcal{L}_1 . Когда на анод лампы \mathcal{L}_2 подается отрицательный пусковой импульс через диод \mathcal{L}_4 , лампа \mathcal{L}_1 запирается, а \mathcal{L}_2 становится проводящей (необходимо отметить, что пусковой импульс будет попадать на анод лампы \mathcal{L}_2 , а не \mathcal{L}_1 , так как потенциал анода диода \mathcal{L}_3 значительно ниже потенциала его катода, так что пусковой импульс не может отпереть лампу \mathcal{L}_3). Ввиду наличия переходного конденсатора C_2 , крутой фронт отрицательного пускового импульса попадет на сетку лампы \mathcal{L}_1 и запрет ее; при этом напряжение на аноде лампы \mathcal{L}_1 воз-

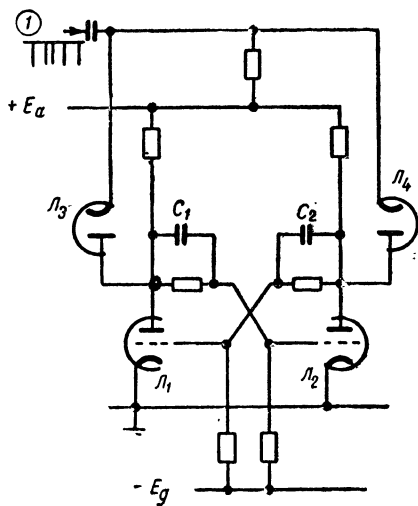


Рис. V.4. Основная схема полупериодного мультивибратора с анодно-сеточной связью (с двумя устойчивыми состояниями).

I — входной пусковой импульс.

растет, что вызовет увеличение напряжения на сетке лампы L_2 . В результате увеличения напряжения на сетке лампы L_2 уменьшится напряжение на ее аноде, благодаря чему начальное действие пускового импульса на схему усилится. Таким образом, в результате действия пускового импульса лампа L_1 быстро запирается, а L_2 отпирается, т. е. схема переходит из одного устойчивого состояния в другое. Осциллограммы напряжений в различных точках такой схемы показаны на рис. V.5. Укажем два основных применения колебаний, получаемых с помощью полупериодных мультивибраторов. Во-первых, схема может служить для деления в два раза частоты повторения пусковых импульсов, так как число положительных перепадов напряжения, снимаемого с полупериодного мультивибратора, вдвое меньше числа пусковых импульсов. Во-вторых, напряжения, снимаемые с двух анодов, могут применяться для электронного переключения; примером может служить переключение двух различных сигналов и синхронное смещение развертки электронно-лучевой трубки для наблюдения на ней этих сигналов.

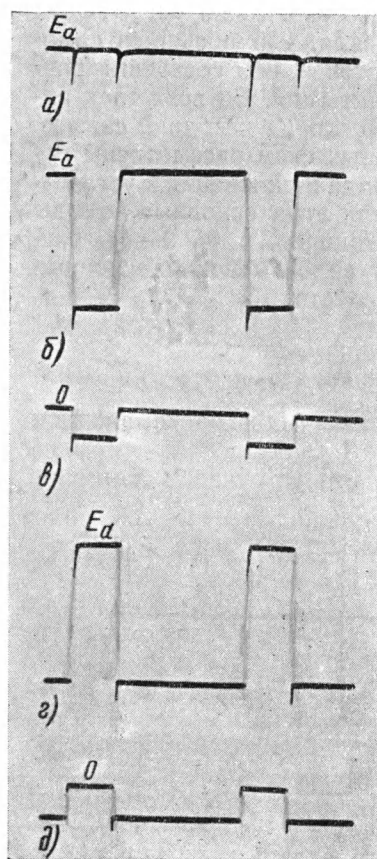


Рис. V.5. Осциллограммы напряжений в схеме рис. V.4. Длительность развертки около 1250 мксек, амплитуда напряжения на аноде около 130в:

а — напряжение на катодах ламп L_3 и L_4 ; б — напряжение на аноде лампы L_2 ; в — напряжение на сетке L_1 ; г — напряжение на аноде L_1 ; д — напряжение на сетке L_2 .

Полный ток, идущий через полупериодный мультивибратор, приблизительно постоянен в течение всего цикла работы, поэтому включая общее сопротивление в катодную цепь ламп, можно создать нужное смещение без применения источника отрицательного напряжения. Подобная схема изображена на рис. V.6. Эта схема менее, чем схема рис. V.4, чувствительна к изменениям питающих напряжений, так как смещение здесь автоматически меняется в соответствии с изменением напряжения питания.

Полный ток, идущий через полупериодный мультивибратор, приблизительно постоянен в течение всего цикла работы, поэтому включая общее сопротивление в катодную цепь ламп, можно создать нужное смещение без применения источника отрицательного напряжения. Подобная схема изображена на рис. V.6. Эта схема менее, чем схема рис. V.4, чувствительна к изменениям питающих напряжений, так как смещение здесь автоматически меняется в соответствии с изменением напряжения питания.

Аналогичная полупериодная схема с катодной связью изображена на рис. V.7. В этой схеме также возможны два устойчивых состояния: одно — когда отперта лампа L_2 и катод лампы L_1 имеет по отношению к сетке потенциал достаточно большой для запирающей этой лампы, второе, когда отперта лампа L_1 и заперта L_2 ,

вследствие того, что напряжение на сетке этой лампы L_1 достаточно мало. Переход из одного состояния в другое может быть вызван пусковым импульсом путем повышения или понижения напряжения на сетке лампы L_1 . Последний метод иллюстрируется осциллограммами напряжений, приведенными на рис. V.8. Здесь лампа L_2 вначале отперта, а L_1 заперта. Напряжение на сетке лампы L_1 возрастает и достигает в конце концов величины, при которой через лампу L_1 , начинает течь ток. При этом напряжение на аноде лампы L_1 и на сетке L_2 начинает падать, в результате чего ток через R_K

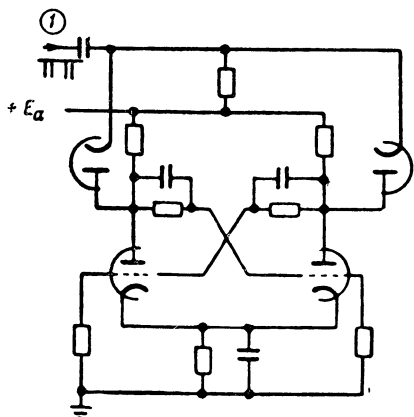


Рис. V.6. Схема полупериодного мультивибратора с анодно-сеточной связью и катодным смещением:
I — входной пусковой импульс.

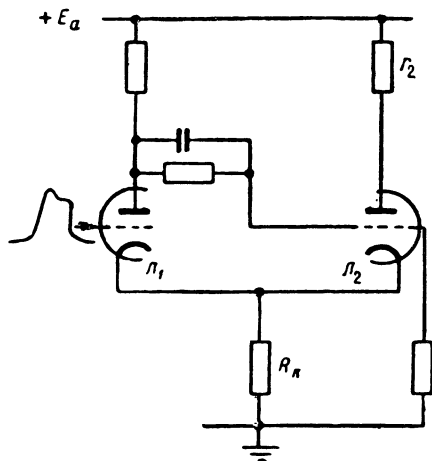


Рис. V.7. Схема полупериодного мультивибратора с катодной связью.

уменьшается, напряжение на катоде лампы L_1 падает и лампа L_1 очень быстро отпирается. Следовательно, при определенном критическом напряжении входного сигнала схема «опрокинется» (перейдя из одного состояния равновесия в другое). Подобным же образом схема опрокинется при спадании входного напряжения, но при меньшей его величине. Эта разница в критических напряжениях является результатом гистерезиса, который обычно присущ релаксационным генераторам. Явление это рассмотрено в гл. III.

Напряжение на аноде лампы L_2 таким образом имеет форму прямоугольного импульса, длительность которого равна интервалу времени между моментами, когда входное напряжение проходит через критическое значение. Выходной сигнал снимается с анода лампы L_2 , что дает преимущество в крутизне перепада и повышает гибкость схемы, так как паразитная емкость анода этой лампы на землю мала и почти любой тип нагрузки, подсоединенный к этой точке, не оказывает серьезного воздействия на работу схемы.

Эти преимущества могут быть увеличены как в этой, так и во всех других схемах с катодной связью, при применении лампы L_2 , дающей большой анодный ток, что позволяет уменьшить r_2 и присоединить катод L_2 к части сопротивления R_K .

Рассматривая форму колебаний напряжения на выходе полупериодной схемы с катодной связью, легко сделать вывод о возможных ее применениях. Она применяется для придания прямоугольной формы входному импульсу, как регенеративная схема сравнения амплитуды (см. гл. III) и как специальный тип импульсного вольтметра, определяющего по «опрокидыванию», достиг ли сигнал критического напряжения.

В этой и всех других полупериодных схемах с катодной связью можно получить большую скорость опрокидывания путем добавления связи анода лампы L_2 с сеткой лампы L_1 . Однако такое увеличение скорости опрокидывания достигается ценой отказа от ранее «свободного» анода лампы L_2 .

5. Однопериодные мультивибраторы

Если в схеме с двумя устойчивыми состояниями (рис. V.4) связь по переменному и постоянному токам с анода лампы L_1 на сетку лампы L_2 заменить связью только по переменному току, отрицательный прямоугольный импульс с анода лампы L_1 будет проходить на сетку лампы L_2 не в виде прямоугольного сигнала, а в виде экспоненциального сигнала, показанного на рис. V.9. Таким образом, лампа L_2 не сможет оставаться запертой неограниченное время. Состояние, при котором лампа L_2 заперта, а L_1 отперта, становится лишь временно устойчивым или квазистационарным состоянием, длительность которого определяется временем, не-

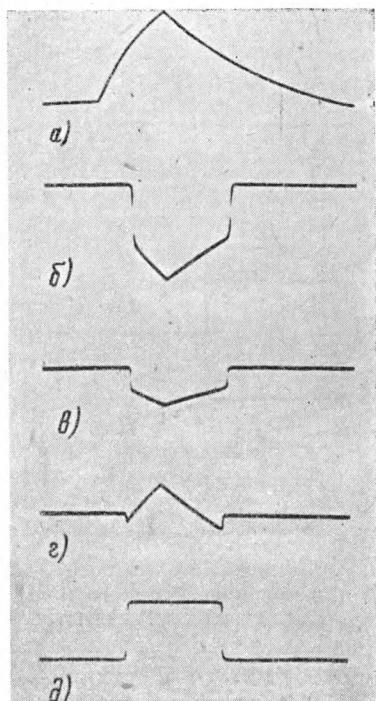


Рис. V.8. Осциллограммы напряжений в схеме рис. V.7. Длительность развертки около 1250 мксек, амплитуда напряжения на аноде L_2 около 60 в:

a — напряжение на сетке лампы L_1 ; *б* — напряжение на аноде лампы L_1 ; *в* — напряжение на сетке лампы L_2 ; *г* — напряжение на катодах ламп L_1 и L_2 ; *д* — напряжение на аноде лампы L_2 .

обходимым для того, чтобы напряжение на сетке лампы L_2 восстановилось по логарифмическому закону до величины, при которой L_2 начнет проводить ток; в этот момент схема опрокинется (перейдет) в другое (устойчивое) состояние. Это экспоненциальное напряжение можно назвать «времязадающим», так как оно имеет основное значение в установлении длительности квазистационарного состояния. Конденсатор и сопротивление связи, определяющие постоянную времени экспоненциального закона, можно соответственно назвать «времязадающим» конденсатором и «времязадающим» сопротивлением.

Таким образом получается однопериодный мультивибратор с анодно-сеточной связью, схема которого изображена на рис. V.10. Нужно отметить, что в этой схеме времязадающее сопротивление R присоединено не к земле, а к источнику анодного напряжения. Это делают, если R не очень мало, для того, чтобы увеличить крутизну времязадающего экспоненциального напряжения в момент опрокидывания и таким образом увеличить стабильность длительности генерируемого прямоугольного импульса.

На рис. V.11 изображены осциллограммы напряжений в этой схеме. Вначале схема находится в устойчивом состоянии, при котором отперта лампа L_2 , так как на ее сетку через сопротивление R подается положительное напряжение; из-за падения напряжения на r_2 лампа L_1 заперта. Когда на анод лампы L_1 подается отрицательный пусковой импульс, он через C попадает на сетку лампы L_2 и она запирается. Напряжение на аноде лампы L_2 быстро увеличивается; это возрастающее напряжение передается через C_1 на сетку лампы L_1 и открывает последнюю. Как только лампа L_1 отперется, отрицательный перепад напряжения на ее аноде усилит действие пускового импульса. Таким образом, через очень короткое время лампа L_1 отперется, а L_2 заперется. Это состояние, как было отмечено выше, является лишь временно устойчивым, так как заряд на C стекает через R и поэтому напряжение на сетке лампы L_2 растет по экспоненциальному закону, пока не достигнет критического напряжения $-E_c$, при котором лампа L_2 начнет отпираться; в этот момент схема быстро опрокинется и возвратится в свое первоначальное состояние. В этом состоянии она останется, пока не будет подан следующий пусковой импульс. Явления при работе однопериодного мультивибратора характеризуются двумя основными процессами: 1) образованием времязадающего напряжения (экспонента на сетке лампы L_2); 2) опрокидыванием схемы при определенной величине времязадающего напряжения с помощью нелинейного элемента. Второй процесс представляет собой сравнение амплитуд, описанное в гл. III. На рис. V.10 лампа L_2 является нелинейным элементом, а $-E_c$ — напряжением опрокидывания.

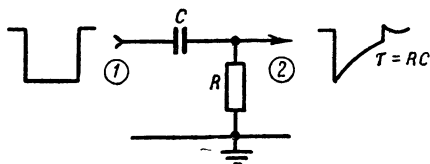


Рис. V.9. Способ получения экспоненциального времязадающего напряжения в мультивибраторе:

1 — от анода лампы L_1 ; 2 — к сетке лампы L_2 .

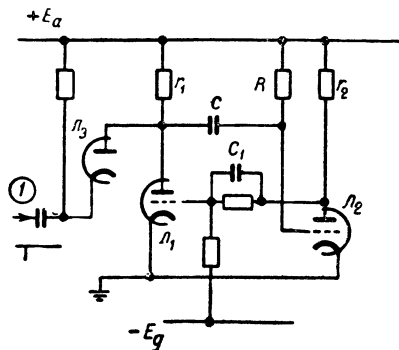


Рис. V.10. Однопериодный мультивибратор с анодно-сеточной связью:

1 — входной пусковой импульс.

В некоторых случаях колебания в однопериодных мультивибраторах имеют выбросы, причину которых можно установить, рассматривая напряжение на сетке лампы L_2 . В течение интервала времени, когда лампа L_2 заперта, времязадающий конденсатор C разря-

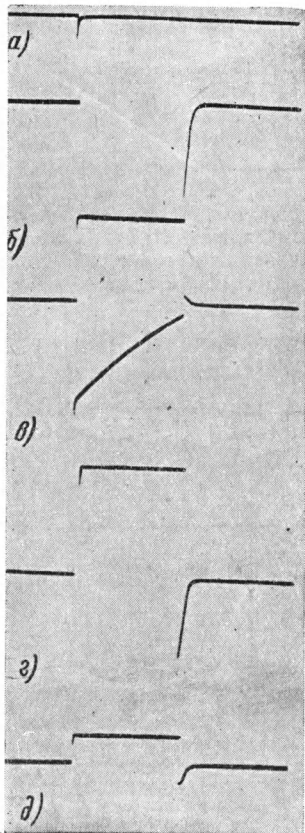


Рис. V.11. Осциллограммы напряжений схемы однопериодного мультивибратора рис. V.10. Длительность развертки около 1 250 мксек, амплитуда напряжения на аноде лампы L_1 около 130 в: а — напряжение на катоде лампы L_2 ; б — напряжение на аноде лампы L_1 ; в — напряжение на сетке лампы L_2 ; г — напряжение на аноде лампы L_2 ; д — напряжение на сетке лампы L_1 .

отперта, а L_1 заперта. Диод L_4 служит для установления начального уровня на сетке лампы L_2 ; этот уровень может изменяться в широких пределах в зависимости от типа ламп. Если через лампу L_3 поступает отрицательный пусковой импульс, лампа L_2 запирается, а напряжение на катоде лампы L_1 падает, вызывая изменение сеточ-

жается. В течение другой части периода, следовательно, он будет заряжаться электронным током, идущим через r_1 , C и промежуток сетка — катод лампы L_2 . Так как диод, образованный сеткой и катодом лампы L_2 , имеет сопротивление в прямом направлении отличное от нуля, сеточный ток создает небольшой положительный выброс напряжения на сетке; после усиления и инвертирования этот выброс напряжения появляется на аноде лампы L_2 и сетке лампы L_1 . Сеточный ток вызывает также замедление роста напряжения на аноде лампы L_1 в течение всего времени перезаряда C . Таким образом, перезаряд C является неприятным явлением, особенно, если желательно получить очень короткие импульсы или очень большую частоту повторения импульсов. В этих случаях приходится принимать специальные меры (см. § 11) для уменьшения времени перезаряда. Явление, подобное описанному выше, может иметь место и на сетке лампы L_1 , когда она отперта, если C_1 намного больше, чем это необходимо для компенсации действия паразитной емкости сетка — земля лампы L_1 .

Однопериодный мультивибратор применяется для получения прямоугольных импульсов заранее заданной длительности, причем каждому пусковому импульсу соответствует один прямоугольный импульс.

На рис. V.12 изображена схема однопериодного мультивибратора с катодной связью, а на рис. V.13 — соответствующие осциллограммы напряжений. Начальным и устойчивым состоянием этого мультивибратора является такое, когда лампа L_2

ного напряжения $Л_1$ в пределах нескольких вольт; это приводит к отпиранию лампы $Л_1$. Отрицательный прямоугольный импульс, возникающий таким образом на аноде лампы $Л_1$, после дифференцирования времязадающей цепочкой RC поступает на сетку лампы $Л_2$ в виде экспоненциального сигнала, определяющего длительность импульса мультивибратора. Поэтому через определенный промежуток времени напряжение на сетке лампы $Л_2$ достигнет напряжения отпирания и схема быстро возвратится в свое первоначальное состояние.

Однопериодный мультивибратор имеет два полезных свойства. Первое из них заключается в том, что здесь можно получить короткие импульсы любой полярности (положительные с анода лампы $Л_2$ и отрицательные — с катодов ламп $Л_1$ и $Л_2$). Второе свойство заключается в том, что

в пределах почти всего рабочего диапазона длительность генерируемых прямоугольных колебаний линейно зависит от напряжения, подаваемого на сетку лампы $Л_1$. Таким образом, изменением положения потенциометра P можно менять длительность прямоугольных импульсов почти от нуля до их максимальной величины. При этом длительность в зависимости от установки потенциометра меняется линейно, с точностью примерно до 0,2% всего диапазона*. Увеличение длительности прямоугольного импульса при изменении сеточного напряжения лампы $Л_1$ сопровождается следующими явлениями: 1) увеличением амплитуды отрицательного прямоугольного импульса на аноде лампы $Л_1$ с соответствующим увеличением отрицательного напряжения, от которого сетка лампы $Л_2$ начинает восстанавливаться, 2) уменьшением амплитуды отрицательного прямоугольного импульса на катодах при соответствующем увеличении уровня, до которого должно возрасти напряжение на лампе $Л_2$. Осциллограммы рис. V.13, снятые для двух положений потенциометра P , поясняют работу схемы.

Как и в предыдущей схеме, выбросы и другие дефекты на спаде импульсов получаются за счет перезаряда емкости C .

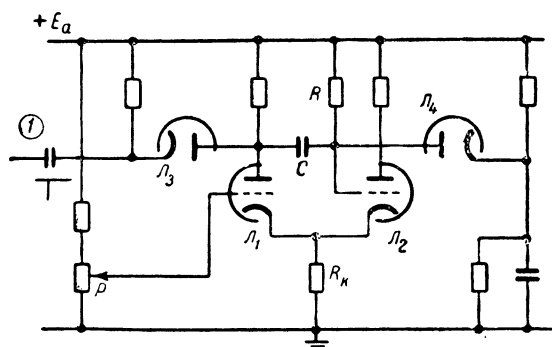
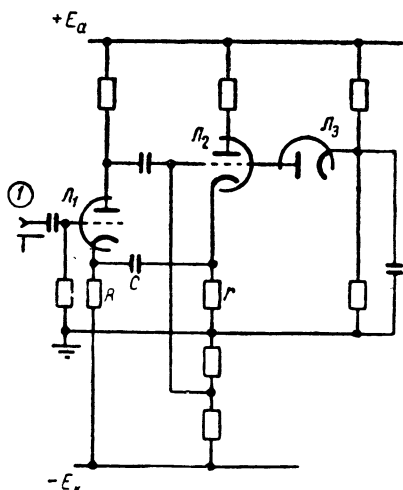


Рис. V.12. Однопериодный мультивибратор с катодной связью (времязадающая цепочка включена в сеточную цепь):
I — входной пусковой импульс.

* Схема рис. V.12 имеет конструктивный недостаток. Для получения хорошей регулировочной характеристики катод лампы $Л_4$ должен быть присоединен к делителю напряжения, который содержит P , с тем, чтобы изменение сопротивления делителя вызывало совместное изменение уровней напряжения на сетках.

α — напряжение на катоде лампы \mathcal{L}_3 ; δ — напряжение на аноде лампы \mathcal{L}_1 ; ε — напряжение на сетке лампы \mathcal{L}_2 ; ζ — напряжение на аноде лампы \mathcal{L}_2 ; θ — напряжение на катодах ламп \mathcal{L}_1 и \mathcal{L}_2 .

180



менному и постоянному токам связью только по переменному току. Можно получить вполне удовлетворительную схему заменой не первой, а второй ветви связи. На рис. V.14 изображена такая схема, а на рис. V.15 даны осциллограммы напряжений.

жение на аноде лампы L_1 упадет, а вместе с ним уменьшится напряжение на сетке лампы L_2 : лампа L_2 снова запрется. Выбросы напряжения вызываются здесь перезарядом C через r и L_1 .

Особенностью рассмотренной схемы является то, что времязадающая цепочка находится в катодной цепи, а не в сеточной. Подобный однопериодный мультивибратор особенно пригоден для генерирования очень коротких прямоугольных импульсов, во-первых, потому, что R здесь может быть взято малым, а также и потому, что анод лампы L_2 свободен и поэтому с него можно снять колебания с крутыми перепадами.

6. Самовозбуждающиеся мультивибраторы

На рис. V.16 изображена схема обычного самовозбуждающегося мультивибратора с анодно-сеточной связью, полученная из схемы однопериодного мультивибратора, изображенной на рис. V.10, заменой одной из оставшихся комбинарованных связей (по переменному и постоянному току) связью только по переменному току; при этом оба состояния равновесия делаются лишь временно устойчивыми. Формы напряжений показаны на рис. V.17.

Самовозбуждающийся мультивибратор с катодной связью может быть получен сочетанием двух однопериодных мультивибраторов, описанных в предыдущем параграфе. Такая схема служит несимметричным генератором, у которого одна часть периода значительно меньше другой, и описана в § 11.

На рис. V.18 изображена схема симметричного мультивибратора с двумя одинаковыми переходными конденсаторами: осциллограммы напряжений даны на рис. V.19.

Следует отметить, что постоянная времени реостатно-емкостных цепочек связи каждого из анодов с противоположной сеткой обычно очень велика по сравнению с периодом колебаний мультивибратора. Следовательно, эти цепочки не вызывают дифференцирования и не влияют на длительность периода колебаний; последняя определяется постоянной времени цепи, состоящей из C , R_1 и R_2 . Применение схемы со следящей лампой по переменному току вместо комбинарованной связи позволяет упростить конструкцию мультивибра-

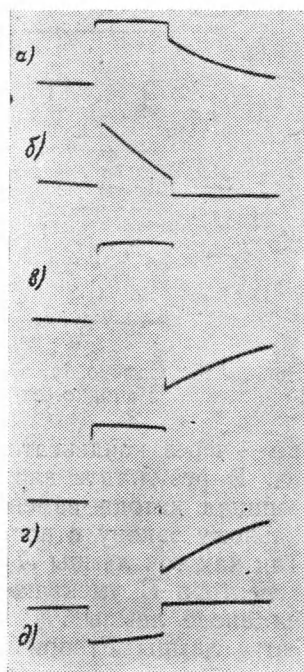


Рис. V.15. Осциллограммы напряжений однопериодного мультивибратора с катодной связью рис. V.14. Длительность развертки около 1 250 мксек; амплитуда напряжения на аноде L_2 около 50 в:

a — напряжение на катоде лампы L_2 ; $б$ — напряжение на катоде лампы L_1 ; $в$ — напряжение на аноде лампы L_1 ; $г$ — напряжение на сетке лампы L_2 ; $д$ — напряжение на аноде лампы L_2 .

тора и устраняет необходимость применения точно подобранных элементов схемы.

Предположим, что вначале лампа \mathcal{L}_1 заперта, а \mathcal{L}_2 открыта. Ток лампы \mathcal{L}_2 частично проходит через сопротивление R_2 , а частич-

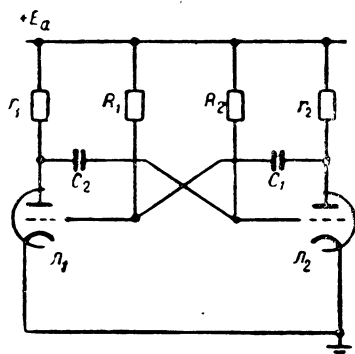


Рис. V.16. Самовозбуждающийся мультивибратор с анодно-сеточной связью.

но — через конденсатор C и сопротивление R_1 . В результате заряда конденсатора потенциал катода изменяется по экспоненциальному закону с постоянной времени $R_1 C$. Так как ток лампы \mathcal{L}_2 по мере заряда конденсатора C уменьшается, то напряжение на аноде лампы \mathcal{L}_2 и, следовательно, на сетке лампы \mathcal{L}_1 при этом возрастает. Таким образом, потенциалы катода и сетки лампы \mathcal{L}_1 приближаются друг к другу и через некоторое время появится ток через лампу \mathcal{L}_1 . В этот момент возникнет лавинообразный процесс опрокидывания с участием как анодно-сеточной, так и катодной связи. Через очень короткое время мультивибратор перейдет в новое состояние, при котором лампа \mathcal{L}_1 открыта, а лампа \mathcal{L}_2 заперта. Далее процесс будет происходить так же, как и в первую половину цикла, за исключением того, что ток через конденсатор C будет протекать в противоположном направлении (слева направо); напряжение C будет определять теперь длительность второй части периода. Взаимодействие между катодами в этой схеме значительно и может привести к ненормальному поведению мультивибратора. Причина этого заключается в том, что сперва за счет анодного тока лампы \mathcal{L}_1 потенциал катода лампы \mathcal{L}_2 мо-

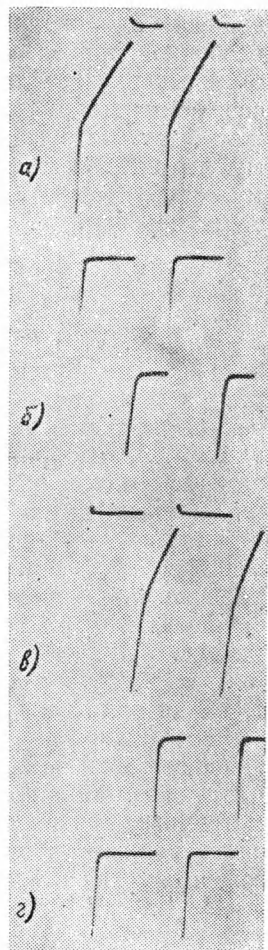


Рис. V.17. Осциллограммы напряжения самовозбуждающегося мультивибратора, с анодно-сеточной связью рис. V.16. Длительность развертки около 1 250 мксек, амплитуда напряжения на аноде около 180 в: а — напряжение на сетке лампы \mathcal{L}_1 ; б — напряжение на аноде лампы \mathcal{L}_1 ; в — напряжение на сетке лампы \mathcal{L}_2 ; г — напряжение на аноде лампы \mathcal{L}_2 .

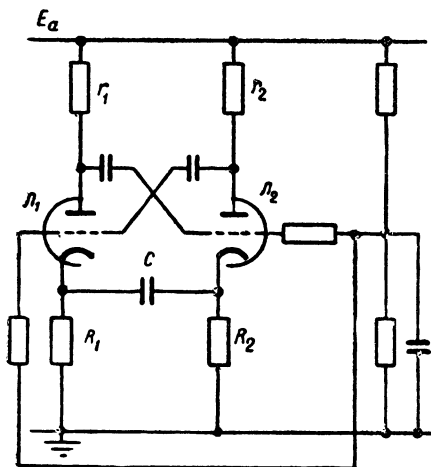


Рис. V.18. Симметричный мультивибратор с катодной связью.

жет увеличиваться, но когда лампа $Л_1$ начинает отпираться, возрастание потенциала ее катода может также вызвать увеличение потенциала катода лампы $Л_2$.

7. Анализ процесса опрокидывания

В предыдущих главах рассмотрены особенности работы нескольких основных типов мультивибраторов. Два наиболее важных процесса, происходящие в мультивибраторах, рассмотрены ниже более детально с количественной стороны. В настоящем параграфе описан процесс опрокидывания, в следующем параграфе рассмотрен процесс установления длительности отдельных частей цикла колебаний.

Следует отметить, что точный количественный анализ процессов в мультивибраторе и в особенности процессов опрокидывания практически невозможен. Это объясняется тем, что при теоретическом исследовании неизбежно приходится делать ряд упрощающих предположений относительно некоторых элементов схемы, особенно паразитных емкостей и нелинейных характеристик ламп, в ущерб точности расчета.

Для анализа воспользуемся типичной схемой мультивибратора с анодно-сеточной связью (рис. V.16). На рис. V.20,а дана такая же схема с учетом паразитных емкостей, создающих принципиальное ограничение скорости опрокидывания. Стрелками на схеме указано направление тока в течение интервала времени, когда лампа $Л_1$ отпирается, а лампа $Л_2$ запирается.

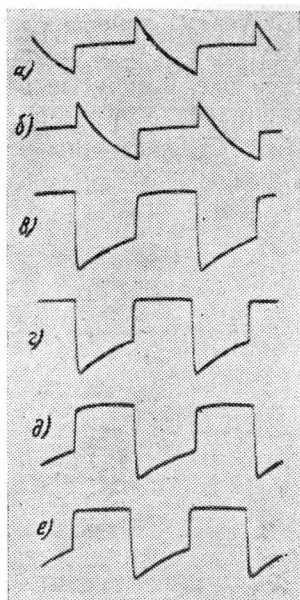


Рис. V.19. Осциллограммы напряжений обычного мультивибратора с катодной связью рис. V.18. Длительность развертки около 125 мксек, амплитуда пиковых напряжений на катодах около 80 в:

а — напряжение на катоде лампы $Л_1$; б — напряжение на катоде лампы $Л_2$; в — напряжение на аноде лампы $Л_1$; г — напряжение на сетке лампы $Л_2$; д — напряжение на аноде лампы $Л_2$; е — напряжение на сетке лампы $Л_1$.

Анализ работы схемы рис. V.20а затрудняется наличием емкостей C_{ga1} и C_{ga2} , не позволяющих разделить схему на две отдельные замкнутые цепи. На рис. V.20б изображена упрощенная эквивалентная схема, в которой эти емкости вместе с емкостями C_{a1} и C_{a2} включены с C'_1 и C'_2 . Схему рис. V.20а в принципе можно рассматривать как состоящую из источника тока в точке Б

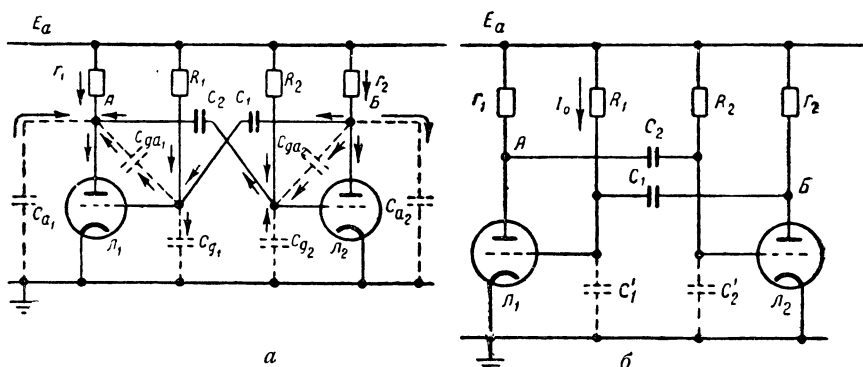


Рис. V.20а. Схема рис. V.16 с добавлением паразитных емкостей. Лампа \mathcal{L}_1 — отперта, \mathcal{L}_2 — заперта. Стрелками показано направление тока.

Рис. V.20б. Эквивалентная схема мультивибратора рис. V.20 а, применяемая для анализа

$$C'_1 = C_{g1} + C_{a2} + (1 + A_1)C_{ga1} + (1 + A_2)C_{ga2};$$

$$C'_2 = C_{g2} + C_{a1} + (1 + A_1)C_{ga1} + (1 + A_2)C_{ga2}.$$

(ток создается за счет лампы \mathcal{L}_2), потребителя тока в точке А и различных вспомогательных цепей связи. Емкости C_{a1} , C_{ga1} , C_2 , последовательно соединенная с C_{g2} , и C_2 , последовательно соединенная с C_{ga2} , отдают ток в точку А; емкости C_{a2} , C_{ga2} , C_1 , соединенная последовательно с C_{g1} , и C_1 , соединенная последовательно с C_{ga1} , получают ток от точки Б. Если теперь предположить, что C_1 и C_2 велики по сравнению с остальными емкостями и учесть, что C_{ga1} и C_{ga2} действуют подобно емкостям, величины которых равны $(1 + A_1)C_{ga1}$ и $(1 + A_2)C_{ga2}$, где A_1 — отношение скоростей, с которыми происходит изменение напряжений на аноде и сетке лампы \mathcal{L}_1 , а A_2 — то же самое для лампы \mathcal{L}_2 , то емкостная нагрузка в точке А может быть представлена в виде

$$C'_2 = C_{g2} + C_{a1} + (1 + A_1)C_{ga1} + (1 + A_2)C_{ga2},$$

а емкость в точке Б можно представить, как

$$C'_1 = C_{g1} + C_{a2} + (1 + A_1)C_{ga1} + (1 + A_2)C_{ga2}.$$

Для упрощения анализа предположим, что A_1 и A_2 , а поэтому C_1' и C_2' постоянны. Однако необходимо помнить, что это допущение не вполне правильно и вносит погрешность. Необходимо также заметить, что данное выше определение A_1 и A_2 предполагает, что $A_1=1/A_2$.

Анализ можно произвести с помощью эквивалентной схемы рис. V.20б. Предполагается, что форму сигнала на сетке L_1 для промежутка времени от начала отпирания L_1 до момента прохождения сеточным напряжением напряжения запирающего — E_g можно представить степенным рядом по переменной t (время) с неопределенными коэффициентами. Предполагается, что обе лампы L_1 и L_2 имеют идеальные линейно-ломаные характеристики, изображенные на рис. V.21; крутизна характеристик — S а/в и напряжение отсечки по сетке — E_g . С помощью уравнения характеристики рис. V.21 напряжение на сетке лампы L_1 нетрудно выразить через ток L_1 в зависимости от времени. Этот ток интегрируется в C_2' (предполагается, что через r_1 течет незначительный ток), создавая соответствующую форму напряжения на сетке лампы L_2 . Используя характеристику лампы L_2 , получаем ток через L_2 в зависимости от времени. Предположим, что ток через r_2 за время опрокидывания заметно не меняется и что ток, проходящий через C_1 , является суммой уменьшающегося тока L_2 и тока I_0 , текущего через R_1 . Этот суммарный ток интегрируется в C_1' , создавая первоначальное напряжение, определяемое новым степенным рядом, содержащим не только неопределенные коэффициенты, но также I_0 , S , C_1' и C_2' . Приравнявая члены с равными степенями t двух упомянутых степенных рядов*, можно

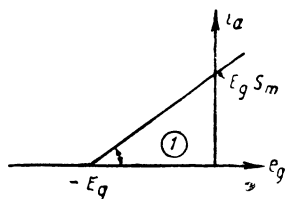


Рис. V.21. Идеальная линейно-ломаная характеристика, принятая для ламп L_1 и L_2 :
1 — крутизна характеристики = S .

* Если предположить, что $u_1 = -E_g + bt + ct^2 + dt^3 + \dots$, то i_1 — ток через L_1 равен

$$i_1 = bSt + cSt^2 + dSt^3 + \dots$$

Если i_1 целиком проходит через C_2' , то напряжение u_2 на сетке определяется выражением

$$\frac{du_2}{dt} = - \left(\frac{bS}{C_2'} t + \frac{cS}{C_2'} t^2 + \frac{dS}{C_2'} t^3 + \dots \right);$$

интегрируя, получаем

$$u_2 = - \left(\frac{1}{2} \frac{bS}{C_2'} t^2 + \frac{1}{3} \frac{cS}{C_2'} t^3 + \frac{1}{4} \frac{dS}{C_2'} t^4 + \dots \right).$$

легко найти коэффициенты членов ряда как функции перечисленных выше четырех параметров. После этого нетрудно найти напряжение u_1 на сетке лампы J_1 :

$$u_1 = -E_g + \frac{I_0}{C_1'} \left[t + \frac{1}{3!} \frac{S^2}{C_1' C_2'} t^3 + \frac{1}{5!} \left(\frac{S^2}{C_1' C_2'} \right)^2 t^5 + \dots \right]$$

и напряжение u_2 на сетке лампы J_2 :

$$u_2 = -\frac{I_0 \cdot S}{C_1' C_2'} \left[\frac{1}{2!} t^2 + \frac{1}{4!} \frac{S^2}{C_1' C_2'} t^4 + \frac{1}{6!} \left(\frac{S^2}{C_1' C_2'} \right)^2 t^6 + \dots \right].$$

Для того, чтобы показать формы напряжений, представляемые этими уравнениями, необходимо задаться некоторыми характерными величинами I_0 , S , C_1' , C_2' . Подобными величинами могут быть: $I_0 = 1/3$ ма, $S = 1$ ма/в, $C_1' = C_2' = 60$ мкмкф и $E_g = 15$ в. Такие величины справедливы, например, для мультивибратора на двойном триоде 6SN7 с $R_i = 1$ мгом, емкостями сетки на землю и анода на землю по 15 мкмкф, емкостью сетки на анод в 6 мкмкф и $A_1 + A_2 = 3$. Рассчитанные при этих условиях формы напряжений на сетках двух ламп показаны на рис. V.22.

Ток заряда C_2' составит

$$I_0 + \frac{1}{2} b \frac{S^2}{C_2'} t^2 + \frac{1}{3} \frac{c S^2}{C_2'} t^3 + \frac{1}{4} \frac{d S^2}{C_2'} t^4 + \dots$$

После деления на C_1' и интегрирования получаем уравнение

$$u_1 = -E_g + \frac{I_0}{C_1'} t + \frac{1}{6} \frac{b S^2}{C_1' C_2'} t^3 + \frac{1}{12} \frac{c S^2}{C_1' C_2'} t^4 + \frac{1}{20} \frac{d S^2}{C_1' C_2'} t^5 + \dots$$

Приравнявая в двух выражениях для u_1 члены с равными степенями t , получаем

$$b = \frac{I_0}{C_1'}$$

$$c = 0$$

$$d = \frac{1}{6} \frac{b S^2}{C_1' C_2'} = \frac{1}{6} \frac{I_0 S^2}{C_1'^2 C_2'}$$

$$f = \frac{1}{20} \frac{d S^2}{C_1' C_2'} = \frac{1}{120} \frac{I_0 S^4}{C_1'^3 C_2'^2}, \text{ и т. д.}$$

Из этих коэффициентов находим выражение для u_1 и u_2 , приведенные в тексте. Если, например, $I_0 = 3 \times 10^{-4}$ а; $S = 10^{-3}$ а/в, $C_1' = C_2' = 6 \times 10^{-11}$, а t выражено в мксек, то напряжения u_1 и u_2 в вольтах равны

$$u_1 = 5,6 t + 258 t^3 + 3580 t^5 + \dots$$

$$u_2 = 46,3 t^2 + 1075 t^4 + 9950 t^6 + \dots$$

При расчете формы напряжений на сетках были учтены первые семь членов каждого ряда. Измеренное опытным путем время нарастания напряжений хорошо согласуется с вычисленным.

Целесообразно кратко сформулировать условия, при выполнении которых точность расчета существенно повышается. Наиболее важным условием является использование действительных анодно-сеточных характеристик ламп, вместо идеализированной характеристики рис. V.21. Во-вторых, нельзя пренебрегать изменениями A_1 и A_2 в процессе опрокидывания. В-третьих, должны учитываться токи, текущие через r_1 и R_2 , так же как и изменение токов через r_1 и R_2 . Далее следует учитывать ограниченную величину емкостей C_1 и C_2 и применять точную схему рис. V.20а вместо приближенной эквивалентной схемы рис. V.20б. Наконец, расчет должен вестись с учетом того, что в течение начальной части процесса большая часть тока I_0 идет не через $C_{г1}$, а через C_{11} , а также с учетом влияния сеточного тока лампы L_1 в конце процесса опрокидывания.

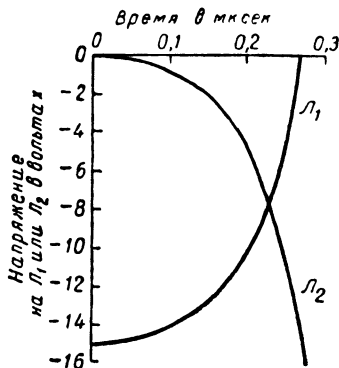


Рис. V.22. Расчетные формы напряжений на сетках обычного мультивибратора.

Преимущество такого метода рассмотрения состоит в введении коэффициента добротности $S^2 / C_1 C_2$ для ламп, применяемых в мультивибраторах. Этот коэффициент ясно показывает необходимость сведения к минимуму паразитных емкостей и применения ламп с большой крутизной.

8. Анализ процесса установления длительности цикла

В этом параграфе изложены некоторые данные, которые использованы в § 13 при рассмотрении вопросов стабилизации длительности цикла колебания, и позволяют предварительно вычислить период колебаний мультивибратора. Для анализа рассмотрим самовозбуждающийся мультивибратор с анодно-сеточной связью (рис. V. 16). Пусть напряжение на сетке лампы L_1 равно u_1 , как показано на рис. V.23. $-E_{нач}$ есть начальное напряжение, от которого потенциал сетки должен восстанавливаться, $E_{кон}$ — напряжение, к которому возвращается напряжение на R_1 ($E_{кон} = E_a$ на рис. V.16) и $-E_c$ — напряжение запираения лампы L_1 (это приблизительно и есть напряжение, при котором происходит опрокидывание). При принятых обозначениях

$$u_1 = E_{кон} - (E_{кон} + E_{нач}) e^{-\frac{t}{R_1 C_1}}. \quad (V.1)$$

Для нахождения T_1 — длительности состояния, в течение которого лампа L_1 заперта, в уравнении (V.1) заменим u_1 на $-E_c$ и решим его относительно t

$$T_1 = R_1 C_1 \ln \frac{E_{\text{кон}} + E_{\text{нач}}}{E_{\text{кон}} + E_c}. \quad (\text{V.2})$$

Если схема симметрична и $E_{\text{кон}}$, $E_{\text{нач}}$ и E_c соответственно одинаковы для обеих частей периода, то длительность T полного периода определится выражением

$$T = T_1 + T_2 = (R_1 C_1 + R_2 C_2) \ln \frac{E_{\text{кон}} + E_{\text{нач}}}{E_{\text{кон}} + E_c}. \quad (\text{V.3})$$

Это выражение не совсем точно. Во-первых, в нем не учтены паразитные емкости, показанные на рис. V.20. Эти емкости можно

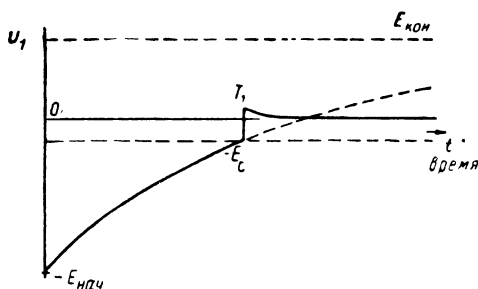


Рис. V.23. Форма напряжения на сетке мультивибратора, применяемая для расчета периода колебаний.

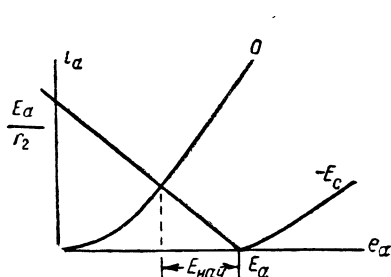


Рис. V.24. Графический способ расчета $E_{\text{нач}}$ и E_c .

учесть, заменив C_1 суммой $C_1 + C_{g1} + C_{ga1}$ и C_2 — суммой $C_2 + C_{g2} + C_{ga2}$. Во-вторых, в уравнении (V.3) не учтен большой отрицательный выброс, возникающий в начале экспоненциального напряжения (см. рис. V.17). Влияние этого выброса состоит в некотором разряде времязадающих конденсаторов, вследствие чего действующее значение $E_{\text{нач}}$ уменьшается. Следовательно, если $E_{\text{нач}}$ оценить приведенным ниже способом, рассчитанный период может оказаться несколько больше истинного. Для того, чтобы применить уравнение (V.3), необходимо знать величину E_c и $E_{\text{нач}}$. Их можно определить из ламповых характеристик с точностью, достаточной для большинства случаев. E_c — находим как напряжение запирания по сетке при анодном напряжении равно E_a ; $E_{\text{нач}}$ — есть приблизительно падение напряжения на анодном сопротивлении при нулевом сеточном смещении (рис. V.24). Для двойного триода типа 6SN7, у которого $E_{\text{кон}} = E_a = 250$ в и $r_1 = r_2 = 10$ ком, $E_{\text{нач}} = 130$ в, $E_c = 14$ в, $\ln \frac{E_{\text{кон}} + E_{\text{нач}}}{E_{\text{кон}} + E_c} = 0,36$.

Если $r_1 = r_2 = 50$ ком, это выражение станет равным 0,53. В последнем случае, если схема симметрична, т. е. $R_1 C_1 = R_2 C_2 = RC$, частота колебаний будет равна приблизительно $\frac{1}{RC}$ гц.

9. Получение быстрого опрокидывания

В § 7 было указано, что скорость опрокидывания прямо пропорциональна величине $S^2 / C_1' C_2'$. Ниже изложены, основанные на этом факте, практические способы, с помощью которых в большинстве случаев легко получить время опрокидывания, равное 0,5 мксек и возможно уменьшить его до 0,05 мксек.

1. Паразитные емкости C_1' и C_2' должны быть минимальны, для чего должны быть малы емкости сетки на землю, анода на землю и сетки на анод. Миниатюрные лампы обычно имеют межэлектродные емкости в два раза меньшие, чем обычные лампы; пентоды имеют меньшие емкости сетка—анод, чем триоды. Монтаж должен быть сделан аккуратно и короткими проводами. Цепи, присоединяемые к мультивибратору, должны иметь по возможности малую входную и выходную емкость. Это справедливо также для источника пусковых импульсов, отделяемого от мультивибратора диодом, через который подается пусковой импульс. Если мультивибратор дает выходное напряжение для схемы с большой входной емкостью, то последняя должна соединяться с мультивибратором через катодный повторитель.

2. Анодные сопротивления r_1 и r_2 должны быть достаточно малы с тем, чтобы лампы работали при больших токах и, следовательно, при высокой крутизне (r_1 и r_2 обычно имеют величину от 3 до 30 ком). Для увеличения тока, проходящего через C_1' и C_2' , может быть применена индуктивная компенсация.

3. Необходимо применять лампы с большой крутизной S . Среди триодов подходящими в этом отношении являются лампы типа 6J4, 7F8, 6K4 (SD 834), 6J6, 6SN7, а среди пентодов—6AC7, 6AK5, 6AG7.

10. Однопериодный мультивибратор с очень короткими импульсами

Соображения, приведенные в предыдущем параграфе, очень важны, когда необходимо сконструировать мультивибратор для генерирования очень коротких импульсов порядка от 0,1 до 2 мксек. Очевидно, генерирование таких импульсов связано с очень строгими ограничениями времени опрокидывания. Нужно отметить, что мультивибраторы не являются наилучшими генераторами коротких импульсов; блокинг-генераторы и газонаполненные лампы, благодаря их способности пропускать очень большие импульсные токи в моменты опрокидывания, дают лучшие результаты.

На рис. V.25 изображена схема однопериодного мультивибратора с анодно-сеточной связью, полученная из основной схемы рис. V.10 путем присоединения R не к источнику анодного напряжения, а к земле, что дает возможность применять сопротивление

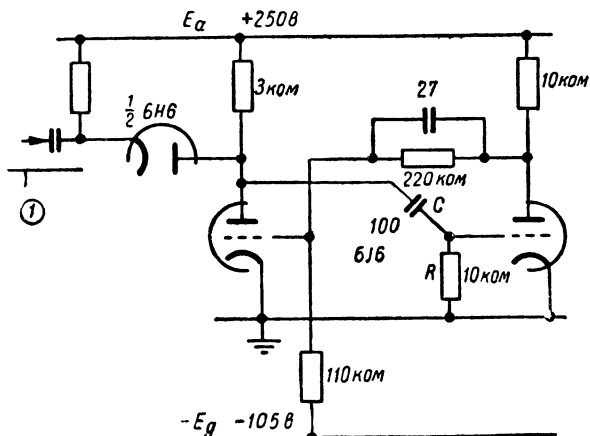


Рис. V.25. Однопериодный мультивибратор с анодно-сеточной связью для генерирования коротких импульсов:

1 — входной пусковой импульс.

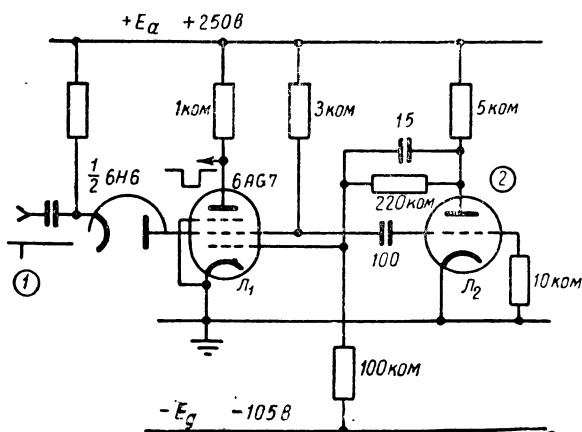


Рис. V.26. Однопериодный мультивибратор с электронной связью для генерирования коротких импульсов:

1 — входной пусковой импульс; 2 — обе половины лампы 6J6.

результаты дает схема рис. V.14, так как времязадающее сопротивление включено здесь в катодную цепь и поэтому может иметь очень малую величину. На рис. V.27 изображена схема этого типа, пригодная для генерирования импульсов длительностью 0,5 мсек.

небольшой величины. Большим недостатком этой схемы является то, что каждый электрод имеет связь с другим электродом и, следовательно, нет свободной точки, которая могла бы быть нагружена на выходную цепь без замедления процесса. Существуют два основных метода преодоления этой трудности: применение мультивибратора с электронной связью или мультивибратора с катодной связью.

На рис. V.26 представлен однопериодный мультивибратор с электронной связью, в котором лампы L_2 и катод, управляющая сетка и экранирующая сетка лампы L_1 включены по обычной схеме (например, схеме рис. V.25). Анод лампы L_1 свободен и с него можно снимать отрицательный импульс с крутым фронтом.

Среди схем с катодной связью особенно хорошие результаты

Существует более новый тип мультивибраторов с катодной связью для генерирования коротких импульсов стабильной длительности. В описанных ранее мультивибраторах процесс установления длительности осуществляется в основном дифференцирующей цепочкой RC (см. верхнюю часть рис. V.28). Однако для этой цели

может с успехом применяться также и интегрирующая цепочка, как показано в нижней части этого рисунка. В описываемой ниже

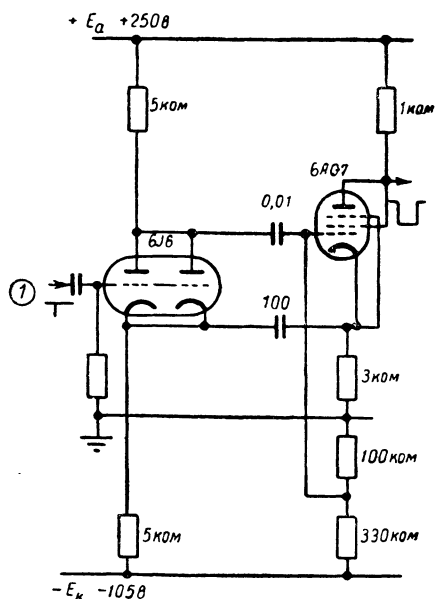


Рис. V.27. Однопериодный мультивибратор с катодной связью для генерирования коротких импульсов:

1 — входной пусковой импульс.

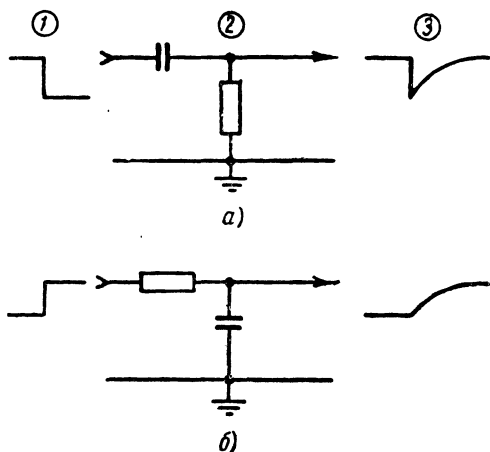


Рис. V.28. Получение времязадающего напряжения с помощью: а — дифференцирующей цепи; б — интегрирующей цепи:

1 — входной сигнал; 2 — времязадающая цепочка; 3 — времязадающее выходное напряжение.

схеме однопериодного мультивибратора применяется времязадающая цепочка второго типа.

На рис. V.29 изображена схема мультивибратора, а на рис. V.30 даны осциллограммы напряжений.

Вначале лампа L_1 отперта и ток течет через R_2 , создавая смещение достаточное для запираания лампы L_2 . Когда через диод L_3 положительный пусковой импульс подается на сетку лампы L_2 , ток течет через L_2 , R_2 и R_1 . В результате этого напряжение на катоде лампы L_1 быстро возрастает, напряжение же на сетке лампы L_1 возрастает медленнее, со скоростью, определяемой величиной RC . В результате этого лампа L_1 запирается. Напряжение на ее аноде возрастает, что приводит к возрастанию напряжения также на сетке лампы L_2 , благодаря цепочке связи с большой постоянной времени, по сравнению с длительностью генерируемого импульса. Этот процесс лавинообразно нарастает, и после очень короткого промежутка времени лампа L_1 запирается, а L_2 отпирается. Бла-

годаря действию диода L_4 амплитуда положительного напряжения на сетке и катоде лампы L_2 не возрастает больше некоторой определенной величины. Далее напряжение на сетке лампы L_1 начинает возрастать по экспоненциальному закону с постоянной времени, определяемой R и C . Через определенное время это напряжение достигает такой величины, что лампа L_1 снова отпирается, и схема быстро опрокидывается в ее первоначальное состояние. Длитель-

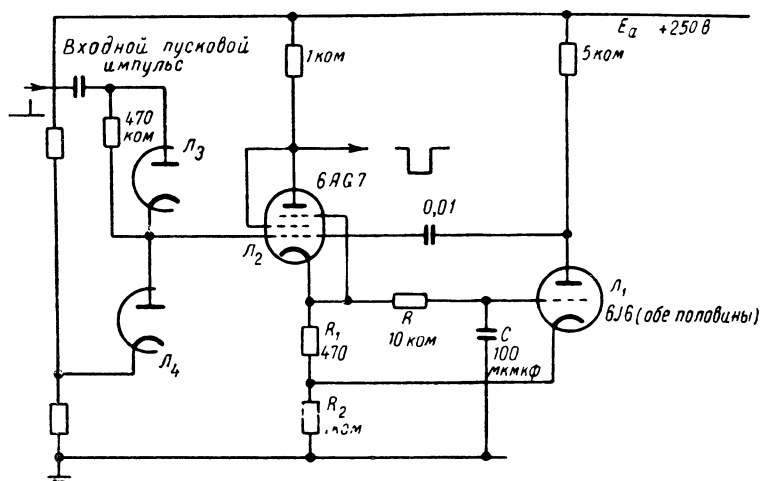


Рис. V.29. Однопериодный мультивибратор с катодной связью, содержащий интегрирующую цепочку для получения времязадающего напряжения.

ность импульса T в этом мультивибраторе можно вычислить по приближенной формуле

$$T = RC \ln \frac{U_2 - R_2 i_1}{\frac{R_1 U_2}{R_1 + R_2} + E_c},$$

где U_2 — величина напряжения, до которой возрастает напряжение на катоде лампы L_2 , i_1 — ток покоя через лампу L_1 , E_c — напряжение запираения по сетке лампы L_1 .

11. Получение быстрого восстановления. Мультивибраторы с сильной несимметрией

После каждого резкого изменения состояния мультивибратора требуется некоторое время для того, чтобы конденсаторы перезарядились до определенных установившихся напряжений. Пока эти переходные процессы не закончатся, схема не возвращается в исходное состояние и, вообще говоря, не готова к изменению состояния; во всяком случае опрокидывание происходит при этом иначе, чем после полного окончания переходных процессов. Например, полупериодный мультивибратор, работающий как импульсный счет-

чик, не даст отдельной реакции на два импульса, интервал времени между которыми меньше, чем время восстановления схемы. Таким образом задача получения малого времени восстановления схемы часто имеет важное значение.

Скорость восстановления обратно пропорциональна емкости перезаряжающихся конденсаторов и прямо пропорциональна величине тока через конденсаторы. Полупериодные мультивибраторы имеют малое время восстановления (приблизительно около 1 мксек), так как в них обычно существуют только паразитные емкости и «ускоряющие» конденсаторы, емкость которых в большинстве схем не превосходит 50 мкмкф. Одно- и самовозбуждающиеся мультивибраторы содержат большие времязадающие конденсаторы, перезаряд которых становится серьезной задачей, если требуется осуществить быстродействующую схему. Действительно, если требуется очень несимметричный мультивибратор, задача становится более серьезной, так как при большом времязадающем конденсаторе, заряд которого устанавливается в большую часть периода, перезаряд должен произойти в течение очень небольшой части периода.

Методы, с помощью которых можно достигнуть малого времени восстановления, изложены ниже на примере некоторых сильно несимметричных самовозбуждающихся мультивибраторов, легко преобразуемых также в одно- и самовозбуждающиеся.

Рассмотрим схему мультивибратора с анодно-сеточной связью, изображенную на рис. V.31. С первого взгляда может показаться, что в этой схеме часть периода, в течение которого лампа L_1 заперта, а L_2 открыта, длится около 1 000 мксек (приблизительно $\frac{1}{3}R_1C_1$), в то время как длительность другой части периода (так как она зависит только от произведения R_2C_2) может быть сколь угодно малой. Более тщательное рассмотрение, однако, показывает, что при указанных на рисунке параметрах этой схемы время, необходимое для перезаряда C_1 , будет равно нескольким сотням микросекунд, т. е. существует определенный очень малый предел для длительности короткой части периода колебаний.

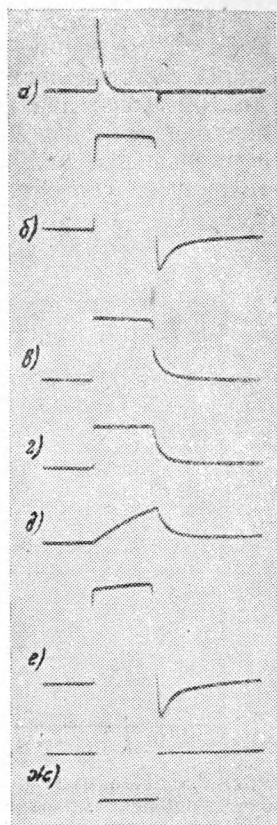


Рис. V.30.
Осциллограммы напряжений схемы рис. V.29. Длительность развертки около 125 мксек, амплитуда напряжения на аноде L_2 около 60в;

а — пусковой импульс (на аноде лампы L_2); б — напряжение на сетке лампы L_2 ; в — напряжение на катоде лампы L_2 ; г — напряжение на катоде лампы L_1 ; д — напряжение на сетке лампы L_1 ; е — напряжение на аноде лампы L_1 ; жс — напряжение на аноде лампы L_2 .

Имеется несколько методов уменьшения времени перезаряда. Если C_1 уменьшить до 0,001 мкф, а R_1 увеличить до 3 мгом, перезаряд будет происходить только за 30—40 мксек; уменьшение C_1 до 100 мксек при R_1 , равном 30 мгом, уменьшит короткую часть периода до 3—4 мксек. Этот метод, следовательно, заключается в уменьшении времязадающего конденсатора и увеличении времязадающего сопротивления, если это допускается другими соображениями.

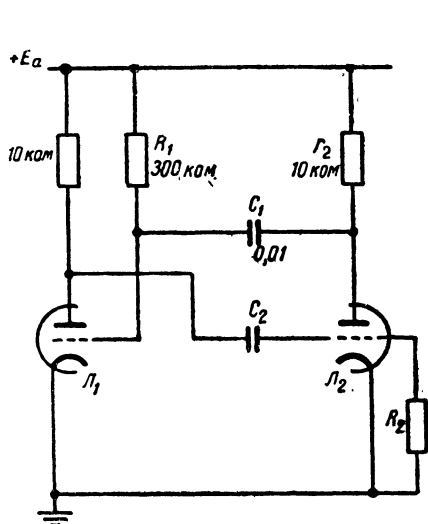


Рис. V.31. Несимметричный самовозбуждающийся мультивибратор небольшой точности.

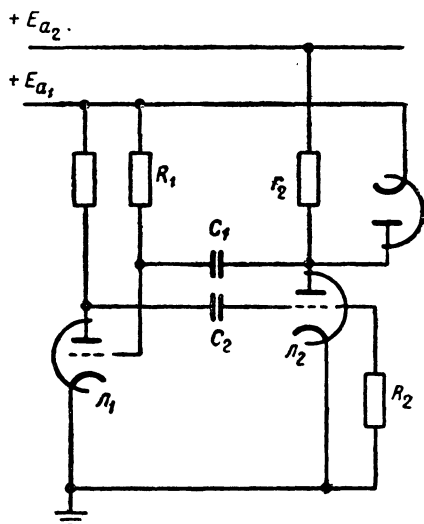


Рис. V.32. Применение диода для фиксации анодного напряжения с целью ускорения перезаряда.

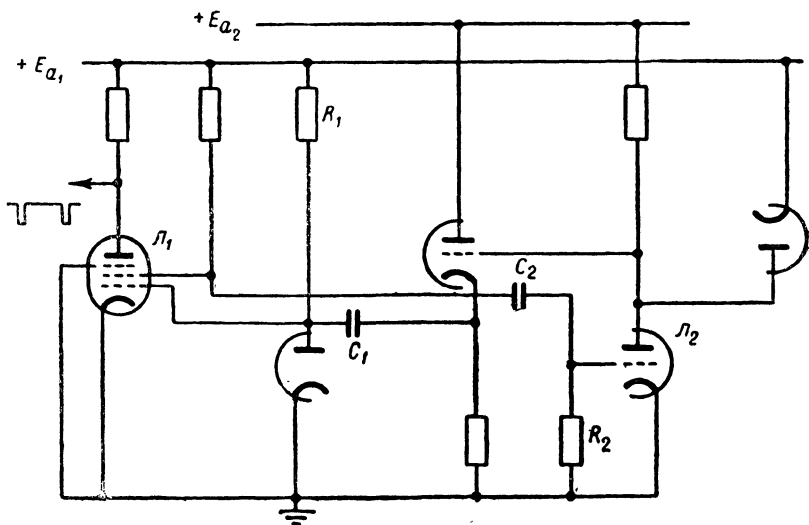


Рис. V.33. Сильно несимметричный мультивибратор с анодно-сеточной связью.

Ниже приведены методы уменьшения времени перезаряда, расположенные в порядке, в котором их рекомендуется применять.

1. Анодное сопротивление r_2 может быть присоединено к источнику более высокого напряжения. При этом следует применять диод, фиксирующий анодное напряжение и включенный, как изображено на рис. V.32. В результате этого зарядный ток увеличится и опрокидывание будет происходить после небольшого времени начального перезаряда.

2. Анодное сопротивление r_2 можно уменьшить. Так как обычно r_2 берут настолько малым, насколько позволяет мощность лампы, то для работы в схеме нужна лампа \mathcal{L}_2 с большим рабочим током.

3. После того как выполнены пункты 1 и 2, величину зарядного тока будет ограничивать сопротивление сетка — катод лампы \mathcal{L}_1 в прямом направлении. Для уменьшения этого сопротивления параллельно промежутку сетка — катод целесообразно включить диод.

4. Наконец, связь с анода лампы \mathcal{L}_2 на сетку лампы \mathcal{L}_1 можно осуществить через катодный повторитель. В этом случае ток перезаряда практически является полным током, текущим через катодный повторитель.

Указанные методы иллюстрируются схемой рис. V.33. Применение в качестве \mathcal{L}_1 пентода позволяет иметь свободный электрод (анод), с которого удобно снимать отрицательный импульс с крутым фронтом малой длительности. Сложность схемы ограничивает применение сильно несимметричных мультивибраторов.

Более простым путем уменьшения времени восстановления в мультивибраторе является включение конденсатора C прямо в катод лампы \mathcal{L}_1 , где он может быстро перезаряжаться (рис. V.34). Здесь лампа \mathcal{L}_1 заперта в течение большей части периода; при этом напряжение на ее катоде падает по экспоненциальному закону с постоянной времени $R_1 C_1$ до величины $-E_k$. Через определенное время лампа \mathcal{L}_1 регенеративно отпирается и фактически весь ток этой лампы идет для перезаряда C_1 . Через короткое время снова резко отпирается лампа \mathcal{L}_2 , и схема возвращается в свое начальное состояние. Короткий отрицательный импульс с крутым фронтом снимается с анода лампы \mathcal{L}_1 .

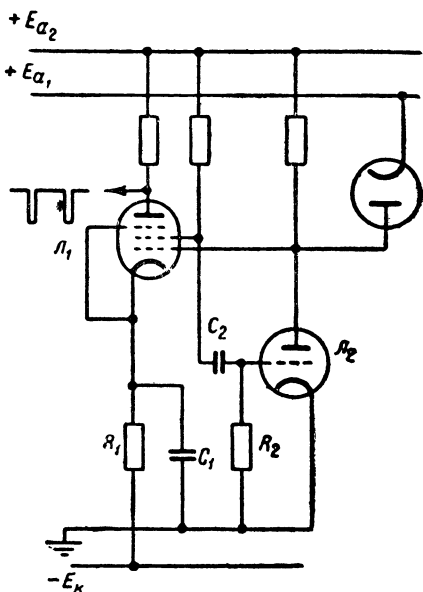


Рис. V.34. Другой тип очень несимметричного мультивибратора с анодно-сеточной связью.

Среди схем с катодной связью особенно полезны некоторые их разновидности. Симметричную схему рис. V.18 можно сделать несимметричной, взяв R_1 большим, чем R_2 . Преимущество этой схемы состоит в том, что времязадающий конденсатор C может не пере-

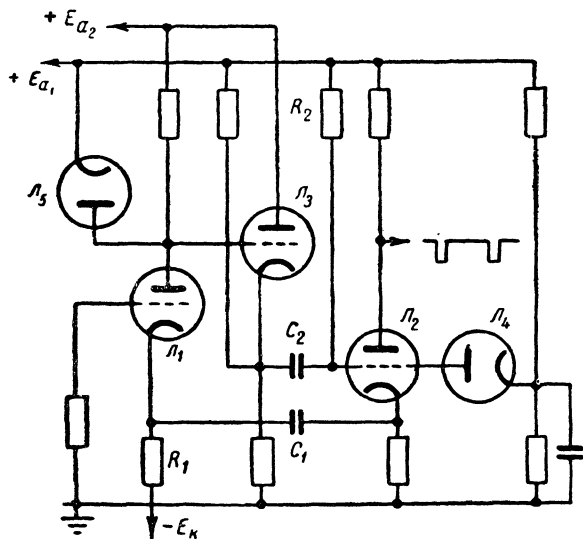


Рис. V.35. Очень несимметричный мультивибратор с катодной связью.

деляют короткую часть периода (когда лампа L_1 открыта). Конденсатор C_2 трудно перезарядить и поэтому применены катодный повторитель L_3 и диод L_4 , создающие низкоомную цепь для тока заряда конденсатора. Выходное напряжение снимается с анода лампы L_2 .

зарядиться полностью, так как он определяет длительность не одной, а обеих частей периода. Другая полезная схема дана на рис. V.29.

Еще один тип схемы с катодной связью получается при комбинации двух одноперiodных мультивибраторов с катодной связью, описанных в §. 4, один из которых имеет времязадающую цепочку в сетке, а другой — в катode. Эта схема изображена на рис. V.35. Здесь C_1 и R_1 опре-

12. Запуск и синхронизация

Идеальное пусковое устройство должно содержать переключатель, который замыкается в начале для образования пускового импульса, но затем размыкается, отсоединяя мультивибратор от источника пусковых импульсов. При этом на мультивибратор не действует задний спад пускового импульса, который мог бы вызвать обратное опрокидывание мультивибратора. Кроме того, отключение источника пусковых импульсов от мультивибратора ликвидирует нагрузку на этот источник. -

Последовательно включенный диод является хорошим средством получения подобной развязки. Емкость большинства диодов очень мала, но иногда имеет значение утечка между подогревателем и катодом диода. Путем включения диода в соответствующем направлении на мультивибратор могут быть поданы пусковые импульсы той или иной полярности.

Примеры применения диода для подачи через него пусковых импульсов можно найти во всех рассмотренных ранее полупериодных и однопериодных мультивибраторах. Нужно заметить, что тот же диод может применяться как для подачи пускового импульса, так и для фиксации на аноде напряжения, меньшего напряжения анодного источника с целью уменьшения времени восстановления.

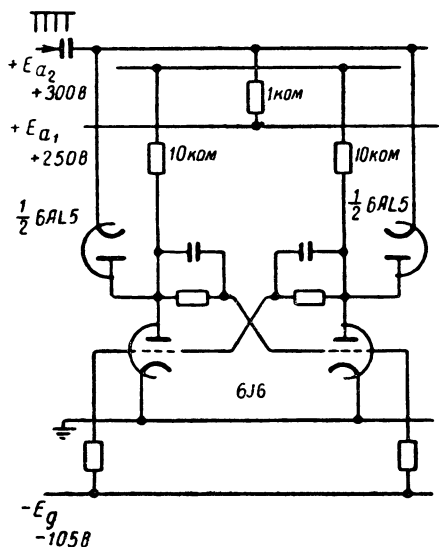


Рис. V.36. Применение диодов для подачи пускового импульса и для уменьшения времени восстановления.

На рис. 36 изображена наиболее простая схема этого вида.

Для запуска можно применить также триоды (рис. V.37). Пусковая лампа долж-

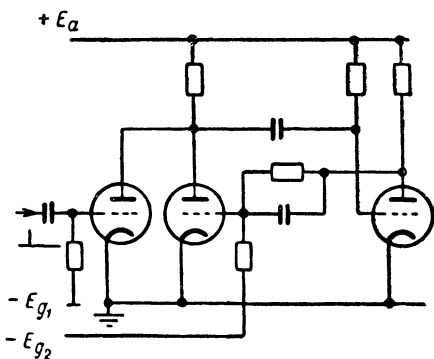


Рис. V.37. Применение триода для запуска мультивибратора.

на быть нормально заперта смещением так, чтобы она не нагружала мультивибратор. Положительный пусковой импульс, подаваемый на сетку лампы, быстро отпирает лампу и вводит отрицательный пусковой импульс на мультивибратор.

В случаях, когда важно экономить число ламп, пусковой импульс можно подать на мультивибратор прямо через конденсатор. Опасность здесь состоит в том, что пусковой импульс будет дифференцироваться и появляющийся выброс противоположной полярности может вторично опрокинуть мультивибратор. С этой точки зрения для запуска желательно применять большой переходной конденсатор. Однако большая емкость не должна быть присоединена к точке схемы, напряжение в которой быстро меняется во время опрокидывания. В некоторых схемах имеются сетки и катоды, напряжения на которых при опрокидывании не меняются, и эти точки очень удобны для запуска. Такова, например, схема рис. V.14, где отрицательный пусковой импульс можно подать на сетку лампы L_1 через RC -четыреполюсник с достаточно большой постоянной времени. Подобным образом отрицательный пусковой импульс может подаваться на защитную сетку нормально открытого пентода. Катоды также являются часто хорошей точкой для

запуска. Например, самовозбуждающийся мультивибратор может быть засинхронизирован серией положительных импульсов, подаваемых на оба катода через маленькое общее катодное сопротивление, как это изображено на рис. V.38. Этот метод особенно удобен, если для синхронизации используются импульсы, снимаемые с катода блокинг-генератора или газонаполненной лампы, так

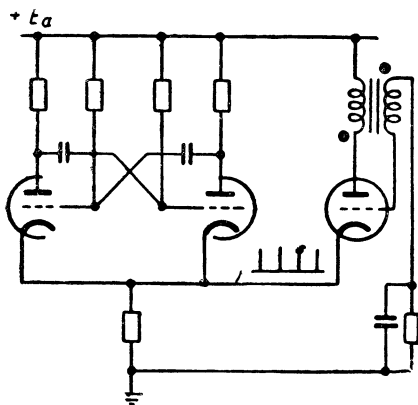


Рис. V.38. Синхронизация мультивибратора с помощью положительного импульса, снимаемого с низкоомного блокинг-генератора (или с аналогичного импульсного генератора).

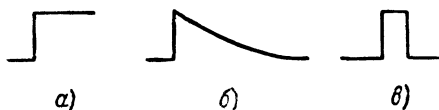


Рис. V.39. Хорошие формы пусковых импульсов *a* и *б* и плохая форма пускового импульса *в* для подачи их через небольшой конденсатор.

как все три катода без труда могут быть связаны вместе, как показано на рис. V.38.

Наконец, последним средством запуска является подача пусковых импульсов в любую точку схемы через маленькую емкость, например, 50 мкмкф. Однако добавочная емкостная нагрузка на мультивибратор замедляет процессы как опрокидывания, так и восстановления. Если пусковые импульсы подаются через маленькую емкость, они должны иметь вид, подобный изображенному на рис. V.39, *a* и *б*, так как импульсы подобной формы дают при дифференцировании очень небольшой выброс обратного знака или совсем его не дают. Можно считать, что импульс *б* получается, когда импульс *в* вводится через последовательный диод.

Рассмотрим, наконец, очень кратко процесс синхронизации, с помощью которого вызывает-ся преждевременное опрокидыва-

ние самовозбуждающихся или однопериодных мультивибраторов. Этот процесс имеет большое значение для фазовой синхронизации в импульсных делителях частоты (см. гл. XVI).

Окончание квазиустойчивого состояния в синхронизируемом релаксационном генераторе происходит в тот момент, когда к действующему на сетку запертой лампы времязадающему напряжению добавляется синхронизирующий импульс. Следовательно, опрокидывание вызывает импульс, подаваемый на сетку лампы и резко повышающий напряжение на ней выше критического напряжения отпирания — E_c . Однако точный момент опрокидывания, вообще говоря, этим не полностью определен. Действительно, хотя синхронизирующий импульс влечет за собой опрокидывание, точная задержка между синхронизирующим импульсом и моментом опрокидывания зависит как от амплитуды, так и от длительности

импульса и может, в сущности, меняться настолько, что сделает схему непригодной для точных измерений.

Справедливость этого утверждения можно пояснить на примере обычного мультивибратора с анодно-сеточной связью. На сетку какой-либо лампы этого мультивибратора подаются прямоугольные синхронизирующие импульсы, которые добавляются к экспоненциальному времязадающему напряжению, когда эта лампа заперта. На рис. V.40 в крупном масштабе показана форма напряжения на сетке запертой лампы мультивибратора для случая, когда синхронизирующий импульс имеет амплитуду, едва достаточную для синхронизации. До появления импульса напряжение на сетке возрастает по экспоненциальной кривой. Когда подается импульс, напряжение на сетке резко подымается на U в, т. е. становится на u в выше, чем $-E_c$.

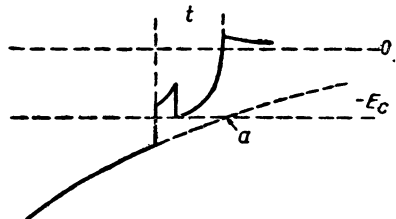


Рис. V.40. Форма напряжения на сетке мультивибратора при предельно малой амплитуде пускового импульса.

Величина u может быть названа «эффективным синхронизирующим напряжением» и зависит от точного момента прихода синхронизирующего импульса. Запертая лампа при поступлении импульса отчасти отпирается, паразитные емкости заряжаются, напряжение на сетке отпертой лампы падает и все это вызывает начало опрокидывания. На рис. V.40 этому процессу соответствует короткая возрастающая часть напряжения на сетке, которое существует до окончания синхронизирующего импульса. В этот момент напряжение на сетке падает на U в. Если после этого напряжение на сетке равно или больше $-E_c$ в, то опрокидывание будет продолжаться; в противном случае опрокидывания не произойдет до тех пор, пока напряжение на сетке не достигнет точки a^* , в которой само времязадающее напряжение равно $-E_c$. На рисунке напряжение на сетке за время импульса возрастает точно на $(U - u)$ в; следовательно оно возвращается точно к напряжению $-E_c$ в, и по окончании пускового импульса опрокидывание едва может продолжаться. Наклон напряжения в этот момент не равен нулю, а приближается к экспоненциальному; полное время синхронизации равно t . Очевидно, что полное время синхронизации может

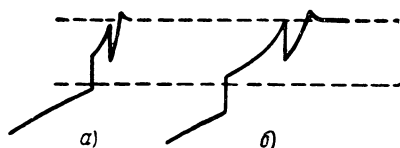


Рис. V.41. Уменьшение времени запуска с помощью увеличения: а — действующего напряжения синхронизации и б — длительности синхронизирующего импульса.

* На практике в делителях частоты нежелательно использовать опрокидывание, начинающееся с самой экспоненты; поэтому U делают достаточно большим, для того чтобы обеспечить приход другого синхронизирующего импульса до точки a .

быть уменьшено, если увеличить действующее синхронизирующее напряжение u или если увеличить длительность импульса. Формы напряжений, иллюстрирующие эти случаи, показаны на рис. V.41.

Положение усложняется из-за больших изменений времени синхронизации, происходящих за счет очень малых изменений действующего напряжения синхронизации и длительности импульса. Так как u едва ли можно стабилизировать (так как оно зависит от точного момента прихода синхронизирующего импульса), обычно лучше применять синхронизирующие импульсы, достаточно большой длительности для получения полного опрокидывания, даже при малых u .

13. Стабилизация длительности импульса

Длительность импульса мультивибратора зависит от следующих четырех факторов:

- 1) постоянной времени $\tau = RC$ времязадающей цепочки,
- 2) начального напряжения $E_{\text{нач}}$, с которого начинает изменяться напряжение, определяющее длительность процесса (времязадающее напряжение),
- 3) конечного напряжения $E_{\text{кон}}$, которого достигло бы времязадающее напряжение при отсутствии опрокидывания,
- 4) критического напряжения E_c , при котором происходит переход из одного состояния в другое.

Влияние изменения параметров лампы, изменения температуры, напряжения анодного питания, напряжения накала и т. д. может сказаться на одном из четырех факторов. Стабилизация длительности, таким образом, эквивалентна стабилизации этих четырех факторов или требует сведения к нулю суммарного эффекта их изменений.

Если равенство (V.3) § 8 переписать таким образом, чтобы $E_{\text{нач}}$, $E_{\text{кон}}$ и E_c могли быть как положительными, так и отрицательными величинами, длительность квазистойчивого состояния можно выразить следующим образом

$$T = \tau \ln \frac{E_{\text{кон}} - E_{\text{нач}}}{E_{\text{кон}} - E_c}.$$

В этой форме выражение для T справедливо как для схем с анодно-сеточной связью, у которых $E_{\text{кон}}$ — положительно, а $E_{\text{нач}}$ — отрицательно, так и для схем с катодной связью, у которых $E_{\text{кон}}$ — отрицательно (или нуль), а $E_{\text{нач}}$ и E_c — положительно. Из выражения для T находим

$$dT = d\tau \ln \frac{E_{\text{кон}} - E_{\text{нач}}}{E_{\text{кон}} - E_c} + \tau \left(\frac{dE_{\text{кон}} - dE_{\text{нач}}}{E_{\text{кон}} - E_{\text{нач}}} - \frac{dE_{\text{кон}} - dE_{\text{нач}}}{E_{\text{кон}} - E_{\text{нач}}} \right).$$

Исследование этого уравнения приводит к следующим выводам:

1. Если τ , $E_{\text{кон}}$, $E_{\text{нач}}$ и E_c не зависят друг от друга, то для стабилизации T необходимо стабилизировать эти четыре величины отдельно. Хотя этот способ полностью осуществить очень трудно, он обеспечивает стабилизацию по отношению к некоторым типам начальных флюктуаций.

2. Обычно, однако, $E_{\text{кон}}$, $E_{\text{нач}}$ и E_c изменяются совместно; поэтому может оказаться возможной стабилизация путем компенсации индивидуальных эффектов. Подобный метод обычно осуществим, но он предполагает определенные соотношения между $dE_{\text{кон}}$, $dE_{\text{нач}}$ и dE_c , которые, вероятно, будут иметь место только для одного типа начальных флюктуаций. Таким образом, нужно заранее решить, желательна ли стабилизация по отношению к изменениям параметров лампы или по отношению к неустойчивости напряжения источника питания, так как соотношения между $dE_{\text{кон}}$, $dE_{\text{нач}}$ и dE_c для этих двух случаев различны.

3. Хорошая стабилизация будет при $d\tau=0$, так как здесь нет связи между τ и другими переменными.

Стабилизация τ от температурных изменений обычно очень важна. Она достигается тем, что температурный коэффициент R осуществляют равным по величине, но противоположным по знаку температурному коэффициенту конденсатора C .

4. Хорошая стабилизация путем компенсации индивидуальных эффектов, описанная выше в пункте 2, получается, если

$$d\tau=0 \text{ и } \frac{dE_{\text{кон}}}{E_{\text{кон}}} = \frac{dE_{\text{нач}}}{E_{\text{нач}}} = \frac{dE_c}{E_c},$$

что имеет место, если τ стабилизировано, а $E_{\text{кон}}$, $E_{\text{нач}}$ и E_c меняются пропорционально друг другу. Заметна тенденция к пропорциональному изменению при колебаниях напряжения питающей сети, в результате чего частота колебаний обычного самовозбуждающегося мультивибратора может быть сделана стабильной без всяких специальных стабилизирующих устройств (изменения частоты могут быть меньше 1% при изменении напряжения питающей сети на 10%).

5. Если влияние изменения $E_{\text{кон}}$, $E_{\text{нач}}$ и E_c полностью не уничтожено, его желательно свести к минимуму. Это легко выполнить, сделав $\frac{\tau}{E_{\text{кон}} - E_{\text{нач}}}$ и $\frac{\tau}{E_{\text{кон}} - E_c}$ как можно меньшими. $E_{\text{кон}} - E_{\text{нач}}$ и $E_{\text{кон}} - E_c$ должны быть, следовательно, велики. Поэтому сопротивления утечки сетки мультивибраторов с анодно-сеточной связью присоединяют к $+E_a$, а не к земле, и катодные сопротивления мультивибраторов с катодной связью к источнику напряжения $-E_k$ вместо земли.

6. Остальные величины $dE_{\text{кон}}$, $dE_{\text{нач}}$ и dE_c , будучи равными, должны быть, естественно, минимальны. В оставшейся части этого параграфа будут рассмотрены несколько практических способов выполнения этого условия.

Напряжение $E_{\text{кон}}$ обычно либо равно нулю, либо $+E_a$, либо, наконец, $-E_k$ (или некоторой промежуточной величине, получаемой делением) и поэтому может быть стабилизировано обычными методами. Нужно отчетливо представлять себе, однако, что если схема питается как положительным, так и отрицательным напряжениями, то стабилизация напряжения питания одной полярности без стабилизации напряжения другой полярности при изменениях напряжения питающей сети может принести больше вреда, чем пользы. При регулировке стабилизации обоих питающих напряжений нужно иметь некоторое стандартное опорное напряжение, общее для напряжений обоих знаков, например, стабилизированное отрицательное напряжение можно использовать как опорное при стабилизации положительного напряжения.

Величина напряжения E_c для заданной схемы зависит от геометрии лампы, напряжения накала, от состояния катода времязадающей лампы и очень трудно стабилизируется. Естественно, что для уменьшения величины всех этих эффектов нужно применять лампу с малым напряжением запирающего, а напряжение накала следует стабилизировать. Но эти методы не устраняют полностью влияния изменения параметров и старения лампы.

Наилучшим средством стабилизации длительности импульса является придание времязадающему напряжению крутой формы в области, где происходит опрокидывание. Это можно выполнить несколькими путями:

1. Амплитуду времязадающего напряжения, определяющего длительность импульса, нужно сделать, по возможности, большой. Для этого обычно требуется большая величина нагрузочного сопротивления, чтобы перепад напряжения проходил через времязадающую цепочку с меньшими искажениями. Это требование, однако, противоречиво: для улучшения формы коротких импульсов нагрузочные сопротивления следует уменьшать, а для стабилизации длительности их надо увеличивать.

2. Разность напряжений $E_{\text{кон}} - E_c$ должна быть равна $1/e (E_{\text{кон}} - E_{\text{нач}})$. Это соотношение приведено в гл. XVI.

3. Подобно импульсному делителю фиксированной частоты в схеме, при работе на фиксированной длительности, можно ввести настроенные на желаемую частоту контуры для повышения эффективной крутизны в момент перепада. Можно применять также цепи задержки. Эти методы детально рассмотрены в гл. XVI.

Стабилизация $E_{\text{нач}}$ может быть выполнена либо прямым, либо косвенным способом. В первом случае к времязадающей сетке или катоду подключается диод для фиксации уровня, с которого начинает изменяться времязадающее напряжение. Во втором слу-

чае стабилизируется величина перепада напряжения, возникающего на другой стороне времязадающего конденсатора. Пример прямой стабилизации показан на рис. V.42, где диоды подключены к сеткам ламп мультивибратора с анодно-сеточной связью для установления начального уровня времязадающего напряжения, равного точно E_g в. Таким образом, стабилизация $E_{нач}$ приводит, в сущности, к стабилизации $-E_g$. Достоинством этого способа является также и то, что диоды устраняют обычные отрицательные выбросы сигнала, показанные на рис. V.16 и V.17. Для того, чтобы амплитуда времязадающего напряжения была максимально велика, величина $-E_g$ должна быть выбрана так, чтобы отсекалась возможно меньшая часть сеточного сигнала. Подобным же образом в мультивибраторах с катодной связью могут быть применены диоды, подключенные к катодам, хотя малое выходное сопротивление лампы с катодной нагрузкой затрудняет применение этого способа.

Один из способов косвенной стабилизации заключается в подключении диодов в схеме рис. V.42 не к сеткам, а к анодам ламп, с тем, чтобы напряжения на анодах не падали ниже определенной величины. Благодаря этому отпадает необходимость в стабилизированном источнике отрицательного напряжения. Другое достоинство такой схемы заклю-

чается в том, что если аноды диодов питаются напряжением, полученным непосредственно делением $+E_a$, изменения $+E_a$ будут отчасти компенсироваться. Напряжение, снимаемое на диоды, должно быть значительно меньше, чем $+E_a$ для того, чтобы на сетках создавались большие времязадающие напряжения. Описанные методы можно применять и для мультивибраторов на пентодах, причем преимущество последних обусловлено снижением рабочей точки за колено анодной характеристики пентода (см. гл. III). На рис. V.43 изображена схема самовозбуждающегося мультивибратора на пентодах. При больших анодных сопротивлениях, на которых происходит большое падение напряжения, потенциал анода уменьшается до величины, близкой к нулю. При падении напряжения на аноде большая часть катодного тока пойдет через экранирующую сетку. Поэтому условия рассеяния мощности на экранирующей сетке задают предел для напряжения E_{g2} . Достоинство применения низкого напряжения на экранирующей сетке

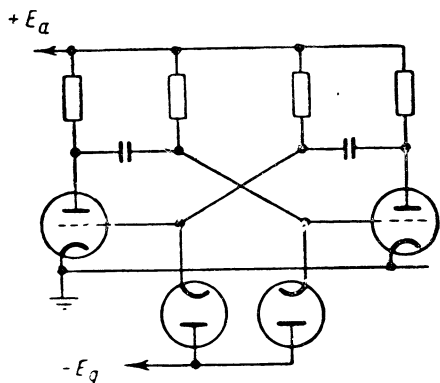


Рис. V.42. Применение диода, фиксирующего напряжение на сетке, для стабилизации начального уровня времязадающего напряжения.

закljučается также в получении меньшей величины E_c и поэтому уменьшении изменения этой величины с изменением лампы.

Аналогичное действие падения напряжения на аноде возможно с триодами только при наличии сеточного тока и при значительно больших анодных сопротивлениях, чем это требуется при пентодах. При этом может быть получена хорошая стабильность, но время восстановления становится значительным.

Неустойчивость длительности импульса мультивибратора, которая особенно важна при временной модуляции с помощью одноперiodных мультивибраторов, подобна обычной нестability работы, хотя она относится к быстрым колебаниями длительности, а не к медленным. Обычно неустойчивость имеет две составляющие: 1) фон, возникающий из-за пульсации переменного тока

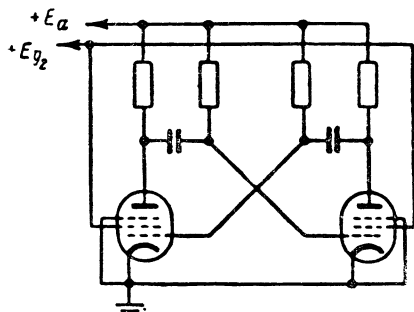


Рис. V.43. Применение пентодов для стабилизации амплитуды времязадающего напряжения.

в выпрямленном напряжении питания и содержащий составляющие основной частоты и гармоник напряжения питающей сети, 2) микрофонный эффект, вызываемый механическими вибрациями шасси и ламп.

Фон можно уменьшить путем:

1) фильтрации анодного напряжения или, в особых случаях, применением батарей; 2) применения схем с заземленными катодами для устранения влияния емкости и утечки катод-подогреватель или, в особых случаях, путем накала ламп постоянным током; 3) экранировки ламп; 4) экранировки деталей в критических высокоомных цепях, особенно в сеточной цепи. Иногда фон может быть уничтожен компенсационным путем при введении в соответствующую точку небольших переменных напряжений частоты питающей сети. Влияние фона можно устранить при работе схемы на частоте, равной или субкратной частоте напряжения питания. Флюктуация величины высокоомных сопротивлений схемы может также вызвать эффект, очень похожий на фон. Микрофонный эффект можно уменьшить путем применения немикрофонящих ламп, амортизации отдельных узлов и ламповых панелек на внутреннем шасси, а также путем надевания на баллон ламп демпфирующих устройств.

14. Изменение длительности импульса

Изменение длительности импульса, осуществляемое в схеме с одним устойчивым состоянием (одноперiodный мультивибратор, фантастрон или другой возможный тип схемы), является одним из методов, с помощью которого выполняется очень важная операция временной модуляции (см. гл. XIII). В мультивибраторе для изменения длительности квазиустойчивого состояния можно

использовать одну из четырех величин τ , $E_{\text{кон}}$, $E_{\text{нач}}$ и E_c . Опыт показывает, что это справедливо для любой схемы с одним устойчивым состоянием.

Очень удобна регулировка с помощью τ , так как длительность импульса линейно зависит от τ_1 . Поэтому при изменении τ с помощью R величина C должна быть фиксирована и наоборот. Таким образом, линейная регулировка длительности импульса при линейно меняющемся сопротивлении или конденсаторе будет происходить при равномерном вращении оси регулирующего элемента. Регулировка конденсатором предпочтительнее регулировки сопротивлением, так как: 1) она дает более постоянное состояние покоя схемы и 2) переменные конденсаторы с воздушным диэлектриком более линейны и стабильны, чем переменные сопротивления. Можно осуществить также регулировку, присоединив R к источнику изменяемого напряжения $E_{\text{кон}}$, но этот способ встречается редко.

Удовлетворительная, хотя и нелинейная регулировка длительности, получается при изменении $E_{\text{нач}}$. Этот способ очень часто применяют в стабилизированной схеме с анодно-сеточной связью, рассмотренной в предыдущем параграфе. В схеме, рис. V.42, например, длительность меняется с помощью изменения напряжения, $-E_g$, а в схеме рис. V.43 с помощью потенциометров, включенных взамен постоянных анодных сопротивлений; к ползункам потенциометров подключены конденсаторы связи анода одной лампы с сеткой другой лампы.

Регулировка с помощью E_c обычно не применяется, за исключением комбинации с $E_{\text{нач}}$ в схеме однопериодного мультивибратора с катодной связью (рис. V.12). Как указано в § 5, длительность квазиустойчивого состояния очень близка к линейной функции напряжения, подаваемого на сетку лампы L_1 . Это свойство является следствием того, что $E_{\text{нач}}$ и E_c меняются при увеличении напряжения на сетке L_1 таким образом, что величина $\ln \frac{E_{\text{кон}} - E_{\text{нач}}}{E_{\text{кон}} - E_c}$ возрастает почти линейно. Схема, следовательно, пригодна как простейшая схема линейной временной модуляции с регулировкой напряжением.

СХЕМЫ ТИПА ФАНТАСТРОНА

15. Общие сведения

В последние годы был разработан особый класс схем, получивших названия «фантастрон», «санатрон», «санафант» и пр. Эти схемы являются по существу релаксационными генераторами, сходными с мультивибраторами, но отличающимися от последних следующим: в то время, как в мультивибраторе времязадающее напряжение экспоненциальной формы определяется только цепочкой RC , в фантастрах времязадающее напряжение имеет линейную форму и создается специальным генератором развертки. Линейное время-

задающее напряжение дает очень важное преимущество: длительность выходного прямоугольного импульса может линейно зависеть от входного регулируемого напряжения. Следовательно, фантастроны очень удобны для временной модуляции (см. гл. XIII). Другое достоинство времязадающего напряжения линейной формы заключается в увеличении стабильности длительности импульса, так как линейное пилообразное напряжение (в отличие от экспоненциального) не теряет скорости в процессе изменения.

Применяемый в этих схемах генератор описан здесь очень кратко. Более полное описание его дано в гл. VII. Работа генератора пилообразного напряжения (рис. V.44) поясняется эюрами напряжений, изображенными на рис. V.45. Сопротивления R и R_1 могут быть порядка 1 мгом и нескольких десятых мгома, соответ-

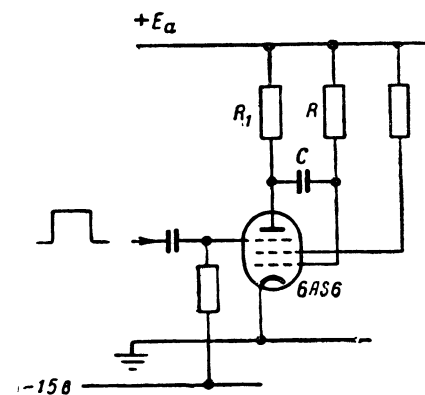


Рис. V.44. Генератор линейной раз-
вертки.

ственно. Конденсатор C может иметь величину свыше 50 мкмкф. Вначале управляющая сетка находится при нулевом потенциале, а защитная сетка при напряжении — 15 в, достаточном для того, чтобы запереть лампу 6AS6 по анодному току*. Следовательно, напряжение на аноде равно $+E_a$ и весь катодный ток идет через экранирующую сетку, напряжение на которой равно около $+60$ в. Когда положительный селектирующий импульс подается на защитную сетку и величина его достаточна для того, чтобы напряжение на этой сетке возросло до $+5$ в, появится анодный ток, и напря-

жение на аноде лампы сразу же упадет. Так как анод связан с сеткой конденсатора C , напряжение на аноде упадет всего на несколько вольт (около 5) прежде, чем уменьшится напряжение на сетке и анодный ток уменьшится до нескольких сот микроампер, в зависимости от анодной нагрузки. Следовательно, в конце этой начальной ступеньки полный катодный ток значительно уменьшится. Ток экранирующей сетки также уменьшится, что вызовет значительное увеличение положительного напряжения на экранирующей сетке.

Затем происходит следующая основная часть процесса. Анодный ток $\frac{E_a + 5}{R}$ от источника питания проходит через сопротивление R справа налево через емкость C и далее через лампу. Поэтому потенциал на левой стороне C падает относительно правой

* Здесь может применяться также пентагрид типа 6SA7, у которого управление анодным током осуществляется не по защитной, а по третьей сетке. Однако, пентод 6AS6, имеющий большую крутизну по защитной сетке и более прочную конструкцию, удобнее для этих целей.

стороны на величину $\frac{E_a + 5}{RC}$ в/сек. Напряжение на управляющей сетке возрастает очень медленно, отчего ток через R_1 возрастает также медленно, пока напряжение на аноде не упадет до величины, соответствующей колену анодной характеристики пентода. При сеточном напряжении -4 в колену характеристики соответствует напряжение на аноде порядка $1-2$ в относительно земли, так что дальнейшее падение его невозможно. Так как ток, необходимый для заряда C через R с постоянной скоростью, не может больше проходить через лампу, потенциал на правой стороне C будет увеличиваться по экспоненциальному закону, приближаясь к $+E_a$ с той же скоростью, с какой раньше падало* напряжение на аноде лампы. По этой причине, а также из-за перераспределения тока между анодом и экранирующей сеткой лампы, при пониженном напряжении на аноде, ток экранирующей сетки снова увеличится и напряжение на этой сетке вернется к своему начальному уровню. Это состояние будет сохраняться до тех пор, пока существует селектирующий импульс на защитной сетке лампы. После исчезновения этого импульса напряжение на аноде возрастает до величины $+E_a$ со скоростью, определяемой, главным образом, R_1C . Более тщательный анализ показывает, что при типичных параметрах и режимах схемы, отклонение наклонного участка анодного напряжения от прямой линии не превышает $0,1\%$.

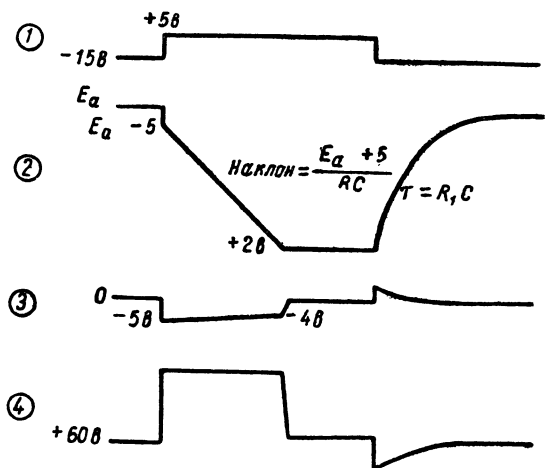


Рис. V.45. Формы напряжений в схеме рис. V.44: 1 — напряжение на защитной сетке; 2 — напряжение на аноде; 3 — напряжение на управляющей сетке; 4 — напряжение на экранирующей сетке.

16. Фантастрон со связью по экранирующей сетке

Исследование формы напряжений рис. V.45 показывает, что положительный селектирующий импульс, который в схеме рис. V.44 вводится извне на защитную сетку, может быть получен в самой схеме на экранирующей сетке. Подобный фантастрон со связью по экранирующей сетке (см. схему на рис. V.46) имеет одно устойчивое состояние. Осциллограммы напряжений показаны на рис. V.47.

* Пренебрегая влиянием паразитных емкостей сетки на землю.

a — напряжение на защитной сетке; b — напряжение на аноде; v — напряжение на управляющей сетке; z — напряжение на экранирующей сетке.

Диод L_{3a} в цепи защитной сетки не имеет принципиального значения и служит для предотвращения повышения напряжения на защитной сетке до такой величины, при которой возможно появление вторичной электронной эмиссии; появление вторичной эмиссии могло бы привести к полному отпиранию лампы по аноду на „обратном ходе“. Диод способствует также более быстрому запираанию и отпиранию лампы, так как полное изменение напряжения на защитной сетке уменьшается. Маленький конденсатор между экранирующей и защитной сет-

ками является „ускоряющим“ конденсатором. Диод \mathcal{L}_2 предназначен для линейной регулировки длительности прямоугольных и треугольных сигналов с помощью управляющего или сигнального напряжения $U_{упр}$. Если начальное напряжение на аноде равно $U_{упр}$, то время, необходимое для того, чтобы оно понизилось до 2 в, приблизительно равно

$$(U_{упр} - 2)RC/(E_a + 5) \text{ сек.}$$

Через диод \mathcal{L}_{36} на фантастрон подаются пусковые импульсы. Отрицательные пусковые импульсы можно подавать также через лампу \mathcal{L}_2 на анод.

Некоторым недостатком схемы, изображенной на рис. V.46, является большое время, необходимое для перезаряда C через R_1 , и большое время восстановления напряжения на аноде до его начальной величины. Это время восстановления быстро уменьшается при уменьшении $U_{упр}$ благодаря действию диода \mathcal{L}_2 , фиксирующего анодное напряжение. Но даже если напряжение на аноде фиксируется на уровне 63% от E_a , то время восстановления будет около $R_1 C \text{ сек.}$ Для уменьшения времени восстановления времязадающая цепочка должна быть включена так, чтобы обеспечить низкоомную цепь перезаряда C_1 . Для этого можно применить катодный повторитель, как показано на рис. V.48. Следует отметить, что подобный метод уменьшения времени восстановления может быть применен во всех схемах этого типа.

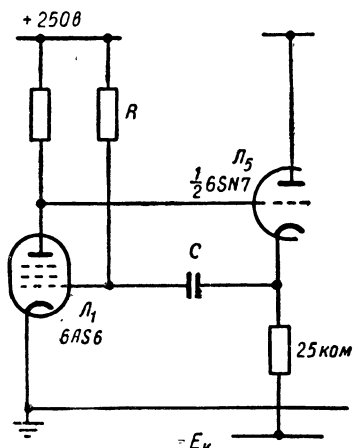


Рис. V.48. Применение катодного повторителя для ускорения перезаряда C .

Фантастрон со связью по экранирующей сетке может находиться в режиме самовозбуждения или иметь одно или два устойчивых состояния. Обычно считают, что фантастроны с двумя устойчивыми состояниями не имеют преимуществ перед полупериодными мультивибраторами, так как преимущества фантастрона заключаются только в таком методе синхронизации, который неприменим к мультивибраторам, а в случае схем с двумя устойчивыми состояниями такой синхронизации не требуется. Фантастрон с самовозбуждением имеет значительно большее значение. Например, схема рис. V.46 может быть переведена в состояние самовозбуждения, если между экранирующей и защитной сетками оставить только конденсатор C . Диод \mathcal{L}_{3a} в этой схеме имеет существенное значение. Одна часть периода устанавливается с помощью отрицательного линейного пилообразного напряжения, генерируемого на аноде, другая — с помощью положительного экспоненциального напряжения на защитной сетке. Скорость изменения этого послед-

него напряжения и, соответственно, стабильность интервала времени, который это напряжение устанавливает, увеличивается при присоединении защитной сетки к источнику напряжения $+E$, вместо земли. Дальнейшее улучшение можно получить, поместив в катод сопротивление $5\,000\text{ ом}$ и подключив к сетке лампы диод для предотвращения увеличения напряжения на ней свыше $+50\text{ в}$. В этом случае ток экранирующей сетки стабилизируется на 10 ма и поэтому амплитуда сигнала на экранирующей сетке и ампли-

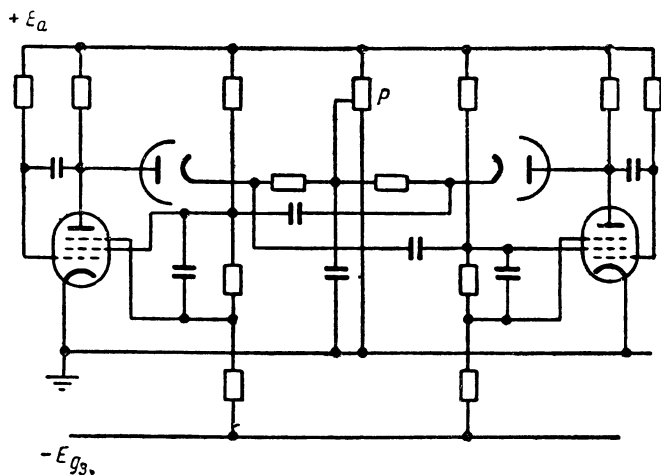


Рис. V.49. Фантастрон с двойной связью по экранирующей сетке.

туда экспоненты, определяющей длительность, на защитной сетке будут стабилизированы.

Наилучшая стабильность частоты свободных колебаний достигается применением двух схем с одним устойчивым состоянием и двумя перекрестными связями. Подобный фантастрон с двумя связями по экранирующей сетке изображен на рис. V.49. Обе части каждого периода определяются линейными пилообразными напряжениями. Перекрестная связь между двумя цепями сделана так, что напряжение на каждой экранирующей сетке дифференцируется маленьким конденсатором и подается на противоположный анод таким образом, что линейное падение напряжения на одном аноде начинается в момент окончания падения напряжения на другом аноде. Потенциометр P в схеме рис. V.49 предусмотрен для линейной регулировки периода колебаний.

17. Санатрон и санафант

Хотя эти генераторы более сложны, чем фантастрон со связью по экранирующей сетке, но санатрон и санафант могут генерировать импульсы прямоугольной формы длительностью порядка 1 мксек , которая может точно устанавливаться с помощью напря-

жения линейной формы. Исследование основной схемы рис. V.44 показывает, что при данной малой величине C скорость изменения пилообразного напряжения ограничивается возможным током лампы. Анодный ток увеличивается, если уменьшить R , но при этом возрастает ток экранирующей сетки как в течение периода покоя, так и активного периода работы. Допустимая мощность рассеяния экранирующей сетки является обычно ограничивающим фактором при попытке увеличить скорость изменения пилообразного напря-

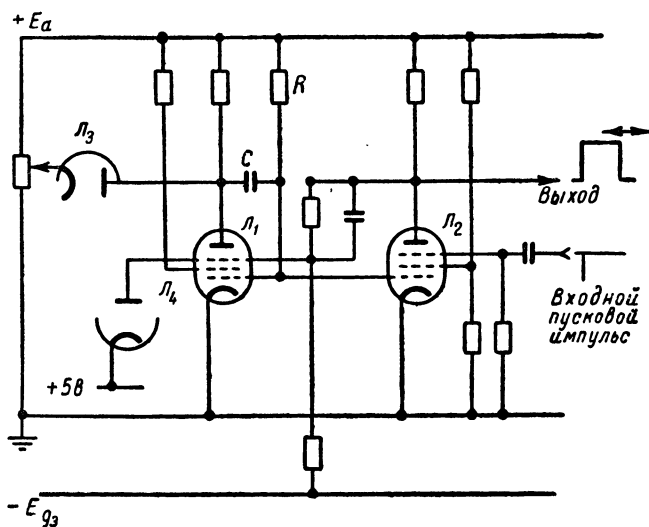


Рис. V.50. Санатрон с одним устойчивым состоянием.

жения. Назначением настоящих схем является получение возможности применения ламп, которые допускают рассеяние на экранирующей сетке больше, чем на 6AS6, но хуже управляются по защитной сетке. Благодаря применению лампы, усиливающей селектирующий импульс прежде, чем он подается на защитную сетку, может успешно применяться лампа с напряжением отсечки анодного тока по защитной сетке порядка 60 в или больше (лампа 6AC7).

На рис. V.50 изображена схема санатрона с одним устойчивым состоянием. Лампа L_1 — генератор пилообразного напряжения, а L_2 — усилитель небольшого отрицательного селектирующего импульса на сетке L_1 до большого положительного импульса, подаваемого на защитную сетку L_1 для получения линейного спада напряжения. Пусковой импульс можно подавать в любую точку схемы, включая защитную сетку L_2 , как показано на рисунке. Начальный уровень напряжения на аноде лампы L_1 и, следовательно, длительность прямоугольного импульса устанавливается с помощью диода L_3 . Выходной прямоугольный импульс, снимаемый с анода лампы L_2 , имеет амплитуду не менее 100 в. Величина, до которой

Возрастает напряжение на защитной сетке, устанавливается диодом \mathcal{L}_4 . Обычно желательно, чтобы лампа \mathcal{L}_2 на время линейного спада напряжения была полностью заперта, что можно осуществить несколькими способами. В схеме рис. V.50 напряжение на экранирующей сетке лампы \mathcal{L}_2 в состоянии покоя не может возрасти до такой большой величины, как на экранирующей сетке \mathcal{L}_1 . Поэтому отрицательный сеточный сигнал, не вполне запирающий лампу \mathcal{L}_1 , запрет лампы \mathcal{L}_2 . Другой метод заключается в применении лампы \mathcal{L}_2 другого типа, чем \mathcal{L}_1 , причем первая из них должна заператься при меньшем напряжении на сетке. Наконец, может применяться схема рис. V.51, в которой полный ток цепочки RC проходит через R_1 , благодаря чему при наличии сигнала напряжение на сетке лампы \mathcal{L}_2 превышает напряжение на сетке лампы \mathcal{L}_1 .

* \mathcal{E}_a

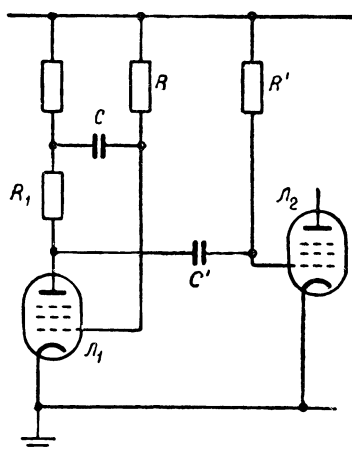


Рис. V.51. Один из методов подачи сигнала на сетку усилителя селектирующих импульсов.

отпирается и запирается более быстро, и поэтому выходной прямоугольный импульс имеет более крутые перепады. Недостатком же такой схемы является то, что отрицательная начальная ступенька напряжения на аноде увеличивается по амплитуде, в результате чего изменения в условиях работы вызывают большие изменения амплитуды и длительности ступеньки с соответствующими большими изменениями длительности генерируемого импульса. Другим преимуществом, которое надо отметить, является то, что с катода \mathcal{L}_1 можно снять отрицательный прямоугольный импульс такой же хорошей формы, как положительные выходные импульсы на экранирующей сетке лампы \mathcal{L}_1 и на аноде лампы \mathcal{L}_2 .

Возможны другие вариации основной схемы. Например, как санатрон, так и санафант имеют обычно тот недостаток, что между моментом падения напряжения на аноде и моментом отпирания лампы \mathcal{L}_2 существует небольшой сдвиг. Этот сдвиг определяется временем, необходимым для того, чтобы напряжение на сетке лампы \mathcal{L}_2 увеличилось и превысило напряжение запираения. Из-за того, что напряжение запираения у различных ламп не вполне, одинаково

во, смена лампы L_2 может вызвать заметное изменение длительности выходного прямоугольного импульса. Для сведения к минимуму этого сдвига применяется следующий метод. В цепь экранирующей сетки лампы L_1 включается импульсный трансформатор, со вторичной обмотки которого снимается дифференцированное и инвертированное напряжение (т. е. отрицательный импульс в момент пуска и положительный импульс в момент уменьшения напряжения на аноде). Если на сетку L_2 подается через диод положительный импульс, лампа L_2 отпирается очень скоро после момента начала падения напряжения на аноде и конец выходного прямоугольного импульса будет очень точно совпадать с этим моментом времени.

Другое изменение, которое может быть сделано для получения прямоугольных импульсов с чрезвычайно крутыми перепадами, состоит в дифференцировании напряжения, снимаемого с катода лампы L_1 , либо с помощью трансформатора, либо с помощью простой RC цепочки; полученное в результате дифференцирования напряжение через диод подается обратно на анод лампы L_1 . Дифференцированный положительный импульс ускоряет обратное восстановление напряжения на аноде после его падения.

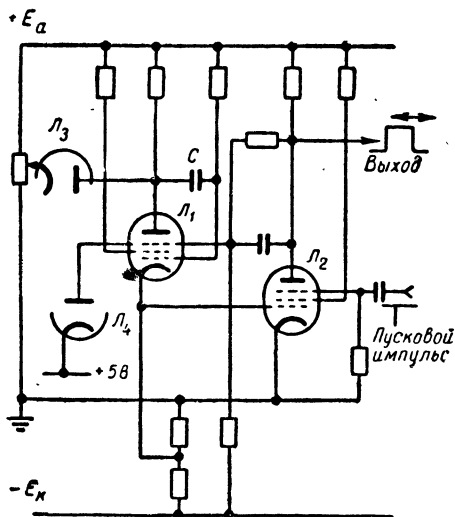


Рис. V.52. Санафант с одним устойчивым состоянием.

Основное достоинство санатрона и санафанта состоит в значительном устранении ограничений возможной скорости колебаний, вызванных допустимой мощностью рассеяния на экранирующей сетке. Эту задачу лучше решают санатрон и санафант со связью по экранирующей сетке. Защитная сетка лампы L_1 в этом случае совсем не используется (для этой схемы должны применяться мощные лучевые тетроды с очень большими анодными токами и достаточно малыми токами экранирующей сетки), а положительный селектирующий импульс, получаемый на аноде L_2 , подается на экранирующую сетку через комбинированную низкоомную цепочку связи по переменному и постоянному току. Крутизна пилообразного напряжения в этой схеме может достигнуть 100 в/мксек.

Все рассмотренные схемы могут быть поставлены как в режим самовозбуждения, так и в режим с двумя устойчивыми состояниями.

18. Фантастрон с катодной связью

Фантастрон со связью по экранирующей сетке, рассмотренный в § 16, не является единственной практически применяемой одноламповой схемой такого типа. В фантастроне со связью по экранирующей сетке положительный селектирующий импульс на защитную сетку подается с экранирующей сетки. Однако, весь положительный селектирующий импульс или часть его на защитной сетке

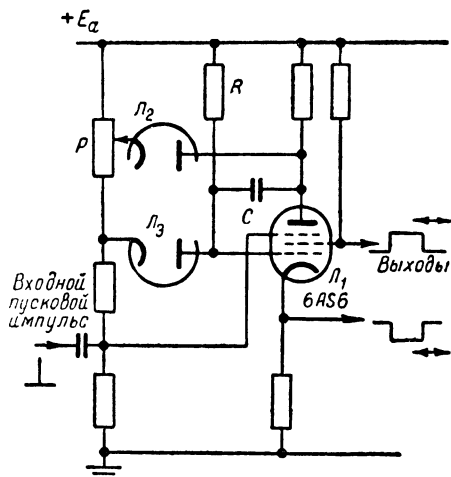


Рис. V.53. Фантастрон с одним устойчивым состоянием и с катодной связью.

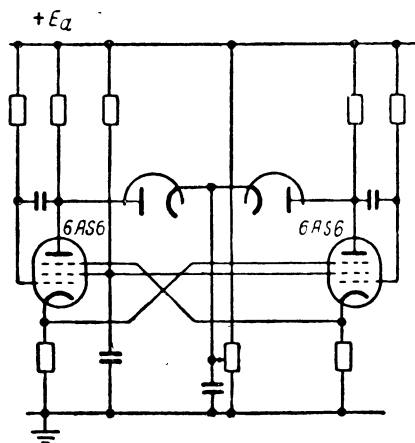


Рис. V.54. Фантастрон с двойной катодной связью.

может быть заменена отрицательным селектирующим импульсом на катоде, получаемом путем включения сопротивления в катодную цепь лампы. Пример схемы фантастрона с катодной связью изображен на рис. V.53. Диод L_3 играет важную роль стабилизации начального уровня напряжения на сетке и, следовательно, начального напряжения на времязадающем конденсаторе C . Так как длительность импульса определяется временем, необходимым для разряда C через R , лампа L_3 сильно влияет на стабилизацию длительности выходного импульса при изменении напряжения питания и т. д. Диод L_2 и потенциометр P осуществляют линейную регулировку длительности выходного импульса. Интересно отметить, что существует приблизительно такое же соотношение между фантастраонами со связью по экранирующей сетке и с катодной связью, как между мультивибраторами с анодно-сеточной связью и катодной связью.

Фантастрон с катодной связью обладает следующими преимуществами: схема с одним устойчивым состоянием может быть создана без источника отрицательного напряжения или без подачи положительного напряжения с делителя на катод лампы; экранирующая сетка не связана с другими элементами генератора; возможно получение выходных напряжений обеих полярностей; кроме

того, линейность временной модуляции при коротких импульсах в этой схеме лучше, чем в фантастроне со связью по экранирующей сетке. Главным недостатком фантастрона с катодной связью является то, что точность фиксации длительности здесь не столь высока, как в фантастроне со связью по экранирующей сетке. Это происходит частично из-за большой начальной ступеньки в анодном напряжении, а отчасти из-за того, что усиление лампы с сетки на анод в течение линейного спада напряжения не так велико, как при отсутствии отрицательной обратной связи, возникающей за счет катодного сопротивления.

Фантастрон с катодной связью является, таким образом, очень наглядным аналогом фантастрона с двойной связью по экранирующим сеткам, что легко видеть из схемы рис. V.54.

Глава VI

БЛОКИНГ-ГЕНЕРАТОРЫ И ИМПУЛЬСНЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ С ЛИНИЯМИ ЗАДЕРЖКИ

1. Блокинг-генераторы

Блокинг-генераторы представляют собой генераторы с индуктивной обратной связью, в которых анодный ток протекает очень короткое время, после чего на сетку подается смещение, запирающее лампу. Эти устройства относятся к разряду генераторов прерывистых колебаний; как известно, последние работают в течение нескольких периодов, пока на сетке не разовьется смещение, достаточное для предотвращения дальнейшей генерации.

Большинство блокинг-генераторов предназначено для получения импульсов приблизительно прямоугольной формы, что достигается применением трансформаторов обратной связи, обладающих специальными характеристиками. В обычных генераторах с обратной связью, применяемых для получения синусоидальных колебаний, сеточная цепь или анодная цепь, или обе эти цепи настроены в резонанс на рабочую частоту. В блокинг-генераторе период резонансной частоты контура, состоящего из индуктивности трансформатора и связанной с ней паразитной емкости, мал по сравнению с необходимой длительностью импульса на выходе, а добротность этого контура делается, по возможности, наименьшей. Вследствие этого, анодный ток в начале самовозбуждения быстро возрастает. Длительность импульса ограничивается характеристикой трансформатора в области низких частот, но она может определяться также действием цепи задержки или конденсатора обратной связи.

Трансформатор блокинг-генератора имеет обычно железный сердечник с высокой магнитной проницаемостью, чем достигается возможно большая обратная связь с целью получения большого сеточного тока. Высокая магнитная проницаемость позволяет ограничиться меньшим числом витков при данной индуктивности, благодаря чему уменьшается распределенная емкость и повышается резонансная частота. Катушки наматываются как можно ближе друг к другу для уменьшения индуктивности рассеяния, вызывающей задержку в цепи обратной связи и уменьшающей скорость нарастания и спадания импульса.

Благодаря малому сопротивлению цепи обратной связи и очень малому времени запаздывания в трансформаторе генератор может давать быстро нарастающие и спадающие импульсы тока очень большой величины. В схемах, использующих небольшие приемно-усилительные лампы при номинальных анодных напряжениях, можно получить силу тока в импульсе свыше 1 а. Такой ток в импульсе может дать оксидный катод, но средний ток катода ни в коем случае не должен превышать номинальный, хотя пиковое значение тока может быть в несколько сот раз больше номинала. Отношение длительности импульсов к периоду их повторения должно быть достаточно мало, с тем чтобы средняя мощность, рассеиваемая в лампе, не превышала допустимой величины.

Блокинг-генераторы применяются в качестве импульсных генераторов с низкоомным выходом для запуска и управления лампами в тех случаях, когда требуются большие токи, но допуски в ширине, форме и амплитуде импульсов достаточно велики. Следует подчеркнуть, что блокинг-генератор не является прецизионным устройством и характеристики его выходного импульса сильно зависят от E_a , E_g , E_f , от остаточного магнетизма сердечника трансформатора, от износа и состояния лампы. В противоположность мультивибратору, где одна лампа всегда должна быть отперта, что приводит к большому расходу энергии, блокинг-генератор аналогично тиратронному импульсному генератору имеет то большое преимущество, что ток через лампу идет только во время импульса. В противоположность импульсному генератору с газоразрядной лампой, в котором после каждого импульса требуется время для ее деионизации, время обратного хода блокинг-генератора может быть сделано очень малым.

Виды выходных импульсов. На рис. VI.1,а изображена типовая схема блокинг-генератора с трансформатором, имеющим коэффициент трансформации 1 : 1, и обычной обратной связью с анода на сетку. На рис. VI.1,б и в представлены формы импульсов, вырабатываемых в этом блокинг-генераторе. Блокинг-генератор позволяет получить импульсы трех видов: 1) «импульс напряжения», который можно снять с анода, а также с одной или нескольких дополнительных обмоток трансформатора. Число витков этих обмоток можно подобрать так, чтобы получить заданное полное сопротивление и заданную величину напряжения; 2) «импульс тока», т. е. падение напряжения IR , которое можно получить на малом сопротивлении, включенном в анодную, катодную или сеточную цепи; 3) импульс напряжения автоматического смещения.

Импульс напряжения в аноде будет иметь амплитуду, равную приблизительно $\frac{E_a}{2}$ при полном выходном сопротивлении около 1 ком. Напряжение и полное сопротивление вспомогательной обмотки, примерно, равны напряжению и сопротивлению анодной цепи, но зависят от отношения чисел витков и индуктивности рассеяния между обмотками. Если выходная обмотка служит для изменения знака импульса в аноде на обратный, причем импульсное

напряжение между соседними витками анодной и выходной обмоток велико, то нарастание выходного импульса будет замедляться под влиянием емкости между обмотками. Амплитуда отрицательного или положительного «импульса тока» в анодной или катодной цепи, соответственно, зависит от величины сопротивления, включенного в анодную или катодную цепи соответственно, но обычно нельзя получить импульс с амплитудой свыше $\frac{E_a}{5}$. Величина полного выходного сопротивления при этом немного меньше последовательно включенного сопротивления, которое обычно берется меньше 100 ом. Такая схема выхода выгодна вследствие ее низкого выходного сопротивления и отсутствия выброса в импульсе. Амплитуда импульса напряжения автоматического смещения, т. е. напряжения на конденсаторе C , может достигать величины приблизительно $\frac{E_a}{3}$ при коэффициенте обратной связи 1 : 1. Во время импульса полное сопротивление сеточной цепи мало, так как в цепи сетка — катод протекает большой ток. Когда лампа заперта, полное сопротивление определяется цепочкой RC .

Время, в течение которого лампа блокинг-генератора отперта, соответствует длительности импульса тока, положительной части импульса напряжения и «плоской» части импульса смещения (см. рис. VI.1,б и VI.1,в). Это время может меняться от десятой доли микросекунды и менее до нескольких сот микросекунд, в зависимости от выбранного трансформатора и других элементов схемы. С современными трансформаторами и схемами обычный диапазон длительностей импульсов, в котором применяются блокинг-генераторы, — от 0,1 до 25 мксек.

Типы схем. После окончания импульса на сетке лампы останется большое отрицательное напряжение, так как конденсатор заряжен. Затем отрицательное напряжение на сетке начинает уменьшаться по экспоненциальному закону, приближаясь к потенциалу той точки схемы, к которой присоединено сопротивление утечки. Если этот потенциал выше того, при котором срабатывает блокинг-генератор*, то напряжение на сетке, в конце концов, достигает точки срабатывания, возникает новый импульс и цикл повторяется. Устройство, действующее таким образом, называется самовозбуждающимся блокинг-генератором и в известном смысле аналогично самовозбуждающемуся мультивибратору, в котором положительная обратная связь получается не за счет усилительного каскада, а за счет трансформатора. Постоянные времени схемы: 1) постоянная времени цепи обратной связи, определяющая длительность импульса; 2) постоянная времени восстановления потенциала сетки, определяющая частоту повторения импульсов. Если схему отрегулиру-

* Точка срабатывания представляет собой потенциал, устанавливающийся в начале прохождения тока через лампу, при котором крутизна S достигает такой величины, что усиление в цепи обратной связи превышает единицу, и начинается самовозбуждение.

вать так, чтобы напряжение на сетке не могло достигнуть величины, необходимой для срабатывания, блокинг-генератор становится однопериодным (ждушим). В этом случае для того, чтобы

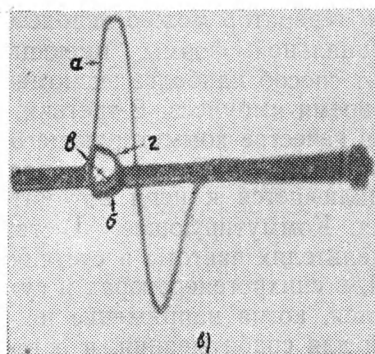
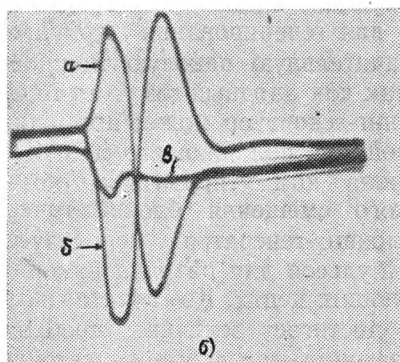
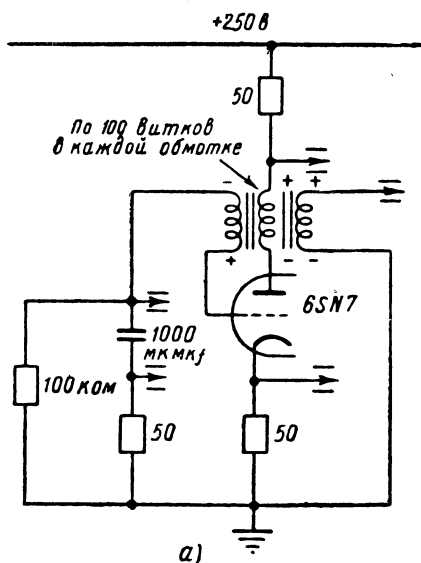


Рис. VI.1

а — типовая схема блокинг-генератора с коэффициентом трансформации 1:1 и обычной обратной связью с анода на сетку; *б* — импульсы: на сетке — *а*, на аноде — *б*, в цепи смещения — *в*; *в* — импульсы: выходного напряжения — *а*, анодного тока — *б*, сеточного тока — *в*, катодного тока — *з*.

поднять напряжение на сетке до величины, достаточной для срабатывания блокинг-генератора, на сетку необходимо подать внешний пусковой импульс. Однопериодный блокинг-генератор обычно называется управляемым блокинг-генератором; он эквивалентен мультивибратору с посторонним запуском. В блокинг-генераторе нельзя достигнуть двух устойчивых положений равновесия, так

как обратная связь осуществляется с помощью трансформатора, и на сетке не может поддерживаться положительное напряжение при отсутствии изменений тока в трансформаторе.

Цепь сеточного смещения RC в блокинг-генераторах может быть заменена цепью LC или линией задержки, но любая из этих цепей должна выполнять одну и ту же функцию, а именно, поддерживать на сетке отрицательное напряжение таким образом, чтобы лампа не отпиралась до тех пор, пока эта цепь не перезарядится или пока на схему не подан пусковой импульс.

Самовозбуждающийся блокинг-генератор можно заставить срабатывать раньше, чем перезарядится цепь смещения путем подачи на сетку синхронизирующих импульсов. Блокинг-генератор, работающий в таких условиях, называется синхронизированным блокинг-генератором.

Применения. Блокинг-генератор может выполнять три основные функции. Во-первых, его можно использовать для генерирования очень коротких импульсов, при подаче на него сравнительно медленно изменяющегося напряжения. Однако если это напряжение нарастает очень медленно, то период повторения генерируемых импульсов может подвергнуться заметной паразитной модуляции по времени (неустойчивость) в силу того, что блокинг-генератор не является очень стабильным сравнителем амплитуд. Однако следует иметь в виду, что он является более экономичным, чем многокаскадные формирующие и дифференцирующие схемы. Во-вторых, блокинг-генератор можно использовать для генерирования импульсов специальной формы, имеющих значительную пиковую мощность. Этот способ наиболее экономичен, так как анодный ток течет только во время импульса. В-третьих, блокинг-генератор может применяться в качестве коммутирующего устройства, обладающего малым сопротивлением. Схема, которая должна коммутироваться, обычно подключается к цепи автоматического смещения блокинг-генератора. Коммутирующее действие блокинг-генератора используется в делителях частоты и счетчиках импульсов для разряда накопителей, в синхрогенераторах и суммирующих цепях. Коммутатор замыкается, когда напряжение на сетке достигает величины, необходимой для срабатывания, и остается замкнутым, пока течет сеточный ток. Кроме того, разработаны схемы, в которых в качестве низкоомных коммутаторов служат анодная или катодная цепи. Такие схемы применяются в генераторах развертки вместо газоразрядных коммутаторов. Блокинг-генератор часто применяется в качестве импульсного генератора с низкоомным выходом для управления внешними диодными или триодными коммутаторами с целью модуляции, демодуляции или синхронизации колебаний. Блокинг-генератор очень удобен для подачи управляющего напряжения между незаземленными точками, так как в этом случае для обеспечения двуполярной изоляции все равно пришлось бы применить трансформатор, даже если бы для генерирования импульсов служила другая схема.

Принцип работы. До сих пор не существует полной теории работы блокинг-генератора, основанной на точном математическом анализе *. Характеристики лампы в области положительных сеточных смещений весьма нелинейны, а индуктивности обмоток импульсного трансформатора не только нелинейны, но также зависят от длительности импульсов и пауз между ними. Проектирование блокинг-генераторов носит, большей частью, эмпирический характер, т. е. производится методом последовательных приближений. Математические расчеты низковольтных маломощных блокинг-генераторов, собранных на приемно-усилительных лампах, на практике обычно не применяются. При проектировании мощных блокинг-генераторов с анодным напряжением, превышающим 1 кВ, и лучевыми тетрадами, которые дают большую мощность на выходе при малой мощности на сетке, делают ряд допущений, которые позволяют пользоваться упрощенными математическими расчетами.

Качественную сторону работы блокинг-генератора можно описать следующим образом. Первоначально лампа заперта сеточным смещением. Потенциал на сетке возрастает или под действием пускового импульса или вследствие перезарядки цепи сеточного смещения. Когда напряжение на сетке доходит до напряжения отсечки, появляется анодный ток. Изменяющийся анодный ток, проходящий через трансформатор, индуцирует напряжение в сеточной обмотке, вследствие чего потенциал сетки возрастает далее в положительном направлении. Когда крутизна S лампы достигает такой величины, что усиление в цепи обратной связи превышает единицу, возникает самовозбуждение. Напряжение на сетке и анодный ток нарастают после этого все быстрее и быстрее. Пусковой импульс уже не нужен для поддержания рабочего состояния.

Когда сетка становится положительной по отношению к катоду, появляется сеточный ток; при положительном напряжении на сетке в несколько десятых вольта сопротивление сеточной цепи достигает нескольких сотен ом и сильно шунтирует трансформатор. В конце концов мощность, рассеиваемая в цепи сетки на внутренние потери и на внешней нагрузке, становится равной мощности, которую дает анодная цепь. Это состояние характеризуется тем, что E_a падает до величины, при которой крутизна S становится значительно меньше крутизны, имеющей место в начале цикла. Получается состояние временного равновесия, при котором линейно изменяющийся намагничивающий ток в трансформаторе поддерживает постоянное напряжение на сетке. Если резонансный контур, состоящий из индуктивности трансформатора и паразитной емкости, имеет большое Q , быстрое нарастание импульса создает в нем ударное возбуждение. Признаком такого возбуждения служит появление затухающих высокочастотных колебаний, наложенных на

* Приближенная теория блокинг-генератора дана в книге Я. С. Ицхоки „Импульсная техника“, изд. „Советское радио“, 1949. *Примечание редакции.*

плоскую вершину анодного импульса напряжения. Если эти колебания слабы, они мало повлияют на длительность импульса.

Состояние равновесия оканчивается регенеративным выключением анодного тока и падением напряжения на сетке, вызванным тремя причинами, действующими раздельно или совместно в различных комбинациях. Во-первых, в схему можно включить цепь задержки. В этом случае получается импульс с задержкой, который вызывает начало изменения анодного тока в противоположном направлении.

Во-вторых, если в цепь сетки включен небольшой конденсатор, то напряжение на нем ($e_c = \frac{1}{C} \int i g dt$) во время импульса быстро возрастает. Действующее между сеткой и катодом напряжение является разностью выходного напряжения трансформатора и напряжения e_c на конденсаторе. В конечном счете, отрицательное напряжение на конденсаторе настолько возрастает, что падение потенциала сетки, обусловленное действием конденсатора, происходит быстрее, чем повышение потенциала под действием трансформатора, и суммарный потенциал сетки начинает падать. Когда напряжение на участке сетка — катод падает, анодный ток, соответственно, уменьшается; вследствие этого напряжение на сетке продолжает уменьшаться еще сильнее и этот процесс имеет место до тех пор, пока смещение на сетке не дойдет до напряжения отсечки. В конце импульса на сетке будет отрицательное напряжение, равное напряжению на конденсаторе C . Для того чтобы блокинг-генератор вновь мог сработать, конденсатор C должен разрядиться через сопротивление утечки.

В-третьих, если емкость конденсатора C очень велика или если этот конденсатор отсутствует, а смещение подается от низкоомного источника, блокинг-генератор будет находиться в состоянии равновесия при отпертой лампе в течение времени, определяемого постоянной времени трансформатора следующим образом. Когда потенциал на аноде упал и установилось состояние равновесия, напряжение на анодной обмотке трансформатора не может больше возрасти и потенциал сетки начинает уменьшаться*. Когда потенциал сетки падает, анодный ток уменьшается и начинается регенеративный процесс запираания. Когда лампа запирается, напряжение на аноде на некоторое время становится больше напряжения питания, вследствие инерционных свойств индуктивности. «Площадь» образующегося таким образом выброса напряжения при отсутствии насыщения равна «площади импульса». В конце импульса можно

* Можно ожидать, что потенциал на сетке будет спадать в течение времени $\frac{L}{R}$, где L — действующая индуктивность трансформатора, а R — комбинация действующих сопротивлений сетки, анода и нагрузки. В действительности, как показывает форма импульса, дело обстоит более сложно. Можно сказать только, что длительность импульса пропорциональна $\frac{L}{R}$.

наблюдать колебания, вызванные ударным возбуждением. Они возникают по той же самой причине, что и колебания в начале импульса. Колебания, возникающие из-за того, что основная индуктивность резонирует с паразитной емкостью, не заметны, поскольку добротность этого контура слишком мала *.

ФОРМА ИМПУЛЬСОВ

2. Трансформатор

Наиболее часто от блокинг-генератора требуются очень короткие импульсы по возможности прямоугольной формы, имеющие большие пиковые значения напряжения или тока. Импульс на выходе блокинг-генератора определяется трансформатором, лампой и типом принятой схемы.

Если блокинг-генератор должен создавать импульсы, приблизительно прямоугольной формы, то целесообразно проектировать его на максимально допустимую длительность импульса, для чего емкость конденсатора C следует брать очень большой. В результате получается уменьшение длительности переходных процессов по отношению к длительности периода равновесия. При этих условиях выбор соответствующего импульсного трансформатора определяется длительностью импульса. Частотная характеристика этого трансформатора в области низких и высоких частот должна обеспечивать нужную форму импульса. Частотная характеристика в области высоких частот определяет скорость нарастания и спада импульса, а частотная характеристика в области низких частот определяет его длительность.

Рассмотрим вначале действие трансформатора. Основными свойствами трансформатора являются его полоса пропускания и коэффициент трансформации. Частотная характеристика трансформатора в области высоких частот определяет максимально возможную скорость нарастания и спада импульса и зависит от индуктивности рассеяния, паразитной емкости и потерь в сердечнике. Для уменьшения индуктивности рассеяния трансформатор должен иметь большой коэффициент связи и как можно меньшее число витков. Первичная и вторичная обмотки должны быть расположены на одном и том же 'крене сердечника. Если необходимо намотать обмотки на два керна сердечника, то как сеточная, так и анодная обмотки должны быть разделены и намотаны каждая на оба керна **.

* При некоторых условиях можно настроить одну из обмоток, зашунтировав ее конденсатором большой емкости. В результате получается почти синусоидальное колебание, которое может иметь вторую полуволну, достаточную для повторного запуска генератора, вследствие чего получается серия колебаний, продолжающихся до тех пор, пока не нарастает гасящее их смещение.

** Для получения наиболее быстрого нарастания и спада импульсов все обмотки (сеточная, анодная и выходная) должны быть однослойными.

Паразитные емкости можно уменьшить, увеличив толщину изоляции между обмотками и между обмотками и сердечником. Однако при этом увеличивается индуктивность рассеяния и происходит небольшое изменение формы импульса — обычно в допустимых пределах; исключением являются искажения импульса, которые могут возникнуть вследствие возрастания амплитуды ударного возбуждения при увеличении отношения индуктивности рассеяния к емкости. Можно уменьшить потери в сердечнике и увеличить эффективную магнитную проницаемость, уменьшая толщину пластин сердечника. При современном развитии техники проката стали достигнута толщина 0,025 мм; при этом еще сохраняется кристаллическая структура, необходимая для получения высокой магнитной проницаемости на постоянном токе.

Таблица VI.1

Наиболее употребительные маломощные трансформаторы для блокинг-генераторов

Тип	Число обмоток	Диапазон длительности импульсов
ОА-15 (Х-154) последоват.	4	1—30 мксек
ОА-18 (Х-124) последоват.	6	0,2—15 мксек
132АW	3	0,2—5 мксек
132ВW	4	0,2—5 мксек (имеет дополнительную низкоомную выходную обмотку)
132DW	3	0,1—2 мксек
145EW	3	1—20 мксек
68G-627	4	1—30 мксек

Индуктивность намагничивания первичной и вторичной обмоток являются факторами, определяющими частотную характеристику в области низких частот, поскольку нарастание намагничивающего тока пропорционально времени и обратно пропорционально индуктивности. Отсюда возникает необходимость высокой эффективной магнитной проницаемости, если число витков должно быть минимальным для подъема высоких частот характеристики, а также требование отсутствия насыщения железа. В некоторых трансформаторах увеличивают длительность импульса введением воздушного зазора. Это явление парадоксально и не имеет пока удовлетворительного объяснения. Возможно, что при отсутствии зазора остаточный поток возрастает от импульса к импульсу. Под влиянием этого потока насыщение железа увеличивается, а эффективная индуктивность уменьшается *. На рис. §§ 8, 9 и 10 этой главы показана

* Имеется другое объяснение. Некоторые трансформаторы имеют очень большие потери в сердечнике, что уменьшает эффективную постоянную времени $\frac{L}{R}$. При введении воздушного зазора R уменьшается в большей степени, чем L .

на разнице длительностей импульсов, генерируемых в идентичных схемах с трансформаторами, отличающимися друг от друга только тем, что один из них имеет намотанный * сердечник, в то время как другой имеет сердечник, собранный впритык.

Если необходимо получить максимальный импульс тока через лампу, то следует так подобрать отношение чисел витков трансформатора, чтобы получить приблизительное согласование выходного сопротивления анодной цепи и входного сопротивления сеточной цепи при заданной амплитуде импульса. Для триодов с малым μ , работающих в импульсном режиме, это означает повышение напряжения на сетке. Если, однако, необходимо получить максимальный импульс напряжения на аноде, то напряжение, передаваемое через трансформатор на сетку, следует обычно понижать. В тетрадах и пентодах при малых положительных напряжениях на сетке сеточный ток становится равным анодному току, так что это понижение необходимо для получения согласования.

Понижение напряжения, передаваемого трансформатором на сетку, рекомендуется также в том случае, когда при данном трансформаторе необходимо получить максимальную длительность импульса, поскольку это дает возможность использования максимального числа витков в анодной обмотке и, таким образом, увеличивает индуктивность намагничивания этой обмотки и уменьшает намагничивающий ток.

3. Лампа

Основным фактором, определяющим параметры выходного импульса блокинг-генератора, является лампа. На рис. VI.2 представлены импульсные характеристики лампы типа 6SN7 при положительных импульсах на сетке. Вообще, если необходимо получить на выходе мощный импульс, лампа должна иметь большие величины I_a , $\frac{I_a}{I_g}$, $\frac{\partial E_g}{\partial I_g}$ и малое R_1 в той части характеристики, которая соответствует максимальной величине импульса. Имеется существенная разница между работой триодов в схемах блокинг-генераторов и работой пентодов или лучевых тетродов. Триоды с μ средней величины дают большое усиление мощности в области положительных сеточных смещений. Например, для лампы 6SN7, при изменении напряжения на сетке от +50 до +75 в и $E_a = 150$ в, $\frac{\partial I_a}{\partial I_g} = 3$. При малых анодных напряжениях для получения больших токов на выходе необходимо работать в этой области, причем лампа 6SN7 является наиболее подходящей для работы в области больших положительных сеточных напряжений. Максимальная возможная величина тока ограничивается значением, при котором в цепи сетки рассеивается больше мощности, чем может быть подведено. Это состояние характеризуется

* То-есть сердечник из ленточного материала.

уменьшением анодного напряжения и возрастанием сеточного напряжения до тех пор, пока не осуществится неравенство $\frac{\partial I_a}{\partial I_g} < 1$ (если коэффициент трансформации равен 1:1). Можно конечно, получить ток большей величины, увеличивая E_a в безопасных для лампы пределах.

Работа лучевых тетродов и пентодов в качестве блокинг-генераторов сильно отличается от работы триодов. Как только начинает течь сеточный ток, производная $\frac{\partial I_a}{\partial I_g}$ становится малой; для лампы 6AG7, которая является одной из наименее подходящих для рабо-

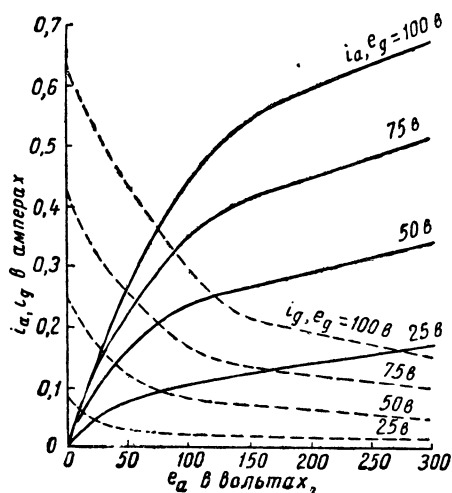


Рис. VI.2. Импульсные характеристики лампы 6SN7 при положительных напряжениях на сетке.

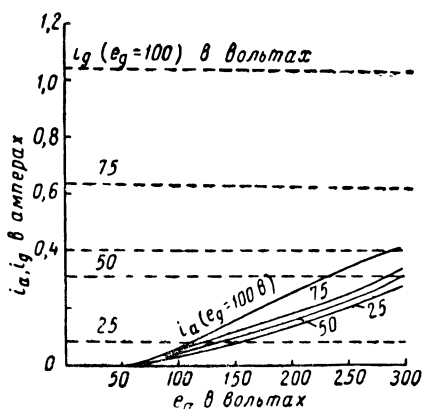


Рис. VI.3. Импульсные характеристики лампы 6AG7 при положительных напряжениях на сетке.

ты с положительными сеточными напряжениями ламп, эта производная становится много меньше единицы, когда потенциал на сетке достигает $+25$ в (рис. VI.3). Поэтому максимальные величины токов, которые можно получить в тетрадах и пентодах, ограничиваются величинами, соответствующими смещению, близкому к нулю. Это означает, что если от пентода необходимо получить такие же большие импульсные токи, как от триода, напряжения на аноде и экране должны быть значительно выше тех, на которые рассчитаны приемно-усилительные лампы. Поскольку напряжение, при котором имеет место ограничение дальнейшего нарастания тока, в пентодах сравнительно мало отличается от нулевого смещения, лампа быстро проходит через область самовозбуждения, в результате чего импульс получается более крутой, чем в триодах. Действительно, при данном трансформаторе импульс, наиболее близкий по форме к прямоугольному, можно получить с помощью лампы типа 6AC7 или 6AG7, в пентодном соединении. Максимальный ток

будет при этом, однако, намного меньше, чем с лампой 6SN7, и обычно не превышает 100 *ма* при номинальных напряжениях на аноде и экранирующей сетке. Для получения быстро нарастающих и очень коротких импульсов часто применяются также пентоды (например, 6AC7 и 6AG7) в триодном соединении, так как их крутизна выше, чем крутизна большинства триодов, и они имеют достаточно большое усиление для возникновения самовозбуждения даже в тех случаях, когда применяются трансформаторы с очень малой индуктивностью.

Ограничения по мощности. В случае сравнительно большого отношения длительности импульсов к длительности промежутков времени между ними часто применяются лучевые тетроды, как например, 6L6, 6Y6 и 6V6 в триодном соединении, так как они допускают большие рассеяния мощности, чем другие типы приемно-усилительных ламп. Возможно, что лампы типа 6AS7, предназначенные для электронных стабилизаторов напряжения, дадут очень большие пиковые значения тока, но данные по ним еще не получены.

Допустимый максимальный ток и напряжение для одиночного импульса определяются пробивным напряжением анода и сетки лампы. Следует помнить, что максимальное положительное анодное напряжение представляет собой сумму положительного напряжения анодного питания и положительного выброса напряжения на индуктивности анодного трансформатора, а максимальное отрицательное напряжение на сетке складывается из отрицательного напряжения источника смещения напряжения заряда конденсатора C_g и импульса напряжения, снимаемого с трансформатора.

При непрерывной работе максимальное рассеяние на аноде или сетке, а также максимальный ток катода не должны превышать номинальные величины. Величину мощности рассеяния на сетке для приемно-усилительных ламп редко указывают заводы-изготовители; для лампы 6SN7 она равна, приблизительно, 0,2 *вт*. Если величина рассеяния на сетке превышает допустимую, сетка может излучать электроны, вследствие чего она сохраняет положительный потенциал после окончания импульса. Если сетка остается под положительным потенциалом, в лампе течет очень большой ток, который быстро разрушает лампу. Как видно из рис. VI.2, оксидные катоды могут давать очень большую эмиссию и даже в небольших лампах анодный ток редко ограничивается возможной эмиссией катода. Если эмиссия превышает номинальную, меняется структура материала, из которого сделан катод, в результате чего получается потеря эмиссии. Эта потеря проявляется в уменьшении анодного тока в импульсе и может также выявиться как потеря средней эмиссии при испытании лампы в обычном ламповом испытательном устройстве.

Форма импульса блокинг-генератора зависит от того, каким фактором обусловлено ограничение тока при квазистационарном состоянии схемы. Если это состояние обусловлено большим сеточным током, когда R_i еще достаточно велико (ограничение по току), по-

лучится прямоугольный импульс тока. Если ограничение наступает в результате очень большого падения напряжения на аноде, получится прямоугольный импульс напряжения. Вообще, нельзя одновременно получить в одной и той же схеме прямоугольные импульсы напряжения и тока.

Лампа 6SN7 может дать прямоугольный импульс напряжения, если в ее сеточную цепь включить конденсатор большой емкости.

6SN7 имеет малое R_i и большую крутизну S в области положительных напряжений на сетке.

Лампа 6Y6 (тетрод) при напряжении экранирующей сетки 300 в (рис. VI.4) отвечает условиям получения прямоугольного импульса тока; она имеет малую крутизну S и высокое R_i на большом участке характеристики.

Емкость в цепи сетки. В простой схеме блокинг-генератора, имеющей в цепи сетки только конденсатор C_g , уменьшение емкости укорачивает импульс напряжения, причем крутизна переднего фронта при этом почти не меняется, а крутизна заднего фронта уменьшается. Это явление показано на рис. VI.5, а и V.5, б. Все условия для обоих случаев

идентичны, а емкость конденсатора C_g изменена в 400 раз.

Форма импульса тока подвергается таким же изменениям при уменьшении емкости C_g ; кроме того, ток во время импульса уменьшается и импульс становится трапециoidalным. Если емкость конденсатора C_g настолько велика, что его сопротивление ничтожно

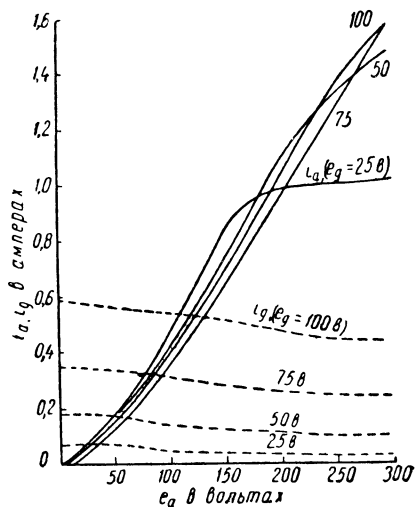


Рис. VI.4. Импульсные характеристики лампы 6Y6 при положительных напряжениях на сетке.

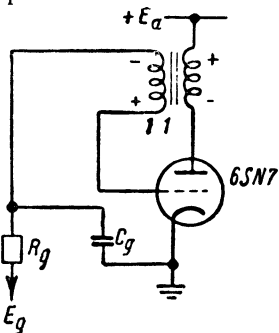
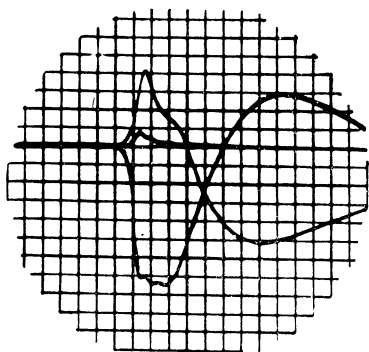


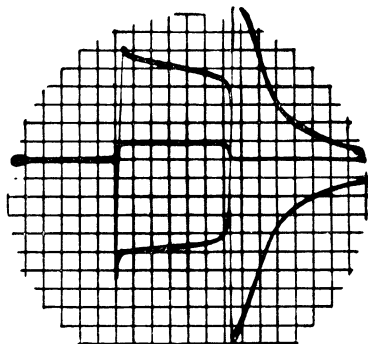
Рис. VI.5. Схема однопериодного блокинг-генератора с обратной связью анод — сетка. Масштаб по вертикали 25 в/деление. Трансформатор имеет две обмотки в цепи сетки и две обмотки в анодной цепи:

а — сердечник собран в притык, $C_g = 250$ мкмкф, формы импульсов E_a , E_g и I_k , скорость развертки 0,15 мксек/деление; б — сердечник собран в притык, $C_g = 0,1$ мкф, формы импульсов E , E_g и I_k , скорость развертки 1,4 мксек/деление; в — фронт импульса: сердечник собран в притык, $C_g = 0,1$ мкф, формы импульсов E_a , E_g и I_k , скорость развертки 0,15 мксек/деление; г — спад развертки 0,15 мксек/деление; д — сердечник намотан из ленточного материала, $C_g = 250$ мкмкф, риала, $C_g = 0,1$ мкф, импульс E_a ,

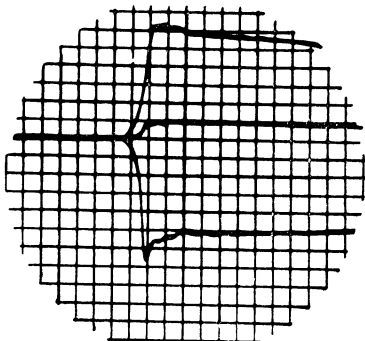
для всего спектра частот импульса, или если конденсатор совсем отсутствует, длительность импульса определяется частотной характеристикой трансформатора в области низких частот. В этом случае



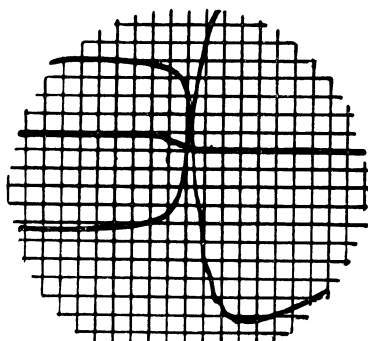
а)



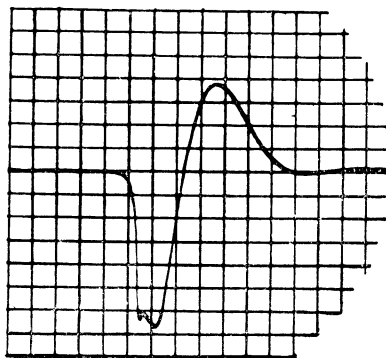
б)



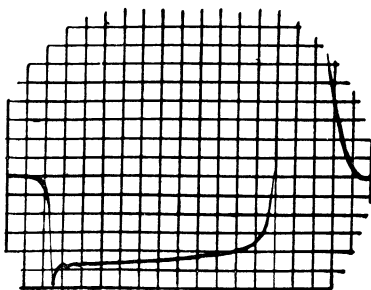
в)



г)



д)



е)

импульса; сердечник собран впритык, $C_g = 0,1$ мкф, формы импульсов E_a , E_g , I_k , скорость импульса E_a , скорость развертки $0,3$ мксек/деление; д) — сердечник намотан из ленточного материала, скорость развертки $0,3$ мксек/деление.

величина воздушного зазора сердечника значительно влияет на форму импульса, так как от величины зазора зависят индуктивность и насыщение сердечника (см. § 2). Например, сердечники, собранные впритык, имеют небольшой, но точно не контролируемый при сборке воздушный зазор, в результате чего при изготовлении трансформаторов получается разброс характеристик. Если емкость конденсатора C_g очень велика или если конденсатор отсутствует, то генерируемые импульсы будут иметь наибольшее возможное отношение длительности к времени нарастания и спада. В этом случае

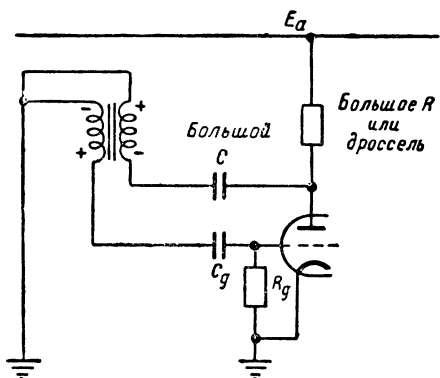


Рис. VI.6. Схема с параллельным питанием сеточной и анодной цепи, применяемая для устранения постоянной составляющей тока в трансформаторе.

выбор трансформатора с точки зрения необходимой ширины импульса при оптимальном отношении числа витков обмоток обеспечит также максимальные токи в импульсе, так как сопротивление трансформатора будет минимально. К сожалению, при таком режиме работы импульсы напряжения имеют максимальные выбросы, так как сердечник трансформатора к концу каждого импульса полностью насыщается и должен размагничиваться для того, чтобы возможно было генерирование следующего импульса.

Остаточный магнетизм сердечника может уменьшить максимальную длительность импульса, которую можно получить при данном трансформаторе. В трансформаторе с малым воздушным зазором (или совсем без него) остаточный магнетизм может накапливаться от импульса к импульсу и вызывать перемещение рабочего участка в область пониженной магнитной проницаемости. Эффективная магнитная проницаемость может также уменьшаться, если намагничивающие токи настолько велики, что сердечник действительно насыщается во время импульса. Это явление усиливается под влиянием постоянной составляющей анодного тока; последнюю можно устранить, применив изображенную на рис. VI.6 схему параллельного питания. В этой схеме постоянная составляющая анодного тока подается к лампе через большое сопротивление или отдельную катушку, индуктивность которой во много раз превышает индуктивность трансформатора. Переменная составляющая анодного тока замыкается через конденсатор, емкость которого настолько велика, что его сопротивлением для всего спектра частот импульса можно пренебречь.

Можно также пропустить постоянный ток через одну из обмоток трансформатора для получения магнитного смещения в направлении, противоположном насыщению; при этом можно повысить

эффективную индуктивность и получить импульс большей длительности. Поскольку постоянная времени равна $\frac{L}{R}$, импульс можно удлинить, нагрузив одну из обмоток сопротивлением; однако, такой метод почти никогда не применяют, чтобы не расходовать лишнюю мощность.

Применение линий задержки для формирования импульса рассмотрено ниже в разделе «Импульсные генераторы с применением линий задержки».

МЕТОДЫ ЗАПУСКА

4. Введение

Задача запуска блокинг-генератора сводится к отысканию способов подачи пускового напряжения на сетку лампы, обеспечивающих наивыгоднейшие условия работы блокинг-генератора и наименьшее взаимное влияние блокинг-генератора и цепи запуска. Время, протекающее с момента подачи пускового импульса до момента нарастания импульса блокинг-генератора до полной амплитуды, зависит от крутизны и амплитуды пускового импульса. В устройствах, где этот промежуток времени должен быть минимальным, начальная крутизна и максимальная амплитуда пускового импульса должны иметь большую величину.

Форма импульса блокинг-генератора в очень большой степени зависит от характера начального запуска. Обычно усиление в цепи обратной связи бывает не слишком велико даже при отсутствии большого сеточного тока. Малая величина усиления обусловлена низким сопротивлением трансформатора. Нарастание напряжения происходит по экспоненциальному закону до момента ограничения. В случае пологого пускового импульса экспонента должна начаться в области очень малой крутизны. При крутом пусковом импульсе нарастание экспоненты начинается в области быстрого изменения потенциала, вследствие чего получается более крутой фронт импульса. Сравнение осциллограмм, представленных на рис. VI.1 и VI.5, показывает влияние крутизны фронта пускового импульса. В самовозбуждающемся блокинг-генераторе (рис. VI.1) нарастание амплитуды происходит в течение половины длительности импульса. При «параллельном» запуске (рис. VI.5) скорость нарастания значительно увеличивается.

На рис. VI.7 и VI.8 схематически изображены два основных метода запуска блокинг-генератора. Их принято называть «параллельным» и «последовательным» методами запуска. Первый метод требует включения источника постоянного тока, параллельного одной из обмоток трансформатора. При использовании второго метода источник постоянного напряжения необходимо включать в цепь сетки.

Параллельный запуск. При применении параллельного запуска генератором постоянного тока может служить пентод, но во многих случаях можно использовать также и триод. Например, лампа

6SN7 имеет вблизи нулевого смещения минимальное R_i порядка 7 ком; эта величина велика по сравнению с сопротивлением лампы и трансформатора блокинг-генератора. При необходимости эффективную величину R_i можно увеличить с помощью отрицательной обратной связи в катode. Поскольку в анодной цепи пусковой лампы острый отрицательный импульс получить легче, чем положительный, обычно для запуска используют отрицательный пусковой импульс, подаваемый на анод лампы блокинг-генератора; вследствие опрокидывания фазы трансформатором этот импульс передается на сетку с положительным знаком (см. рис. VI.7). При

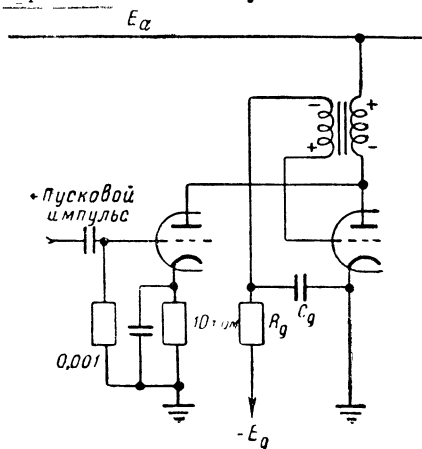


Рис. VI.7. Параллельный запуск с применением усилителя.

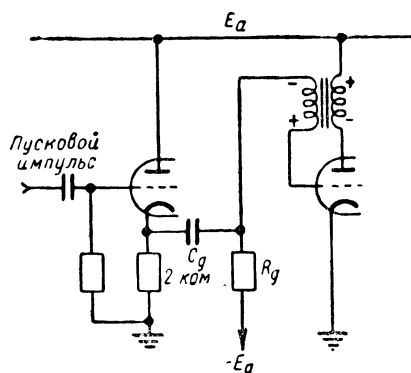


Рис. VI.8. Последовательный запуск с применением катодного повторителя.

этом пусковой импульс должен иметь достаточно крутой фронт, чтобы трансформатор мог хорошо его воспроизвести.

Если пусковой импульс имеет большую длительность, он будет частично дифференцироваться, так как трансформатор не пропустит низкочастотных составляющих. Кроме того, трансформатор вносит некоторую задержку по времени и несколько уменьшает начальную крутизну пускового импульса. В большинстве случаев, однако, этим можно пренебречь.

Описанный метод запуска с применением отдельной пусковой лампы имеет четыре важных преимущества:

1. Нарушение нормальной работы блокинг-генератора пусковым устройством практически отсутствует.
2. Реакция блокинг-генератора на источник пускового импульса практически устраняется.
3. Задержка по времени между пусковым импульсом и импульсом на выходе блокинг-генератора очень мала вследствие того, что крутизна и амплитуда первоначального пускового импульса увеличиваются после усиления пусковой лампой.
4. Амплитуду пускового импульса по желанию можно регулировать, изменяя параметры усилителя пускового импульса. Однако

этот метод требует применения лишней лампы, на которую должен подаваться пусковой импульс со сравнительно крутым фронтом.

Последовательный запуск. При применении последовательного запуска в качестве генератора постоянного напряжения может служить катодный повторитель (рис. VI.8) или любое пусковое устройство с низкоомным выходом, как например, другой блокинг-генератор (рис. VI.9).

Последовательный метод запуска имеет два преимущества: 1) блокинг-генератор можно запускать очень пологим пусковым импульсом, так как пусковой импульс не будет заметно «дифференцироваться» с соответствующим уменьшением амплитуды и 2) если пусковой импульс имеет крутой фронт, то в цепь сетки он будет

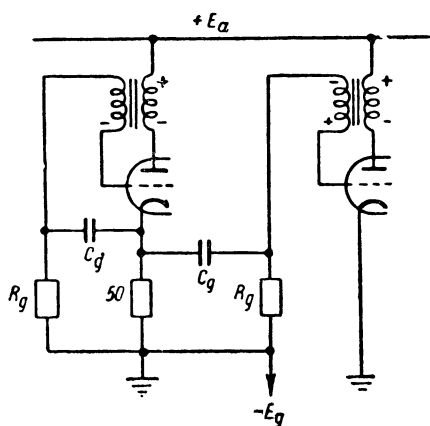


Рис. VI.9. Последовательный запуск от блокинг-генератора.

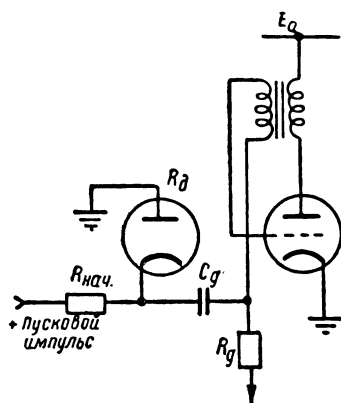


Рис. VI.10. Последовательный запуск с применением диода.

передан с сохранением амплитуды, в результате чего получается минимальная задержка между пусковым импульсом и импульсом на выходе.

Последовательный запуск практически не уменьшает взаимного влияния между блокинг-генератором и источником пусковых импульсов. При запуске с катодным повторителем взаимодействие блокинг-генератора с пусковой цепью будет очень сильным, так как катодный повторитель вызывает сеточный ток. Если применяется пологий пусковой импульс, то последовательно в сеточную цепь можно включить сопротивление порядка 10 ком, что предотвратит появление большого сеточного тока, вызванного катодным повторителем. Последовательный запуск имеет еще тот недостаток, что сопротивление пусковой схемы включается последовательно в сеточную цепь, вследствие чего в цепи обратной связи расходуются лишняя мощность.

На рис. VI.10 изображен другой способ последовательного запуска. Положительный пусковой импульс подается на конденсатор C_g через сопротивление $R_{нач}$, величина которого мала по сравне-

нию с R_g . Поскольку эти сопротивления могут быть очень велики, внутреннее сопротивление источника может быть довольно большим, и при этом на нем будет теряться заметная доля напряжения пускового импульса. Как только лампа блокинг-генератора отпирается, на конденсаторе C_g появляется отрицательный импульс, который приходит на землю через диод, представляющий для сеточного тока очень малое сопротивление; в остальном работа блкинг-генератора протекает обычным образом.

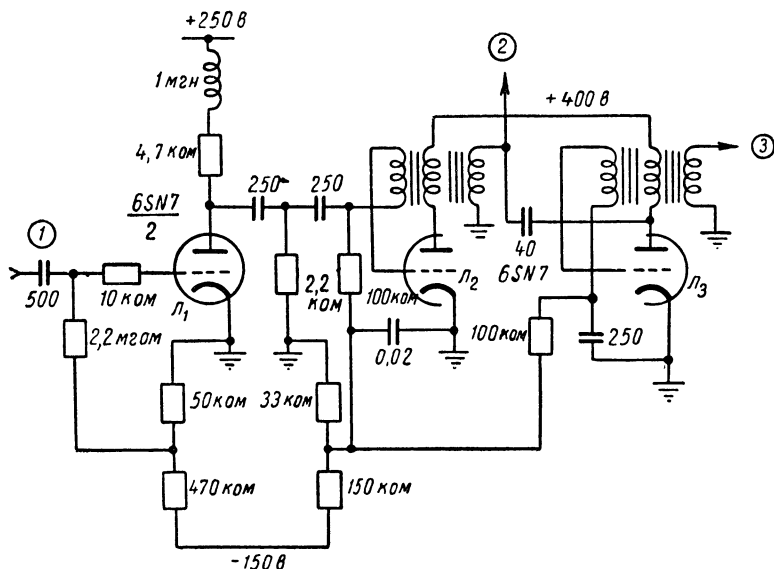


Рис. VI.11. Генератор селектирующего импульса дальности в станции AN/APG-5:

1 — положительный прямоугольный импульс переменной длительности; 2 — ранний импульс; 3 — поздний импульс.

На рис. VI.11 изображена схема применения параллельного и последовательного запуска в станции промышленного изготовления. Первый блокинг-генератор L_2 должен срабатывать в конце прямоугольного импульса переменной длительности. Второй блокинг-генератор L_3 срабатывает в конце импульса, создаваемого первым блокинг-генератором. Обостряющая лампа L_1 усиливает и дифференцирует прямоугольный импульс. В анодной цепи этой лампы получается положительный импульс, вызванный спадом прямоугольного импульса. Импульс с анода L_1 подается в сеточную цепь лампы L_2 . Выходной импульс напряжения первого блокинг-генератора подается на анод лампы L_3 через небольшой дифференцирующий конденсатор. Отрицательный импульс, получающийся от спада импульса лампы L_2 , вызывает запуск лампы L_3 . Отрицательный импульс в аноде лампы L_3 способствует окончанию импульса лампы L_2 .

В некоторых устройствах требуется, чтобы блокинг-генератор срабатывал в тот момент, когда величина медленно изменяющегося пускового импульса достигает некоторого внешнего опорного уровня напряжения. Это можно легко осуществить с помощью схемы, изображенной на рис. VI.12. На лампу подано достаточно малое смещение, допускающее срабатывание блокинг-генератора, но до тех пор, пока приложенное внешнее напряжение меньше или равно опорному, диод предотвращает самовозбуждение. В этой схеме необходимо, чтобы источник внешнего изменяющегося напряжения имел малое внутреннее сопротивление и чтобы блокинг-генератор не срабатывал при запуске больше одного раза. Электронные

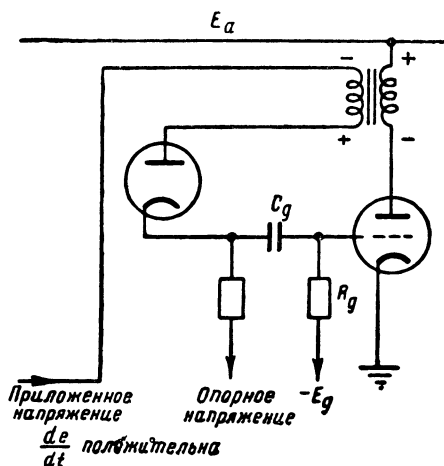


Рис. VI.12. Схема амплитудного селектора с использованием блокинг-генератора.

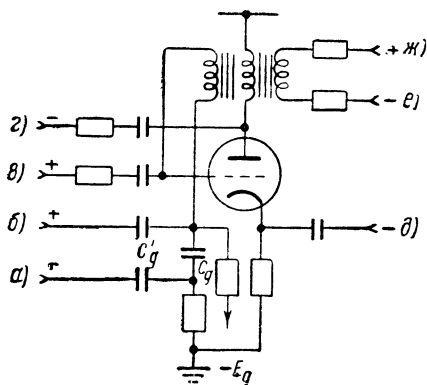


Рис. VI.13. Методы непосредственного запуска блокинг-генератора.

приборы такого назначения, называемые сравнителями амплитуд, детально описываются в гл. IX.

Если представляется возможным использовать для запуска импульсы большой амплитуды, а обратное влияние блокинг-генератора на источник пусковых импульсов не имеет значения, то можно запускать блокинг-генератор без применения усилителя или катодного повторителя, как это показано на рис. VI.13. В сущности это означает, что имеются пусковые импульсы, эквивалентные импульсам на выходе описанных выше пусковых схем. Пусковые импульсы можно подавать параллельно через сопротивления или конденсаторы небольшой емкости, присоединенные к сетке или аноду лампы (точки *в* и *г*). Их можно также подавать на дополнительную обмотку трансформатора (точки *е* и *ж*). Пусковые импульсы можно подавать последовательно через небольшое сопротивление, включенное последовательно с сеточной обмоткой трансформатора (точка *а*) или через последовательно включенный трансформатор. При небольшой величине емкости C_g или боль-

шом напряжении пускового импульса можно применить последовательный метод запуска без включения какого-либо сопротивления последовательно с конденсатором C_g . В этом случае пусковой импульс подается на конденсатор C_g при помощи конденсатора C'_g (точка б). Конденсаторы C'_g и C_g образуют емкостной делитель напряжения, так что пусковой импульс, не теряя своей крутизны, уменьшается по амплитуде. Конденсатор C'_g будет влиять на длительность импульса, так как для сеточного тока он включен параллельно конденсатору C_g . Более подробно методы запуска рассмотрены в гл. XVI этой книги.

Влияние пускового импульса на форму выходного импульса. Как было отмечено выше, при подаче на блокинг-генератор пускового импульса последний оказывает заметное влияние на форму выходного импульса. В зависимости от типа пускового импульса время задержки и крутизна фронта выходного импульса могут изменяться примерно в четыре раза. Для получения минимальной задержки и максимальной крутизны фронта выходного импульса пусковой импульс, попадающий в сеточную цепь блокинг-генератора, должен иметь большую крутизну фронта и относительно большую амплитуду.

Любое существенное изменение амплитуды пускового импульса будет сказываться на форме выходного импульса. В крайнем случае, когда пусковой импульс короче выходного, окончание пускового импульса может привести к преждевременному окончанию выходного импульса. Характерный пик в начале выходного импульса иногда можно устранить, применяя для запуска импульс особенно правильной формы. При последовательной схеме запуска и применении пускового импульса большой длительности блокинг-генератор может сработать несколько раз, прежде чем этот импульс закончится. При применении параллельной схемы возможность повторного запуска устраняется, вследствие дифференцирующих свойств трансформатора. Идеальным пусковым импульсом для блокинг-генератора является прямоугольный импульс, длительность которого несколько больше длительности импульса самого блокинг-генератора. Пусковой импульс такого типа можно заменить импульсом треугольной формы с очень крутым передним фронтом и амплитудой, медленно спадающей после достижения максимальной величины. Для каждой схемы следует устанавливать пусковой импульс соответствующей величины.

ВРЕМЯ ОБРАТНОГО ХОДА

5. Общие соображения

Автоматическое смещение, обрывающее импульс блокинг-генератора, предохраняет, кроме того, блокинг-генератор от запуска в течение некоторого промежутка времени после окончания импульса. Этот промежуток времени, обычно большой по сравнению

с длительностью импульса, мы будем называть временем обратного хода или временем восстановления. Время обратного хода определяет верхний предел частоты повторения импульсов блокинг-генератора, но в большинстве случаев большее значение имеет предел, обусловленный допустимыми мощностями рассеяния в лампе.

При постоянной частоте повторения импульсов нет необходимости в полном восстановлении напряжения сеточного смещения между пусковыми импульсами, поскольку запуск всегда будет производиться при одном и том же смещении. При переменной частоте повторения смещение должно полностью восстанавливаться до следующего пускового импульса, так как в противном случае будет иметь место паразитная амплитудная или временная модуляция импульсов. Если средняя частота повторения постоянна, но блокинг-генератор должен срабатывать через неравные промежутки времени, как, например, при формировании серии импульсов, то емкость конденсатора C_g следует взять настолько большой, чтобы напряжение на нем во время каждого импульса изменялось на ничтожную величину и величина смещения поддерживалась постоянной. В этом случае для регулирования длительности импульса приходится изменять какой-либо другой элемент схемы.

В однопериодных блокинг-генераторах можно применить несколько способов подачи смещения. В схеме с фиксированным сеточным смещением, подаваемым через сопротивление R_g , величина этого сопротивления и полного сопротивления источника смещения должна быть мала, если нужно получить быстрый обратный ход. Если сопротивление R_g слишком мало, напряжение, устанавливающееся на конденсаторе C_g , будет недостаточно для прекращения работы, а при параллельной схеме питания (рис. VI.6), сопротивление R_g будет сильно нагружать трансформатор. Малое сопротивление делителя напряжения смещения требует большого расхода тока от источника напряжения смещения. Часто, если нет возможности использовать такой источник отрицательного напряжения, для этой цели используется катодное смещение, как это изображено на рис. VI.14,а. Блокинг-генератор может сработать только после окончания перезаряда конденсаторов C_g и C_k через сопротивления R_g и R_k . Конденсатор C_k заряжается как сеточным, так и анодным током лампы. Конденсатор C_g и сопротивление R_g можно изъять из схемы; в этом случае, если емкость конденсатора C_k мала, длительность импульса будет определяться этим конденсатором. Если, наконец, сопротивление R_k очень мало, можно изъять из схемы также конденсатор C_k , в результате чего обратный ход будет очень быстрым. В блокинг-генераторах со связью сетка — катод или сетка — анод — катод (см. § 10) можно получить катодное смещение по схеме на рис. VI.14,б.

Для увеличения скорости обратного хода в сеточную цепь можно включить нелинейные элементы для восстановления потенциала. Например, в схеме рис. VI.14,в для разряда конденсатора после

окончания импульса применяется диод или контактный выпрямитель. Диод должен быть присоединен при этом к низкоомному источнику, что не всегда возможно. В схеме рис. VI.14,2 вместо диода применен катодный повторитель, который запирается на время импульса и приобретает хорошую проводимость во время выброса

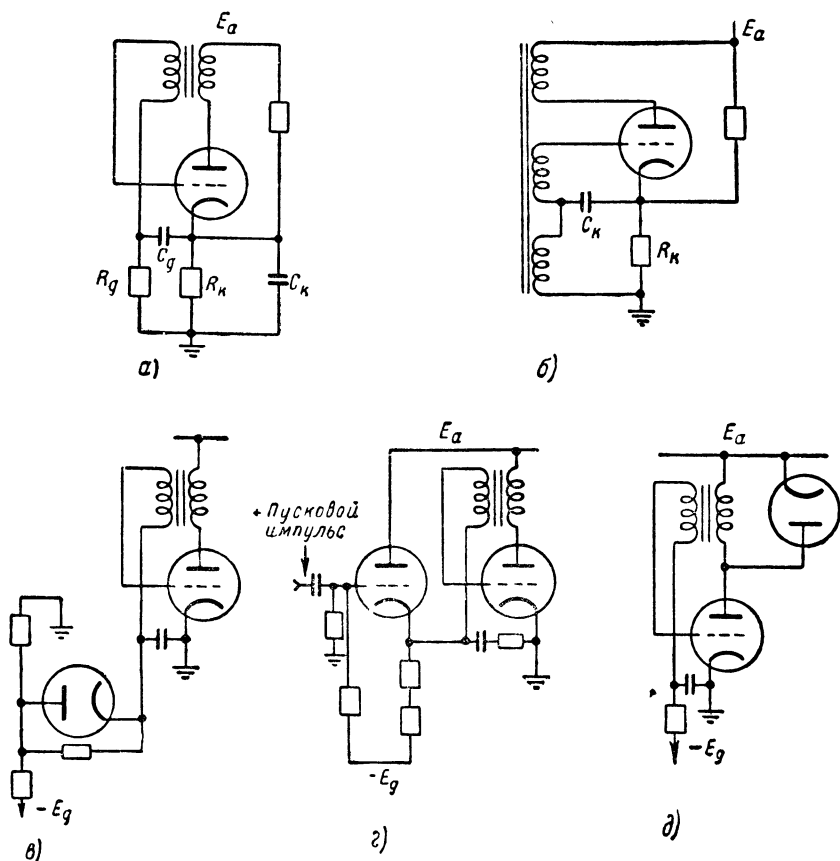


Рис. VI.14. Способы подачи смещения на блокинг-генератор:

a — катодное смещение; $б$ — катодное смещение; $в$ — разряд через диод; $г$ — разряд через катодный повторитель; $д$ — диод, гасящий выброс на индуктивности.

Катодный повторитель более экономичен, чем диод, так как он не требует применения низкоомного источника отрицательного напряжения. Кроме того, катодный повторитель позволяет подавать пусковой импульс от высокоомного источника.

В тех случаях, когда необходимо иметь малые промежутки времени между импульсами, выброс, вызываемый размагничиванием сердечника, может ограничить минимальную величину промежутка. Если для прекращения импульса служит конденсатор или линия задержки, индуктивность трансформатора может быть большой,

благодаря чему амплитуда выброса будет незначительна. Если же необходимо иметь малую индуктивность, то для устранения выброса напряжения любую обмотку трансформатора можно зашунтировать диодом или контактным выпрямителем. В последнем случае, однако, форма импульса будет отлична от формы импульса в схемах с линией задержки вследствие сравнительно медленного спада намагничивающего тока.

6. Деление частоты

Амплитуда пускового импульса, необходимая для запуска блокинг-генератора в какой-то момент времени, равна разности между напряжением сетка—катод в этот момент и напряжением, при котором блокинг-генератор опрокидывается. Эта разность напряжений уменьшается во времени, большей частью, по экспоненциальному закону. Если на блокинг-генератор через равные промежутки времени подаются пусковые импульсы определенной амплитуды, можно заставить его срабатывать от каждого n -ного пускового импульса, изменяя форму напряжения сетка—катод. Можно получить стабильную работу при целых значениях n между 1 и 5. Такой процесс мы будем называть делением частоты повторения импульсов, а соответствующие устройства — делителями частоты.

В делителях частоты, вместо обычного экспоненциального напряжения между сеткой и катодом, часто применяют напряжение специальной формы, требующее меньшей амплитуды n -ного пускового импульса, или напряжение, в котором скорость изменения возрастает в области n -ного пускового импульса. В этом случае можно получить деление в 10 и более раз*. Более подробно делители частоты повторения импульсов рассмотрены в гл. XVI.

7. Случайные изменения частоты повторения импульсов

В свободном блокинг-генераторе почти всегда существуют небольшие колебания периода повторения импульсов от цикла к циклу. Эти колебания вызваны непостоянством амплитуды напряжения сетка—катод, имеющими место вследствие изменения остаточного магнетизма сердечника трансформатора от цикла к циклу. Опытным путем было найдено, что колебания частоты повторения более заметны при малой емкости сеточного конденсатора, хотя можно найти такие величины емкости, при которых колебания полностью исчезают. Подбор емкости, однако, слишком критичен и не может быть использован при проектировании блокинг-генератора. Более целесообразно применение конденсатора несколько большей емко-

* В радиолокационных станциях применяются делители частоты, которые делят в 100 и более раз на каждую ступень. Отношение частот при делении в этом случае не постоянно и может изменяться до $\pm 10\%$. В то же время синхронизация фаз между делимым и пусковым импульсом может быть очень точной, что часто бывает более важно, чем точность отношения частот при делении.

сти, при которой колебания частоты повторения хотя и существуют, но обычно не превышают $1/4\%$.

Непостоянство амплитуды импульсов и колебания потенциала повторного запуска из-за изменения крутизны S в зависимости от E_1 и E_a и от износа лампы также влияют на частоту повторения импульсов самовозбуждающегося блокинг-генератора. Вообще колебания потенциала повторного запуска аналогичны явлениям, имеющим место в делителях частоты. Для более полного рассмотрения этого вопроса читатель должен обратиться к гл. XVI.

Если самовозбуждающийся блокинг-генератор синхронизирован, беспорядочные колебания периода повторения от цикла к циклу исчезают, но появляется зависимость амплитуды выходного импульса от амплитуды и длительности синхронизирующего импульса, а также от крутизны его фронта. При некоторых условиях, если блокинг-генератор используется как делитель частоты, эта зависимость может быть причиной нестабильности (см. гл. XVI).

ПРАКТИЧЕСКИЕ СХЕМЫ

8. Общие положения

Для удобства сравнения формы импульсов, получаемых от блокинг-генераторов, собранных по различным схемам, ниже для каждой из них представлены осциллограммы выходного напряжения.

Во всех случаях для блокинг-генератора используется одна половина лампы 6SN7, импульсный трансформатор типа OA18 (см. табл. VI.1), конденсаторы в сеточной цепи емкостью 2 мкф ; $0,1\text{ мкф}$ или 250 мкмкф и $E_a = 250\text{ в}$. Для того, чтобы показать влияние насыщения сердечника на максимальную длительность импульса, даны две серии импульсов: одна для трансформатора типа OA18 с сердечником, намотанным из ленточного материала, другая — для трансформатора типа OA18 с пластинчатым сердечником, собранным впритык. Сравнение результатов для этих двух случаев показывает, что, несмотря на применение тех же самых элементов схем, различия в индуктивности намагничивания, индуктивностях рассеяния, емкостях между обмотками, емкостях ламп и паразитных емкостях заметно влияют на форму импульсов. Имеет значение также относительное направление и распределение обмоток трансформатора. Так как рассмотреть все возможные перестановки и комбинации параметров затруднительно, мы ограничимся разбором только нескольких общепринятых схем.

9. Обратная связь с анода на сетку

В блокинг-генераторе этого типа первичная обмотка трансформатора помещена в анодную цепь лампы, а вторичная — в сеточную цепь, причем направление витков в обмотках таково, что напряжение на сетке имеет положительный знак, когда напряжение на аноде уменьшается. Схема блокинг-генератора, изображенная

на рис. VI.5, позволяет получить на выходе импульс тока любой полярности и отрицательный импульс напряжения, снимаемый прямо с анода без применения дополнительной обмотки. Эти импульсы показаны на рис. VI.5, *a—e*. Схемы рассмотренного типа позволяют получить импульсы, близкие по форме к прямоугольным во всех случаях, когда емкость конденсатора C_g велика. Импульсы имеют крутой фронт и достаточно плоскую вершину. Однако, оче-

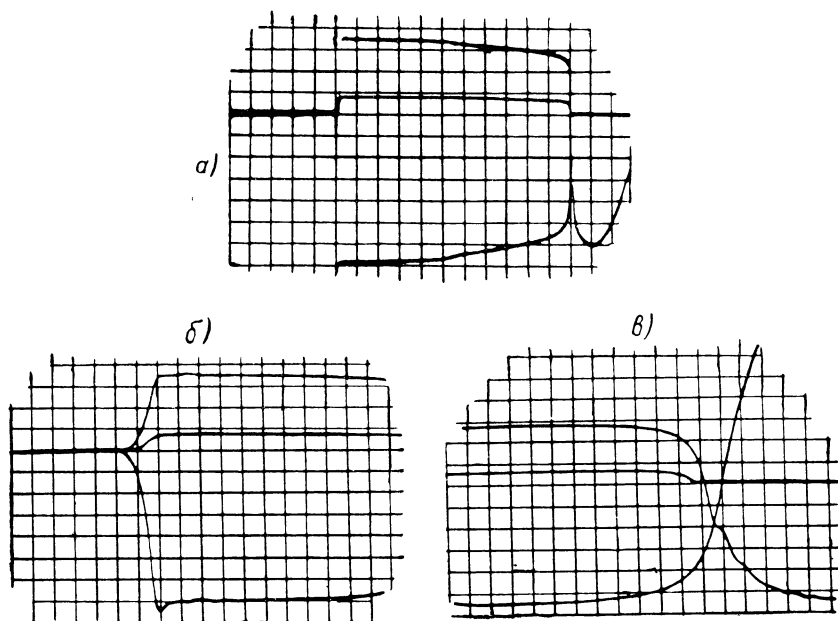


Рис. VI.15. Блокинг-генератор со связью сетка — анод и отношением числа витков анодной и сеточной обмоток трансформатора, равным 2:1. Заметно влияние изменения отношения числа витков трансформатора по сравнению с рис. VI.5. Сердечник собран впрыток. Обратная связь с анода на сетку. Оомотки: четыре в анодной цепи, две в цепи сетки. Вертикальное отклонение — 25 в/деление. Импульсы E_g , E_a и I_k ; $C_g = 2$ мкф:

a — 1,4 мксек/деление; *б* — фронт импульса: 0,15 мксек/деление; *в* — спад импульса: 0,15 мксек/деление.

видно, что при уменьшении емкости C_g форма импульса приближается к синусоидальной.

Блокинг-генератор, собранный по схеме рис. VI.5, по многим причинам является наиболее общепринятым, хотя и не отличается простотой. Так как в этой схеме применяется трансформатор только с двумя обмотками, одна точка сеточной цепи может быть заземлена. Последнее бывает необходимо при применении последовательного запуска (когда не прибегают к отдельному источнику пусковых импульсов) или если сеточная цепь блокинг-генератора используется как коммутирующее устройство, так как во многих случаях одна точка коммутируемой схемы должна заземляться. На

рис. VI.15 показано влияние на форму импульса изменения отношения числа витков при прочих условиях, идентичных условиям рис. VI.5 за исключением того, что в анодную цепь лампы включены четыре обмотки и в сеточную цепь — две обмотки. В цепи сетки необходимо иметь конденсатор емкостью 2 мкф для получения более длинного импульса.

Обратная связь с анода на катод. В схеме, изображенной на рис. VI.16, первичная обмотка трансформатора включена в анодную цепь лампы, а вторичная — в катодную цепь. Обратная связь получается как в цепи сетка — катод, так и в цепи анод — катод; направление обмоток трансформатора таково, что при падении напряжения на аноде потенциал катода становится отрицательным. В этой схеме необходимо, чтобы отношение числа витков в анодной обмотке к числу витков в катодной обмотке было больше единицы и чтобы анодная цепь могла возбуждать более низкоомную катодную цепь, создавая таким образом в цепи обратной связи усиление, превышающее единицу. Для большинства устройств удовле-

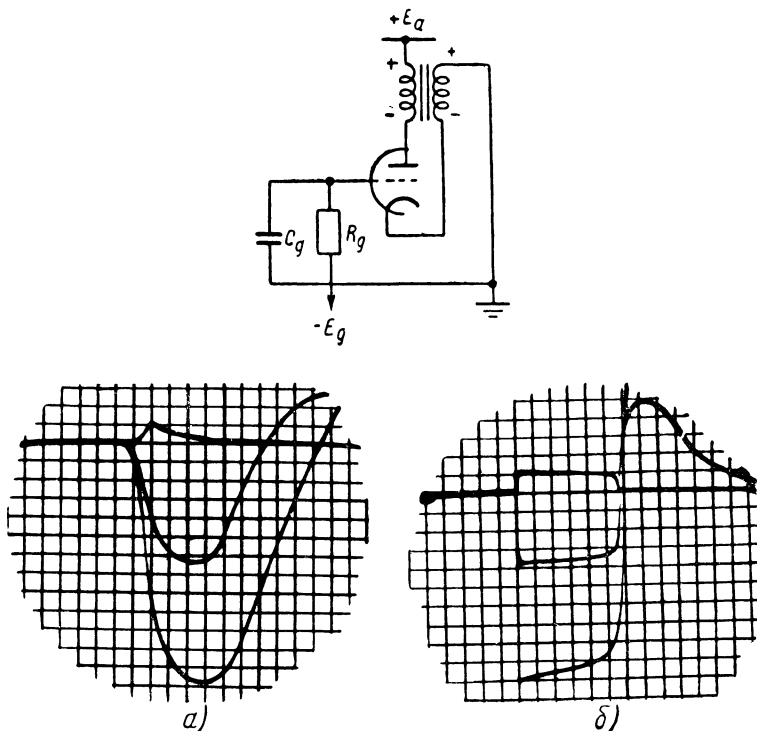
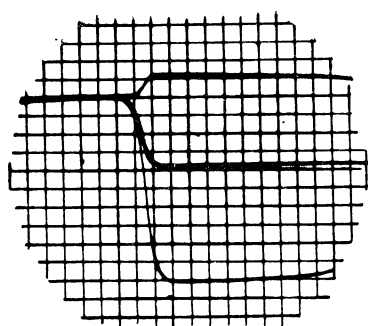
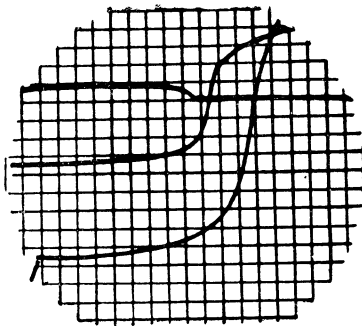


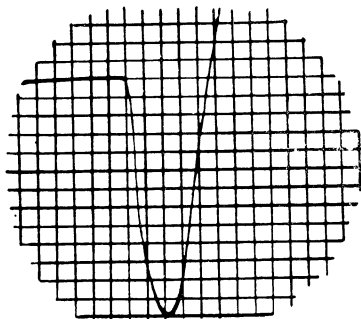
Рис. VI.16. Обратная связь с анода на катод. Вертикальное отклонение: 25 в/де
 a — сердечник собран впритык, $C_g = 250 \text{ мкмкф}$, импульсы E_a , E_k и I_k , скорость развертки $1,4 \text{ мксек/деление}$; $б$ — сердечник собран впритык, $C_g = 0,1 \text{ мкф}$, фронты импульсов E_a , E_k , I_k , скорость развертки $0,15 \text{ мксек/деление}$; $в$ — сердечник намотан из ленточного материала, $C_g = 250 \text{ мкмкф}$, импульс $C_g = 0,1 \text{ мкф}$, импульс E_a , скорость развертки $1,4 \text{ мксек/деление}$; $з$ — сердечник намотан из



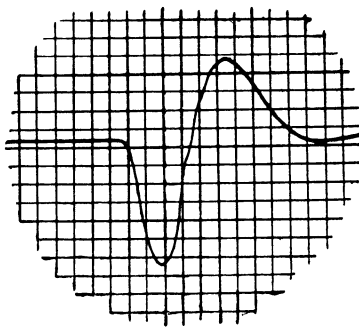
б)



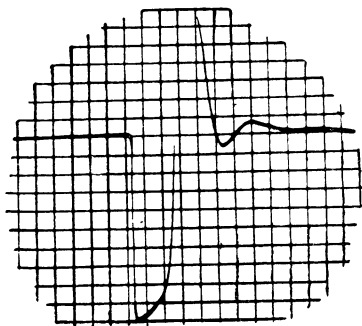
з)



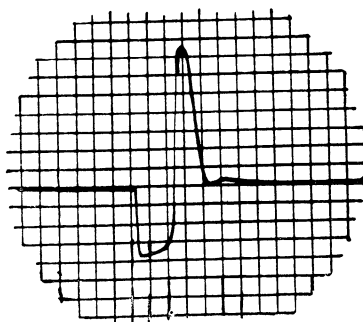
д)



е)



жс)



з)

ление. Соединение: две обмотки в цепи катода, четыре обмотки в цепи анода: 0,15 мксек/деление; б — сердечник собран впрыток; $C_g = 0,1$ мкф. Импульсы E_a , E_k и I_k , ско-
 пульсов E_a , E_k , I_k , скорость развертки 0,15 мксек/деление; з — сердечник собран впрыток,
 дечник намотан из ленточного материала, $C_g = 250$ мкмкф, импульс E_a , скорость развертки
 E_k , скорость развертки 0,3 мксек/деление; жс — сердечник намотан из ленточного материала,
 ленточного материала, $C = 0,1$ мкф, импульс E_k , скорость развертки 1,4 мксек/деление.

творительные результаты получаются при отношении числа витков 2:1. С выхода блокинг-генератора можно снять импульс тока любой полярности, отрицательный анодный или катодный импульс напряжения или импульс сеточного смещения.

Импульс в аноде имеет очень большую амплитуду, благодаря выбранному отношению числа витков обмоток трансформатора, а также вследствие того, что когда катод становится отрицатель-

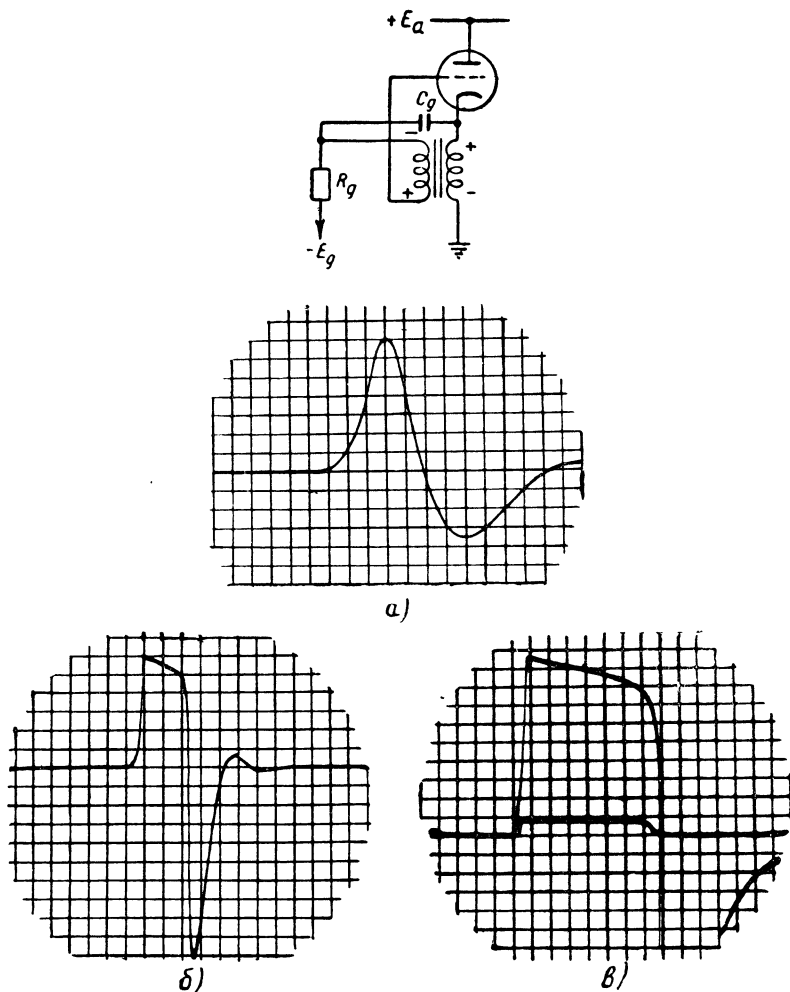


Рис. VI.17. Обратная связь с катода на сетку. Соединение: две обмотки в цепи катод—земля, две обмотки в цепи катод—сетка. Вертикальное отклонение 25 в/деление:

а — сердечник намотан из ленточного материала, $C_g = 250 \text{ мкмкф}$, импульс E_k , скорость развертки 0,3 мксек/деление; **б** — сердечник намотан из ленточного материала, $C_g = 0,1 \text{ мкф}$, импульс E_k , скорость развертки 1,4 мксек/деление; **в** — сердечник собран впрытик, $C_g = 0,2 \text{ мкф}$, импульсы E_k и I_k , скорость развертки 1,4 мксек/деление.

ным, разность потенциалов между анодом и катодом падает медленнее, чем разность потенциалов между анодом и землей.

Эта схема выгодна тем, что в ней амплитуда сеточного смещения не зависит в такой мере от напряжения накала, как в других схемах блокинг-генератора *. Изменение амплитуды сеточного смещения проявляется, как известно, в изменении частоты повторения импульсов самовозбуждающегося блокинг-генератора.

Форма импульса в данной схеме не так близка к прямоугольной, как в схеме со связью анод — сетка, поскольку крутизна фронта импульса меньше, а вершина импульсов при большой их длительности имеет более заметный наклон. При заданном трансформаторе выбор допустимых отношений числа витков обмоток ограничен, потому что в этой схеме необходимо иметь определенное понижение напряжения от анода к катоду. Учитывая эти факторы, можно утверждать, что схему со связью с анодом на катод целесообразно применять в таких устройствах, как делители частоты (см. гл. XVI) и генераторы частоты повторения импульсов.

Обратная связь с катода на сетку. В схеме этого типа (рис. VI.17) первичная обмотка трансформатора вместо анодной цепи включается в цепь катода, а сеточная цепь «привязывается» к катоду, так что первичная обмотка трансформатора не входит в цепь сетка — катод. Эта схема идентична схеме, изображенной на рис. VI.5, но точка заземления в ней перемещена. Взаимное сходство схем с обратной связью сетка—анод, катод—сетка и сетка—анод—катод поясняется рис. VI.18. Полярность включения трансформатора в схеме рис. VI.17 такова, что сетка становится положительной при повышении потенциала на катоде. Данная схема имеет серьезный недостаток: поскольку потенциал на сетке должен возрасти до величины, примерно, равной удвоенной амплитуде импульса в катоде, существенное влияние приобретает паразитная емкость между сеткой и землей. Рассмотренная схема напоминает трехточечную схему генератора незатухающих синусоидальных колебаний.

Единственная возможность применения этой схемы вытекает из того факта, что можно получить большой положительный импульс напряжения прямо в катоде без добавочной обмотки. Форма импульсов изображена на рис. VI.17. Вследствие большого влияния паразитной емкости, эта схема при малых значениях емкости C_g имеет тенденцию работать только как регенеративный усилитель (см. рис. VI.17,а); такое явление имеет место даже тогда, когда

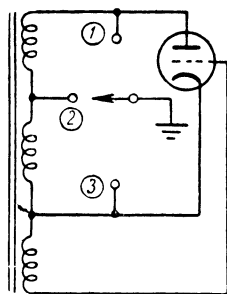


Рис. VI.18. Схема, иллюстрирующая превращение трех типов блокинг-генератора одного в другой при переключении точки заземления:

- 1 — катод — сетка;
- 2 — анод — катод — сетка;
- 3 — анод — сетка.

* Этот вывод сделан на основе опытных данных и не имеет пока удовлетворительного теоретического объяснения.

емкость C_g сделана большой и влияние паразитной емкости скажется в очень медленном нарастании импульса (см. рис. VI.17, в). Поскольку цепь сетка — катод в данной схеме не заземляется, можно применить только параллельный запуск. Это свойство является серьезным недостатком схемы, так как для того, чтобы схема не работала только как регенеративный усилитель, необходимо иметь пусковой импульс с большой амплитудой и крутым фронтом.

Обратная связь анод — катод — сетка. Схема блокинг-генератора с такой обратной связью изображена на рис. VI.19 и получается из схемы, изображенной на рис. VI.15, перемещением точки заземления на центральный вывод первичной обмотки. Во всех схемах блокинг-генераторов индуктивность рассеяния и большая часть паразитной емкости обусловлены трансформатором. В этой схеме они разделяются между анодной и катодной цепью так, что постоянная времени каждой из этих цепей уменьшается. Поскольку эти постоянные времени при сложении двух напряжений для получения общего первичного напряжения не складываются, результирующая постоянная времени нарастания этого напряжения оказывается меньшей, чем в случае включения всей первичной обмотки в катодную или анодную цепь.

Поскольку цепь сетка — катод этой схемы не заземлена, следует применять параллельный запуск, причем лучше всего использовать усилитель пусковых импульсов.

Рассмотренная схема дает положительные и отрицательные импульсы напряжения без использования дополнительной обмотки. Амплитуда этих импульсов меньше той, кото-

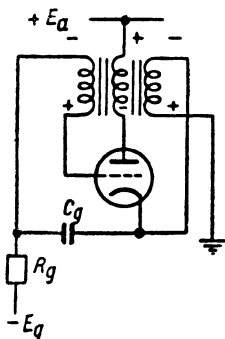
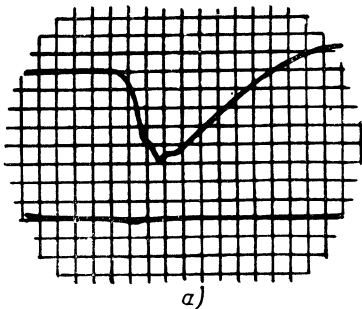


Рис. VI.19. Обратная связь анод — сетка — катод. Соединения: две обмотки в анодной цепи, две — в катодной цепи, две в цепи сетка — катод. Вертикальное отклонение 250 в/деление:

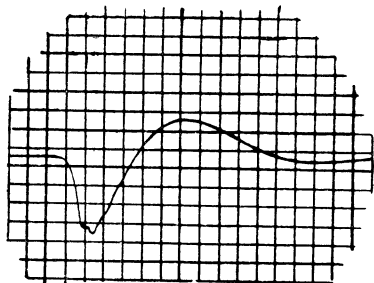
a — сердечник собран впритык; $C_g = 250$ мккф, импульсы E_a, I_k , скорость развертки 0,15 мксек/деление; *b* — сердечник намотан из ленточного материала, $C_g = 250$ мккф, импульсы E_a , скорость развертки 0,3 мксек/деление; *в* — сердечник намотан из ленточного материала, $C_g = 0,1$ мкф, импульсы E_a , скорость развертки 1,4 мксек/деление; *г* — сердечник собран впритык, $C_g = 2,0$ мкф, импульсы E_a , скорость развертки 1,4 мксек/деление; *д* — сердечник собран впритык, $C_g = 2,0$ мкф, импульсы I_k, I_a , скорость развертки 1,4 мксек/деление; *е* — сердечник собран впритык, $C_g = 2,0$ мкф, фронты импульсов I_a, I_k , скорость развертки 0,15 мксек/деление; *ж* — сердечник собран впритык, $C_g = 2,0$ мкф, спады импульсов I_a, I_k , скорость развертки 0,15 мксек/деление.



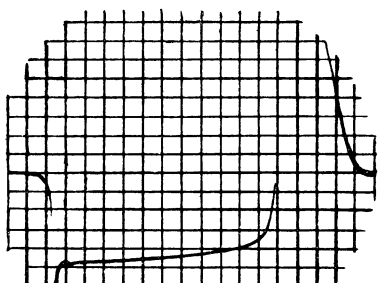
рую можно получить от других схем. От этой схемы можно также получить отрицательный или положительный импульсы тока, хотя амплитуда их будет меньше из-за неблагоприятного отношения чисел витков, взятого в этом примере. Можно получить большие импульсы тока, взяв отношение числа витков первичной и вторичной обмоток, равное 1 : 1.

10. Некоторые применения блокинг-генератора

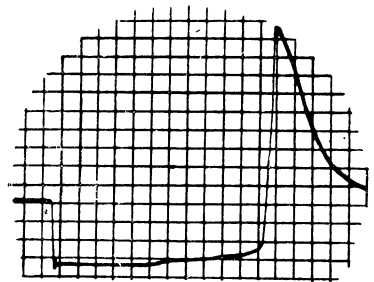
На рисунках VI.20,а и VI.20,б изображены схемы применения блокинг-генераторов в двунаправленных коммутирующих устрой-



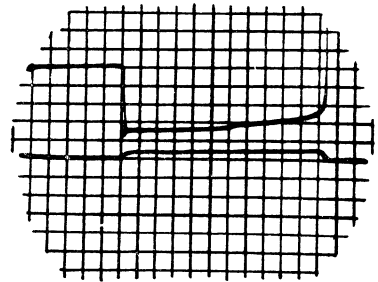
б)



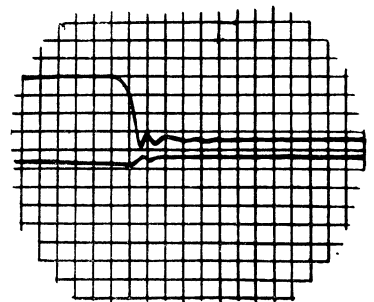
в)



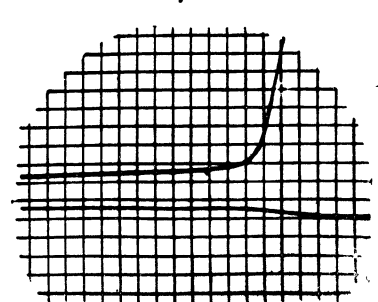
г)



д)



е)



ж)

ствах. Низкоомные выходные обмотки выдают импульсы большой амплитуды, изолированные от остальной части схемы. Импульсы напряжения должны создавать смещения, достаточные для того, чтобы наибольшие из возможных сигналов не могли пройти.

На рис. VI.20,в и VI.20,г схематически показано применение блокинг-генератора в качестве коммутирующего устройства для получения периодической (не ждущей) линейной развертки. Трансформатор должен иметь достаточно большую индуктивность, чтобы избежать окончания импульса до окончания заряда конденсатора. Такие схемы могут работать на более высокой частоте, чем схемы с газоразрядными лампами.

На рис. VI.20,д показано применение блокинг-генератора в качестве сравнителя амплитуд для прекращения работы одноперiodного генератора развертки (см. гл. VII) по достижении заданной амплитуды. Постоянная времени мультивибратора, являющегося генератором пусковых импульсов, должна быть очень велика для того, чтобы прекращение работы мультивибратора происходило под действием блокинг-генератора. Точность сравнения амплитуд с помощью блокинг-генератора (3—4 в) рассматривается в гл. IX.

На рис. VI.20,е представлена схема с двумя блокинг-генераторами, вырабатывающими очень короткие импульсы с крутым фронтом, которые используются для получения прямоугольных импульсов переменной длительности. Первый импульс быстро заряжает небольшой конденсатор С. Путем интегрирования полученного импульса создается пилообразное напряжение, которое задерживает срабатывание второго блокинг-генератора, разряжающего С.

Генераторы прерывистых колебаний. Генератором прерывистых колебаний называют высокочастотный генератор с воздушным трансформатором, в котором постоянная времени конденсатора и сопротивления сеточной цепи велики по сравнению с периодом колебаний высокой частоты. При протекании сеточного тока смещение нарастает до такой величины, при которой усиление в цепи обратной связи становится меньше единицы. После этого генератор перестает работать до тех пор, пока не перезарядится цепь смещения. Генераторы прерывистых колебаний применяются в некоторых радиолокационных станциях, например, в станциях ASB и ASV марки II, в качестве генераторов высокой частоты с импульсной самодуляцией. Работа такого генератора эквивалентна совместной работе задающего генератора, модулятора и генератора частоты повторения импульсов. Частота повторения импульсов в этих схемах не особенно стабильна, так как настройка высокочастотного тракта и нагрузка антенны влияют на сеточный ток и напряжение. Генераторы прерывистых колебаний применяются также в качестве детекторов в некоторых суперрегенеративных приемниках.

На рис. VI.21 изображена схема генератора прерывистых колебаний, работающего в качестве генератора частоты повторения импульсов. Катушки генератора намотаны на полистиреновом каркасе, хорошо укреплены и экранированы. Благодаря отсутствию в трансформаторе железного сердечника получается хорошая ста-

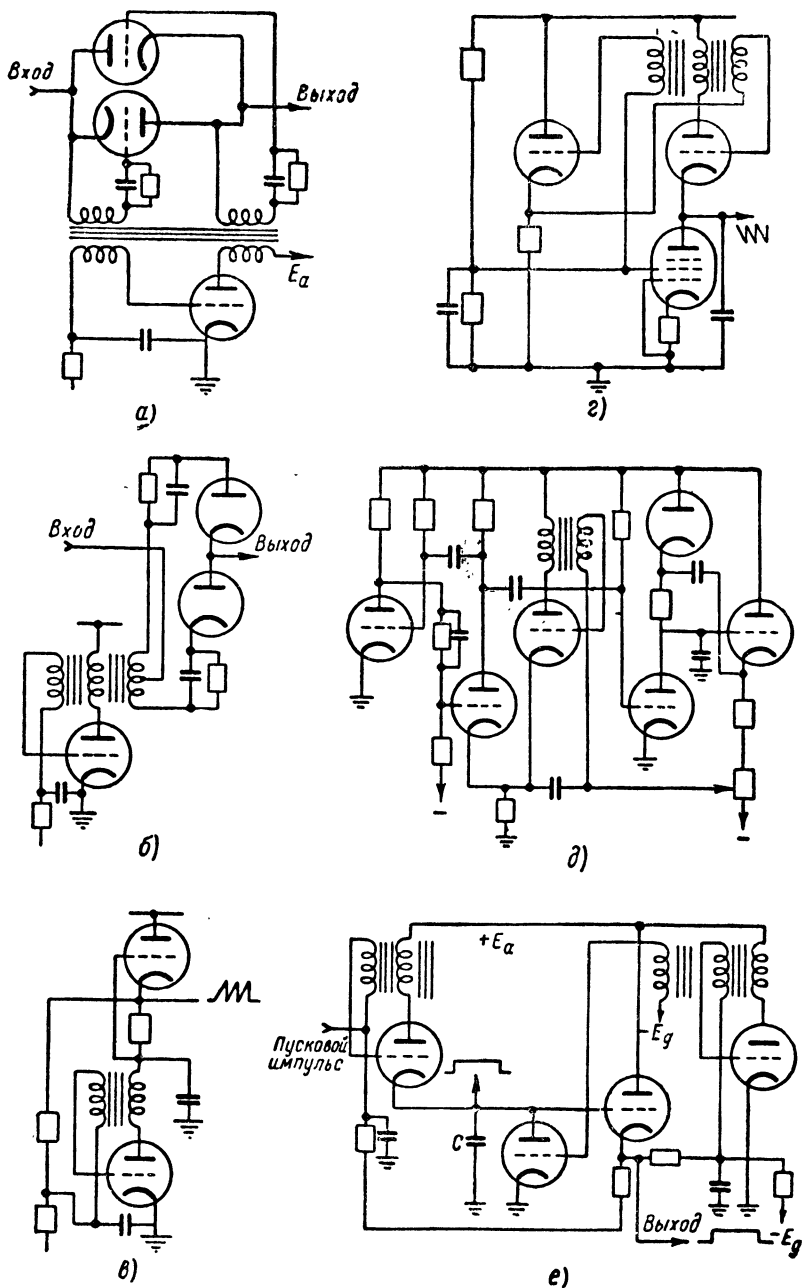


Рис. VI.29. Некоторые схемы с применением блокинг-генераторов:

а — блокинг-генератор, управляющий триодным коммутатором; *б* — блокинг-генератор, управляющий диодным коммутатором; *в* — генератор положительных пилообразных колебаний; *г* — генератор отрицательных пилообразных колебаний; *д* — блокинг-генератор, управляющий одно-периодным генератором пилообразного напряжения; *е* — блокинг-генераторы для получения прямоугольного импульса большой длительности.

бильность частоты повторения импульсов. Схема возбуждается на частоте около 20 мгц, а диапазон частоты повторения импульсов можно изменять от 50 гц до 5 кгц.

Каскадные блокинг-генераторы. Как было замечено выше, крутизна фронта импульса блокинг-генератора зависит от крутизны нарастания пускового импульса. Наиболее короткие импульсы с крутым передним фронтом получаются при использовании бло-

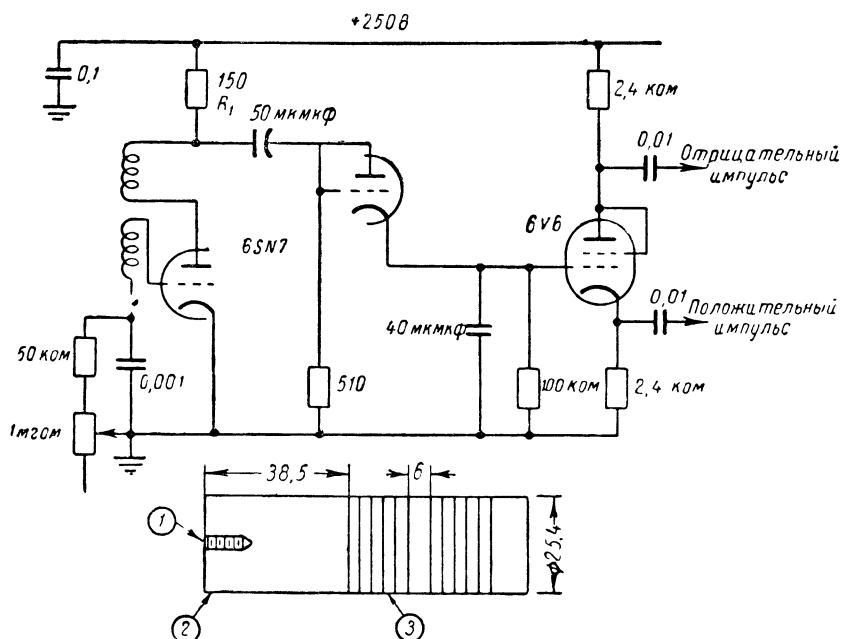


Рис. VI.21. Генератор прерывистых колебаний, примененный в качестве устройства, задающего частоту повторения импульсов:

1 — резьба под крепежный винт; 2 — полистироновый каркас; 3 — обмотки по 6 витков каждая; эмалированный провод, $d = 0,8118$ мм.

кинг-генератора в качестве источника пусковых импульсов для другого блокинг-генератора. На рис. VI.22 изображена схема генератора селекторных импульсов для точного автоматического измерения времени. Пусковой импульс с крутым фронтом запускает первый блокинг-генератор, который дает импульс почти треугольной формы длительностью 0,16 мксек с амплитудой 200 в. Этот импульс запускает второй блокинг-генератор, который вырабатывает почти прямоугольный импульс длительностью 0,12 мксек. Применяемый в этой схеме трансформатор типа 132DW (см. табл. VI.1) имеет сердечник из тончайшего гиперсила (0,0375 мм); каждая обмотка трансформатора состоит всего из 20 витков. Применение катодных повторителей для устранения взаимодействия между блокинг-генераторами и источниками их пусковых импульсов не обязательно.

Выходные импульсы по форме близки к прямоугольным и имеют время нарастания и спада порядка 0,03 мксек.

Импульсы длительностью около 0,1 мксек можно получить без применения пусковых импульсов с особенно крутым фронтом с помощью лампы 6АС7 в триодном соединении и трансформатора типа

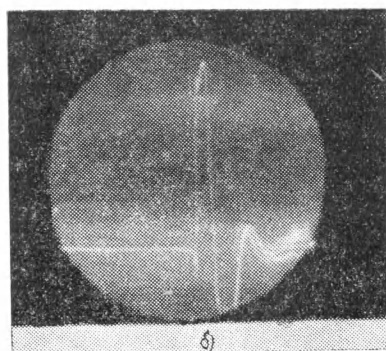
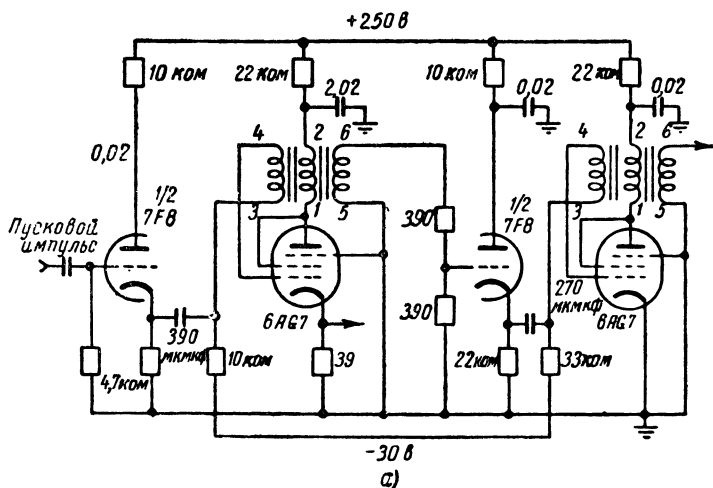


Рис. VI.22. Каскадный блокинг-генератор очень коротких импульсов:
а — схема; б — форма импульса,

132DW (или сердечника трансформатора типа 132 AW с 16 витками в каждой обмотке вместо 32). В случае последовательного запуска для повышения напряжения на конденсаторе в цепи сетки следует использовать лампу 6AG7 в качестве катодного повторителя, а в случае параллельного запуска следует использовать лампу 6AG7 в пентодном включении. Высокая крутизна S лампы 6АС7 необходима для обеспечения самовозбуждения при очень низкоомном трансформаторе и большом полном сопротивлении сеточного

конденсатора весьма малой емкости, что необходимо для получения такого короткого импульса.

Импульсы очень большой длительности. На рис. VI.23 представлена схема для получения импульсов длительностью 25 мксек с применением обратной связи сетка — анод и импульсного трансформатора типа ОА-15.

Импульс имеет прямоугольную форму и применяется для развертки осциллографа, для чего он должен иметь плоскую вершину. Любое изменение амплитуды импульса вызвало бы соответствующее изменение яркости луча.

Можно получить импульсы длительностью 50 или 100 мксек, применяя специальные импульсные или звуковые трансформаторы. Так как эти трансформаторы имеют большую распределенную емкость и индуктивность рассеяния, фронт импульса будет довольно пологим, и на обоих краях импульса будут возникать колебания. Токи в этой схеме будут меньше, чем токи в блокинг-генераторах коротких импульсов, так как обмотки трансформатора имеют большую индуктивность и большое сопротивление по постоянному току. Имея большое число витков в обмотках, сердечник будет насыщаться при небольших токах, во избежание чего следует использовать параллельное питание или подавать магнитное смещение постоянным током. Для получения импульсов длительностью свыше 25 мксек целесообразно, повидимому, заменять блокинг-генераторы мультивибраторами.

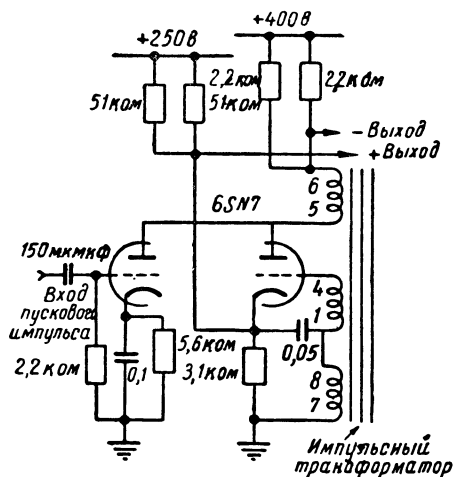


Рис. VI.23. Блокинг-генератор для осциллографа, вырабатывающий импульсы длительностью 25 мксек.

11. Импульсные генераторы с применением линии задержки

При получении прямоугольных импульсов постоянной длительности часто применяются линии задержки. Они применяются для превращения ступенчатой функции в прямоугольник, для прекращения импульса в регенеративном устройстве типа мультивибратора или блокинг-генератора; кроме того, линии задержки широко используются для воспроизведения существующего импульса с задержкой по времени. Линии задержки просты в производстве, надежны и имеют стабильные характеристики. Линии задержки с распределенными постоянными дают лучшую форму импульса и также не сложны в изготовлении, но линии с сосредоточенными постоянными, обычно, более компактны, и в них можно применить

температурную компенсацию. Более подробное рассмотрение свойств электрических линий задержки приведено в гл. XXII данной книги (том II).

12. Применение линии задержки для формирования прямоугольного импульса

На рис. VI.24 изображены два основных способа применения линии задержки для формирования импульса. В первом из них для получения прямоугольного импульса на сопротивлении, равном

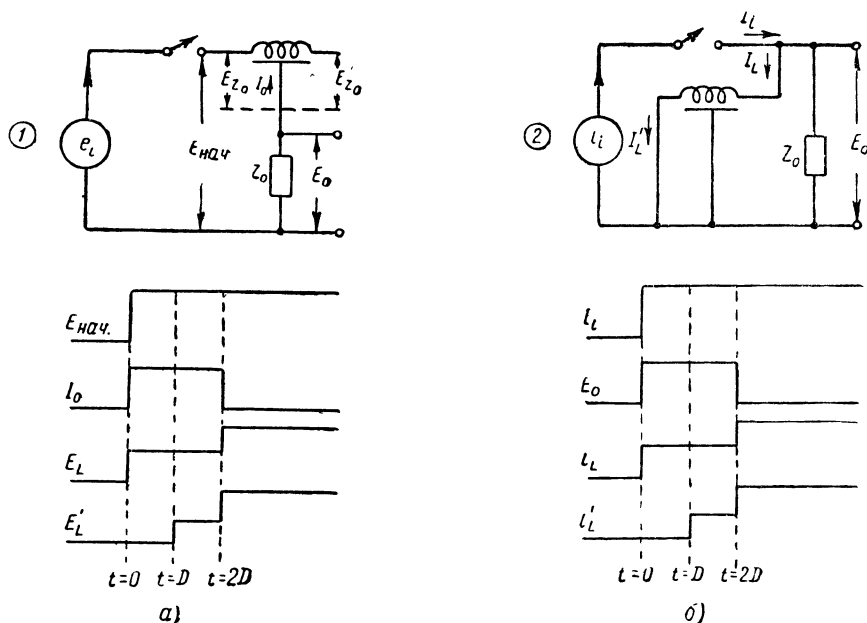


Рис. VI.24. Основные схемы импульсных генераторов с линией задержки и идеализированные формы импульсов:

a — разомкнутая линия; *б* — короткозамкнутая линия; 1 — генератор постоянного напряжения; 2 — генератор постоянного тока.

по величине волновому сопротивлению Z_0 линии, применено низкочастотное коммутирующее устройство. Первоначально $I_0 = \frac{E_{\text{нач}}}{2Z_0}$ и $E_0 = E_{z_0} = \frac{E_{\text{нач}}}{2}$. Волна с прямоугольным фронтом движется вдоль линии, заряжая каждую секцию, причем зарядный ток поддерживается постоянным. Когда волна достигает открытого конца линии, она отражается в той же фазе. Отраженная прямоугольная волна продолжает заряжать линию с той же скоростью, как и прямая, так что ток, протекающий через Z_0 , остается постоянным. Когда отраженная волна достигает начала линии, энергия поглощается сопротивлением Z_0 , в результате чего ток резко прекращается.

Поэтому разомкнутая на конце линия задержки, на вход которой подано напряжение с прямоугольным фронтом, создает импульс тока; длительность его равна удвоенной задержке линии. Падение напряжения импульса на сопротивлении, равном волновому и включенном последовательно с линией, составляет половину амплитуды поданного напряжения.

На рис. VI.24,б изображена схема получения прямоугольного импульса с помощью источника тока с прямоугольным фронтом. Первоначально ток I делится поровну между линией и конечным сопротивлением $R = Z_0$. Вследствие этого, напряжение на линии, заряжающейся постоянным током, также постоянно и равно $E_0 = \frac{IZ_0}{2}$. Волна тока отражается в фазе (напряжение — в противо-

фазе) от короткозамкнутого конца линии и движется по направлению к началу. Когда отраженная волна тока достигает начала линии, энергия ее поглощается сопротивлением Z_0 и напряжение E_0 резко падает до нуля. Следовательно, короткозамкнутая линия задержки, на которую подается ток в виде волны с прямоугольным фронтом, выдает импульс напряжения, длительность которого равна удвоенной задержке в линии. Амплитуда этого импульса равна половине амплитуды тока, умноженной на волновое сопротивление.

Таким образом, разомкнутая линия, заряжаемая от источника постоянного напряжения, полностью идентична короткозамкнутой линии, заряжаемой от источника постоянного тока. Выбор той или другой линии зависит от характеристик коммутирующего устройства, используемого для получения волны с прямоугольным фронтом (ступенчатой функции). Сопротивление тиратронного коммутатора меньше 10 ом, так что это устройство представляет собой источник постоянного напряжения; коммутирующее устройство на пентоде представляет собою источник тока, так как может иметь во включенном состоянии сопротивление переменному току порядка мегома при незначительном сопротивлении постоянному току.

Мы рассмотрели работу идеальных линий и идеальных коммутаторов. В действительности крутизна фронта волны тока и напряжения не бесконечна. Тиратроны срабатывают в течение 10^{-8} сек, а электронные лампы (без наличия следов газа) дают крутизну фронта, которая зависит лишь от крутизны импульса на сетке и влияния паразитной емкости. Крутизна фронта пусковой волны определяет крутизну фронта импульса. Крутизна спада импульса определяется крутизной фронта отраженной волны и частотной характеристикой линии задержки. Амплитудные и фазовые искажения влияют на спад импульса таким же образом, как при обычном применении линии задержки. Ударное возбуждение паразитных резонансных контуров в линии может вызвать колебания на обоих краях импульса. При применении тиратронов монтажные провода значительной длины могут действовать так же, как резонансные контуры и ударно возбуждаться при резких изменениях тока. Поэтому следует выполнять монтаж по возможности короткими и прямыми проводниками, а в случае необходимости исполь-

зовать коаксиальные кабели с правильно выбранными оконечными нагрузками.

Поскольку все линии задержки имеют некоторое омическое сопротивление, ток по мере заряда линии уменьшается и, следовательно, вершина импульса имеет наклон. В случае короткозамкнутой линии влияние ее общего омического сопротивления сказывается в том, что полное сопротивление линии до окончания

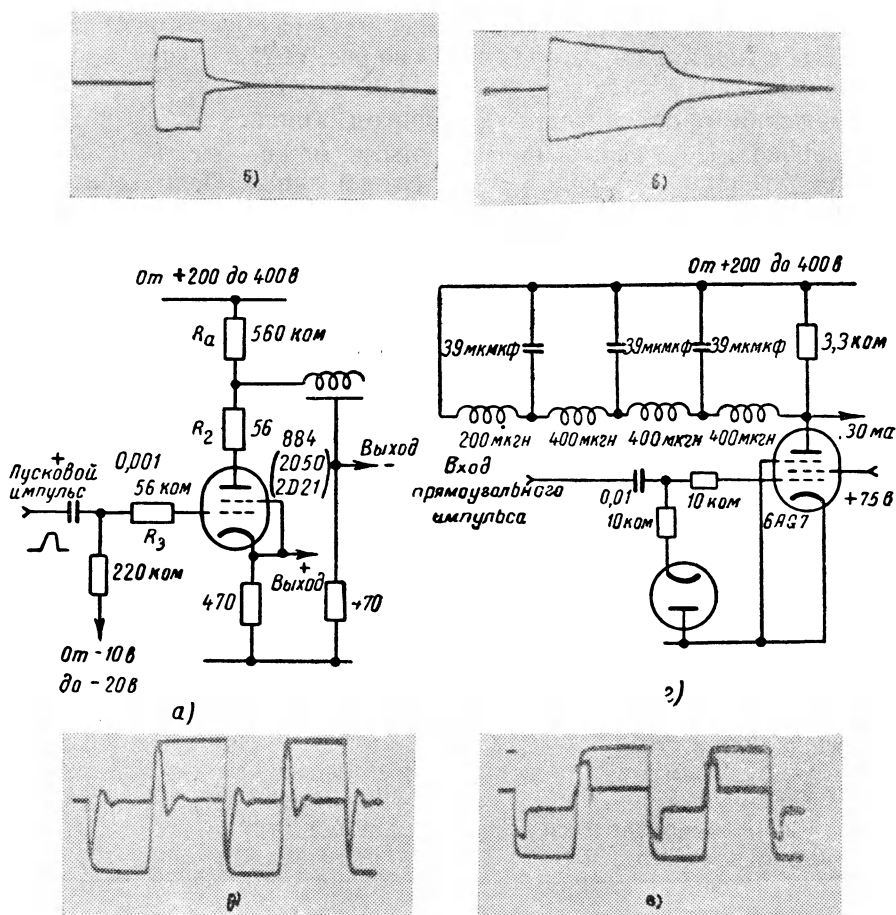


Рис. VI.25. Импульсные генераторы с линией задержки:

а — схема импульсного генератора с разомкнутой линией; б — импульсы тока в линии и в катode тиратрона. Линия типа УЕ4В (задержка 1 мксек) применена для получения 2 мксек импульсов; в — линия задержки типа б заменена 4-микросекундной линией для получения 8-микросекундного импульса. Из-за прохождения импульсов по более длинной линии форма их искажена сильнее; г — схема импульсного генератора с короткозамкнутой линией; д — импульс, полученный в четырехсекционной линии с сосредоточенными постоянными, показанной на схеме з. Возбуждающий прямоугольный импульс с частотой повторения 60 кГц снимается с сопротивления 2,2 ком, которое заменяет линию и может использоваться для сравнения с сопротивлением 2,2 ком, которое заменяет линию с сосредоточенными постоянными; е — влияние замены линии с сосредоточенными постоянными одномикросекундной линией типа УЕ4В. Благодаря лучшей частотной характеристике линии форма импульса становится более прямоугольной, но из-за большого сопротивления линии постоянному току амплитуда опорного сигнала получается большой.

импульса не равно нулю. Поэтому на спаде импульса появляется так называемый „хвост“, начальная амплитуда которого

$$E_{(\text{хв})} = \frac{I_{\text{нач}} (R_{\text{пост}} \cdot Z_0)}{R_{\text{пост}} + Z_0},$$

где $R_{\text{пост}}$ — общее омическое сопротивление линии, а Z_0 — сопротивление оконечной нагрузки.

На рис. VI.25 представлены типовые схемы с линиями задержки. В схеме с тиратроном, изображенной на рис. VI.25,а, линия задержки в начале заряжается через R_a . При запуске тиратрона волна напряжения с прямоугольным фронтом амплитуды E_a подается на линию. Положительные импульсы можно снять с катода, а отрицательные — с общей точки секций линии. Общее сопротивление цепи разряда должно быть меньше или равно Z_0 . Небольшая величина окончного сопротивления уменьшает выходное напряжение, но улучшает форму импульса. После деионизации тиратрона линия заряжается через R_a . Поскольку время задержки в линии мало по сравнению с временем заряда, линия представляет собой при заряде чистую емкость и, следовательно, заряд происходит по экспоненциальной кривой. Поскольку $Z_0 \ll R_a$, амплитуда напряжения, появляющегося на выходе при заряде линии, ничтожно мала. Для обеспечения быстрой деионизации тиратрона анодное сопротивление должно быть достаточно велико и зависит от типа лампы (см. гл. XVI, том II).

Следует подчеркнуть, что для уменьшения паразитной емкости ограничивающие сопротивления R_2 и R_3 должны крепиться прямо на ламповой панельке. Поскольку сопротивление зажженного тиратрона очень мало, ток, вызванный разрядом сравнительно небольшой емкости, может разрушить катод, если не включить сопротивление, ограничивающее ток. Это является причиной большинства неудач, постигающих многих инженеров при использовании газонаполненных ламп.

На рис. VI.25,б изображен импульсный генератор с короткозамкнутой линией. Если необходимо получить положительный импульс, лампа первоначально отперта и запирается отрицательным напряжением с прямоугольным фронтом, получаемым от какого-либо другого источника, например, фронтом прямоугольного импульса мультивибратора. Сила тока, протекающего в линии, регулируется в пентоде изменением E_{g2} , а в триоде изменением E_a^* . Поскольку в данной схеме применяются электронные лампы, коммутация может происходить с очень большой скоростью. Однако при положительных импульсах с малым отношением их длительности к периоду повторения импульсов и при отрицательных импульсах с большим отношением длительности импульсов к периоду их по-

* Более подробное рассмотрение генераторов прямоугольных импульсов содержится в гл. IX.

1 — положительный прямоугольный импульс переменной длительности; 2 — импульс на входе; 3 — импульсы в точке А; 4 — импульсы в точке Б; 5 — ранний секторный импульс А; 6 — поздний Б; 7 — секции 1—7 задержка $D = 10^{-8}$ сек/секцию, $Z_0 = 2,3$ ком секции 8—9 задержка $D = 1,4 \times 10^{-7}$ сек/секцию, $Z_0 = 3,1$ ком секции 10—15 задержка $D = 2 \times 10^{-7}$ сек/секцию, $Z_0 = 3,3$ ком длительность полученного импульса = 1,0 мксек. Задержка второго импульса по отношению к первому равна 1,48 мксек.

17 Генерирование электрических колебаний. Часть I.

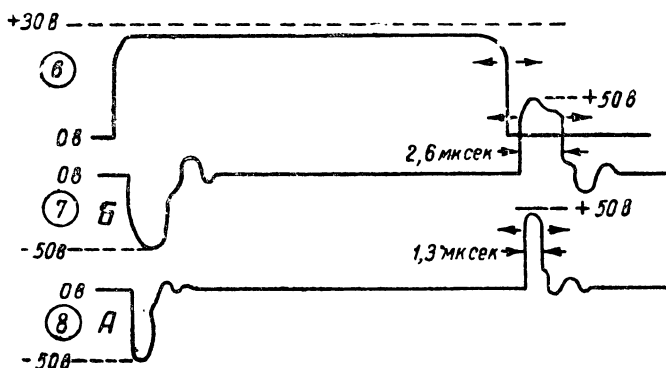
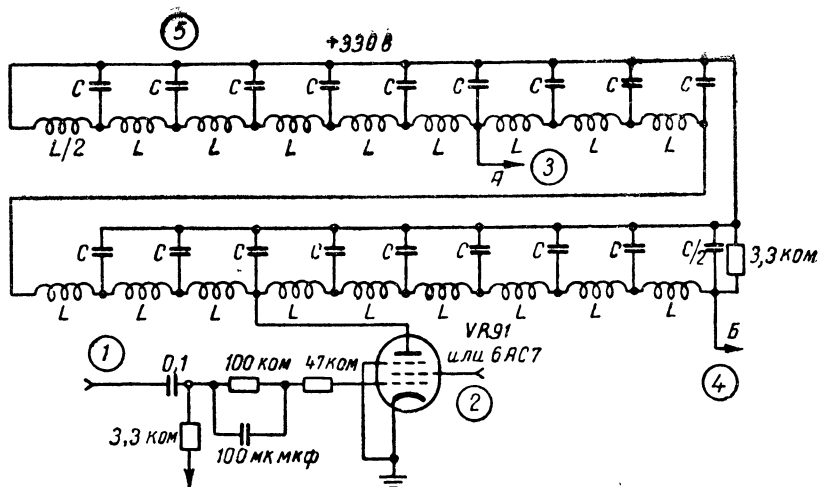


Рис. VI.27. Импульсный генератор с линией задержки из станции ASV марки 6:

1 — входной прямоугольный импульс переменной длительности; 2 — E_{g2} подобрано такой величины, чтобы $I_a = 20$ ма; 3 — импульс 1,3 мксек; 4 — импульс 2,6 мксек; 5 — $L = 250$ мкГн, $D = 0,125$ мксек/секцию, $C = 40$ мкмкф, $Z_0 = 2,5$ ком; 6 — импульс на входе; 7 — импульс в точке B; 8 — импульс в точке A.

13. Схемы с обратной связью

Линии задержки можно использовать в цепях обратной связи для формирования импульса таким же образом, как и другие реактивные элементы. На рис. VI.28,а изображена схема с разомкнутой линией, применяемая в устройствах с обратной связью по току. Здесь следует применять низкоомную линию с волновым сопротивлением $Z_0 = \frac{1}{S}$. Если на сетку лампы L_1 подается напряжение с прямоугольным фронтом, анодное напряжение составит

$$\Delta E_a = E_{нач} \frac{SR_a}{(1 + SZ_k)},$$

где Z_k — сопротивление в цепи катода лампы \mathcal{L}_1 . Первоначально, $Z_k = Z_0 = \frac{1}{S}$ и, следовательно, $\Delta E_a = \frac{E_{\text{нач}}(SR_a)}{2}$. В момент $t = 2D$ сопротивление разомкнутой линии становится бесконечным; поэтому, если лампа \mathcal{L}_2 является лампой постоянного тока, $\Delta E_a = \frac{SR_a}{1 + \infty} = 0$. В обычных приемно-усилительных лампах $\frac{1}{S} = 100 - 500 \text{ ом}$; линии задержки с волновым сопротивлением такой величины конструктивно удобны. Поскольку лампа после импульса отперта, важно точно согласовать сопротивления Z_0 и $\frac{1}{S}$, так как

в противном случае вследствие отражения на выходе получатся побочные импульсы. Если есть возможность использовать источник большого отрицательного напряжения, лампу постоянного тока можно заменить сопротивлением R_k и в этом случае под действием напряжения с прямоугольным фронтом образуется импульс с амплитудой $\frac{E_{\text{нач}}SR_a}{1 + SR_k}$. На рис. VI.28,б изображена анало-

гичная схема с линией, замкнутой на емкость C , с обратной связью по напряжению. Для этой схемы следует применять линию с очень большим волновым сопротивлением, так как для правильного согласования с нагрузкой должно выполняться условие

$$Z_0 = \frac{\frac{1}{S} R_a}{\frac{1}{S} + R_a} = R_g + R_{\text{нач}},$$

а для того, чтобы усиление превышало единицу, $Z_0 > R_g + R_{\text{нач}}$. Напряжение с прямоугольным фронтом образует импульс с амплитудой $\frac{E_{\text{нач}} \cdot R_{\text{пост}}}{R_g}$. Вследствие трудности конструирования линий с высоким Z_0 и низким $R_{\text{пост}}$, эта схема нигде не применяется и приведена здесь лишь для полноты изложения.

Можно сконструировать импульсный генератор, в котором напряжение с прямоугольным фронтом пропускается через временной селектор, который выключается задержанным напряжением противоположной полярности с прямоугольным фронтом. Пример такой схемы дан на рис. VI.29,а. Входной перепад напряжения подается на один управляющий элемент селекторной схемы, а «перевернутая» и задержанная ступенька — на другой. Лампа отперта в этом случае только на время задержки. Генератор может дать импульс очень хорошей формы, так как при большом напряжении на входе лампа будет отпираться и запирается небольшой частью амплитуды входного сигнала. В противоположность предыдущим схемам длительность импульса здесь будет равна времени задержки в линии, а не удвоенному времени задержки. Другая схема, в которой

длительность импульса равна времени задержки линии, изображена на рис. VI.29,б. Коммутатор подает постоянное напряжение с прямоугольным фронтом на общую точку всех секций линии, а импульс

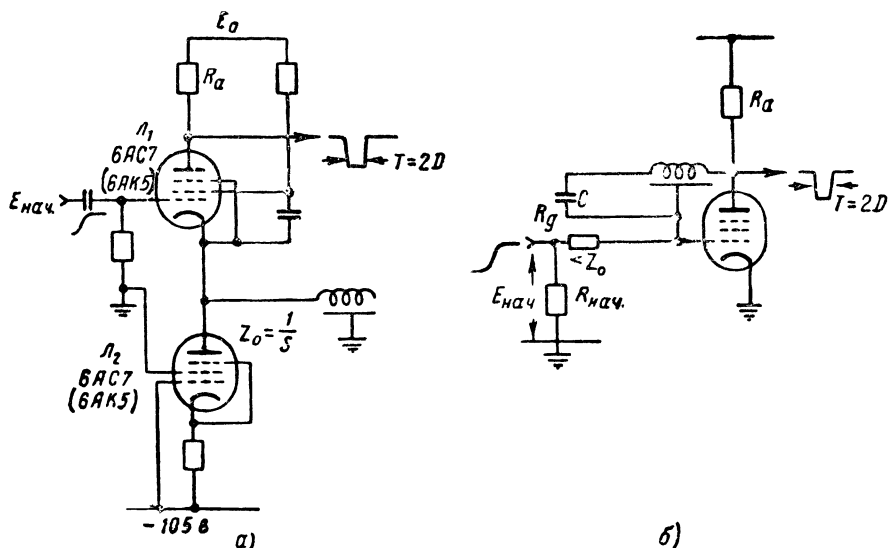


Рис. VI.28. Применение линии задержки в схемах с отрицательной обратной связью:

а — разомкнутая линия задержки с обратной связью по току; б — короткозамкнутая линия задержки с обратной связью по напряжению.

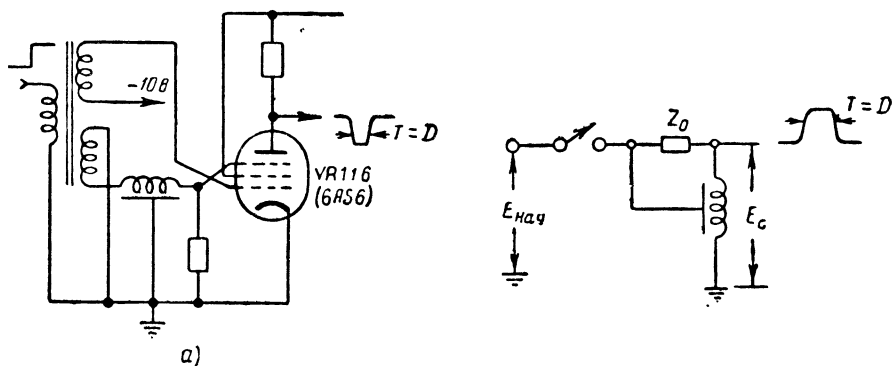


Рис. VI.29:

а — схема, в которой длительность импульса равна времени задержки в линии; б — упрощенная схема другого типа.

снимается с концов линии. Первоначально, сопротивление линии равно Z_0 , а через промежуток времени $t = D$ оно равно $R_{\text{пост}}$. Основным достоинством этой схемы является то, что амплитуда импульса равна амплитуде первоначального напряжения с прямоугольным фронтом.

14. Применение линии задержки для прекращения регенерации

Линии задержки часто применяются для фиксации длительности импульса в генераторах прямоугольных импульсов. Регенеративное устройство дает волну с прямоугольным фронтом, которая подается на линию. Задержанная волна, прошедшая через линию, вызывает перемену направления регенеративного процесса; таким

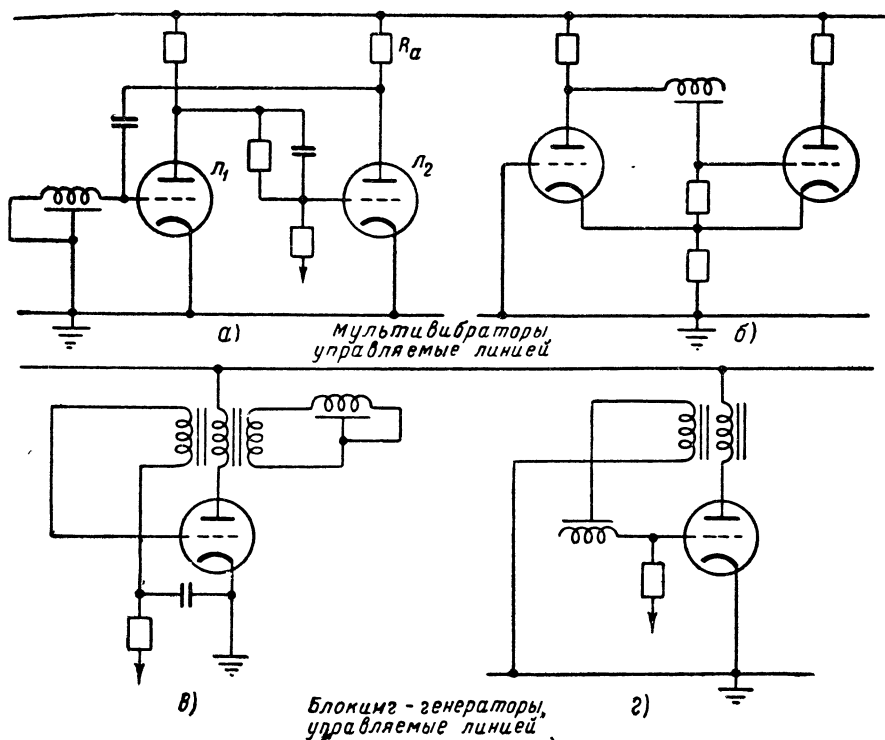


Рис. VI.30. Применение линии задержки для управления регенеративным устройством.

образом, импульс оканчивается. Рис. VI.30 иллюстрирует это явление в приложении к мультивибраторам и блокинг-генераторам. Следует подчеркнуть, что управление с помощью внешней линии задержки является единственным методом, обеспечивающим строго определенную длительность импульса, генерируемого блокинг-генератором.

На рис. VI.30,а короткозамкнутая линия присоединена параллельно промежутку сетка — катод лампы, которая запирается во время импульса. После возвращения к сетке отраженной от конца линии волны напряжения лампа снова отпирается и цикл регенеративно заканчивается. Волновое сопротивление линии должно быть довольно велико, так чтобы напряжение на сетке могло быть сделано ниже напряжения отсечки с помощью лампы, открытой во

время импульса; анодное сопротивление R_a этой лампы должно быть равно Z_0 . На рис. VI.30,в короткозамкнутая линия, определяющая длительность квазиустойчивого состояния блокинг-генератора, включена на импульсный трансформатор. Если коэффициент трансформации равен 1 : 1, сопротивление линии должно быть до-

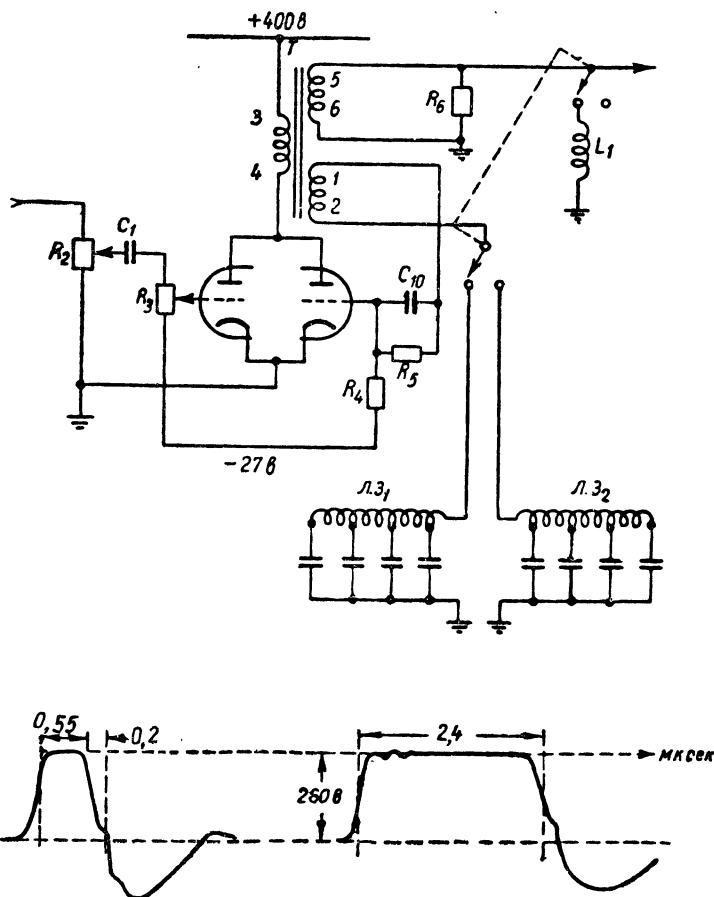


Рис. VI.31. Блокинг-генератор, управляемый линией задержки.

вольно велико ($> 500 \text{ ом}$), чтобы она не поглощала значительной доли энергии импульса, но сопротивление линии по постоянному току должно быть небольшим ($< 100 \text{ ом}$), так что трансформатор очень сильно нагружается после окончания импульса. Коэффициент трансформации можно подобрать таким образом, чтобы обеспечить нужное согласование с данной линией.

На схемах рис. V.30,б и г разомкнутая линия включена последовательно в сеточную цепь лампы. В схеме, изображенной на рис. VI.30,г, волновое сопротивление линии должно быть мало

($< 1\,000\text{ ом}$, если применяется триод), так, чтобы напряжение на сетке лампы достигало области сеточного тока. Однако, если волновое сопротивление линии чрезмерно уменьшить, линия может начать действовать как чистая емкость в цепи сетки, в результате чего длительность импульса будет определяться емкостью, а не временем задержки линии. В схемах рис. VI.30, в и г трансформатор должен обеспечивать генерирование импульсов длиннее $2D$, где D — время задержки линии.

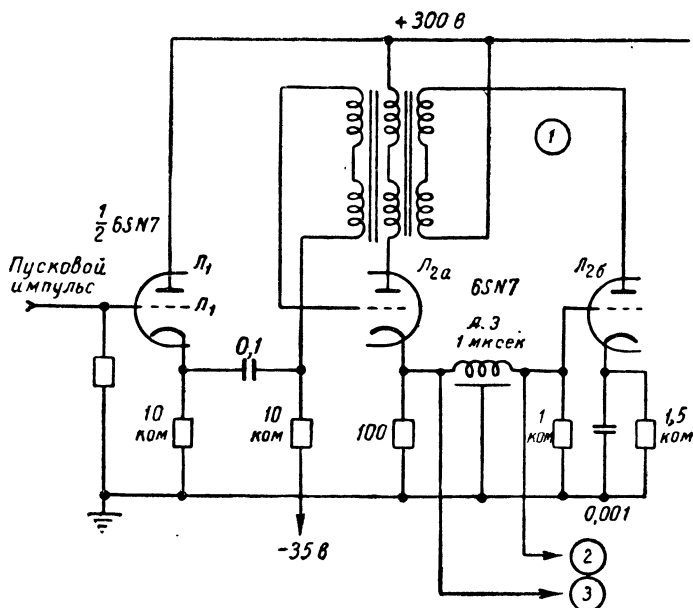


Рис. VI.32. Блокинг-генератор с линией задержки, применяемый для получения двойного селекторного импульса во временном демодуляторе:

1 — трансформатор типа 13АУ или УТА-0АУ8; 2 — поздний селектирующий импульс; 3 — ранний селектирующий импульс.

На рис. VI.31 изображена практическая схема формирования импульсов длительностью 0,5 или 2,5 мксек с применением блокинг-генератора, управляемого линией задержки. Поскольку форма выходного импульса определяется, главным образом, характеристиками трансформатора, в этой схеме можно получить импульс, близкий по форме к прямоугольному даже при небольшом числе секций линии задержки.

На рис. VI.32 изображена схема блокинг-генератора, дающего два микросекундных импульса следующих друг за другом. Линия задержки регулирует их длительность и интервал времени между ними так, что фронт второго импульса совпадает со спадом первого. Импульс тока в катode лампы $Л_{2а}$ задерживается линией и

открывает лампу $\mathcal{L}_{2б}$. Ток лампы $\mathcal{L}_{2а}$ создает в трансформаторе магнитный поток, противоположный по направлению потоку, создаваемому лампой $\mathcal{L}_{2а}$, в результате чего импульс прекращается.

15. Удвоение импульсов при помощи линий задержки

Комбинации линий задержки часто применяются для генерирования серий импульсов, причем степень ослабления и искажения этих импульсов зависит от качества линий. Полученные серии импульсов можно использовать для синхронизации или временной селекции, калибровки по времени, составления опознавательных кодов или для селекции каналов и т. д. Выходные импульсы могут иметь ту же полярность, что и входные, или противоположную полярность, в зависимости от оконечной нагрузки. Если выходной конец линии задержки замкнут на сопротивление Z_0 , равное по величине волновому, на выходе будет возникать одиночный импульс, так как вся энергия входного импульса поглотится сопротивлением Z_0 . Сопротивление на входе линии в этом случае не играет роли, поскольку отражения от конца не будет. Если величина полных сопротивлений, включенных на входе и выходе линии, очень велика, то импульс будет многократно отражаться от концов линии, и амплитуда его будет уменьшаться во время каждого перехода вследствие потерь в линии. Если на концах линии включены омические сопротивления, то энергия импульса при каждом отражении будет частично теряться также в этих сопротивлениях. Если оконечное сопротивление меньше Z_0 , но не равно нулю, знак импульса при каждом отражении будет меняться на обратный, причем амплитуда импульса будет уменьшаться. На рис. VI.33 изображено несколько случаев отражения импульсов в линии задержки для различной величины входных и выходных сопротивлений. Если требуется получить ряд импульсов, отстоящих друг от друга на равные расстояния, запас энергии после каждого отражения может быть пополнен за счет регенеративного устройства, изображенного на рис. VI.34.

Входной пусковой импульс вызывает срабатывание одноперiodного мультивибратора \mathcal{L}_1 , положительный импульс которого, играющий роль селектирующего, поступает на защитную сетку одноперiodного блокинг-генератора \mathcal{L}_2 и компенсирует запирающее смещение. Кроме того, пусковой импульс дифференцируется и подается через лампу \mathcal{L}_2 на добавочную обмотку трансформатора для создания первого импульса блокинг-генератора. Последующие пусковые импульсы создаются отражениями в линии. Фиксирующая лампа $\mathcal{L}_{3б}$ восстанавливает начальное смещение на сетке лампы \mathcal{L}_2 после каждого импульса. Если бы лампа \mathcal{L}_3 отсутствовала, то после каждого отражения блокинг-генератор запускался бы с прогрессирующим запаздыванием из-за накопившегося смещения и равенство промежутков между импульсами нарушилось бы. После окончания селектирующего импульса мультивибратора лампа \mathcal{L}_2 вновь запирается по защитной сетке и схема возвращается в состояние

покоя. Эта схема несколько проще большинства схем импульсных генераторов ударного возбуждения и дает импульсы, форма которых близка к прямоугольной. Описанная схема не получила, однако, широкого применения вследствие больших размеров, плохого

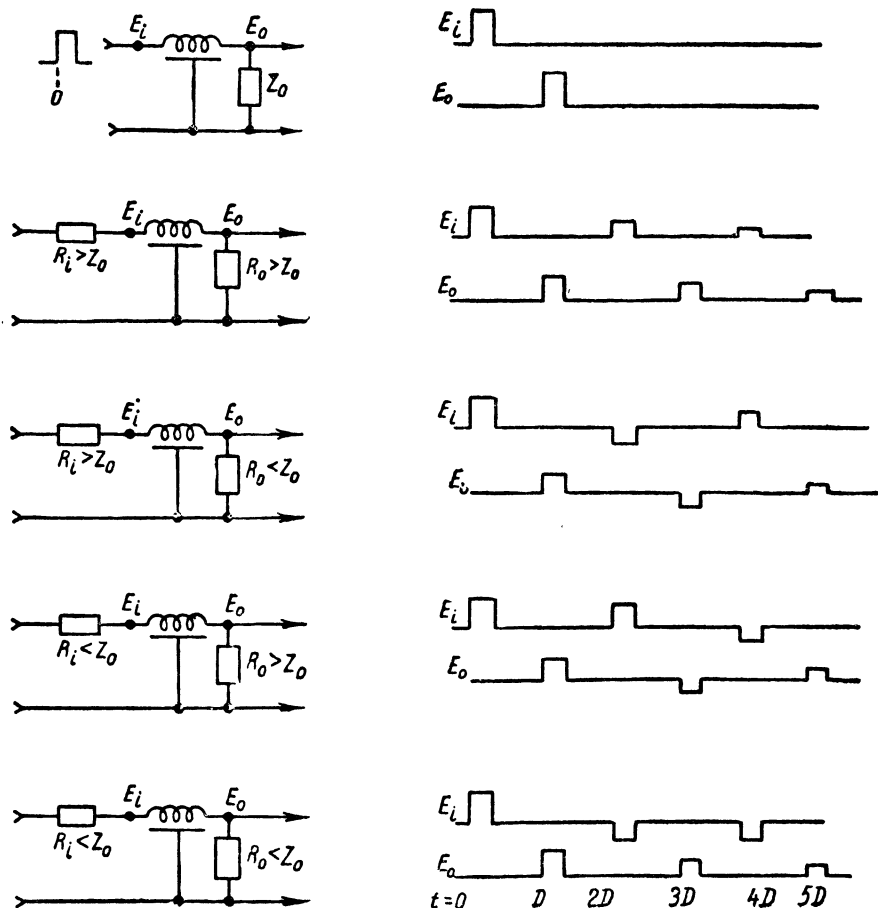


Рис. VI.33. Линии задержки и отражения импульсов.

качества и больших температурных коэффициентов существующих линий задержки.

На рис. VI.35 изображены схемы, поясняющие применение линий задержки для получения импульсов, следующих друг за другом через неравные промежутки времени. На рис. VI.35,а дана схема последовательного сложения выходов линий. Часть входного напряжения каждой линии подается на следующую линию, а часть подается на нагрузку, вследствие того, что первая линия не точно согласована со второй и добавлены сопротивления R_2 , R_4 . Если устранение сопротивления R_4 не вызывает заметного отражения, это

сопротивление исключается из схемы. Если бы в линиях не было затухания, амплитуда каждого выходного импульса равнялась бы одной трети амплитуды входного импульса. Практически амплитуды импульсов на выходе выравниваются при помощи переменных сопротивлений R_2 и R_3 . На рис. VI.35,б дано аналогичное устройство, но сложение в нем производится по параллельной схеме. Полное сопротивление суммирующей цепочки должно быть велико по

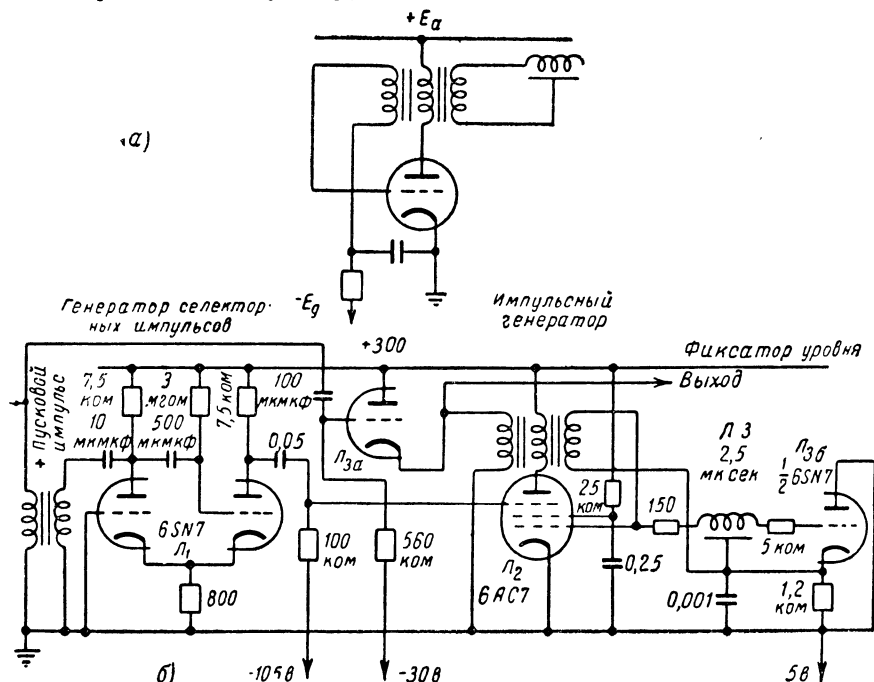


Рис. VI.34. Генератор отметок с импульсной модуляцией, в котором линия задержки применена для регулировки интервалов времени между импульсами:
а — основная схема; б — полная схема.

сравнению с волновым сопротивлением линии во избежание взаимной реакции. При использовании очень длинных линий следует добавить регенеративное устройство для формирования импульса после каждой задержки (рис. VI.35,в). Каждый блокинг-генератор схемы рис. VI.35,б дает отрицательный импульс, который не может запустить следующий блокинг-генератор непосредственно в виду неподходящей полярности. Поскольку линия замкнута накоротко, следующий каскад будет запускаться отраженным импульсом, имеющим уже положительный знак. Промежутки между импульсами равны удвоенному времени задержки в линии. Данная схема может содержать любое число каскадов и, если требуется, последний каскад может запускать первый, так что получается непрерывное генерирование импульсов, длительность промежутков между которыми можно менять.

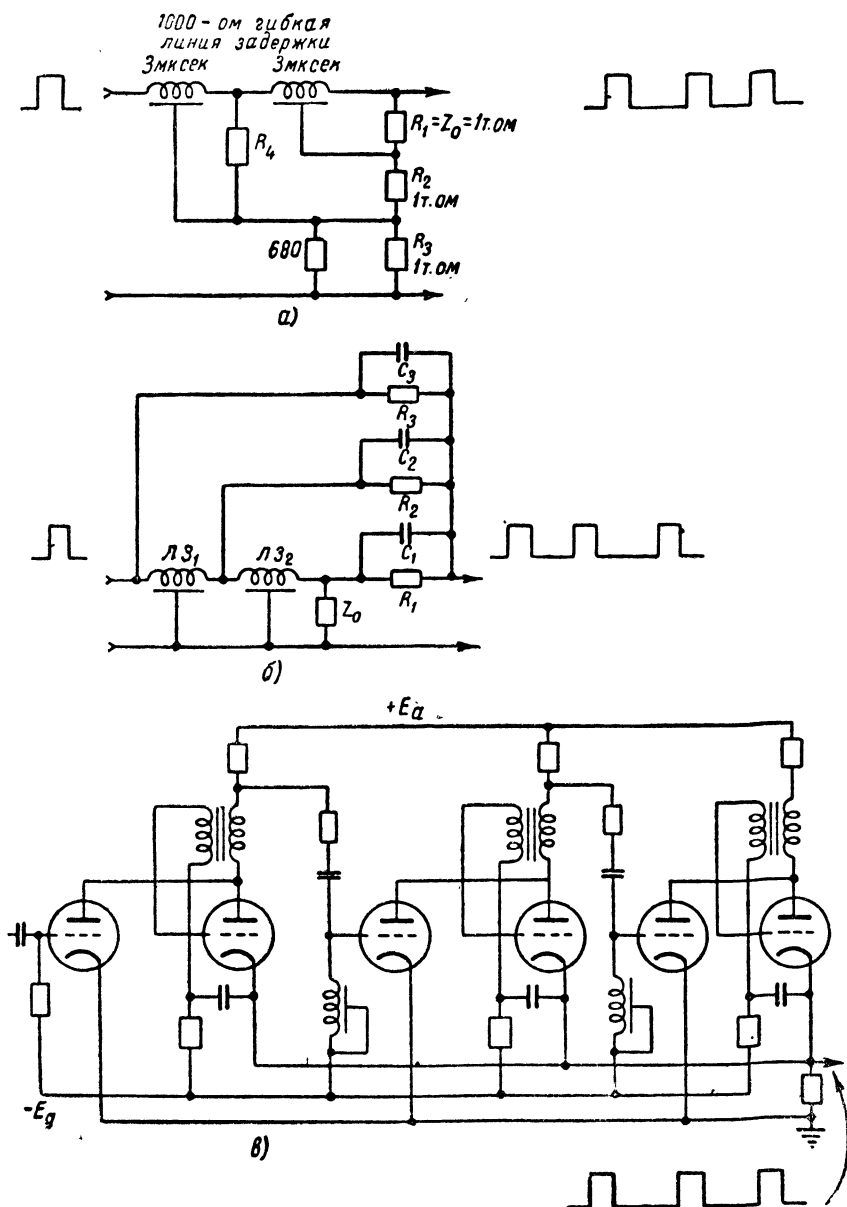
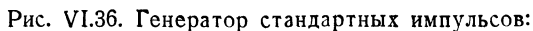


Рис. VI.35. Кодировые устройства с линиями задержки.



Все катушки на 500 мкГн, все конденсаторы на 2 000 мкМкФ,

На рис. VI.36 изображена подобная схема получения пусковых импульсов и следующих за ними через регулируемый промежуток времени прямоугольных импульсов с управляемой длительностью. Тиратронный релаксационный генератор дает пусковой импульс; который движется по линии задержки. Первые 10 секций линии обеспечивают задержку от 0 до 3 *мксек*, причем регулировка задержки производится ступенями по 0,6 *мксек*. После того, как пусковой импульс достигает 10-й секции, он усиливается лампой L_2 и запускает блокинг-генератор L_3 . Катодный повторитель L_{4a} заряжает конденсатор 400 *мкмкф* и создает ступенчатое напряжение на сетке выходного катодного повторителя L_8 . Пусковой импульс продолжает двигаться вдоль линии задержки до тех пор, пока он не будет поглощен оконечной нагрузкой. Когда импульс достигает отвода линии, к которому подключен ползунок переключателя длительности импульсов, он запускает блокинг-генератор L_6 через усилитель L_5 . Импульс в катод лампы L_6 смещает сетку лампы L_7 в область положительных напряжений, так что конденсатор 400 *мкмкф* разряжается и импульс оканчивается. Длительность импульса можно менять от 0,6 до 3,0 *мксек*, причем регулировка длительности производится ступенями по 0,6 *мксек*. Импульс в катод лампы L_8 нарастает и спадает в течение 0,6 *мксек*. Катодный повторитель L_{4b} служит для фиксации напряжения на сетке лампы L_8 до начала и после окончания импульса. Длительность импульсов блокинг-генератора не критична при условии, что она достаточно велика и конденсатор 400 *мкмкф* разряжается и заряжается полностью и что длительность импульса, получаемого от лампы L_3 , меньше 0,6 *мксек*.

Глава VII

ПОЛУЧЕНИЕ ИМПУЛЬСОВ ТРЕУГОЛЬНОЙ ФОРМЫ

ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

1. Определения и виды импульсов

Импульсом треугольной формы мы будем называть такой импульс, одна часть которого характеризуется линейной зависимостью напряжения от времени. Некоторые виды импульсов тре-

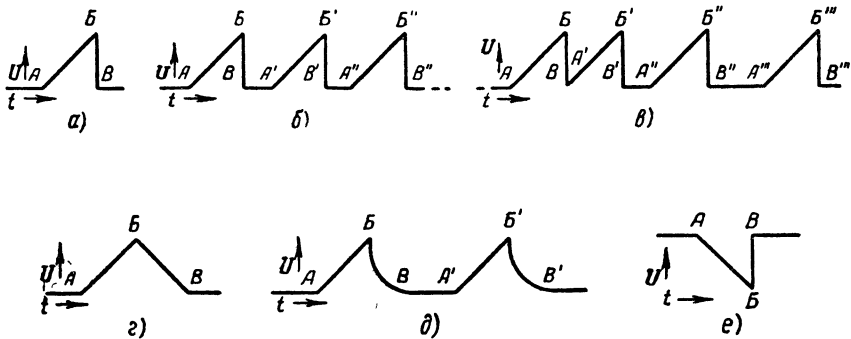


Рис. VII. 1. Импульсы треугольной формы:

AB — часть импульса, для которой напряжение U линейно зависит от времени t . BB — обратный ход импульса; его длительность на рис. a , b , $в$ и e бесконечно мала; b — серия импульсов треугольной формы, повторяющихся периодически; $в$ — серия импульсов треугольной формы, повторяющихся аperiodически; $г$ — импульс треугольной формы, для которого напряжение линейно зависит от времени t , как на отрезке AB , так и на отрезке BB ; $д$ — серия импульсов треугольной формы, для которых длительность обратного хода есть величина конечная, причем напряжение U линейно зависит от времени t ; e — импульс треугольной формы, для которого напряжение U линейно уменьшается с увеличением времени t на отрезке AB .

угольной формы изображены на рис. VII.1. Части импульсов BB , $B'B'$ и т. д. мы будем называть обратным ходом. Во время обратного хода между напряжением U и временем t может существовать линейная зависимость (рис. VI.1, e), но обычно эта зависимость нелинейна (рис. VII.1, $д$). Импульсы треугольной формы могут быть единичными, а также периодически или не периодически повторяющимися (рис. VII.1, a , b , $в$). Импульсы треугольной формы назы-

Вают также линейными импульсами, пилообразным напряжением или напряжением линейной развертки*.

В дальнейшем длительностью пилообразного напряжения мы будем называть длительность его линейной части.

2. Параметры импульсов треугольной формы

Длительность. Длительность, величина и степень линейности треугольных импульсов могут меняться в широких пределах. Можно получить линейные пилообразные импульсы длительностью в пределах от 10^{-7} сек до 10 мин. Предел наименьшей достижимой длительности зависит от минимальных величин емкостей лампы и монтажа, минимально допустимой величины сопротивления утечки и допустимой мощности рассеяния в лампах и сопротивлениях; верхний предел определяется максимальными величинами конденсаторов (это, в основном, вопрос размеров и веса), максимальными величинами сопротивлений утечки и минимальными токами, при которых лампы еще работают удовлетворительно. Длительность обратного хода может быть сделана равной 5% длительности линейной части, хотя чаще при генерировании периодических импульсов треугольной формы длительность линейной части составляет меньше половины периода повторения импульсов.

Величина. Величина напряжений линейных разверток обычно составляет от 10 до 1 000 в, но эти величины не являются предельными. Практически верхний предел определяется допустимым пиковым напряжением на лампах. Изменения начального уровня пилообразного напряжения вследствие разброса ламповых характеристик сильнее сказываются на импульсах малой амплитуды, чем большой, и поэтому последние применяются чаще. В качестве начального уровня пилообразного напряжения может быть выбрана любая удобная величина.

Линейность. Стабильность импульса треугольной формы зависит от изменений напряжений питания и параметров ламп, а линейность импульсов — от величин элементов схемы и ламповых характеристик.

Степень линейности может быть выражена через разность между мгновенным значением напряжения действительного пилообразного импульса и мгновенным значением напряжения идеального линейного пилообразного импульса, наиболее близко представляющего действительный импульс. Эта разность часто выражается в процентном отношении к амплитуде действительного импульса и называется ошибкой смещения**. Можно добиться линейности с точностью до 0,01% на участке, составляющем более 99%

* См. например, О. С. Паккл „Генераторы развертки“. Госэнергоиздат, 1948 г.

** В настоящей главе, в тех случаях, когда нет оговорки, для вычисления ошибок смещения выбранная прямая линия является прямой, проходящей через начальную точку (или через точку, близкую к начальной) импульса и через его вершину.

от длительности пилообразного напряжения; обычно нелинейным является начальный участок пилообразного напряжения. Степень линейности может быть выражена также через относительное отклонение мгновенной крутизны действительного пилообразного импульса от крутизны идеальной прямой линии. Это отклонение, обычно, значительно превосходит ошибку смещения. Практически достижимая линейность ограничена, в основном, конечной величиной усиления и нелинейностью характеристик ламп.

Постоянство амплитуды. Степень постоянства амплитуды линейного пилообразного импульса можно выразить как изменение смещения или крутизны при определенном изменении некоторых параметров схемы. Изменение смещения обычно дается в процентном отношении к максимальной амплитуде действительного пилообразного напряжения; изменение крутизны выражается в процентном отношении к средней крутизне действительного напряжения. Применяется также понятие «ошибка нуля», под которой понимается отклонение начальной точки пилообразного импульса от начальной точки идеальной прямой линии. Определенное изменение (в процентах) напряжения питания вызывает такое же процентное изменение крутизны; тот же эффект вызывают изменения наиболее ответственных сопротивлений и конденсаторов. Процентное изменение смещения или крутизны можно без труда поддерживать равным около 0,01 от процентного изменения напряжения накала. Величины изменений линейного пилообразного импульса, вызванных изменениями ламповых характеристик и иных элементов, обычно можно поддерживать в таких пределах, при которых их влияние сказывается не более, чем непостоянство амплитуды, вызванное причинами, упомянутыми выше. Постоянство амплитуды импульса треугольной формы рассматривается иногда в связи с температурой, механической тряской и временем. В частности, при соответствующем выборе элементов, можно ограничить максимальные ошибки смещения величиной $\pm 0,1\%$ при изменении температуры от -50 до $+80^\circ\text{C}$. Смещение и крутизна линейного пилообразного импульса являются его основными параметрами, в то время как форма и длительность обратного хода имеют меньшее значение.

3. Применение импульсов треугольной формы

Импульсы треугольной формы широко применяются в импульсной технике. Ниже перечислены некоторые случаи применения таких импульсов.

Измерение интервалов времени. Линейные пилообразные импульсы наиболее часто применяются в качестве напряжения развертки в электронно-лучевых индикаторах (гл. XX). Кроме того, такие импульсы применяются для получения отметок, модулированных по времени.

Получение других основных форм импульсов. Импульсы напряжения треугольной формы с помощью электронных устройств можно преобразовать в импульсы других форм. Так, напряжение па-

параболической формы получается при интегрировании, а напряжение прямоугольной формы — при дифференцировании напряжения треугольной формы (гл. XVIII). Часто схемы генераторов параболического, трапециoidalного и гиперболического напряжений лишь немного отличаются от схем генераторов импульсов треугольной формы (гл. VIII). Подавая линейный импульс напряжения на вход цепи, в которой ток пропорционален входному напряжению (гл. VIII), можно получить линейный импульс тока.

Процессы анализа, модуляции и демодуляции. Треугольная форма импульсов часто используется в анализирующих, модулирующих и демодулирующих устройствах. Так при передаче данных иногда используются импульсы треугольной формы, модулированные по времени. Аналогично, амплитудная модуляция треугольных или чаще трапециoidalных импульсов применяется при создании разверток для индикаторов кругового обзора (см. гл. XII).

Электронные счетчики. Импульсы напряжения треугольной формы часто применяются в счетных устройствах. Например, пилообразные напряжения используются в электронных приборах для решения треугольников.

4. Методы получения импульсов треугольной формы

В генераторах линейных пилообразных импульсов обычно используется заряд или разряд конденсатора с приблизительно постоянной скоростью. Изменение напряжения на конденсаторе по сравнению с его начальной величиной при $t = 0$ определяется соотношением

$$E_c = \frac{1}{C} \int_0^t i dt,$$

а если ток i постоянен и равен I_0 , то

$$E_c = \frac{I_0}{C} t.$$

Изменение напряжения во времени положительно, если ток I_0 имеет положительный знак, и отрицательно, если I_0 отрицателен.

Генерирование линейного пилообразного импульса есть задача получения постоянного тока заряда или разряда конденсатора. Известно четыре метода получения такого тока (в данном параграфе дается краткий обзор этих методов, а подробно они рассматриваются в следующем параграфе). Конденсаторы могут заряжаться или разряжаться:

- 1) от источника постоянного напряжения через сопротивление;
- 2) от источника постоянного напряжения через элемент, имеющий большое сопротивление для переменного тока и малое сопротивление для постоянного тока;
- 3) в цепях, содержащих положительную и отрицательную обратную связь;
- 4) в цепях, содержащих отрицательную обратную связь.

Первый метод наиболее прост. Здесь получается напряжение, изменяющееся во времени по экспоненциальному закону. Хорошей аппроксимации линейного пилообразного импульса можно добиться только в том случае, если время, измеренное от начала импульса, мало по сравнению с постоянной времени цепи RC . Это значит, что только небольшая часть изменяющегося напряжения характеризуется приблизительно линейной зависимостью от времени.

Во втором методе большое сопротивление переменному току обычно достигается применением индуктивности или пентода. Кроме того, можно использовать различные цепи с обратной связью по току. Цепь с индуктивностью может обеспечить приблизительно линейное изменение напряжения, превышающее напряжение источника питания. В общем, изменение напряжения, полученное этим методом, несколько менее линейно, чем при применении двух последних методов; кроме того, в этом случае задача коммутации оказывается более сложной, а время обратного хода — более длительным.

Примером применения положительной и отрицательной обратной связи может служить схема катодного повторителя со следящей лампой. В этой схеме конденсатор заряжается через сопротивление от источника напряжения, которое меняется таким образом, что величина напряжения на сопротивлении поддерживается постоянной. Катодный повторитель — устройство с отрицательной обратной связью, а положительное напряжение, поступающее благодаря обратной связи на сопротивление, обеспечивает постоянный зарядный ток. Эта схема является наилучшей для генерации линейного пилообразного напряжения, имеющего положительную крутизну. Добавив компенсирующую цепь RC , можно улучшить линейность в 5 раз, причем она становится почти такой же совершенной, как линейность в схемах с отрицательной обратной связью.

Во всех цепях с отрицательной обратной связью (в том числе в фантастроне) используется эффект динамической емкости; эти цепи отличаются друг от друга числом каскадов усилителя и коммутирующим устройством. Линейное пилообразное напряжение может иметь как положительную, так и отрицательную крутизну.

ПОДРОБНОЕ РАССМОТРЕНИЕ МЕТОДОВ ГЕНЕРИРОВАНИЯ

5. Заряд конденсатора через сопротивление

На рис. VII.2 изображена элементарная схема заряда и разряда конденсатора от источника постоянного напряжения через сопротивление. Выходное напряжение имеет пилообразную форму и нарастает по экспоненциальному закону, так что начальный участок приблизительно линейен (см. практические схемы в гл. VIII). При $t = 0$ ключ размыкается и с этого момента до его замыкания

$$i = I_0 e^{-\frac{t}{RC}} (t \geq 0).$$

Форма напряжения определяется выражением

$$e_c = E_a \left(1 - e^{-\frac{t}{RC}} \right) \quad (\text{VII.1})$$

и

$$\frac{de_c}{dt} = \frac{I_0}{C} e^{-\frac{t}{RC}}.$$

Выразим e_c при помощи ряда

$$e_c = E_a \left[\frac{t}{RC} - \frac{\left(\frac{t}{RC} \right)^2}{2!} + \frac{\left(\frac{t}{RC} \right)^3}{3!} - \dots \right]. \quad (\text{VII.2})$$

Если время генерирования пилообразного напряжения (т. е. то время, в течение которого ключ разомкнут) мало по сравнению с постоянной времени RC , ток заряда будет почти постоянен и уравнение (VII.2) можно написать следующим образом

$$e_c = \frac{E_a}{RC} t, \quad (\text{VII.3})$$

что является выражением для линейного пилообразного напряжения. Из уравнения (VII.3) следует, что максимальное напряжение пилообразного импульса должно быть мало по сравнению с напряжением источника питания E_a .

Легко получить уравнения для ошибки крутизны и ошибки смещения. Если t_1 — время заряда, то отношение крутизны в конце заряда к крутизне в начале равно*

$$\frac{i_1}{I_0} = e^{-\frac{t_1}{RC}} = 1 - \frac{e_{c1}}{E_a}.$$

Далее найдем выражение для ошибки смещения, измеренной по отношению к прямой линии, проведенной через начальную точку пилообразного импульса под углом, соответствующим начальной крутизне пилообразного импульса. Эта ошибка, выраженная в процентах к напряжению питания, равна

$$100 \frac{E_a \frac{t}{RC} - e_c}{E_c} = 100 \left[-\ln \left(1 - \frac{e_c}{E_a} \right) - \frac{e_c}{E_a} \right], \quad (\text{VII.4})$$

и в функции $\frac{e_c}{E_a}$ приведена на рис. VII.3.

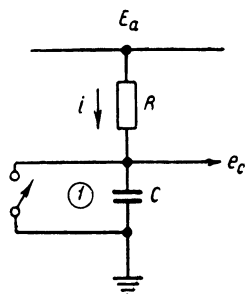


Рис. VII.2. Простейший генератор линейного пилообразного напряжения:

1 — ключ размыкается при $t=0$.

* Заметим, что это не то же самое, что ошибка крутизны, определение которой дано в § 2.

В практических схемах несовершенства разрядного устройства вносят некоторые дополнительные ограничения. Вследствие того, что сопротивление ключа в замкнутом состоянии не равно нулю, потенциал e_c несколько больше нуля при $t \geq 0$, а поскольку этот потенциал изменяется при изменении действующего сопротивления замкнутого ключа, потенциал в начале импульса и его начальная крутизна нестабильны. Кроме того, время обратного хода обычно

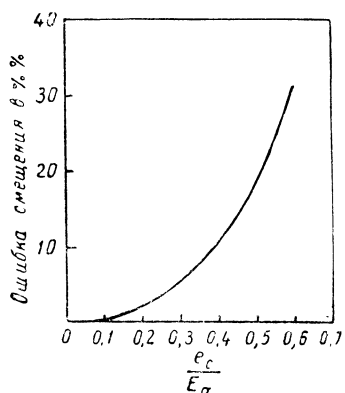


Рис. VII. 3. Зависимость ошибки смещения, выраженной в процентах от $\frac{e_c}{E_a}$ для схемы рис.

VII. 2 (ошибка смещения в данном случае представляет собой отклонение экспоненты от $\frac{E_a}{R_c} t$, выраженное в процентах от E_a).

жения источника E_a . Преимущество этого метода заключается в том, что поскольку схема состоит только из сопротивления, конденсатора и ключа, время обратного хода ограничивается только несовершенством последнего и поэтому, обычно, оказывается малым по сравнению со временем обратного хода в устройствах с большим числом элементов. Рассмотренная цепь может применяться для такого же широкого диапазона длительностей пилообразных импульсов, как и любое другое устройство. Максимальная амплитуда определяется величиной E_a и допустимым напряжением на ключе, когда он находится в разомкнутом состоянии. В схеме можно добиться очень хорошей стабильности. Выходное сопротивление есть сопротивление параллельной цепи RC (рис. VII.2); на вход необходимо подавать селекторный импульс, приводящий в действие ключ.

определяется главным образом сопротивлением замкнутого ключа, через который разряжается конденсатор C . Если на процесс разряда отведено недостаточное время, начальный ток разряда будет зависеть от степени разряда конденсатора и изменяться с изменением отношения длительностей прямого и обратного ходов. Максимальная амплитуда пилообразного напряжения ограничивается допустимым пиковым напряжением на коммутирующем устройстве, когда последнее разомкнуто. Наконец, вследствие того, что замыкания и размыкания ключа происходят в течение конечных отрезков времени, в начале и в конце пилообразного импульса возникают добавочные переходные явления.

Наиболее серьезным недостатком заряда конденсатора через сопротивление от источника постоянного напряжения является то обстоятельство, что пилообразное напряжение оказывается нелинейным, если не ограничить его амплитуду небольшой частью напря-

Практическая схема рассмотренной цепи дана в § 4 гл. VIII, рис. VIII.16. Длительность пилообразного импульса 300 мксек, а амплитуда равна, приблизительно, $\frac{1}{3} E_a$.

ЦЕПИ С БОЛЬШИМ СОПРОТИВЛЕНИЕМ ПЕРЕМЕННОМУ ТОКУ

6. Последовательное включение индуктивности и сопротивления

Если последовательно с зарядным сопротивлением включить индуктивность (рис. VII.2), то можно получить значительное улучшение линейности пилообразного напряжения для данного отно-

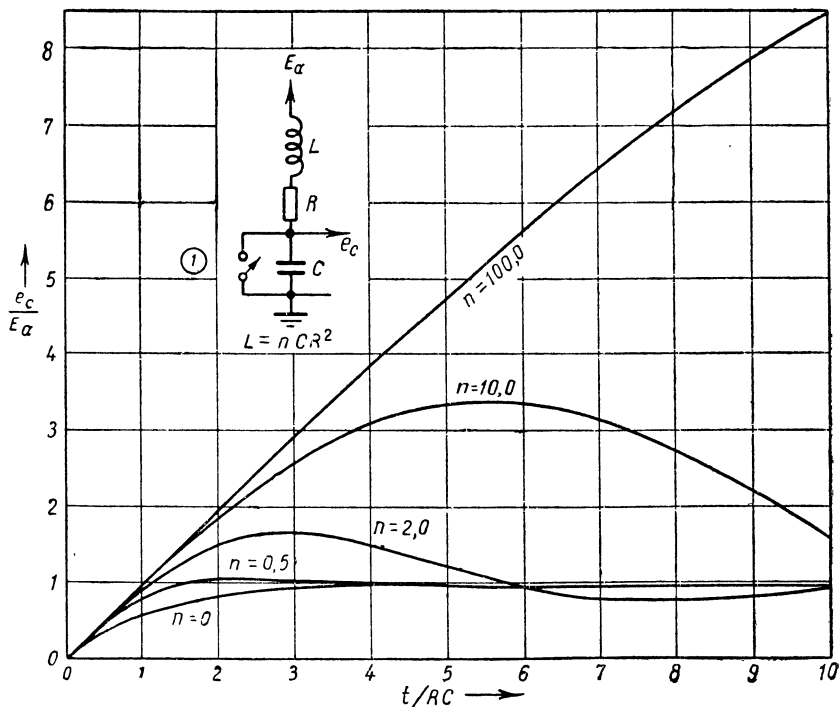


Рис. VII. 4. Основная схема и формы напряжений на выходе генератора линейных пилообразных колебаний R , L , C :
1 — ключ размыкается при $t=0$.

шения $\frac{e_c}{E_a}$. Кроме того, можно получить выходное напряжение, превышающее напряжение питания. Эти особенности поясняет рис. VII.4, где приведен график отношения $\frac{e_c}{E_a}$ в функции от $\frac{t}{RC}$ для различных n , где $n = \frac{L}{CR^2}$. Кривая для $n=0$ соответствует нулевой индуктивности и, следовательно, представляет собой слу-

чай, описанный в § 5. Если сопротивление R и емкость C даны и представляют собой постоянные величины, то при возрастании индуктивности напряжение становится более линейным и достигает большей величины. Кривые рис. VII.4 подтверждаются рис. VII.5,

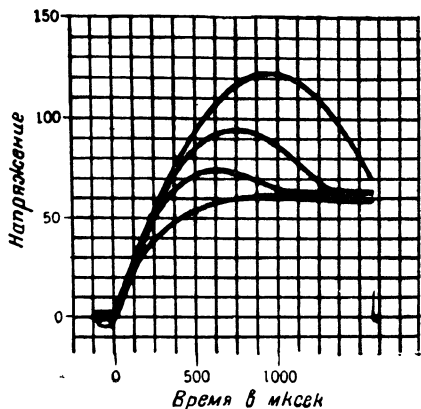


Рис. VII. 5. Осциллограмма, соответствующая кривым рис. VII.4 для действующей схемы. Применялась индуктивность 500 гн и три различных комбинации соединения конденсатора и сопротивления, причем постоянная времени во всех случаях была равна 500 мксек. Кривые представлены для $n = 0; 0,5; 1$ и 2.

Если цепь работает с большой частотой повторения, следует принять иные начальные условия. Если взять идеальное коммутирующее устройство, то e_c так же равно 0, но $\left. \frac{de_c}{dt} \right|_{t=0} \neq \frac{E_a}{RC}$; действительно, величина $\left. \frac{de_c}{dt} \right|_{t=0} = \left(\frac{i}{C} \right)_{t=0}$ будет изменяться с частотой повторения. Начальная величина тока может быть определена из уравнения равновесия, утверждающего, что уменьшение тока во время включения равно возрастанию тока во время выключения. Величина тока во время обратного хода определяется выражением

$$i = i_0 + \left(\frac{E_a}{R} - i_0 \right) \left(1 - e^{-\frac{t}{L/R}} \right),$$

где i_0 — ток в начале обратного хода, а $\frac{E_a}{R}$ — величина постоянного тока, который имел бы место при установившемся режиме. Следовательно, восстановление тока установившегося режима происходит с постоянной времени $\frac{L}{R}$. Несмотря на это, нет необходимости обеспечивать большую величину времени обратного

где даны осциллограммы напряжения на выходе действующей схемы.

Нетрудно получить точные уравнения для напряжения e_c . Для достаточно малых значений времени t решение удобно представить в виде степенного ряда

$$e_c = \frac{E_a}{RC} t - \frac{E_c}{6RLC^2} t^3. \quad (\text{VII.5})$$

Здесь предполагается, что взяты начальные условия $e_c = 0$ и

$\frac{de_c}{dt} = \frac{E_a}{RC}$. Коэффициент при t^3 представляет собой отклонение от линейности; он уменьшается при возрастании индуктивности L .

хода по сравнению с $\frac{L}{R}$ для того, чтобы начальный ток был приблизительно равен $\frac{E_a}{R}$, потому что восстанавливается только та величина $\left(\frac{E_a}{R} - i_0\right)$, на которую ток в начале периода обратного хода отличается от $\frac{E_a}{R}$. Численный пример, поясняющий это явление для схемы рис. VII.7, дан на рис. VII.8.

Форма напряжения на сопротивлении в генераторе пилообразного напряжения R, L, C дана на рис. VII.6. Нижняя кривая соот-

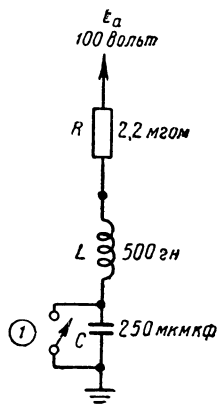


Рис. VII.6а. Схема R, L, C для получения напряжений, изображенных на рис. VII.6б:

1 — ключ размыкается при $t=0$.

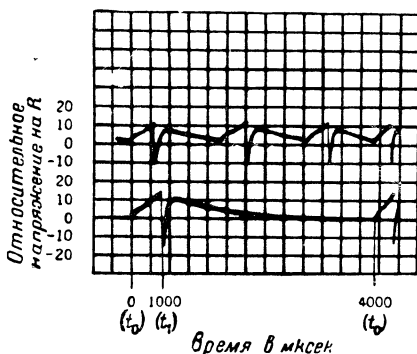


Рис. VII.6б. Форма напряжений, получаемых в схеме генератора линейного пилообразного напряжения R, L, C , изображенного на рис. VII. 6а. Верхняя кривая соответствует частоте 750 гц, нижняя—250 гц (изменение напряжения на сопротивлении R на ± 1 в эквивалентно изменению тока, текущего через сопротивление R , на $1/2$ мка). $L=500$ гн, $R=500$ ком; $C=1\ 000$ мккф. К сожалению, использовалась экспоненциальная развертка,

ветствует работе при частоте повторения 250 гц, а верхняя — при 750 гц. В течение интервала времени от t_0 до t_1 ток уменьшается. Когда в момент t_1 ключ замыкается, ток внезапно возрастает. Это явление можно объяснить, учитывая емкость, параллельную индуктивности, и конечное сопротивление ключа. Из сравнения нижней и верхней осциллограмм очевидно, что при частоте повторения 750 гц взятое в схеме время обратного хода недостаточно для установления начальной величины $\frac{E_a}{R}$.

Схема, изображенная на рис. VII.7, дает возможность получить пилообразный импульс длительностью 300 мксек и напряжением около 250 в. Величина n для этой схемы приблизительно равна 25. Линейность превышает расчетную, согласно которой ошибка смещения получается равной 0,2% (при расчете принимается во

внимание сопротивлению катушки постоянному току и величина ее распределенной емкости). Для этого расчета в качестве идеальной прямой взята прямая, проведенная между точками реального пилообразного напряжения, имеющими абсциссы 50 и 200 мксек. Точное опытное изучение подтверждает теоретические выводы о степени линейности.

Кривая изменения начального тока через конденсатор C в зависимости от времени обратного хода изображена на рис. VII.8.

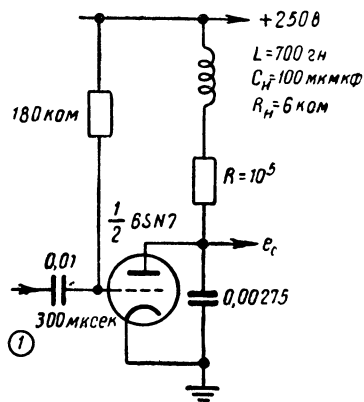


Рис. VII.7. Практическая схема генератора R, L, C для получения линейного пилообразного напряжения:

1 — вход для отрицательного селектирующего импульса.

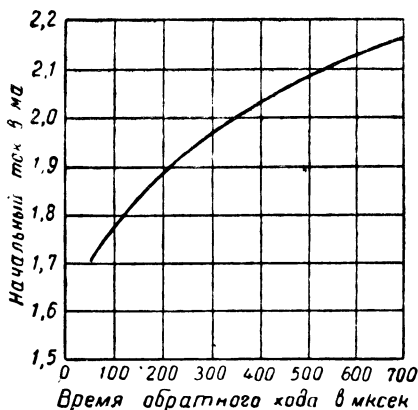


Рис. VII.8. Расчетная кривая изменения начального тока через конденсатор C в зависимости от времени обратного хода. Время рабочего хода 300 мксек. При расчете ключ и катушка индуктивности приняты за идеальные.

Длительность прямого хода равна 300 мксек. Расчет был выполнен в предположении, что уменьшение тока во время прямого хода равно увеличению его во время обратного хода. Отметим, что изменение отношения длительностей обратного и прямого ходов от $1/2$ до $6/10$ вызывает уменьшение начального тока на $1/20$.

7. Сопротивление электронных ламп переменному току

Большое сопротивление для переменного тока может быть получено с помощью электронных ламп. Это свойство используется в генераторах линейных пилообразных напряжений. Большое внутреннее сопротивление пентода переменному току используется в схемах линейных разверток с «лампой постоянного тока». В некоторых схемах с обратной связью по току как, например, в схеме с последовательно включенными триодами, можно получить еще более высокие и стабильные сопротивления переменному току. Рассмотрим вначале схемы, содержащие так называемый пентод постоянного тока.

«Пентод постоянного тока». Если величина анодного напряжения пентода выше величины, определяемой коленом характеристик,

дающих зависимость анодного тока от анодного напряжения, то внутреннее сопротивление пентода по переменному току имеет большую величину, т. е. анодный ток мало изменяется при изменении анодного напряжения. Это обстоятельство используется в схеме, изображенной на рис. VII.9, для заряда емкости C с приблизительно постоянной скоростью. Действительно, зарядный ток является экспоненциальной функцией времени и равен току, который был бы получен при заряде конденсатора через сопротивление, равное внутреннему сопротивлению R_i пентода (~ 1 мгом), от источника напряжения, величина которого равна произведению R_i на величину анодного тока, протекающего в течение рассматриваемого интервала времени.

Чтобы доказать это, предположим, что анодный ток выражается следующим образом

$$i_a = i_0 + \frac{\Delta E_a}{R_i},$$

где i_0 — анодный ток покоя,

R_i — внутреннее сопротивление лампы переменному току

$$\Delta E_a = \Delta E'_a - E_a.$$

Тогда

$$i_a = i_0 e^{-\frac{t}{R_i C}}. \quad (\text{VII.6})$$

В действительности, поскольку R_i зависит от E'_a , это отношение дает только приближенные результаты даже в тех случаях, когда берется средняя величина R_i .

В схемах с пентодами можно получить довольно хорошую линейность пилообразного напряжения, даже если величина его составляет значительную часть напряжения источника питания. Так, например, применяя источник напряжения 300 в и лампу 6SJ7 при напряжении экранирующей сетки 100 в и смещении — 2 в, можно получить пилообразное напряжение с амплитудой 200 в, причем зарядный ток в конце импульса отличается от зарядного тока в начале импульса всего на 4%.

Во многих случаях в схему с пентодом вводится отрицательная обратная связь, т. е. сопротивление в катode не шунтируется емкостью. Если потенциал экранирующей сетки относительно катода поддерживается постоянным при помощи батареи или емкостной развязки на катод, сопротивление переменному току между анодом пентода и землей сильно возрастает и становится равным $R_i + (\mu + 1)R_k$, где R_k — сопротивление в катode. Можно

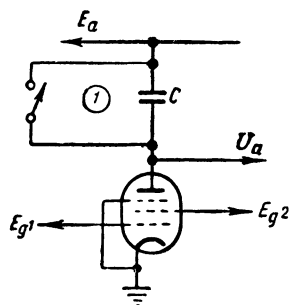


Рис. VII. 9. Схема пентода постоянного тока в качестве генератора пилообразного напряжения:

1 — ключ размыкается при $t=0$.

без труда получить сопротивление переменному току до 1 000 мгОм , но такую величину нельзя использовать полностью ввиду наличия сопротивления утечки (имеющей порядок 100 мгОм).

Если экранирующая сетка находится под постоянным потенциалом относительно земли или присоединена к источнику питания через сопротивление, отрицательная обратная связь, обусловленная сопротивлением в катode, дает возможность получить сопро-

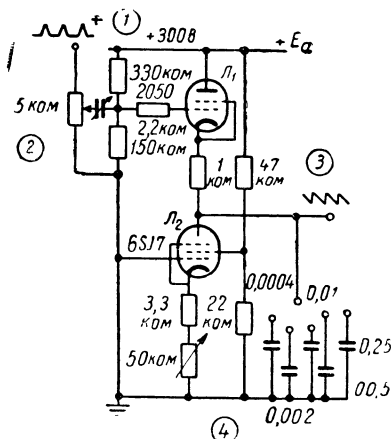


Рис. VII.10. Генератор пилообразного напряжения с тиратронным ключом и пентодом постоянного тока. Диапазон частот $5 \div 50\,000$ гц : 1 — синхронизирующие импульсы; 2 — регулировка синхронизации; 3 — выходное отрицательное пилообразное напряжение; 4 — точная регулировка частоты.

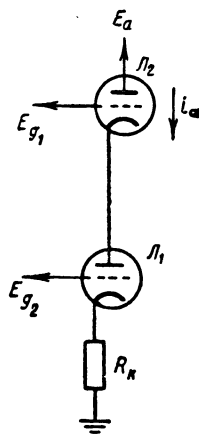


Рис. VII.11. Последовательное соединение двух триодов, применяемое для получения большого сопротивления переменному току.

тивление переменному току цепи анод—земля, примерно, равное R_1 . Более высокое сопротивление переменному току получить нельзя, так как, хотя введение R_k уменьшает изменение тока в катode с изменением потенциала анод—земля (вследствие перераспределения тока между анодом и экранирующей сеткой), введение R_k не уменьшает заметным образом изменений анодного тока.

При введении отрицательной обратной связи в цепь катода величина анодного тока стабилизируется независимо от того, имеет ли экранирующая сетка развязку на катод или нет. Для лампы 6SJ7 с сопротивлением в катode, равным 100 кОм , изменение напряжения накала на 10% вызывает изменение анодного тока на несколько десятых процента, а при смене ламп изменение тока не превышает $\pm 0,5\%$.

На рис. VII.10 представлена схема мультивибратора для получения линейного пилообразного напряжения с коротким обратным ходом, применяемого в качестве генератора развертки луча в осциллографе, L_1 — газоразрядная лампа, а L_2 — пентод постоян-

ного тока с отрицательной обратной связью в катode. Поскольку экранирующая сетка не развязана на катод, отрицательная обратная связь в катode стабилизирует величину катодного тока, но не улучшает линейности развертки. В схеме можно получить отрицательное пилообразное напряжение с амплитудой примерно 200 в; амплитуду можно менять, регулируя напряжение на сетке лампы L_1 .

Триоды с отрицательной обратной связью по току. Сопровождение цепи анод—земля переменному току для триода с отрицательной обратной связью в катode равно $R_1 + (\mu + 1) R_k$. Лампа 6SL7 с сопротивлением в катode 500 *ком* и источником питания +300 в имеет сопротивление переменному току 300 *мгом*. Два последовательно соединенных триода (рис. VII. 11) имеют сопротивление переменному току цепи анод лампы L_2 —земля, равное, примерно, $(\mu + 1)^2 R_k$. Расчетная величина сопротивления переменному току для лампы 6 L7 с сопротивлением в катode 500 *ком* равна, примерно, 1000 *мгом*; однако, сопротивление утечки шунтирует его. Влияние утечки накал—катод можно уменьшить, применив отдельную обмотку трансформатора для накала лампы L_2 , поддерживая ее потенциал равным потенциалу катода лампы L_2 .

СХЕМЫ С ПРИМЕНЕНИЕМ ПОЛОЖИТЕЛЬНОЙ И ОТРИЦАТЕЛЬНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ

Применение положительной обратной связи дает возможность поддерживать постоянное напряжение на сопротивлении, через которое заряжается конденсатор. Это достигается применением усилителя с коэффициентом усиления, равным единице (обычно с отрицательной обратной связью), причем на вход усилителя подается напряжение с того конца сопротивления, который присоединен к конденсатору, а напряжение с выхода усилителя подается к источнику питания (рис. VII. 12).

В более общем случае, если усилитель имеет коэффициент усиления K , входное сопротивление, равное бесконечности, и нулевое выходное сопротивление, можно написать следующие соотношения

$$i = I_0 e^{-\frac{t(1-K)}{RC}} = \frac{E}{R} e^{-\frac{t}{RC}(1-K)} \quad (\text{VII.7})$$

$$e_c = \frac{E}{1-K} \left(1 - e^{-\frac{t}{RC}(1-K)} \right). \quad (\text{VII.8})$$

Разложив e_c в ряд, получим

$$e_c = \frac{E}{RC} \left[t - \frac{1-K}{RC} \frac{t^2}{2!} + \frac{(1-K)^2}{(RC)^2} \cdot \frac{t^3}{3!} - \dots \right]. \quad (\text{VII.9})$$

Если $K=1$, ток будет постоянен; а напряжение e_c —линейная функция времени. Если $K \neq 1$, ток будет представлять собой

экспоненциальную функцию времени с положительной или отрицательной первой производной в зависимости от того, будет ли K больше или меньше единicy; импульс напряжения также будет экспоненциальной функцией времени. Действие положительной

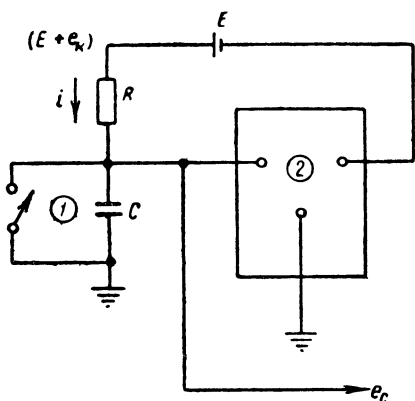


Рис. VII.12. Метод получения линейного пилообразного напряжения с использованием положительной обратной связи:

1 — ключ размыкается при $t=0$; 2 — усилитель с коэффициентом усиления, равным единице.

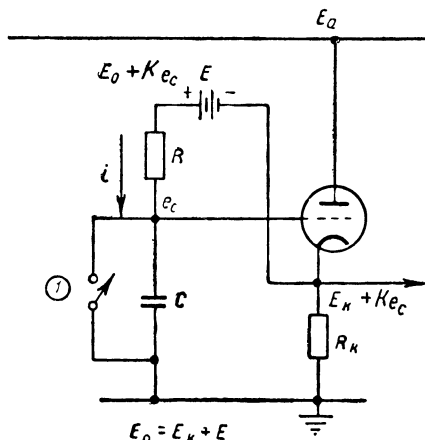


Рис. VII.13. Схема для получения линейного пилообразного напряжения с применением схемы катодного повторителя с перекрестной связью:

1 — ключ размыкается при $t=0$.

обратной связи эквивалентно заряду конденсатора через сопротивление, равное $R \frac{1}{1-K}$ от источника, напряжение которого равно $E \frac{1}{1-K}$.

8. Применение катодного повторителя

В рассматриваемых устройствах очень часто применяется катодный повторитель. Каждый повторитель имеет коэффициент усиления, равный приблизительно единице, большое входное сопротивление, малое выходное сопротивление и широкую полосу пропускания. Коэффициент усиления катодного повторителя при сопротивлении нагрузки R_k равен

$$K = \frac{\partial E_{\text{вых}}}{\partial E_{\text{вх}}} = \frac{\mu R_k}{R_i + (\mu + 1) R_k}, \quad (\text{VII.10})$$

где μ — коэффициент усиления лампы и R_i — внутреннее сопротивление лампы.

Если $(\mu + 1) R_k \gg R_i$, $K \approx \frac{\mu}{\mu + 1}$. Поскольку μ лампы почти постоянно для широкого диапазона режимов, усиление катодного повторителя от режима не зависит. Например, для триода 6SN7,

$\mu = 20$, а $\frac{\mu}{\mu + 1} = 0,95$. Чтобы получить усиление, еще более близкое к единице, можно применить триоды и пентоды с высоким μ . Например, лампа 6AC7 при нагрузке 50 *ком* и $E_a = 300$ в (экранирующая сетка имеет развязку на катод) дает усиление 0,995 при колебаниях анодного напряжения в пределах свыше 150 в.

Различные варианты схем представлены на рис. VII. 13—VII. 16. Для схемы, изображенной на рис. VII.13, требуется дополнительная батарея или источник питания.

В схеме рис. VII.14 потенциал покоя поддерживается при помощи емкости C_D и сопротивления R_D . Если в момент размы-

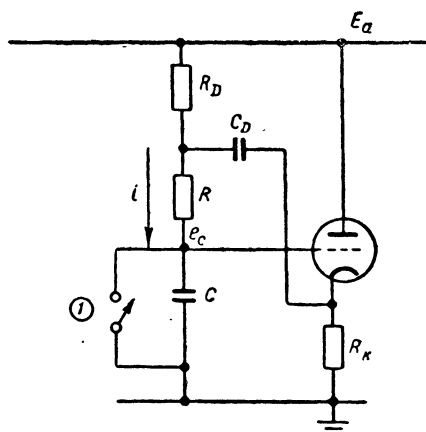


Рис. VII. 14. Вариант схемы, изображенной на рис. VII. 13, в котором исключается использование батареи или отдельного источника питания:

I — ключ размыкается при $t=0$.

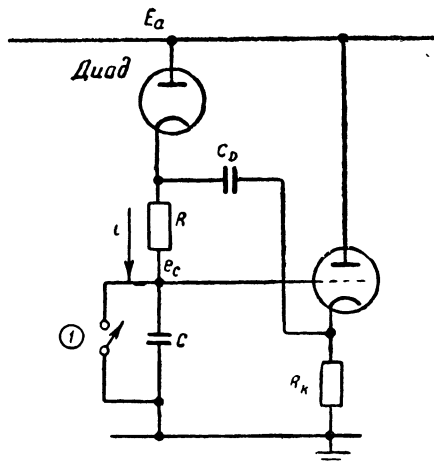


Рис. VII. 15. Вариант схемы, изображенной на рис. VII. 14, менее чувствительный к изменениям частоты повторения пилообразных импульсов:

I — ключ размыкается при $t=0$.

кания ключа ток через конденсатор C_D не течет, то начальный ток через конденсатор C равен $\frac{E_a}{R + R_D}$. При усилении катодного повторителя, равном 1, и конденсаторе C_D , который не успевает заметно разрядиться за период пилообразного напряжения, ток через конденсатор C будет постоянен. Конденсатор C_D не будет заметно разряжаться в том случае, если $C_D \gg C$, а постоянные времени $R_D C_D$ и $R C_D$ велики по сравнению с длительностью пилообразного напряжения.

Эти количественные соотношения вывести довольно просто. Такая схема чувствительна к изменениям частоты повторения. Для каждой частоты повторения можно найти величину начального тока через конденсатор, приравняв уменьшение заряда конденсатора C_D за время прямого хода увеличению его заряда

в течение обратного хода. На рис. VII. 17а показано изменение крутизны линейного пилообразного импульса с изменением частоты повторения.

На рис. VII.15 дана схема, менее чувствительная к изменениям частоты повторения и обеспечивающая большую амплитуду пилообразного напряжения. Рис. VII. 17б подтверждает меньшую

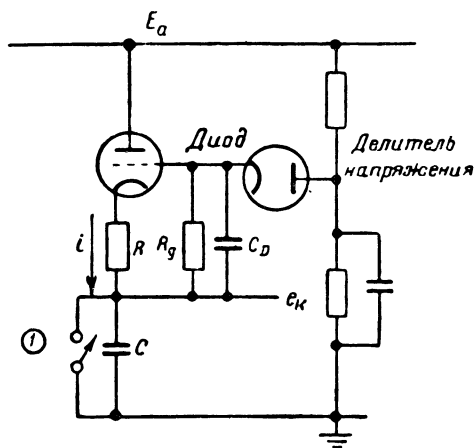


Рис. VII.16. Вариант схемы, изображенной на рис. VII. 12:

I — ключ размыкается при $t=0$.

чувствительность схемы к изменениям частоты повторения. Здесь сопротивление R_D заменено диодом, который служит для того, чтобы поддерживать начальное напряжение на ближайшем к источнику питания конце зарядного сопротивления, равным напряжению источника E_a . После размыкания ключа импульс с выхода катодного повторителя увеличивает потенциал на катоде диода до величины, превышающей E_a , так что диод запирается. Общий зарядный ток идет поэтому через разделительный конденсатор C_D , уменьшая его заряд. Если необходимо получить линейный пилообразный импульс, емкость конденсатора C_D должна быть достаточно велика, чтобы уменьшение заряда заметно не снизило бы напряжение на этом конденсаторе.

Эта схема чувствительна к колебаниям частоты повторения так же, как и схема, изображенная на рис. VII. 14 (хотя эта чувствительность слишком мала и не заметна на осциллограмме рис. VII. 17,б), вследствие перезаряда конденсатора C_D в течение того интервала времени, когда пилообразное напряжение отсутствует. Начальный ток через конденсатор C для каждой данной частоты повторения пилообразного напряжения равен

$$i_1 = \frac{E_a}{R + R_D} - \frac{R_D}{R + R_D} \frac{E_a \left(\frac{C}{C_D} \right) e^{-\frac{\tau}{r C_D}}}{r \left[1 - \left(e^{-\frac{\tau}{r C_D}} \right) \right]}, \quad (\text{VII.11})$$

где i_1 — начальный ток, текущий через конденсатор C ,

R_D — статическое сопротивление диода, которое предполагается постоянным,

$$r = R_D \left(1 - \frac{R_D}{R + R_0} \right) + R_k \left[1 - \frac{R_k (\mu + 1)}{R_t + (\mu + 1) R_k} \right],$$

E_a — амплитуда пилообразного напряжения,

R_i, μ — параметры лампы катодного повторителя,

τ — длительность обратного хода (остальные величины определяются из рис. VII.15). Это уравнение получается, если приравнять величину уменьшения заряда конденсатора C_D в течение прямого хода увеличению заряда на нем в течение обратного хода. Предполагается, что ток катодного повторителя можно выразить как $i_a = \frac{\Delta E + \mu E_g}{R_i}$ и, следовательно, он

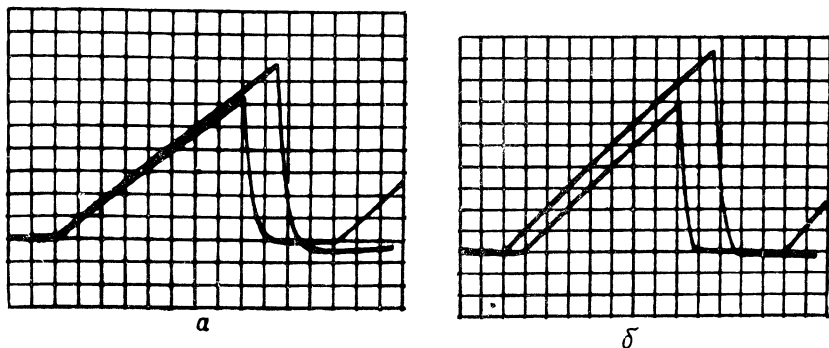


Рис. VII.17а. Изменение крутизны линейного пилообразного импульса, получаемого в схеме, изображенной на рис. VII.14, при изменении частоты повторения. Длительность пилообразного импульса ≈ 650 мксек. Частота повторения нижнего импульса равна 1040 гц, верхнего 260 гц.

Рис. VII.17б. Изменение крутизны линейного пилообразного импульса, получаемого в схеме, изображенной на рис. VII. 15, при изменении частоты повторения. Длительность импульса и частоты повторения те же самые, что для рис. VII.17а. Импульсы смещены друг относительно друга для того, чтобы можно было лучше рассмотреть их наклон.

отсутствует в начале обратного хода, когда катодный повторитель заперт. Если прямое сопротивление диода R_D равно нулю, величина начального тока i_1 не зависит от времени обратного хода; в противном случае, очевидно, что i_1 возрастает при возрастании времени обратного хода τ . Если постоянная времени RC должна иметь заданную величину, то для уменьшения относительного изменения i_1 с изменением τ желательно сделать сопротивление R как можно большим, а емкость C по возможности наименьшей. С точки зрения уменьшения зависимости i_1 от τ существует оптимальная величина емкости C_D для заданных величин остальных параметров. Обычно желательно иметь малые сопротивления R_k и R_D и большую S . Часто некоторое улучшение достигается при подаче на R_k отрицательного смещения.

На рис. VII. 16 катодный повторитель непосредственно соединен с зарядной цепью, причем его сетка через конденсатор C_D присоединена к точке схемы, на которой появляется линейное

пилообразное напряжение. Диод и делитель напряжения способствуют фиксации потенциалов, когда схема находится в состоянии покоя. В этой схеме можно использовать конденсатор C_D с меньшей емкостью, чем в схеме рис. VII. 15; поскольку в этом

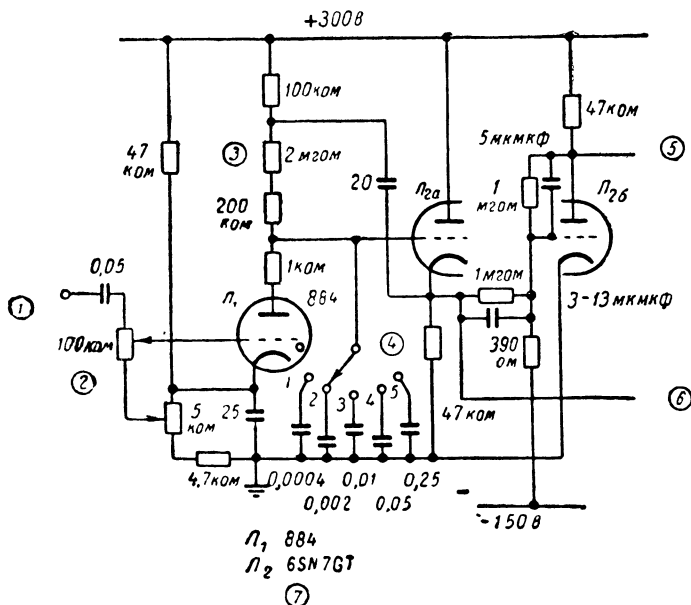


Рис. VII. 18. Схема генератора линейного пилообразного напряжения, в которой используется положительная обратная связь с помощью катодного повторителя:

1 — вход положительного синхронизирующего импульса; 2 — регулировка синхронизации; 3 — точная регулировка частоты; 4 — грубая регулировка частоты; 5 — выход отрицательного пилообразного импульса; 6 — выход положительного пилообразного импульса; 7 — диапазон частот 4÷5 000 гц.

случае разряд происходит через сопротивление R_g , величину которого, обычно, можно довести до 1 мгом, причем влияние сеточного тока еще не будет заметно. В первом приближении чувствительность данной схемы к частоте повторения не зависит ни от величины сопротивления R и емкости C , ни от свойства катодного повторителя. Если есть возможность применить делитель с достаточно малым сопротивлением, эту схему можно сделать значительно менее чувствительной к изменениям частоты повторения, чем схемы рис. VII.13 и VII.15.

На рис. VII.18 и VII.19 даны две схемы генераторов для получения линейного пилообразного напряжения. Как видно из рисунков, здесь можно использовать синхронизирующие импульсы, но синхронизация возможна лишь в узком диапазоне. Пилообразное напряжение не очень линейно, причем ошибка смещения большей частью составляет около 2—3%. Схема рис. VII. 18 дает парафазное пилообразное напряжение, применяемое для получения развертки в осциллографах. Тиратрон Π_1

выбран пентод L_1 , что необходимо для уменьшения емкостной связи между сеткой, на которую подается селектирующий импульс, и анодом этой лампы. Лампа L_2 — катодный повторитель (пентод), а L_3 — парафазный усилитель. Получаемое в этой схеме

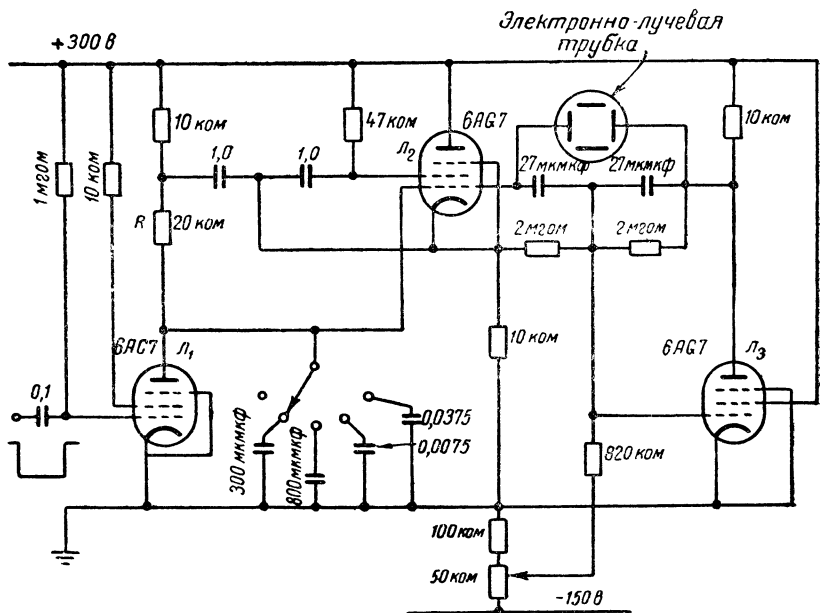


Рис. VII.20. Схема генератора однопериодной осциллографической развертки большой скорости с положительной обратной связью и парафазным выходом.

парафазное выходное напряжение равно 200 в, а отклонение от линейности, выраженное через ошибку смещения, составляет примерно 1%. Как показано на рисунке, парафазное напряжение с выхода схемы подается на горизонтально отклоняющие пластины электронно-лучевой трубки, причем регулировка центрирования развертки производится в цепи утечки сетки лампы \mathcal{L}_3 . Если в качестве емкости C используются емкости монтажа и лампы, минимальная длительность развертки получается равной, приблизительно, 1 мксек. (Следует заметить, что суммарная величина емкостей монтажа и лампы не должна составлять значительную часть емкости C , ибо при этом величину C нельзя точно определить).

На рис. VII. 21 представлен генератор, в котором селективирующий импульс получается от генератора пилообразного напряжения.

Эту схему можно отрегулировать так, чтобы импульс оканчивался тогда, когда пилообразный импульс достигает определенной величины, что иногда оказывается необходимым. В состоянии покоя коммутирующая лампа L_{1a} заперта, а лампа L_{16} отперта. Положительный пусковой импульс, приложенный к сетке лампы

L_{1a} , запирает лампу L_{16} , и ток, который протекал через эту лампу, идет через конденсатор C и сопротивление R_1 . Положительный импульс на сетке L_{1a} усиливается лампой, а падение напряжения на аноде L_{1a} служит для того, чтобы держать лампу L_{16} в запертом состоянии. Разрядная лампа L_{16} снова отперется тогда, когда ток через сопротивление R_1 заметно

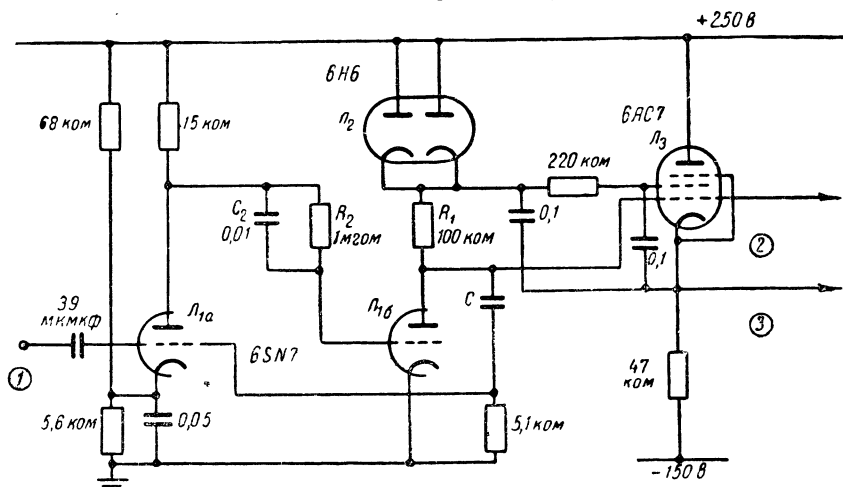


Рис. VII.21. Однопериодный генератор пилообразного напряжения средней точности с внутренним селектирующим импульсом:

1 — вход положительного пускового импульса; 2 — высокоомный выход; 3 — низкоомный выход.

уменьшится (это происходит когда амплитуда пилообразного импульса увеличивается настолько, что катодный повторитель L_3 работает при смещении, близком к нулевому) или когда конденсатор C_2 достаточно разрядится через сопротивление R_2 , что происходит при достаточно малой постоянной времени $C_2 R_2$. Иногда играют роль оба эти фактора. Отпирание лампы L_{16} вызывает быстропротекающий регенеративный процесс. После того, как конденсатор C разряжается, схема возвращается в состояние покоя и выйдет из этого состояния при поступлении следующего пускового импульса.

Генератор пилообразных колебаний собран по схеме рис. VII. 15. В качестве катодного повторителя L_3 применен пентод, развязывающее сопротивление экранирующей сетки которого присоединено к катоду диода L_2 , что несколько уменьшает зависимость экранирующего напряжения от отношения длительностей прямого и обратного ходов. Импульс на выходе имеет скорее трапецеоидальную, чем треугольную форму, так как наличие сопротивления R_1 вызывает скачок напряжения при $t=0$. Напряжение начального скачка—около 12 в, а напряжение пилообразного импульса около 125 в. Во многих случаях этот скачок напряжения не имеет значения, а иногда он бывает даже необходим (гл. VIII).

9. Катодный повторитель с компенсирующей цепочкой

Можно получить значительное улучшение линейности, добавив к обычной схеме цепочку $R'C''$, как показано на рис. VII. 22. Вместо конденсатора C (рис. VII. 15) здесь имеются два конденсатора C' и C'' , соединенные последовательно и, обычно, приблизительно равные по емкости. Общая точка конденсаторов присоединяется через последовательное сопротивление R' к выходу катодного повторителя. Можно подобрать сопротивление R' так, чтобы полученный импульс выразился как

$$e_c(t) = K_1 t + K_3 t^3 + \dots$$

Поскольку в этом выражении отсутствует член с t^2 , эта схема дает большую линейность. Сопротивление R' зашунтировано диодом для того, чтобы начальные условия не зависели от отношения длительностей прямого и обратного ходов. Во время прямого хода диод заперт, но при обратном ходе он шунтирует сопротивление, через которое разряжаются конденсаторы C' и C'' .

Рис. VII.22. Компенсация. введенная в схему генератора пилообразных колебаний со следящей лампой:
1—ключ размыкается при $t=0$.

Действие схемы можно качественно охарактеризовать следующим образом. Поскольку в отсутствие сопротивления R' величина тока, протекающего через конденсаторы C' и C'' , является убывающей функцией времени, напряжение e_c меняется с убывающей скоростью. Если ввести сопротивление R' , величина тока, протекающего через конденсатор C' и R' , будет возрастающей функцией времени, и поэтому падение напряжения на конденсаторе C'' от этого тока меняется с возрастающей скоростью. Если сопротивление R' достаточно мало, функция e_c имеет положительную вторую производную, но при очень большом сопротивлении R' вторая производная этой функции отрицательна. Следовательно, можно ожидать, что при правильном выборе величины сопротивления R' получится функция e_c , вторая производная которой равна нулю.

Дифференциальное уравнение для напряжения на конденсаторе имеет вид

$$\begin{aligned} \frac{d^2 e_c}{dt^2} = & \left[\frac{(1-K)}{R} \frac{C'C''}{C'+C''} + \frac{1-K}{R'C''} + \frac{1}{RC_2} \right] \frac{de_c}{dt} + \\ & + \left[\frac{1-K}{RC'RC'} + \frac{1-K}{R'C''RC_2} \right] e_c = \frac{E_B}{RC'R'C''}. \end{aligned}$$

Начальные условия: $e_c = 0$ и $\frac{de_c}{dt} = \frac{E_B}{\frac{RC'C''}{C' + C''}}$.

Удобная форма решения получается, если применить преобразование Лапласа или решить дифференциальное уравнение разложением в ряд

$$e_c = X_1 t + \frac{K - a_1 X_1}{2!} t^2 + \frac{a_1^2 x_1 - a_2 x_1 - a_1 K}{3!} t^3 + \dots, \quad (\text{VII.12})$$

где

$$X_1 = -\frac{E_B}{R \frac{C'C''}{C' + C''}}; \quad K = \frac{E_B}{RC'R'C''};$$

$$a_1 = \left(\frac{1-K}{\frac{RC'C''}{C' + C''}} \right) + \frac{1-K}{R'C''} + \frac{1}{RC_2};$$

$$a_2 = \frac{1-K}{RC'R'C''} + \frac{1-K}{R'C''RC_2}.$$

Влияние добавочной цепочки сказывается в том, что можно устранить член с t^2 , приняв

$$K - a_1 X_1 = 0.$$

Это соотношение удовлетворяется, если

$$R' = \frac{\frac{RC'C''}{C' + C''}}{(1-K) + \frac{\frac{RC'C''}{C' + C''}}{RC_2}} \frac{1}{C' + C''} \frac{C'(K-1) + KC''}{C''} \quad (\text{VII.13})$$

и в этом случае

$$U_c = X_1 t \left(1 - \frac{a_2}{3!} t^2 \right).$$

Практическая схема с применением компенсирующей цепочки представлена на рис. VII.23*.

Через лампу L_1 селектирующий импульс подается на разрядную лампу L_{2a} . Схема генератора пилообразных колебаний аналогична схеме, изображенной на рис. VII.22, за исключением сопротивления R_2 , введение которого, как было установлено опытом, улучшает линейность начального участка импульса. С катода или сетки лампы L_{4a} снимается пилообразный импульс, величина которого составляет около 125 в, а длительность 120 мксек. Линей-

* Схема рис. VII.23 была сконструирована на основе вышеизложенной теории. Эта схема дает настолько хорошую линейность, что становится сомнительной обоснованность допущенного предположения о том, что усиление катодного повторителя постоянно. Однако опытные результаты очень хорошо согласуются с теорией.

ность, выраженная через ошибку смещения на отрезке от 2 до 120 мксек, составляет 0,1 %. Если пилообразное напряжение берется с сетки лампы Λ_{4a} , изменение напряжения через 5 мксек после начала импульса (смещение нуля) составляет около 0,03 % от максимального напряжения импульса при изменении напряжения накала всех ламп на 10 %. Изменение напряжения в конце импульса при

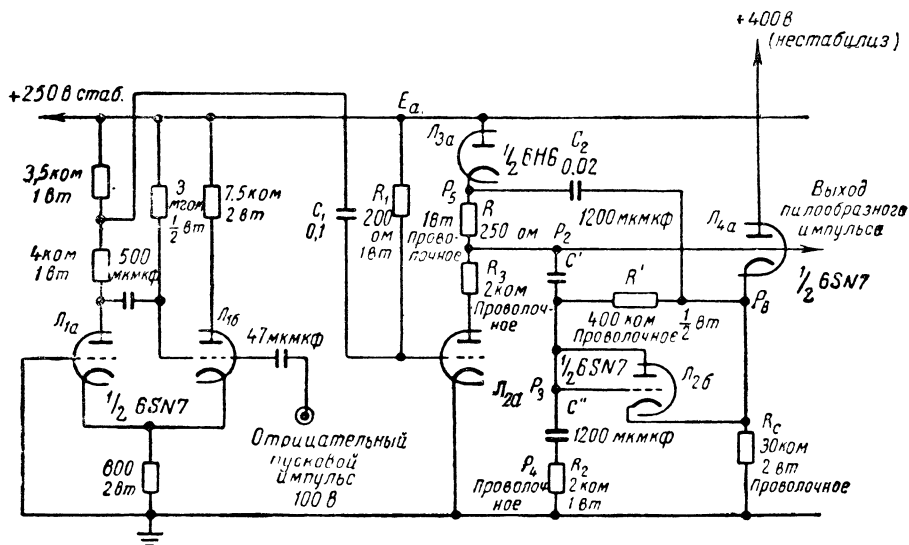


Рис. VII. 23. Схема для получения линейного пилообразного импульса со следящей лампой, содержащая компенсирующую цепочку.

том же изменении напряжения накала составляет около 0,15 %. Крутизна линейного пилообразного импульса пропорциональна величине E_a . Во всех точках импульса изменение напряжения вследствие изменения частоты повторения от 200 до 2 400 гц составляет меньше 0,1 % от максимального напряжения. Изменение напряжения в любой точке импульса вследствие микрофонного эффекта, возникающего при легком постукивании по лампам, редко составляет больше, чем несколько десятых процента от максимального напряжения импульса.

Выбор элементов схемы производился так, чтобы изменение напряжения в любой точке импульса не превышало 0,3 % от максимального напряжения при изменении окружающей температуры от -10° до $+75^\circ$ Ц. Для этого, прежде всего R и C выбираются таким образом, чтобы произведение RC не зависело от температуры.

В качестве сопротивления R было выбрано проволоочное нихромовое сопротивление с температурным коэффициентом 0,017 % на 1° Ц, а емкости C' и C'' были составлены из керамических конденсаторов. Эта комбинация конденсаторов имеет температурный коэффициент $-0,023$ % на 1° Ц и состоит из конденсатора 500 мкмкф с температурным коэффициентом $-0,047$ % на 1° Ц, конденсатора

300 мкмкф с температурным коэффициентом $-0,015\%$ на 1°Ц и конденсатора 400 мкмкф с нулевым температурным коэффициентом. Температурный коэффициент комбинации конденсаторов равен температурному коэффициенту сопротивления. Равенство нулю коэффициента $\frac{K-a_1X_1}{2}$ при t^2 в уравнении (VII.12) является менее важным условием для указанного диапазона температур. Можно без труда определить соотношение температурных коэффициентов различных элементов, необходимое для того, чтобы последнее условие удовлетворялось. Для описываемой схемы в качестве R' было взято проволоочное сопротивление с температурным коэффициентом $0,02\%$ на 1°Ц , а в качестве C_2 был взят слюдяной конденсатор.

Данные об изменении линейности и чувствительности при колебаниях напряжения накала справедливы только в том случае, если импульс берется с сетки катодного повторителя \mathcal{L}_{4a} . Иногда требуется использовать импульс, получающийся в катode катодного повторителя, так как в этом случае выходное сопротивление получается малым. Для того, чтобы получить наиболее линейный импульс в катode, необходимо изменить величину сопротивления R' , которая была подобрана для получения наиболее линейного импульса на сетке. Чувствительность нулевой точки импульса к колебаниям напряжения накала возрастает, если импульс снимается с катода. Это изменение может составить несколько десятых вольта при изменении напряжения накала на 10% .

На рис. VII.24 представлен вариант схемы, изображенной на рис. VII.16, имеющий компенсирующую цепочку и отличающийся тем, что выходное напряжение выражается уравнением $e_c = K_1 t + K_3 t^3$ (при условии, что усиление катодного повторителя постоянно). Последовательное соединение сопротивлений R_1 и R_2 соответствует сопротивлению R в схеме рис. VII.16.

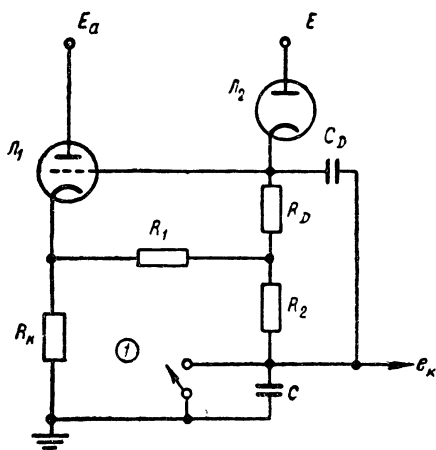


Рис. VII.24. Вариант схемы генератора рис. VII.16, генерирующего пилообразное напряжение высокой степени линейности:

I — ключ размыкается при $t=0$.

СХЕМЫ С ОТРИЦАТЕЛЬНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

10. Общая теория и классификация

Основным элементом генераторов линейных пилообразных колебаний с применением отрицательной обратной связи является генератор с анодно-сеточной (накопляющей) емкостью (гл. V, IX и XIX).

Различные варианты этой схемы отличаются друг от друга только способом коммутации и сложностью усилителя. К этому классу генераторов линейных пилообразных колебаний относятся однокаскадные и многокаскадные генераторы с внешним селектированием, фантастрон со связью по экранирующей сетке, санатрон и обычный фантастрон.

Генератор с анодно-сеточной (накопляющей) емкостью. На рис. VII.25,а представлена идеализированная схема данного генератора. Допустим, что входное сопротивление усилителя бесконечно велико, выходное сопротивление равно нулю, а усиление K_0 постоянно и представляет собой отрицательное действительное число.

Очевидно что

$$E_{\text{вых}} = K_0 e_c = K_0 E_a \left[1 - e^{-\frac{t}{(1-K_0)RC}} \right] \quad (\text{VII.14})$$

и если

$$\frac{t}{RC(1-K_0)} \ll 1,$$

то

$$E_{\text{вых}} \cong E_a \frac{K_0}{1-K_0} \left[\frac{t}{RC} + \frac{t^2}{2(1-K_0)R^2C^2} + \dots \right], \quad (\text{VII.15})$$

$$E_{\text{вых}} \cong -E_a \frac{t}{RC}, \text{ если } |K_0| \text{ велико.} \quad (\text{VII.16})$$

Ясно, что чем выше усиление K_0 , тем более линейным будет пилообразный импульс. Для этой схемы отношение коэффициента при t^2 к коэффициенту при t в $(1-K_0)$ раз меньше этого отношения для схемы, в которой конденсатор C заряжается через сопротивление R от источника напряжения $-E_a$, несмотря на то, что коэффициент при t , приблизительно, одинаков для обеих схем. Так как член K_0 сокращается в окончательном выражении первого приближения, постоянство его как функции времени или входного напряжения не обязательно.

На рис. VII.25,б дана другая схема для получения напряжения, определяемого уравнением (VII.14). Конденсатор, емкость которого равна $(1-K_0) \cdot C$, заряжается от источника E_a через сопротивление R , и напряжение на конденсаторе усиливается в K_0 раз. Эту схему нельзя рекомендовать вследствие трудности генерирования пилообразного импульса при низком напряжении; она дана просто для сравнения схемы с обратной связью со схемой экспоненциального напряжения, описанной в § 5.

Типы генераторов. Различные генераторы пилообразных колебаний с отрицательной обратной связью можно классифицировать по типу усилителя и типу разрядного устройства. Наиболее общепринятой схемой является однокаскадный усилитель. Для получения хорошей линейности обычно применяется пентод с омической анодной нагрузкой; можно получить еще большее усиление, если в качестве анодной нагрузки взять последовательное соединение

сопротивления и индуктивности. Если имеется необходимость в очень большом усилении, применяют трехкаскадный усилитель. Можно сконструировать самовозбуждающиеся и однопериодные генераторы; здесь будут рассматриваться, главным образом, последние. Пусковой импульс обычно подается на управляющую сетку первого каскада многокаскадного усилителя. Однокаскадный усилитель иногда селектируется таким же путем, но обычно, в случае применения пентода, селектирующий импульс подается на защитную

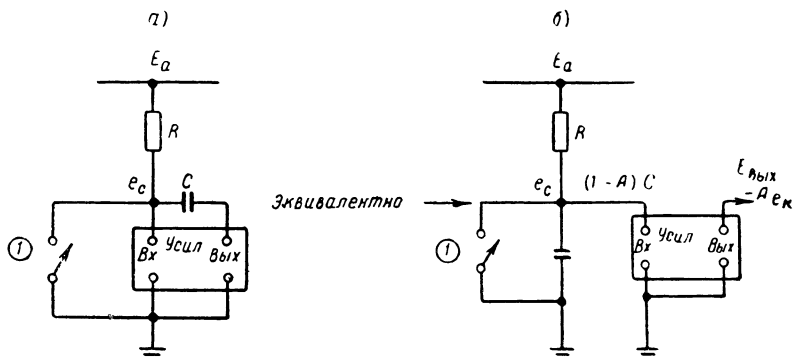


Рис. VII. 25. Основная схема генератора линейного пилообразного напряжения с отрицательной обратной связью:

I — коммутатор размыкается при $t=0$.
Входное сопротивление усилителя $= \infty$. Выходное сопротивление усилителя $= 0$.
Коэффициент усиления по напряжению $= K_0$.

сетку. Некоторые схемы, в которых такой импульс подается на защитную сетку, генерируют свой собственный селектирующий импульс после подачи на них пускового импульса. В схеме санатрона для этого служит добавочная лампа, в схеме фантастрона эту роль выполняет его катодная цепь или цепь экранирующей сетки (см. гл. V).

Разрядное устройство, как правило, не оказывает заметного влияния на линейность пилообразного импульса, влияя лишь на начальный участок импульса и на время обратного хода. При применении однолампового пентодного усилителя с омической нагрузкой нелинейность пилообразного импульса с амплитудой, составляющей, примерно, половину напряжения питания, измеренная через ошибку смещения, равна 0,1%. В многоламповом усилителе или одноламповом пентодном усилителе с нагрузкой, состоящей из последовательного соединения сопротивления и индуктивности, можно получить ошибку смещения около 0,01% *.

* Для любой схемы генератора с обратной связью можно использовать положительную обратную связь, подаваемую на верхний конец зарядного сопротивления. Этой обратной связью можно частично компенсировать возрастание потенциала на сетке лампы, всегда возникающее в результате ограничения усиления усилителя. Такой метод применяется в схемах большой точности (ошибка смещения 0,1%).

11. Схемы однокаскадных усилителей с внешним селектированием

Простейшей схемой этого типа является схема генератора линейных пилообразных колебаний с однокаскадным усилителем, на управляющую сетку которого подается селектирующий импульс. Такая схема представлена на рис. VII.26. Сопротивление R_c введено для того, чтобы уменьшить положительный скачок напряжения, который имел бы место в аноде при разомкнутом ключе. Величина сопротивления R_c , необходимая для устра-

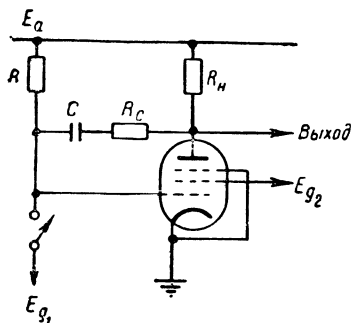


Рис. VII.26. Генератор линейных пилообразных колебаний с однокаскадным усилителем и подачей селектирующего импульса на управляющую сетку.

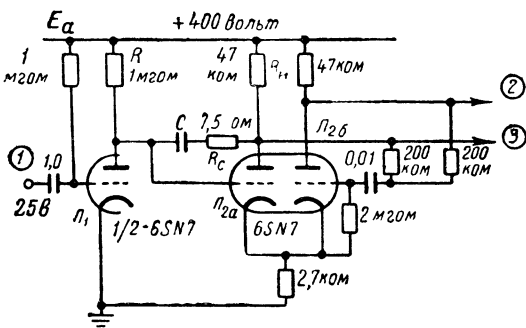


Рис. VII.27. Схема однопериодного генератора парафазных пилообразных колебаний с отрицательной обратной связью:

1 — вход отрицательного селектирующего импульса; 2 — положительный пилообразный импульс; 3 — отрицательный пилообразный импульс.

нения этого переходного явления в выходном напряжении, приблизительно, равна $\frac{1}{S}$ (если на усилитель не подается начальное смещение). Если величина R_c превышает $\frac{1}{S}$, выходной импульс имеет форму трапеции.*

На рис. VII. 27 представлен пример практической схемы такого типа. Это простой парафазный генератор напряжения развертки с одним положением устойчивого равновесия. В основу его взята схема изображенная на рис. VII. 26, в которую добавлена разрядная лампа L_1 и инверторная лампа L_{26} . Генератор дает на выходе парафазное напряжение до 400 в при источнике питания 400 в, причем линейность этого напряжения почти всегда достаточна для целей визуальной индикации. Крутизна линейного пилообразного напряжения регулируется конденсатором C . Для получения более точных линейных пилообразных колебаний триод менее выгоден, чем пентод.

Для уменьшения времени обратного хода, т. е. времени, необходимого для разряда конденсатора C через сопротивления R ,

* См. рис. VII. 33 и § 13.

и R_c , в схеме, изображенной на рис. VII.26, часто применяется катодный повторитель, как это показано на рис. VII. 28. Катодный повторитель изменяет постоянную времени разряда (рис. VII.26) $R_n C$ на постоянную времени $R_n C_{\text{пар}}$, где $C_{\text{пар}}$ — сумма паразитной емкости между анодом усилителя и землей и входной емкости катодного повторителя. Если катодный повторитель может дать достаточный ток, это значительно уменьшает время обратного хода. Применение катодного повторителя устраняет необходимость включения сопротивления R_c . Таким образом можно применить катодный повторитель для уменьшения времени обратного хода во многих схемах, описанных в этом параграфе (см. гл. V).

Подача селектирующего импульса на защитную сетку.

Управление усилительной лампы путем подачи селектирующего напряжения на защитную сетку обладает тем преимуществом, что при этом разрядная схема может быть изолирована от цепей смещения, влияющих на работу лампы. На рис. VII.29 представлена основная схема и соответствующие формы импульсов: L_2 — генератор с анодно-сеточной (накопляющей) емкостью L_1 — разрядная

лампа. В состоянии покоя сеточный ток лампы L_1 течет через сопротивление R_2 . Так как напряжение на аноде лампы L_1 при этом мало, защитная сетка лампы L_2 отрицательна по отношению к ее катоду (на практике чаще всего на 100 в). В лампе L_2 течет сеточный ток через сопротивление R_9 , соединенное с источником положительного напряжения E_1 ; катодный ток лампы L_2 течет к экранирующей сетке, поскольку отрицательное смещение защитной сетки относительно анода почти совсем запирает лампу по анодному току. Величина электронного тока в лампе L_2 регулируется сопротивлением R_3 до такой величины, чтобы мощность рассеяния экранирующей сетки не превышала допустимую. Поскольку предполагается, что напряжение E_1 , приложенное к лампе L_6 , меньше чем E_a , через лампу L_6 течет ток, приблизительно, равный $\frac{E_a - E_1}{R_7}$. Конденсатор C_2 заряжается до напряжения, примерно равного E_1 .

Отрицательный пусковой импульс, приложенный к точке P_1 , запирает лампу L_1 , так как во время импульса конденсатор C_1 разряжается через лампу L_3 . После окончания импульса лампа L_3 запирается и конденсатор C_1 может перезаряжаться только через сопротивление R_2 . Когда лампа L_1 запирается, потенциал защит-

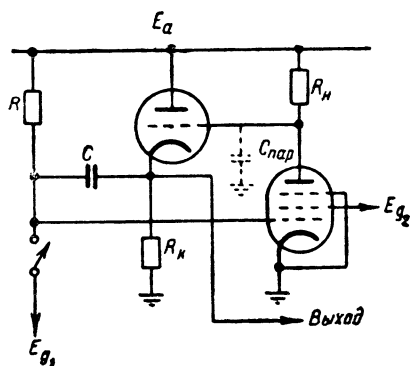


Рис. VII. 28. Применение катодного повторителя в схеме генератора пилообразных колебаний с обратной связью.

ной сетки лампы \mathcal{L}_2 становится равным потенциалу земли, в результате чего лампа \mathcal{L}_2 отпирается. В практических случаях цепочки R_4, R_5, R_6 удобно подобрать таким образом, чтобы потенциал защитной сетки лампы \mathcal{L}_2 в этот интервал времени при удалении диода \mathcal{L}_4 был положительным. Поскольку анодный ток при $t=0$ превышает ток покоя I_0 диода \mathcal{L}_6 , последний запирается, и напряже-

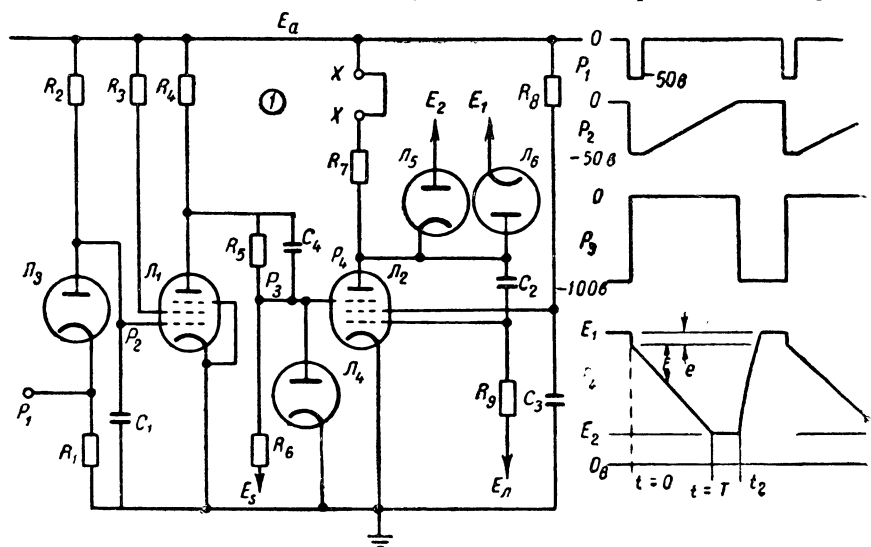


Рис. VII.29. Схема генератора линейных пилообразных колебаний с отрицательной обратной связью и подачей селективирующего импульса на защитную сетку:

1 — между точками XX можно включить индуктивность.

ние на аноде лампы \mathcal{L}_2 падает. Вследствие того, что конденсатор C_2 не может разрядиться мгновенно, падение напряжения на аноде лампы \mathcal{L}_2 будет передаваться на управляющую сетку. Вскоре установится такое состояние равновесия, что анодный ток будет превышать I_0 на величину, которая, будучи умножена на сопротивление R_7 , дает возрастание сеточного смещения, соответствующее этому новому рабочему состоянию лампы. Катодный ток в этом состоянии будет много меньше, чем ток покоя. Начальное падение анодного потенциала e при $t=0$ часто бывает равно, примерно, 3 в. Это быстрое начальное падение потенциала предшествует дальнейшему линейному во времени падению потенциала анода.

Для анализа линейно убывающего пилообразного напряжения можно использовать уравнение (VII. 14). Напряжение на управляющей сетке лампы \mathcal{L}_2 теперь равно $-e + e_0 = -e'$, где e_0 — потенциал управляющей сетки в состоянии покоя. Таким образом действующее значение напряжения на сопротивлении R_9 будет $(E_a + e') = E'_a$. Если обозначить изменение анодного напряжения за время от начального момента до момента t через E (прене-

брегая быстрым начальным падением), а усиление лампы K_0 считать постоянным, то изменение напряжения на сетке будет равно $-\frac{E}{K_0}$. Таким образом из уравнения (VII. 14) следует

$$E = -K_0 E_n \left\{ 1 - \exp \left[-\frac{t}{C_2 R_0} (K_0 + 1) \right] \right\}.$$

Изменение напряжения прекращается, когда потенциал анода достигает значения E_2 и остается равным E_2 благодаря действию диода J_5 . Состояние покоя устанавливается после отпирания лампы J_1 .

Индуктивность в анодной нагрузке. Во многих случаях можно увеличить усиление усилителя, а, следовательно, линейность пилообразного напряжения, включив в анодную цепь, наряду с сопротивлением, индуктивность. Степень улучшения линейности зависит от величины параметров схемы.

Для усилителя на пентоде изменение анодного тока равно приблизительно $S \Delta E_g$. Допустим далее, что величина пилообразного напряжения на аноде пентода равна ΔE . Из предыдущего анализа видно, что напряжение было бы совершенно линейным, если бы потенциал сетки во время импульса не менялся, так как в этом случае разрядный ток конденсатора C_2 (рис. VII. 29) был бы постоянен. Изменение напряжения на сетке необходимо для получения изменения анодного тока соответствующего ΔE , т. е.

$$\Delta i_a = \Delta I_n + \Delta I_c,$$

где I_c — разрядный ток конденсатора, а I_n — ток, протекающий через анодную нагрузку. Разрядный ток I_c , в основном, постоянен. Допустим, что изменение напряжения на аноде можно выразить в виде $\Delta E \frac{t}{T}$, где T — длительность пилообразного импульса. Легко показать, что если анодная нагрузка состоит из R и L , соединенных последовательно, изменение I_n за время от $t=0$ до $t=T$ будет в этом случае равно

$$\Delta I_n = \frac{\Delta E}{R} \left[1 - \frac{L}{RT} \left(1 - e^{-\frac{RT}{L}} \right) \right].$$

Если бы анодная нагрузка была чисто омической, то изменение тока было бы $\frac{\Delta E}{R}$. Отношение $\frac{\Delta E}{R}$ к ΔI_n представляет собой прирост эффективного усиления, полученный благодаря введению индуктивности L в анодную цепь.

Это отношение равно

$$\frac{\Delta E}{R \cdot \Delta I_n} = \frac{1}{1 - \frac{L}{RT} \left(1 - e^{-\frac{RT}{L}} \right)}.$$

Если $\frac{L}{R} \gg T$, это отношение приводится к виду

$$2 \frac{L/R}{T}.$$

Поэтому, если можно добиться неравенства $\frac{L}{R} \gg T$, то введение индуктивности L в анодную цепь значительно улучшает линейности пилообразного импульса. Практический пример дан в § 13.

12. Схемы многокаскадных усилителей с внешним селектированием

На рис. VII.30 представлена схема генератора пилообразных колебаний с анодно-сеточной емкостью для получения пилообразных колебаний с применением многокаскадного усилителя с внеш-

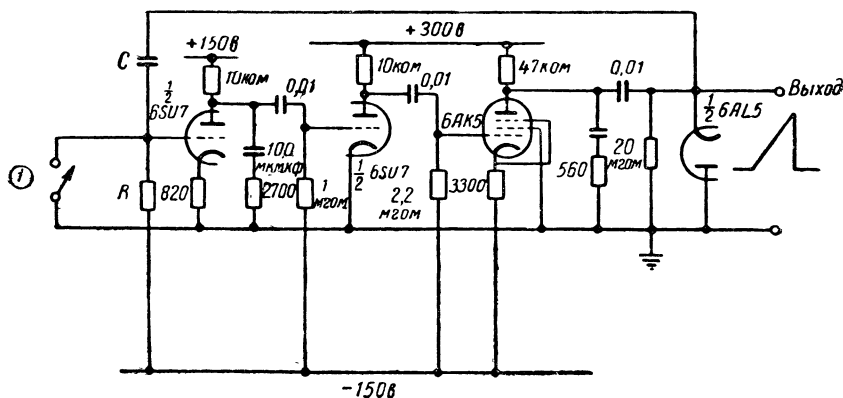


Рис. VII.30. Генератор пилообразных колебаний с многокаскадным усилителем и внешним селектированием. Длительность пилообразного импульса равна приблизительно 0,7 RC:
1 — ключ размыкается при $t=0$.

ним селектированием. Усилитель, состоящий из двух каскадов на триодах и одного каскада на пентоде, имеет достаточно большое усиление, так что нелинейность (ошибка смещения) пилообразного импульса менее 0,02%. Входная сетка усилителя в состоянии покоя замкнута.

На выходе генератора получается пилообразное напряжение положительного знака, так как зарядное сопротивление присоединено к источнику отрицательного напряжения. Выходное напряжение снимается с усилительного каскада на пентоде через цепочку RC и диод для того, чтобы начальный уровень выходного напряжения определялся фиксирующим действием диода и не зависел от характеристик усилителя по постоянному току. Генератор дает импульсы треугольной формы, имеющие амплитуду около 120 в и длительность 350 мксек; частота повторения равна 1 000 гц. Поскольку постоянные времени схемы достаточно малы, величины переходных напряжений составляют менее $1/1000$ их начальной амплитуды во время обратного хода.

Коэффициент усиления усилителя с обратной связью равен 2 000 или 3 000 на частоте 1 000 гц, а его фазовая и амплитудная характеристики таковы, что усилитель работает стабильно. Спад высокочастотной части амплитудно-частотной характеристики соответствует ослаблению 6 дб на октаву в интервале частот от 4 до 88 кгц, затем ослабление происходит быстрее вплоть до частоты, на которой усиление тракта равно единице. На частотах, на которых усиление тракта меньше единицы, ослабление происходит еще быстрее. Устойчивость работы усилителя в области низких частот обеспечивается периодическим замыканием цепи с частотой повторения импульсов. Следует отметить, что здесь в целях стабилизации усиления включено несколько цепочек RC , не применяемых в обычных схемах резонансных усилителей.

В описываемом генераторе основным источником неточности является недостаточная стабильность, но не нелинейность. В первом каскаде для получения стабильного усиления и малого сеточного тока применена лампа 6SU7. Постоянство крутизны пилообразного напряжения улучшается при подсоединении зарядного сопротивления к источнику большего напряжения, вследствие того, что при этом менее вредна нестабильность ключа (применен двойной диод). Нестабильность крутизны прямо пропорциональна нестабильности напряжения питания. Нулевой уровень импульса треугольной формы зависит от фиксирующего действия выходного диода и может изменяться на несколько десятых вольта.

13. Схемы с внутренним селективированием

Санатрон. Санатрон представляет собой один из вариантов схемы генератора для получения линейных пилообразных колебаний с подачей селектирующих импульсов на защитную сетку, причем эта схема сама при помощи дополнительной лампы создает импульс, необходимый для селектирования защитной сетки. Это обеспечивает равенство длительности линейного пилообразного импульса и селектирующего импульса, подающегося на защитную сетку. Величины элементов схемы, изображенной на рис. VII.31, создают типовой рабочий режим, при котором с анода лампы L_2 снимается пилообразное напряжение в 200 в, длительностью 20 мксек. Схема такого типа может дать развертку, скорость которой меняется от 1 в/сек до 50 в/мксек и выше. В этой схеме без применения индуктивности получается линейность, соответствующая усилению, примерно, 100; с индуктивностью $L = 20$ гн усиление возрастает, примерно, до 4 000.

Рассмотрим подробнее работу генератора. В состоянии покоя лампа L_1 отперта, а лампа L_2 по анодному току заперта смещением защитной сетки относительно катода. В точку P_1 подается отрицательный пусковой импульс напряжением более 6 в. Величина напряжения пускового импульса может изменяться, так как в любом случае она ограничивается с помощью диода L_5 до 6 в. Этот импульс запирает лампу L_1 , так что смещение

защитной сетки лампы \mathcal{L}_2 относительно катода падает до нуля. Под действием этого импульса падает напряжение в точке P_3 на анодной нагрузке лампы \mathcal{L}_2 , что, в свою очередь, вызывает запирацию лампы \mathcal{L}_4 . Следовательно, начальное падение напряжения на аноде лампы \mathcal{L}_1 , благодаря действию пускового импульса, возрастает, так как ток покоя, равный

$$\frac{E_a - E_1}{R_7} = \frac{50 \text{ в}}{25 \text{ ком}} = 2 \text{ ма},$$

протекает по сопротивлению R_{11} . Кроме того, ток разряда конденсатора C_2 , равный $\frac{E_{\mathcal{L}_1}}{R_9} = 1 \text{ ма}$, начинает течь по этому сопротивлению, и напряжение на аноде лампы \mathcal{L}_2 падает на 6 в ниже по-

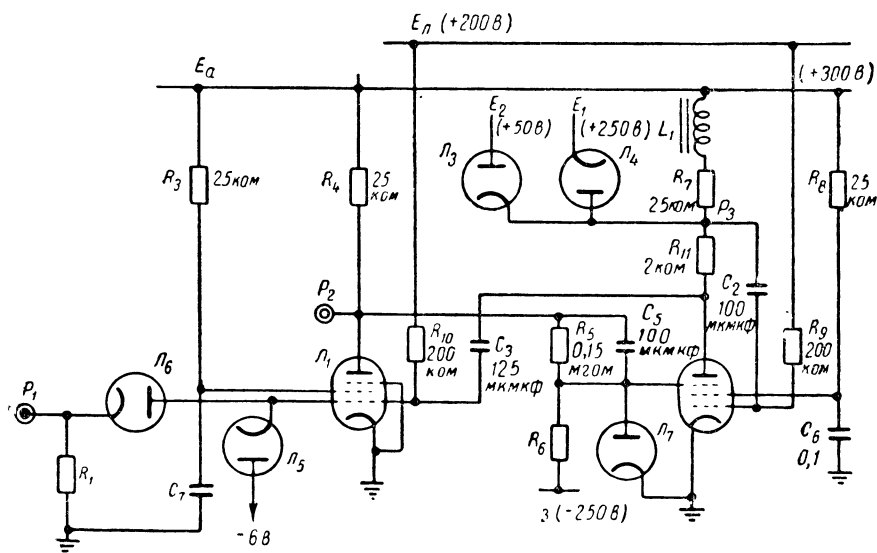


Рис. VII.31. Санатрон—генератор линейных пилообразных колебаний.

тенциала в точке P_3 . Это падение напряжения на аноде лампы \mathcal{L}_2 , равное, примерно, 9 в, через конденсатор C_3 попадает на сетку лампы \mathcal{L}_1 и запирает лампу на короткий промежуток времени после момента запуска.

После этого начинается линейное падение потенциала в точке P_3 . Это падение потенциала через сопротивление R_{11} передается на конденсатор C_3 . При этом ток, текущий через конденсатор C_3 , будет равен

$$C_3 \frac{dE}{dt} = 1,25 \text{ ма},$$

где $\frac{dE}{dt}$ — скорость изменения потенциала в точке, P_3 . Поскольку через сопротивление R_{10} течет ток, равный всего 1 ма, то остав-

шаяся часть тока $0,25 \text{ ма}$ должна течь через лампу Λ_5 ; следовательно, лампа Λ_1 остается запертой во время импульса, причем напряжение на ее сетке равно -6 в . Поэтому во время прямого хода импульса схема находится в состоянии покоя, и конденсатор C_2 продолжает разряжаться.

Когда потенциал в точке P_3 достигает величины E_2 , фиксация потенциала в точке P_3 при помощи лампы Λ_3 обеспечивает возвра-

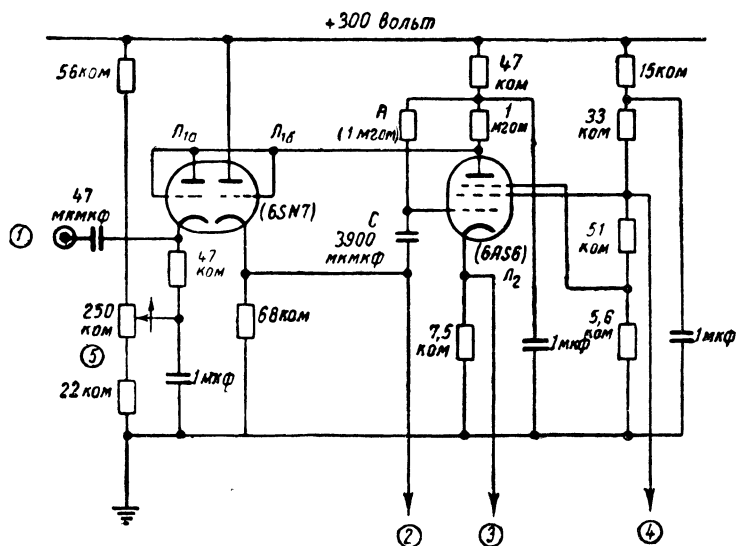


Рис. VII.32. Фантастрон с катодной связью:

1 — вход отрицательного пускового импульса; 2 — выход отрицательного пилообразного импульса (со ступенькой); 3 — выход отрицательного селекторного импульса
4 — выход положительного селекторного импульса; 5 — регулировка задержки.

стание потенциала на сетке лампы Λ_1 до тех пор, пока лампа не отпирается. В результате этого напряжение на аноде лампы Λ_1 падает и защитная сетка лампы Λ_2 получает отрицательное смещение относительно катода, что приводит к запиранию лампы Λ_2 и повышению потенциала на сетке лампы Λ_1 . Таким образом возникает регенеративный переходной процесс. Поскольку отрицательная обратная связь между анодом и сеткой лампы Λ_2 отсутствует, потенциал на сетке лампы Λ_2 возрастает до тех пор, пока не появится сеточный ток. Когда напряжение на аноде лампы Λ_2 вследствие заряда конденсатора C_2 через индуктивность L_1 и сопротивление R_7 возрастает до величины E_1 , вновь устанавливается состояние покоя.

Промежутки времени, связанные с процессом обратного хода, можно оценить следующим образом.

Во-первых, потенциал сетки лампы Λ_1 еще не достигает -3 в , как уже начинается процесс регенерации. Это состояние наступает, примерно, через $0,4 \text{ мсек}$ после прекращения прямого хода импульса; так как ток, протекающий через конденсатор C_2 и изме-

Фантастрон. Из двух основных схем фантастрона — с катодной связью и со связью по экранирующей сетке — для работы в качестве генератора пилообразных колебаний первая менее выгодна,

Рис. VII. 33. Методы запуска генераторов пилообразных колебаний для полу-

Устранение начального скачка. Почти во всех выше описанных схемах в начале импульса появляется отрицатель-

306

в точке P_1 равным 200 в. Здесь R_c — сопротивление, компенсирующее скачок. Другая схема, лишь частично устраняющая скачок, представлена на рис. VII.33,б. После действия селектирующего импульса на защитную сетку ток, протекавший через диод L_2 в период покоя, течет через лампу. Эта схема хуже изображенной на рис. VII.33,а, вследствие того, что трудно сделать ток диода во время покоя равным анодному току лампы во время генерирования пилообразного импульса. Действительно, это условие никогда не может быть выполнено в точности, если диод во время генерирования пилообразного импульса должен быть заперт.

Глава VIII

ГЕНЕРИРОВАНИЕ КОЛЕБАНИЙ СЛОЖНОЙ ФОРМЫ

1. Введение

В настоящей главе рассмотрены методы получения напряжения экспоненциальной, гиперболической, параболической и трапециoidalной форм, а также тока линейной формы. Величины этих

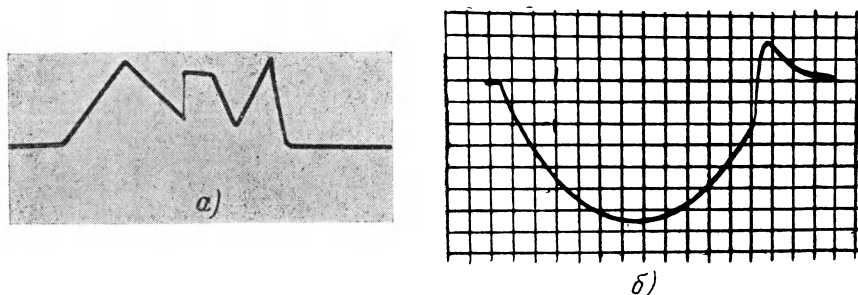


Рис. VIII.1. Колебания сложной формы:

а — с линейными участками; *б* — с параболическими и экспоненциальными участками.

напряжений редко превышают несколько сот вольт и не бывают меньше 10—25 в. Величины токов различных форм могут доходить до нескольких сотен миллиампер. Длительность рабочего участка таких напряжений может меняться от 1 до 1 000 мксек. Частота повторения пусковых импульсов обычно от ста до нескольких тысяч герц. Этот диапазон ограничивается не возможностями схем, а требованиями, предъявляемыми к узлам радиолокационной аппаратуры.

Два вида сложных форм напряжений изображены на рис. VIII.1. Эти напряжения состоят из двух или более отдельных участков. Очень часто напряжение сложной формы состоит из рабочего участка и возвратного участка экспоненциальной формы.

Трудность генерирования некоторых специальных форм колебаний влечет за собой известное уменьшение линейности этих колебаний по сравнению с колебаниями треугольной формы. Отклонение формы напряжений, рассматриваемых в этой главе, от идеальной формы обычно составляет ($\pm 0,05\% \div \pm 2\%$). Однако в экспоненциальных напряжениях эти отклонения несколько меньше.

Применения. Сложные формы напряжений в настоящее время применяются в следующих случаях:

- 1) как управляющие напряжения в счетно-решающих устройствах,
- 2) как развертывающие по времени напряжения,
- 3) как основа для получения специальных напряжений другой формы.

Способы генерирования. В данной главе будет рассматриваться генерирование колебаний, форма и величина которых могут точно регулироваться.

Различные участки напряжения сложной формы получаются за счет применения нелинейных элементов. Каждый участок кривой напряжения соответствует одной части нелинейной характеристики. Рабочий участок нелинейной характеристики устанавливается с помощью автоматического смещения или с помощью отдельного источника; практически применяются оба метода. При анализе сложного колебания каждый участок рассматривается отдельно и описывается отдельным выражением. В эквивалентной схеме переменные элементы могут быть представлены с помощью переключателей и постоянных элементов.

В пределах каждого участка форма напряжений определяется линейными элементами или, по крайней мере, элементами, характеристики которых не имеют разрывов. Путем подбора таких элементов можно управлять крутизной перепадов и скоростью изменения напряжения. Для определения воздействия линейного четырехполюсника с реактивными элементами на напряжения сложных форм можно применить операторный метод.

2. Специальные напряжения прямоугольной и треугольной формы

Способы получения простых и наиболее обычных колебаний прямоугольной и треугольной формы рассмотрены в предыдущих трех главах. Эта же глава посвящена некоторым более сложным формам колебаний. Если несколько простейших колебаний просуммировать, меняя при этом длительность, амплитуду и начальный момент их возникновения, то можно создать большое разнообразие напряжений сложной формы. При этом следует иметь в виду, что точность исходных колебаний ограничена теми же факторами, о которых упоминалось в предыдущих главах.

Простые пилообразные напряжения. На рис. VIII.2,*а* изображено напряжение правильной треугольной формы с «обратным ходом» в конце треугольника. В других случаях «обратный ход» может быть в начале, как показано на рис. VIII.2,*б*. Требования к скорости «обратного хода» в данном случае ограничены. При уменьшении интервала между треугольниками разница между этими двумя случаями исчезает. Полученная при этом форма напряжений (рис. VIII.2,*в*) применяется в генераторах временных разверток.

Генератор пилообразного напряжения этого типа изображен на рис. VIII.3,*а*. В этой схеме конденсатор заряжается через триод

с малым внутренним сопротивлением, а разряжается через триод с большим сопротивлением. Верхний триод отпирается подаваемым на сетку положительным импульсом, напряжение которого должно быть такое же, как и выходное пилообразное напряжение, а длительность — достаточной для заряда конденсатора. Линейность подобных пилообразных напряжений рассмотрена в § 2 гл. VII.

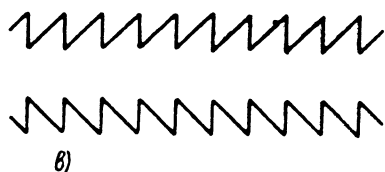
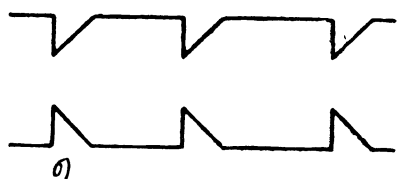
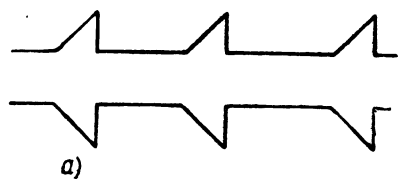


Рис. VIII.2. Простейшие сигналы треугольной формы:

а — „обратный ход“ в конце; *б* — обратный ход в начале; *в* — коэффициент заполнения 100%.

В схеме, изображенной на рис. VIII.3,б, конденсатор разряжается через триод за время пускового импульса и заряжается через сопротивление по окончании импульса, так как лампа при этом будет заперта отрицательным напряжением, созданным сеточным током за время действия пускового импульса. Возрастание напряжения на конденсаторе сверх величины $+E$ ограничивается диодом; это напряжение остается на конденсаторе до прихода следующего пускового импульса. Диод увеличивает точность начала и наклона пилообразного напряжения.

На рис. VIII.3,в изображена схема генератора пилообразного напряжения, часто применяемая для генерирования напряжений временных разверток. В этой схеме газонаполненная лампа (тиратрон) зажигается, когда ее анодное напряжение достигает определенного уровня или когда на

сетку подается пусковой импульс. При этом форма выходного напряжения имеет такой же вид, как и напряжение, изображенное на рис. VIII.2. Отклонение от линейности получаемого экспоненциального напряжения приближенно можно оценить процентной ошибкой смещения, выражающейся следующим соотношением

$$\text{ошибка смещения в момент } t \approx 10 \frac{t}{T},$$

где T — постоянная времени. При отсутствии пусковых импульсов тиратрон загорается, когда анодное напряжение достигает определенного уровня, определяемого сеточным смещением.

Для получения некоторых напряжений специальных форм можно использовать катодный повторитель с нагрузкой, стабилизирующей ток лампы (рис. VIII.3,а). Если на сетку триода 6SN7 подается положительное напряжение прямоугольной формы, то на вы-

ходе схемы воспроизводится подобное прямоугольное напряжение, за исключением линейного спада, наклон которого определяется величинами постоянного тока и конденсатора. Результирующее напряжение изображено на рис. VIII.4,а. Эта схема пригодна для

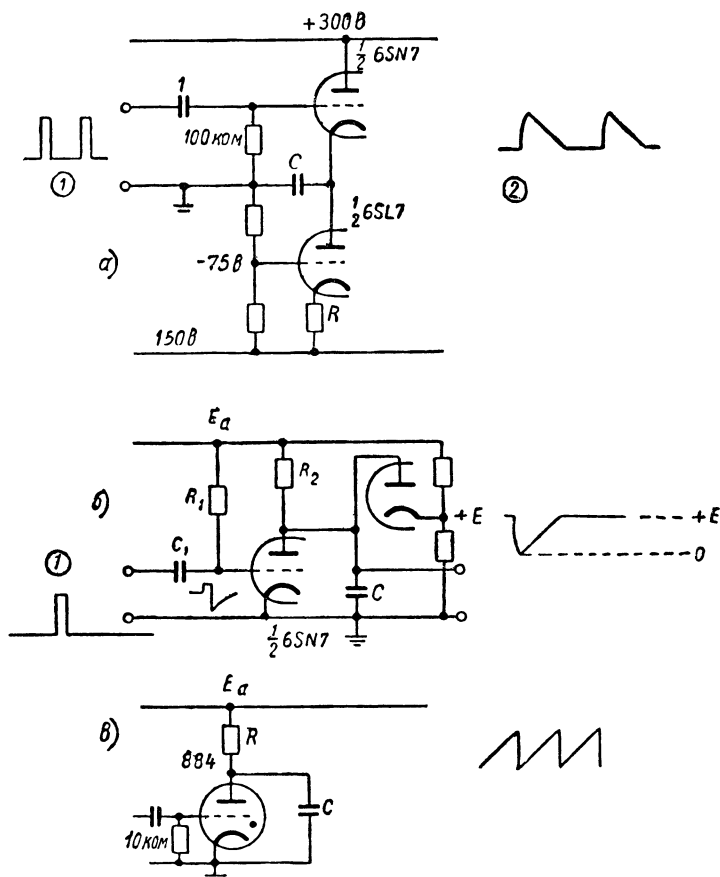


Рис. VIII.3. Генераторы сигналов треугольной формы:

а и б—генерируют сигналы треугольной формы, изображенные на рис. VIII.2,б; в—генерирует сигналы, изображенные на рис. VIII.2,в. В схеме а для уменьшения утечки потенциал подогревателя верхней лампы должен иметь потенциал катода. 1—пусковые импульсы; 2—выходные сигналы треугольной формы.

воспроизведения напряжения произвольной формы с линейным спадом, крутизна которого больше, чем крутизна спада задающего колебания (см. рис. VIII.4,б). Ошибки этой схемы такие же, как и для катодного повторителя плюс некоторая ошибка за счет нелинейности спада задающего напряжения.

Напряжения ступенчатой формы. Ступенчатая форма напряжения может рассматриваться как сумма некоторого количества импульсов прямоугольной формы различной высоты. Такие формы напряжений применяются в счетных схемах, описанных в § 6

гл. XVII. Осциллограмма напряжения ступенчатой формы показана на рис. VIII.5.

Некоторые схемы для получения напряжения ступенчатой формы изображены на рис. VIII.6. В первой схеме показано сложение выходных прямоугольных сигналов нескольких однопериодных мультивибраторов в цепочке сопротивлений. Для того, чтобы избе-

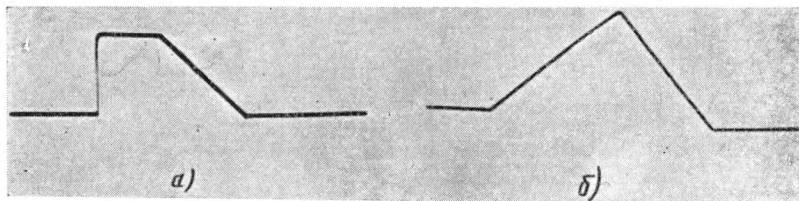


Рис. VIII. 4:

а — трапециодальный импульс; *б* — треугольный сигнал.

жать взаимного влияния между мультивибраторами, сопротивления в суммирующей цепочке должны быть велики по сравнению с внутренним сопротивлением мультивибраторов. С другой стороны, сопротивления не следует слишком увеличивать, так как иначе скажется влияние паразитных емкостей на крутизне фронтов. Выходное сопротивление схемы относительно большое. В зависимости от полярности используемых импульсов мультивибратора выходное напряжение может иметь возрастающие или

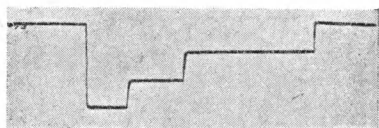


Рис. VIII.5. Ступенчатый сигнал.

падающие ступеньки. Лучшие результаты можно получить в схеме, в которой к упомянутой цепочке из сопротивлений добавляется усилитель с обратной связью. Сложение можно также осуществлять по схеме, изображенной на рис. VIII.6,б. В этой схеме каждая ступенька напряжения получается в результате изменения проводимости одной из ламп и соответственного изменения величины анодного тока. Точность работы увеличивается при наличии обратной связи по току в катодной цепи каждой лампы.

Другой тип схемы изображен на рис. VIII.6,в. Выходное напряжение получается в виде ступенчатой кривой, максимальная амплитуда которой равна амплитуде входных импульсов. Работа этой схемы описана в § 8, гл. XVII. При правильном суммировании импульсов получаются ступеньки с линейной огибающей. Для получения плоских верхушек ступенек особое внимание необходимо уделить устранению утечки подогреватель — катод в диодах с заземленными анодами. Работа схемы возобновляется при разряде конденсатора C_2 и прекращается при замыкании его накоротко.

Индикаторные системы. Напряжение ступенчатой формы применяется также в электронно-лучевых индикаторах. В ряде случаев требуется, чтобы горизонтально движущийся луч проходил по вер-

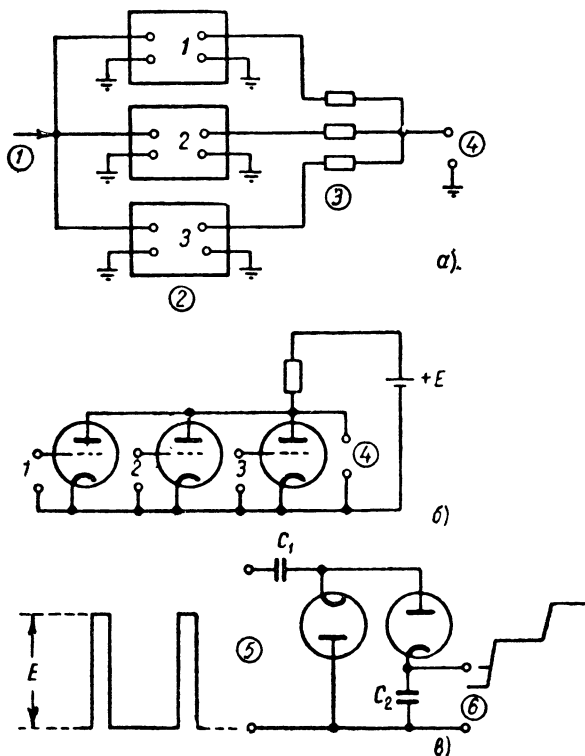


Рис. VIII.6. Генераторы ступенчатых напряжений:
1 — пусковой импульс; 2 — мультивибраторы; 3 — суммирующая цепь; 4 — сумма; 5 — вход; 6 — выход.

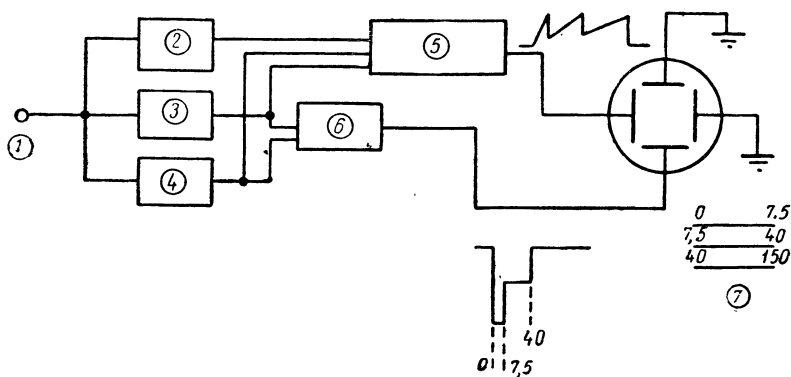


Рис. VIII.7. Индикаторное устройство (1 км соответствует приблизительно 6,7 мксек):

1 — пусковой импульс; 2 — селекторный импульс 1 000 мксек; 3 — селекторный импульс 250 мксек; 4 — селекторный импульс 50 мксек; 5 — генераторы развертки; 6 — каскад суммирования; 7 — шкала индикатора (км).

тикали ряд уровней. В этом случае вместе с другим сигналом на вертикально отклоняющие пластины подается напряжение ступенчатой формы. В телевидении или в радиолокационных отметчиках типа В количество ступенек так велико, а их амплитуда так мала, что ступенчатая кривая может быть аппроксимирована сглаженной

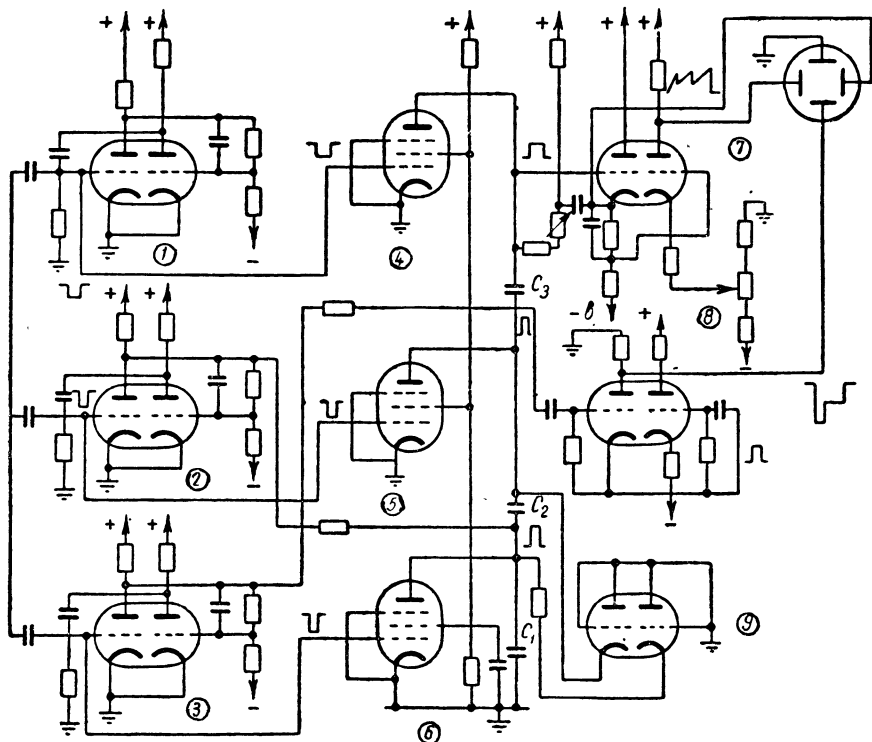


Рис. VIII.8. Принципиальная схема индикатора:

1 — селектирующий импульс 1 000 мксек; 2 — селектирующий импульс 250 мксек; 3 — селектирующий импульс 50 мксек; 4 — переключатель селектирующих импульсов 1 000 мксек; 5 — переключатель селектирующих импульсов 250 мксек; 6 — переключатель селектирующих импульсов 50 мксек; 7 — усилитель сигналов развертки, катодный повторитель и фазовращатель; 8 — сдвиг развертки; 9 — ограничители отрицательных выбросов (предотвращают колебания в конце импульса).

наклонной прямой, являющейся их огибающей. Однако, когда количество горизонтальных ходов луча мало и каждый из них должен быть отделен один от другого, такая аппроксимация непригодна. Скелетная схема подобной системы изображена на рис. VIII.7, а принципиальная схема — на рис. VIII.8. В схеме после мультивибратора стоит каскад сложения, собранный на удвоенной лампе. Сумма напряжений треугольной формы разной крутизны подается на горизонтальные пластины электронно-лучевой трубки (рис. VIII.7). Напряжение треугольной формы с большой крутизной создает участок развертки с крупным масштабом.

Сложение напряжений треугольной формы. Составное пилообразное напряжение может быть получено многими способами. Так,

несколько генераторов пилообразных напряжений могут запускаться в различное время, а их выходные напряжения суммироваться. Того же эффекта можно добиться, если в простейшем генераторе

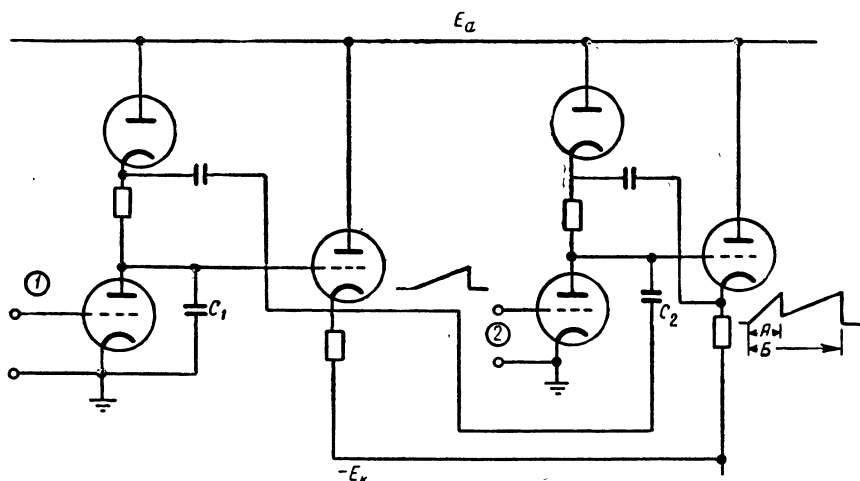


Рис. VIII.9. Схема сложения треугольных напряжений:

1 — отрицательный селектирующий импульс А; 2 — отрицательный селектирующий импульс В.

переключать элемент, определяющий крутизну пилообразного напряжения.

На рис. VIII.9 изображена схема, позволяющая получить составное пилообразное напряжение. В данной схеме оба генератора

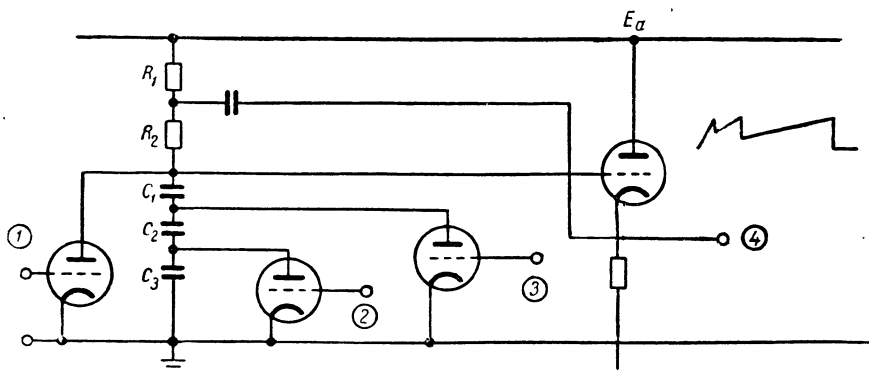


Рис. VIII.10. Схема сложения треугольных напряжений рис. VIII. 8:

1 — селектирующий импульс 1 000 мксек (отрицательный); 2 — 7 км селектирующий импульс 50 мксек (отрицательный); 3 — селектирующий импульс 250 мксек (отрицательный); 4 — выход

пилообразных напряжений влияют друг на друга, что, однако, было бы исключено, если выходные полные сопротивления катодных повторителей были бы равны нулю. Но так как это взаимное

влияние мало, в первом приближении им можно пренебречь. Выходное напряжение является суммой напряжения, снимаемого с первого катодного повторителя и напряжения на конденсаторе C_2 .

Для получения составного треугольного напряжения (схема рис. VIII.10) величина зарядного конденсатора C переключается. Подобная система пригодна для индикатора, изображенного на рис. VIII.7. Схема рис. VIII.9 отличается от рис. VIII.10 лишь тем, что сопротивление R_1 заменено диодом. Скорость спада напряжения на сетке определяется емкостью и сопротивлением переключающей лампы

3. Напряжения трапециoidalной формы

Трапециoidalная форма напряжения часто употребляется в автоматически селектируемых генераторах напряжений треугольной формы и в усилителях тока пилообразной формы. В этом парагра-

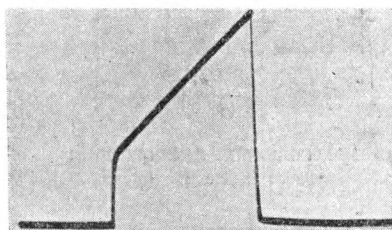


Рис. VIII.11. Напряжение трапециoidalной формы.

фе приведено лишь краткое рассмотрение, поскольку подробнее вопрос рассмотрен в гл. VII (генераторы пилообразных колебаний и фантастроны) и в § 15 гл. VIII.

Напряжение трапециoidalной формы может быть получено путем сложения напряжений треугольной и прямоугольной формы или с помощью специальных генераторов. Наиболее обычная форма трапециoidalного напряжения приведена на рис. VIII.11.

Некоторые автоматически селектируемые генераторы напряжений треугольной формы дают на выходе напряжение трапециoidalной формы, состоящее из треугольного напряжения, наложенного на ступеньку (гл. VII). Ступенька получается на сопротивлении, последовательно соединенном с конденсатором RC -генератора пилообразного напряжения (напряжение, изображенное на рис. VIII.11, генерируется схемой рис. VIII.12). Этот метод генерирования напряжений трапециoidalной формы прост и позволяет точно регулировать величину ступеньки.

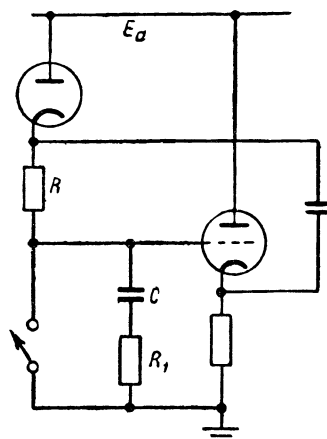


Рис. VIII.12. Генератор трапециoidalного напряжения.
„Ступенька“ напряжения

$$\text{равна } \frac{E_a}{R} R_1.$$

4. Напряжения экспоненциальной формы

Экспоненциальная форма напряжения встречается наиболее часто и может быть получена наиболее простыми средствами. В этой форме напряжения время обратного хода может быть сделано небольшим. Для напряжения экспоненциальной формы начальный уровень может быть установлен с помощью фиксирующей лампы. Форма кривой определяется сопротивлением и емкостью, а ее амплитуда — величиной питающего напряжения. Экспоненциальное напряжение описывается выражением

$$y = Ae^{-\frac{t}{T}} + B, \quad (\text{VIII.1})$$

где T определяется сопротивлением и реактивностью, а A и B определяются начальными условиями. Отклонение действительной кривой от идеальной формы вызывается изменением утечки фиксирующей

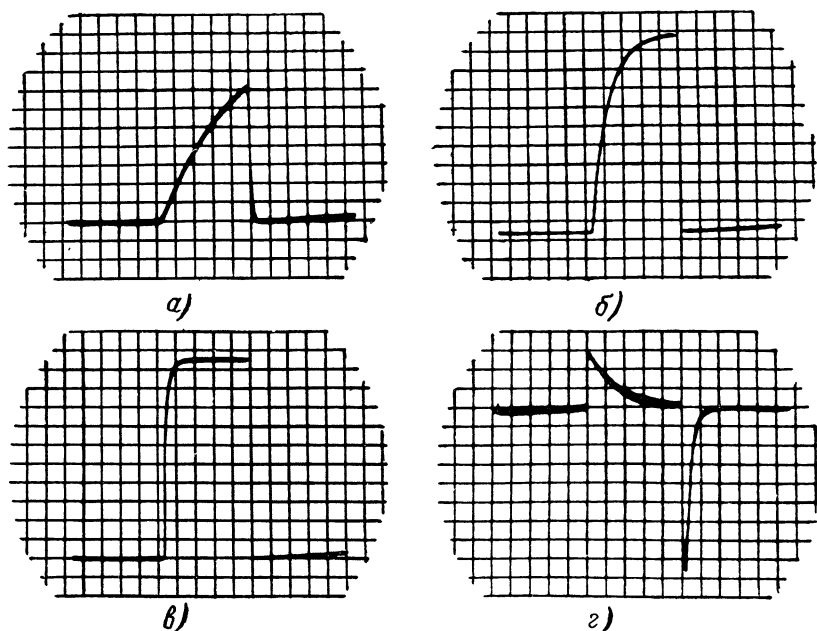


Рис. VIII.13. Экспоненциальные формы напряжений. Длительности импульсов на осциллограммах *а*, *б*, *в* — одинаковы, но постоянная времени различная; *г* — форма тока, относящаяся к *б*.

щей лампы, остаточным зарядом в емкостях и распределенными или сосредоточенными емкостями и индуктивностями.

Простые генераторы напряжения экспоненциальной формы.

Обычный генератор «линейного» (пилообразного) напряжения в действительности вырабатывает напряжение экспоненциальной формы.

Напряжения, изображенные на рис. VIII.13, *а, б* и *в*, сняты с конденсатора *C* (рис. VIII.3, *б*). Длительность напряжений (длительность импульсов на осциллограммах *а, б, в*) постоянна, а постоянная времени цепочки *RC* меняется. На рис. VIII.13, *г* изображено

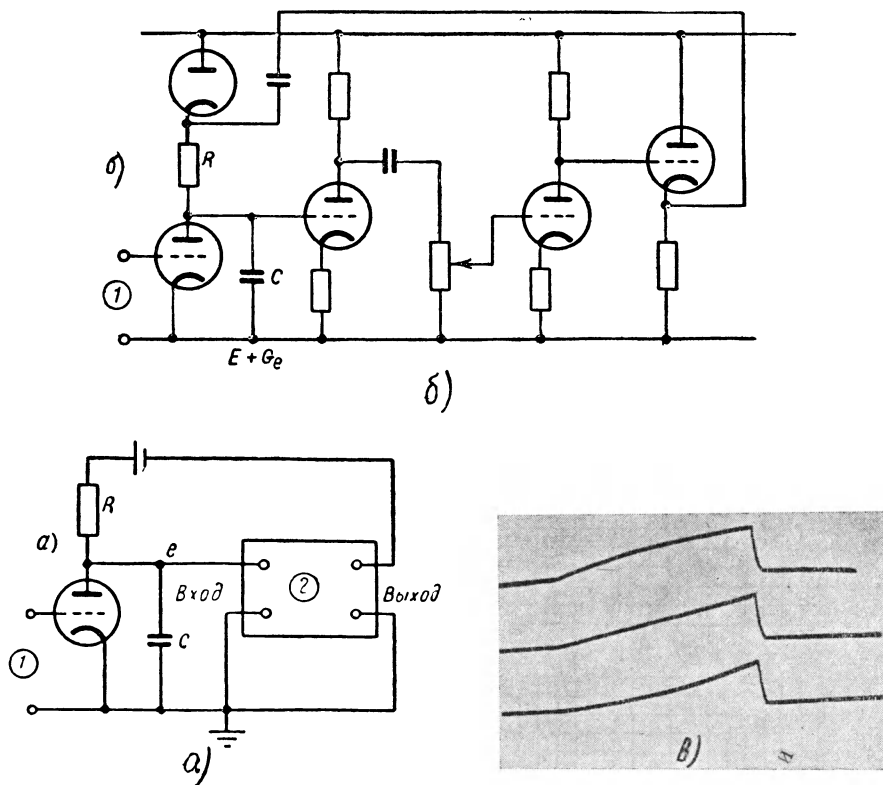


Рис. VIII.14:

а — универсальный генератор напряжений экспоненциальной формы; *б* — вариант схемы; *в* — осциллограммы напряжения: первая линия — выпуклая экспонента, вторая линия — экспонента нулевой кривизны, третья линия — вогнутая экспонента.
г — отрицательный селектирующий импульс; 2 — усилитель с коэффициентом усиления *K*.

напряжение, полученное при дифференцировании импульса, приведенного на рис. VIII.13, *б*.

Универсальный генератор экспоненциального напряжения. Схема наиболее универсального генератора приведена на рис. VIII.14. Путем соответствующего выбора коэффициента усиления *K* можно придать экспоненте вид как выпуклой, так и вогнутой кривой. Напряжение на конденсаторе *C* определяется следующим соотношением.

$$e = \frac{1}{C} \int_0^t \frac{E + e(K - 1)}{R} dt; \quad (\text{VIII.2})$$

$$e = \frac{E}{1-K} \left(1 - e^{-\frac{t}{RC(1-K)}} \right); \quad (\text{VIII.3})$$

$$e = E \left(\frac{t}{RC} - \frac{(1-K)}{2! R^2 C^2} t^2 + \frac{(1-K)^2}{3! R^3 C^3} t^3 + \dots \right) \quad (\text{VIII.4})$$

Простой генератор экспоненциального напряжения можно рассматривать как схему рис. VIII.14,а, в которой K равен нулю. Скорость изменения e увеличивается с увеличением времени, если K больше единицы и положительно. Если $K < +1$, скорость изменения экспоненциально уменьшается до нуля. Если $+K$ равняется единице, напряжение линейно, что определяется выражением (VIII.4). Такой случай, соответствующий генератору со следящей лампой, был описан в гл. VII.

Форма напряжения, изображенного на рис. VIII.14,б, генерируется схемой, приведенной на рис. VIII.14,б. K приблизительно равно нулю для верхней кривой, $K = 1$ — для средней кривой, и $K = 2$ — для нижней кривой. Выходное напряжение усилителя может быть близко к напряжению источника. Стабильность и линейность выходного напряжения этого усилителя может быть увеличена введением отрицательной обратной связи.

Схема измерения времени. На рис. VIII.15 приведена довольно простая схема измерения времени на электронно-лучевой трубке с помощью экспоненциальной развертки и экспоненциального потенциометра. Экспоненциальное напряжение, получаемое на конденсаторе C , отклоняет электронный луч. Импульс, момент появления которого надо измерить, вызывает отклонение луча по вертикали. Показание потенциометра P , при котором импульс находится на риске трубки, дает интервал времени между началом экспоненты и появлением импульса. В целях коррекции экспоненциальной формы развертки потенциометр P должен иметь экспоненциальную намотку и линейную шкалу.

Схемы временной модуляции. Основной схемы экспоненциальной развертки с задержкой является однопериодный мультипликатор, в котором используется переменный конденсатор. Задержка увеличивается с увеличением постоянной времени, которая линейно меняется с поворотом оси конденсатора.

В другой схеме задержки полученное с помощью экспоненциального потенциометра напряжение сравнивается с пилообразным напряжением. Практическая схема, в которой применяется этот спо-

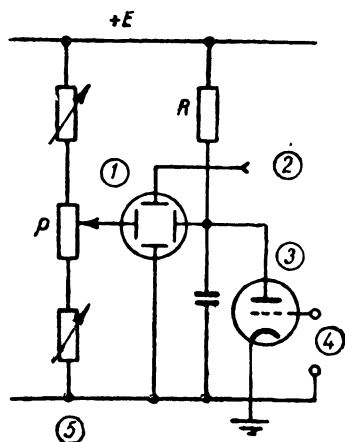


Рис. VIII.15. Генератор экспоненциальной развертки, применяемый при измерениях времени:

1 — электронно-лучевая трубка; 2 — измеряемое напряжение; 3 — фиксирующая лампа; 4 — отрицательные селекторные импульсы; 5 — потенциометр с экспоненциальной намоткой.

соб, представлена на рис. VIII.16. В этой схеме на первую лампу подается отрицательный селектирующий импульс, определяющий длительность экспоненциального напряжения; форма экспоненциального напряжения определяется напряжением питания и комбинацией сопротивления и емкости. В схеме предусмотрена регулировка емкости и начального потенциала напряжения в небольших пределах. Для уменьшения влияния паразитной емкости в напряжении создается начальная ступенька.

Экспоненциальное напряжение подается на амплитудный селектор, собранный на пентоде, а выходное напряжение селектора уси-

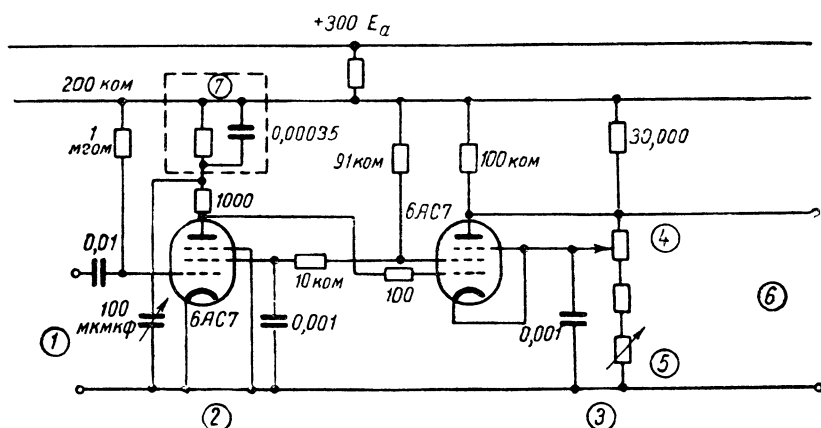


Рис. VIII.16. Генератор экспоненциального пилообразного напряжения, применяемый в схемах временной модуляции:

1 — отрицательный селектирующий импульс; 2 — генератор; 3 — каскад сравнения; 4 — потенциометр с экспоненциальной намоткой; 5 — установка на нуль; 6 — к усилителю; 7 — термостат.

ливается для образования маркера. Схема обеспечивает максимальную задержку, равную 300 мсек. Постоянная времени экспоненты равна 720 мсек, а нарастание напряжения до 94 в происходит за 300 мсек. Точность измерения времени определяется здесь характеристиками фиксатора и амплитудного селектора, но не экспоненциальным напряжением или потенциометром.

5. Напряжения гиперболической формы

Основные положения. Напряжение гиперболической формы изображено на рис. VIII.17. Это напряжение как функция времени выражается следующей зависимостью

$$\begin{aligned} e &= 0 & t < t_h \\ e &= k\sqrt{t^2 - t_h^2} & t > t_h, \end{aligned} \quad (\text{VIII.5})$$

где t_h — постоянная, равная интервалу времени между началом отсчета ($t=0$) и моментом возникновения напряжения, меняющегося по гиперболическому закону.

Напряжение подобной формы можно применить для специального случая „решения треугольника“. Обратимся к прямоугольному треугольнику, изображенному на рис. VIII.18, где

$$r = \sqrt{s^2 - h^2}. \quad (\text{VIII.6})$$

Это выражение имеет тот же вид, что и выражение (VIII.5). При таком рассмотрении параметр t_h можно считать пропорциональ-

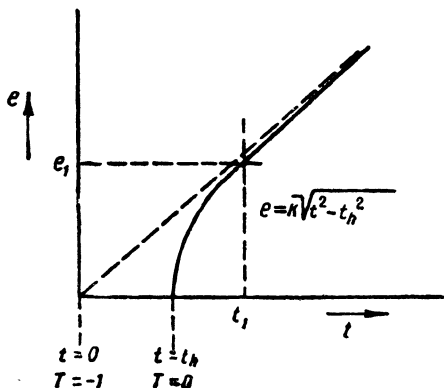


Рис. VIII.17. Напряжение гиперболической формы.

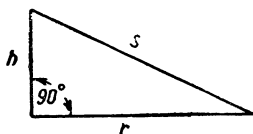


Рис. VIII.18. Треугольник для решения задачи преобразования наклонной дальности в горизонтальную дальность.

ным стороне треугольника, а амплитуду гиперболы (рис. VIII.17), определенную в момент t_1 , пропорциональной гипотенузе s . Определенная таким образом амплитуда e_1 будет пропорциональна r . Иными слова-

ми, время t_1 , за которое амплитуда достигнет величины e_1 , определяет величину s . Другим применением подобного напряжения гиперболической формы является временная развертка.

Напряжение гиперболической формы, применяемое в радиолокационной аппаратуре, может создаваться различными способами, большинство которых позволяют получить достаточное приближение к идеальной гиперболической кривой. Рассмотрим три метода, обладающие наибольшей точностью (порядка 0,1—1%). Один из них состоит в образовании гиперболы рядом ламповых схем, создающих квадратичные алгебраические функции и производящих операцию извлечения квадратного корня в соответствии с выражением (VIII.5). В других двух методах применяются RC -четырёхполюсники, которые, давая разность между суммой нескольких напряжений экспоненциальной и трапециoidalной формы, создают напряжения, аппроксимируемые гиперболой.

6. Получение напряжений гиперболической формы методом «алгебраических действий» и «компенсации заряда»

«Алгебраические действия». Как было установлено, для решения данной задачи надо получить форму напряжения, определяемую следующим выражением

$$e = k\sqrt{t^2 - t_h^2}. \quad (\text{VIII.7})$$

Метод, применяемый для создания напряжения подобной формы, состоит в том, что сперва получают напряжение параболической формы вида

$$e_1 = E_1(t^2 - t_h^2), \quad t > t_h, \quad (\text{VIII.8})$$

а затем производят операцию извлечения квадратного корня. В этом случае напряжение e , определяемое выражением (VIII.7),

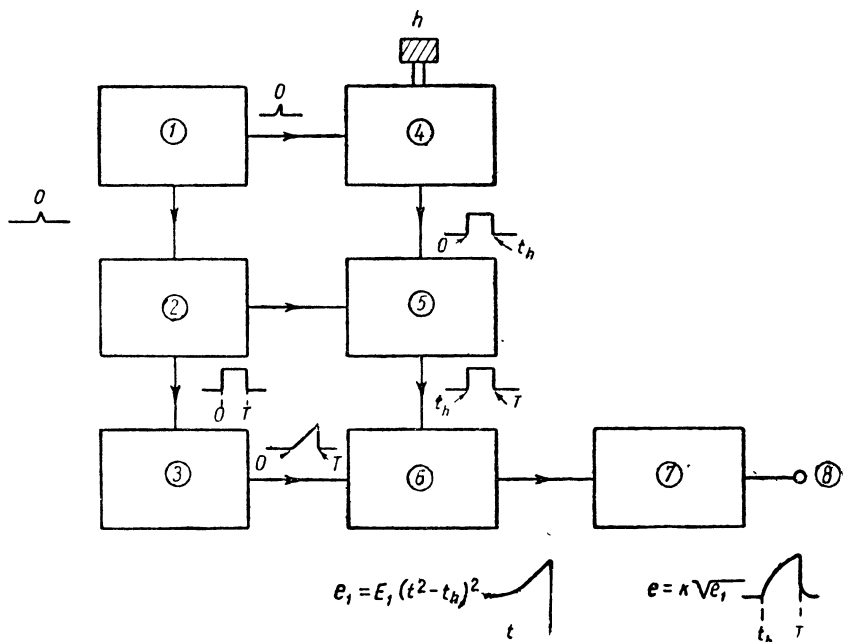


Рис. VIII.19. Схема получения сигнала гиперболической формы с помощью „алгебраических“ операций:

1 — синхрогенератор; 2 — генератор для селектирования пилообразного напряжения; 3 — генератор пилообразного напряжения; 4 — устройство задержки; 5 — задержанный селектирующий импульс; 6 — интегратор; 7 — цепь, выполняющая операции извлечения квадратного корня; 8 — выход;

можно будет получить в схеме, на вход которой подается напряжение e_1 .

На рис. VIII.19 приведена скелетная схема устройства для получения напряжения гиперболической формы.

Способ компенсации заряда. Другая схема создания напряжения гиперболической формы изображена на рис. VIII.20. В этой схеме конденсатор генератора пилообразного напряжения заряжается током, представляющим собой сумму обычного постоянного тока заряда и добавочного нелинейного тока, благодаря чему напряжение на конденсаторе приобретает гиперболическую форму. Детальное описание работы схемы дано ниже.

Лампа L_1 нормально заперта за исключением интервала времени от 0 до t_h ; в интервал времени, предшествующий моменту

$t=0$ (см. эюры на рис. VIII.20), диоды L_2 и L_3 открыты, а конденсаторы C_2, C_3, C_4 и C_5 заряжены приблизительно до 105 в; сетка лампы L_6 находится под напряжением -5 в. В интервале времени от 0 до t_h лампа L_1 открыта, вследствие чего напряжение на ее аноде мало: конденсаторы от C_2 до C_5 разряжаются через сопротивление равное 500 ком; благодаря этому лампа L_2

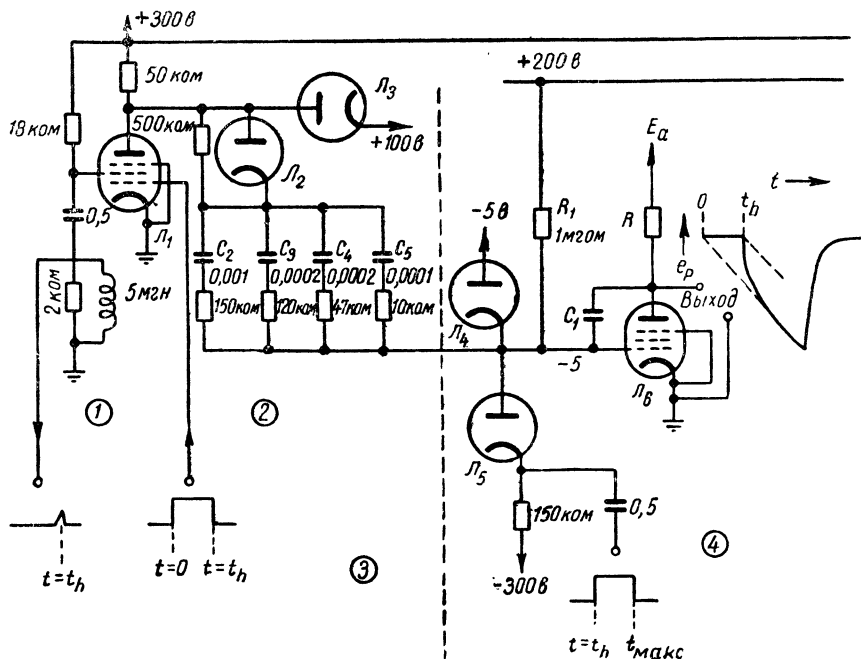


Рис. VIII.20. Схема получения гиперболического напряжения методом компенсации заряда:

1 — отметка высоты; 2 — селектирующий импульс от временного модулятора; 3 — схема для коррекции развертки на высоту полета; 4 — генератор развертки.

оказывается запертой. Полный заряд, теряемый конденсаторами в этот интервал времени, пропорционален t_h , поскольку потенциал катода лампы L_2 в это время близок к 100 в. Уменьшение напряжения на конденсаторах при разряде зависит от их емкости и от t_h : для малых величин t_h разряд происходит, главным образом, за счет ветви с малой постоянной времени (конденсатор C_5 , сопротивление 10 ком); для больших величин t_h разряд происходит за счет ветви с большой постоянной времени (конденсатор C_2 , сопротивление 150 ком). Постоянные времени цепочек, изображенных на схеме, выбраны для величины интервала $0-t_h$ от 10 до 60 мксек. В момент t_h лампа L_1 закрывается, а переключатель L_5+L_4 открывается, вызывая возникновение напряжения развертки. Импульс, возникающий на индуктивности L_1 при запираании лампы L_1 и запаздывающий на время t_h относительно начала отсчета,

поступает во внешнюю цепь. Через лампу L_2 по окончании действия селектирующего импульса цепочка конденсаторов заряжается, восстанавливая свой прежний потенциал. Восстановление заряда конденсаторов $C_2—C_5$, потерянного за интервал времени $0—t_h$, через лампу L_2 по окончании этого интервала способствует ускорению разряда конденсатора развертки C_1 через лампу L_6 ; в результате этого падение напряжения на аноде лампы L_6 происходит с большей скоростью, чем это имело бы место в отсутствии влияния конденсаторов $C_2—C_5$. Другими словами, заряд, теряемый упомянутой цепочкой конденсаторов в интервал времени от 0 до t_h , передается конденсатору C_1 по окончании этого интервала, образуя первую часть гиперболического напряжения. Масштаб времени на участке с увеличенной скоростью изменения напряжения определяется величиной интервала $0—t_h$ и постоянной времени цепочки конденсаторов. Полный добавочный заряд, теряемый C_1 с момента начала развертки, равен $200 t_h$ в.мксек/мгом и соответствует заряду, теряемому конденсаторами ($100 t_h$ в.мксек/0,5 мгом). Если изменить величину этого добавочного заряда, то величина гиперболического напряжения в конце кривой при любых t_h будет иметь все равно одно и то же значение. Для одного и того же t_h величина заряда одинакова. Так как на практике напряжение 100 в не под-

держивается в точности постоянным во время разряда конденсаторов, разрядное сопротивление 500 ком следует несколько уменьшить.

7. Напряжения гиперболической формы как сумма нескольких экспонент

Для получения напряжения гиперболической формы [уравнение (VIII. 7), рис. VIII. 17] в качестве исходной цепи можно использовать генератор трапециодального напряжения, описанный в § 3. Ступенька трапеции сглаживается, так чтобы она вместе с наклонной частью трапеции имела гиперболическую форму. В схеме рис. VIII. 21 ток заряда цепочки конденсаторов форсируется благодаря действию обратной связи с момента времени t_h . Напряжение на каждой цепочке возрастает со своей посто-

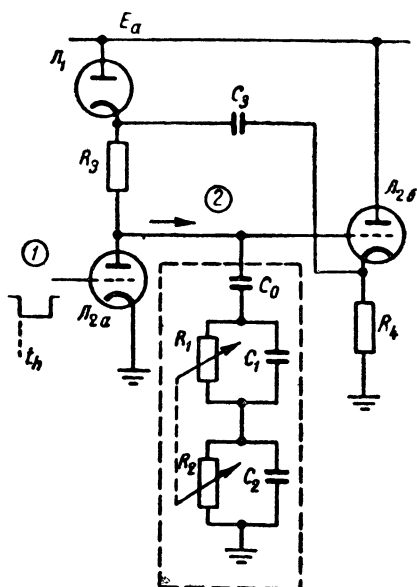


Рис. VIII.21. Схема получения гиперболического напряжения путем суммирования трапециодального и двух экспоненциальных напряжений: 1 — отрицательные селектирующие импульсы; 2 — ток ступеньки.

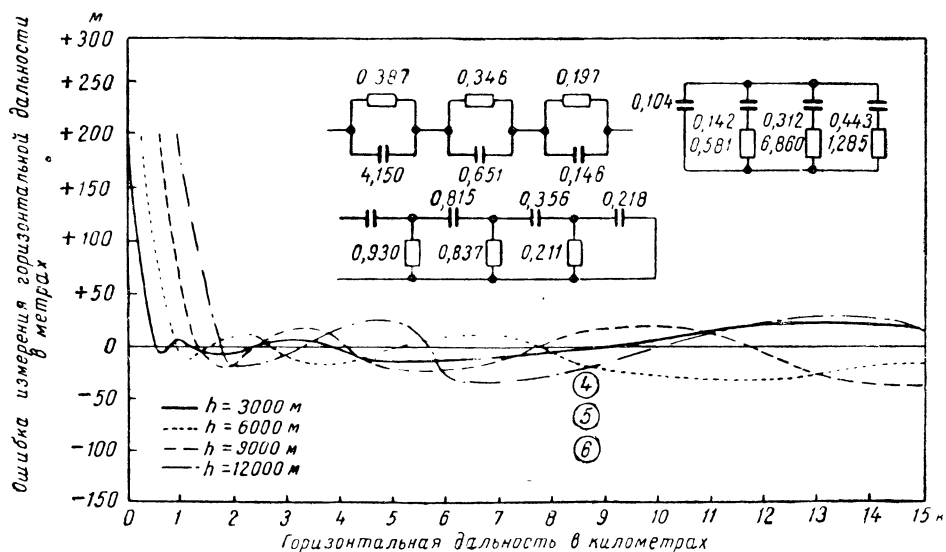
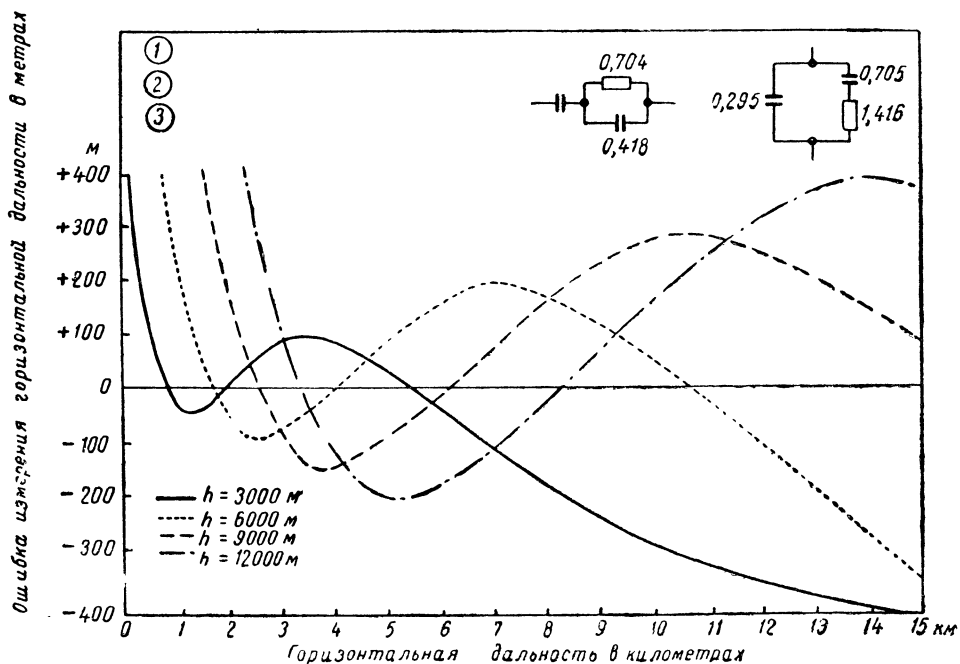


Рис. VIII.22. Кривые ошибок в измерении горизонтальной дальности по гиперболической развертке, полученной с помощью различных RC-цепочек (1 000 метров соответствует около 6,7 мксек):

1 — ошибка измерения горизонтальной дальности $\leq 3\%$ полной шкалы; 2 — задержка развертки равна 0,0540 полной ее длительности; 3 — максимальная скорость развертки равна 3,30 предельной скорости; 4 — ошибка измерения горизонтальной дальности равна 0,2% полной шкалы; 5 — задержка развертки равна 0,00824 полной ее длительности; 6 — максимальная скорость развертки равна 9,63 предельной скорости.

янной времени по экспоненциальному закону. Результирующее же выходное напряжение имеет вид гиперболы. Для изменения формы напряжения необходимо менять величину t_h , что связано с некоторыми конструктивными трудностями. В результате изменения величин сопротивлений меняется величина экспоненциального напряжения. Если соотношение

$$T = \frac{t - t_h}{t_h} \quad (\text{VIII.9})$$

подставить в уравнение (VIII.7), то получим новое выражение, определяющее требуемую форму напряжения

$$e = 0, \text{ для } T < 0, \text{ и} \\ e = kt_h \sqrt{T^2 + 2T}, \text{ для } T > 0. \quad (\text{VIII.10})$$

Это выражение описывает гиперболу с вершиной в точке $T = 0$. Форма напряжения может быть должным образом изменена при изменении величины t_h путем соответствующего изменения амплитуды и постоянной времени каждого экспоненциального члена. На практике для этой цели применяются вдвоенные переменные сопротивления. При наличии нескольких секций RC «ступенька» тока возникает с некоторым запаздыванием относительно t_h .

Проектирование такой схемы является по существу геометрической задачей сложения нескольких экспоненциальных и линейных функций, дающих в сумме кривую приблизительно гиперболической формы. Эта задача обычно решается графически.

Цепочки RC , изображенные на рис. VIII.21, можно заменить эквивалентными схемами, в которых при необходимости можно учесть также такие элементы, как паразитные емкости монтажа. Подобные эквивалентные схемы изображены на рис. VIII.22. Ввиду того, что гиперболические напряжения применяются для самолетных индикаторов кругового обзора, на этих рисунках даны также графики ошибок измерения дальности в зависимости от горизонтальной дальности для различных высот полета самолета. Для каждого случая даны величины максимальной скорости развертки и задержки развертки. Величины h и r измерены в метрах*. Кривые рис. VIII.22 показывают предельные точности работы индикатора с гиперболической разверткой.

8. Напряжения параболической формы

Часть кривой рис. VIII.23, проведенная сплошной линией, имеет форму параболического напряжения, которое будет рассматриваться ниже. Парабола определяется следующим соотношением

$$y = k_1 t^2. \quad (\text{VIII.11})$$

* Высота h пропорциональна t_h , а горизонтальная дальность z пропорциональна e в уравнении (VIII.7).

Периодически повторяющееся напряжение параболической формы показано на рис. VIII.24.

Способы получения напряжений параболической формы. Описанные в этом параграфе способы получения напряжений параболической формы основываются на преобразовании напряжения линейной формы (см. гл. VII). Параболическое напряжение получается из линейного напряжения путем операций интегрирования, умножения и возведения в квадрат (см. гл. XVIII и XIX).

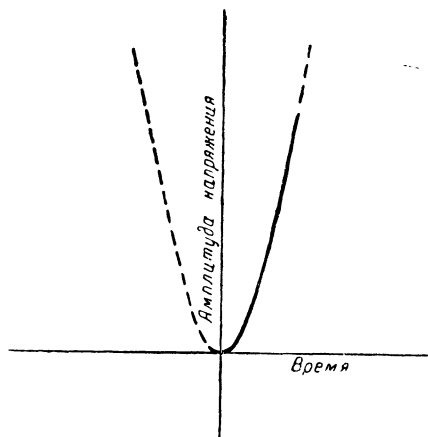


Рис. VIII.23. Используемая часть параболы.

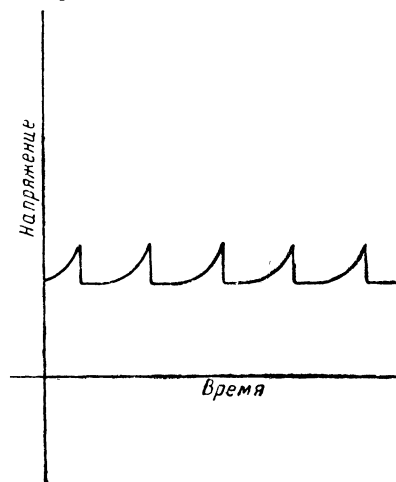


Рис. VIII.24. Напряжение параболической формы.

Участок напряжения треугольной формы можно определить следующим соотношением

$$y = k_2 t, \quad (\text{VIII.12})$$

интегрирование которого дает

$$\int y dt = y_1 = \frac{k_2}{2} t^2 + k_3. \quad (\text{VIII.13})$$

Электрический интегратор производит это действие приблизительно с различной степенью точности в зависимости от схемы (см. гл. XVIII).

Простота и точность интеграторов определяет простоту генераторов параболических напряжений. В качестве генераторов напряжений параболической формы могут служить многие схемы умножения и возведения в квадрат (см. гл. XIX). Для получения напряжения параболической формы на вход этих схем подается напряжение треугольной формы.

Генератор напряжения параболической формы с следящей лампой и интегрированием. На рис. VIII.25 и VIII.26 изображены схемы, которые обычно применяются для получения параболического напряжения. Постоянная часть напряжения (см. урав-

нение VIII.13) получается благодаря катодному повторителю с следящей лампой. Напряжение на зарядном сопротивлении R_2 увеличивается линейно в зависимости от времени, благодаря действию обоих катодных повторителей.

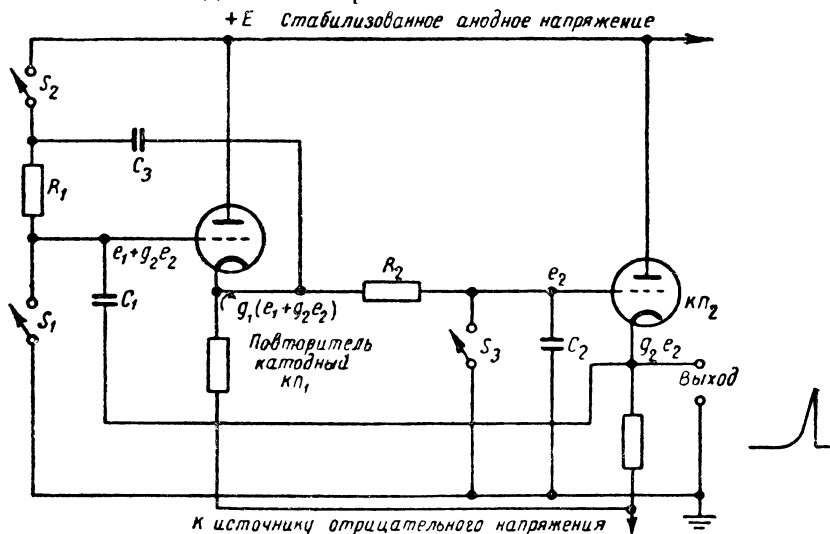


Рис. VIII.25. Упрощенная схема генератора параболического напряжения, с следящей лампой.

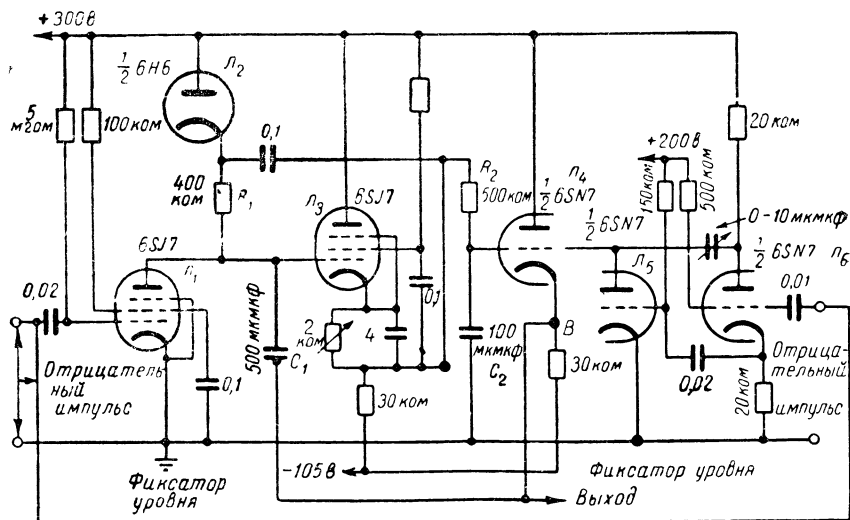


Рис. VIII.26. Полная схема генератора параболического напряжения с следящей лампой.

Работа схемы, изображенной на рис. VIII.25, описывается следующими процессами. В состоянии покоя все переключатели зам-

кнуты и через сопротивление R_1 течет ток равный E/R_1 ; конденсаторы C_1 или C_2 разряжены. Если катодные повторители сбалансированы и в состоянии покоя имеют пренебрежимо малое напряжение между сеткой и катодом, то через сопротивление R_2 ток не течет. Переключатели размыкаются одновременно селективирующим импульсом в момент $t = 0$. Ток, равный E/R , начинает протекать через C_1 и поддерживается постоянным с помощью обратной связи через C_3 . Напряжение, возникающее при этом на R_2 , представляет собою линейную функцию времени. Следовательно, напряжение e_2 на емкости C_2 , определяемое интегралом от тока, текущего через R_2 , есть парабола.

Ниже приведен математический анализ, основанный на предположении, что ламповые переключатели идеальны, а катодные повторители имеют постоянное усиление K_1 и K_2 . Зарядный ток через C_2 может быть представлен в виде

$$i_{c2} = \frac{K_1(K_2 e_2 + e_1) - e_2}{R_2}, \quad (\text{VIII.14})$$

отсюда следует, что

$$\frac{de_2}{dt} + \frac{(1 - K_1 K_2)}{R_2 C_2} e_2 - \frac{K_1 e_1}{R_2 C_2} = 0. \quad (\text{VIII.15})$$

Ток через C_1 может быть найден из следующего выражения

$$K_2 e_2 + e_1 + \frac{de_1}{dt} R_1 C_1 - \frac{C_1}{C_3} \int \frac{de_1}{dt} dt = K_1 (e_1 + K_2 e_2). \quad (\text{VIII.16})$$

Перегруппировывая члены уравнения и считая, что при $t = 0$

$$\begin{aligned} e_1 &= 0 \\ e_2 &= 0 \\ \frac{de_1}{dt} &= \frac{E}{R_1 C_1}, \end{aligned} \quad (\text{VIII.17})$$

мы получаем

$$\frac{de_1}{dt} + \frac{(1 - K_1 + C_1/C_3)}{R_1 C_1} e_1 + \frac{K_2(1 - K_1)}{R_1 C_1} e_2 = \frac{E}{R_1 C_1}. \quad (\text{VIII.18})$$

Если решение для e_1 и e_2 при заданных начальных условиях представить в виде степенного ряда, то можно определить затем коэффициенты рядов путем подстановки решения в выражения (VIII.15) и (VIII.16) и приравнивания коэффициентов при одинаковой степени переменных; таким образом найдем

$$K_2 e_2 = K_1 K_2 \frac{E}{R_1 C_1 R_2 C_2} \left[\frac{t^2}{2!} - \frac{t^3}{3!} \left(\frac{1 - K_1 + C_1/C_3}{R_1 C_1} + \frac{1 - K_1 K_2}{R_2 C_2} \right) \right]. \quad (\text{VIII.19})$$

Для получения формы напряжения, определяемой выражением (VIII.19), начальный ток через R_2 должен быть равен нулю. Это достижимо только при наличии идеальных переключателей и ка-

тодных повторителей. В противном случае в выражении для напряжения появляется добавочный член первой степени. Коэффициент при этом члене может быть рассчитан из новых начальных условий. Добавление члена первой степени сдвигает параболу в плоскости напряжение — время, но не меняет ее формы.

Для схемы рис. VIII.26 уравнение (VIII.19) приобретает следующий вид

$$K_2 e_2 = 1,4 \times 10^{+10} (t^3 - 440 t^3). \quad (\text{VIII.20})$$

Величина кубического члена приблизительно составляет 2% от величины квадратичного члена при условии

$$t = 50 \text{ мксек} \left(\frac{t}{R_1 C_1} = \frac{1}{4}, \frac{t}{R_2 C_2} = 1 \right).$$

Величину кубического члена можно уменьшить в 10 раз, если применить катодный повторитель, собранный на пентоде.

Соответственно выражению (VIII.20) параболическое напряжение, получаемое в вышеуказанной схеме, в пределах от 0 до 50 мксек, будет отклоняться от идеальной формы (по оси ординат) не более, чем на 0,2%. Эта точность приблизительно равна реальной, хотя в приведенном выше расчете не учитывается целый ряд ошибок другого происхождения. Так, например, не учитывались начальный ток через R_2 и непостоянство усиления катодного повторителя.

Отношение величины линейно возрастающего напряжения e_1 к величине параболически возрастающего напряжения e_2 может регулироваться с помощью цепочек $R_1 C_1$ и $R_2 C_2$. Амплитуда выходного напряжения параболической формы будет постоянной при фиксированном произведении двух постоянных времени. Вообще лучшая точность воспроизведения параболы получается при небольшой величине линейного пилообразного напряжения и значительной амплитуде параболического выходного напряжения. Схема, изображенная на рис. VIII.26, не является оптимальной в этом отношении, поскольку при допустимых напряжениях питания величина выходного напряжения ограничивается характеристиками катодных повторителей. Полное выходное сопротивление описанного устройства равно несколько сотням ом.

Предельные ошибки схемы в сумме составляют несколько процентов; при калибровке с помощью регулировки потенциометров схемы рис. VIII.26 ошибки могут быть уменьшены до величины меньшей, чем 0,5%. Источники ошибок здесь такие же, как и в генераторе напряжений треугольной формы, но из-за сложности схемы они более многочисленны. Начальный сдвиг (порядка 1 мксек) между началом пускового импульса и началом параболы вызывается, в основном, емкостями в цепях переключающих ламп. Для того, чтобы частота повторения пусковых импульсов не оказывала влияния на работу схемы, переходные процессы, возникающие по окончании одного параболического импульса, должны полностью заканчиваться до возникновения следующего импульса.

Осциллограмма напряжения параболической формы, получающегося в схеме рис. VIII.26, изображена на рис. VIII.27. Напряжение, показанное на рис. VIII.28, получено в схеме, в которой отсутствует нулевой начальный ток через сопротивление R_2 . Для каж-

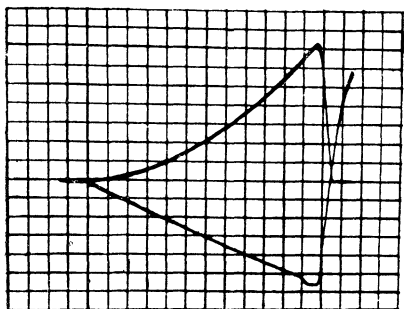


Рис. VIII.27. Напряжение параболической формы и его производная. Напряжение параболической формы получено в схеме, изображенной на рис. VIII. 26.

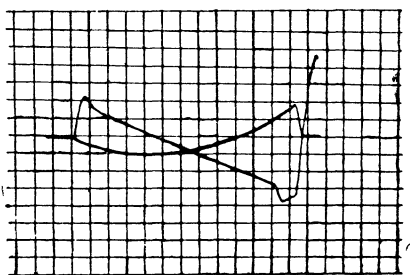


Рис. VIII.28. Напряжение параболической формы с начальным наклоном не равным нулю и его производная.

дой формы напряжения показана его производная; как видно из осциллограмм, она почти линейна.

Генератор напряжения параболической формы с анодно-сеточной накопляющей емкостью. Схема этого генератора изображена

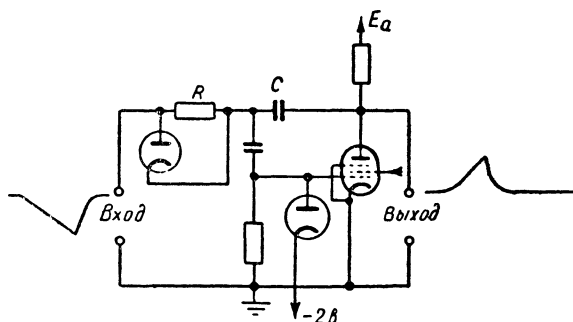


Рис. VIII.29. Генератор с анодносеточной емкостью, преобразующий линейное пилообразное напряжение в параболическое.

на рис. VIII.29. На вход схемы подается отрицательное напряжение пилообразной формы при любом начальном уровне; с выхода схемы снимается напряжение параболической формы. Если входное напряжение определяется выражением.

$$e = kt, \quad (\text{VIII.21})$$

то параболу можно, приблизительно, представить в виде

$$e = \frac{kl^2}{2RC} \quad (\text{VIII.22})$$

Для того, чтобы линейный член в выходном напряжении отсутствовал, ток через C при $t=0$ должен быть равен нулю. Для этого в схему введен диод. Постоянная времени сеточной цепи значительно больше, чем RC . Емкостная связь применяется для того, чтобы уничтожить ток через R при $t=0$ при любом напряжении покоя на входе. Данный генератор дает хорошую точность параболы

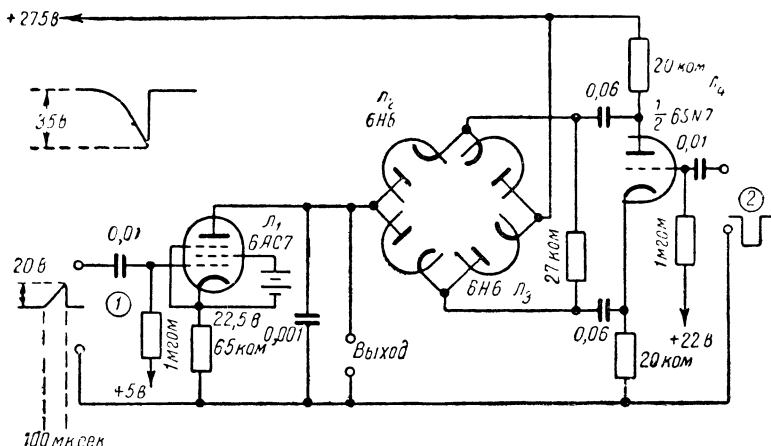


Рис. VIII.30. Генератор с пентодом постоянного тока, преобразующий линейно-возрастающее напряжение в параболическое.

лического напряжения, особенно, если в схеме применяется пентод, и превосходит в этом отношении предыдущую схему.

Другие методы получения напряжения параболической формы.

Еще один тип генератора, который может применяться для создания параболического напряжения, изображен на рис. VIII.30. При подаче на сетку пентода пилообразного напряжения ток через катодное сопротивление пентода меняется линейно. Анодный ток, приблизительно пропорциональный току в катодной цепи, интегрируется на конденсаторе, единственном элементе, присоединенном к аноду лампы, через которую идет пилообразный ток. Изменение анодного напряжения пентода мало влияет на анодный ток.

Получение напряжения параболической формы с помощью операций умножения и возведения в квадрат рассмотрено в гл. XVIII; там же приведено несколько сложных схем.

Измерения. Точность формы напряжения, получаемого в рассмотренных схемах, может быть определена методами сравнения, описанными в гл. IX. Метод анализа формы напряжений изложен в гл. XX и обычно используется при погрешностях наблюдения, не превышающих 0,5%.

Другим способом исследования формы напряжения является дифференцирование (см. гл. XX). Производная параболы есть треугольник, а треугольник легче анализировать, чем параболу. Дифференциатор, который применяется для анализа форм напряжений, изображенных на рис. VIII.27 и VIII.28, описан в гл. XVIII.

9. Получение напряжений, описываемых степенным рядом

Одним из наиболее простых методов получения напряжений линейной и параболической формы является интегрирование. Интегрирование постоянного напряжения приводит к образованию линейно меняющегося напряжения; интегрирование напряжения линейной формы дает напряжение параболической формы; следующее интегрирование приводит к кубической параболе и т. д. Процесс ограничивается только увеличением сложности устройства. Этот метод позволяет получить напряжение вида $a_n t^n$, если постоянные интегрирования приводятся к нулю в каждом интеграторе. Сложные формы напряжений, описываемые степенным рядом, могут быть получены путем суммирования экспоненциальных членов, так как хорошо известно, что большая группа функций может быть аппроксимирована, в пределах некоторого интервала, несколькими членами степенного ряда

$$y = a_0 + a_1 t + a_2 t^2 + a_3 t^3 + \dots + a_n t^n. \quad (\text{VIII.23})$$

10. Сумма синусоид

Обычный метод приближенного анализа периодических колебаний сложной формы состоит в представлении их в виде ряда гармонических колебаний. Логическое видоизменение этой задачи состоит в получении заданного напряжения из ряда синусоид с помощью комбинации соответствующих электрических цепей. На практике, однако, этот метод не всегда дает хорошие результаты.

Как известно, периодически меняющееся напряжение может быть разложено в ряд Фурье. При этом часто достаточно рассматривать всего лишь несколько членов ряда. Получение синусоидальных напряжений, регулируемых по форме, амплитуде и частоте, является довольно простой задачей. Поэтому для получения сложных форм напряжения можно применить суммирование синусоид. Это, конечно, не всегда целесообразно, так как для получения большинства применяемых на практике напряжений существуют другие более простые способы. Однако способы создания сложных форм напряжений путем суммирования синусоидальных напряжений также находят себе практическое применение, как например, в резонансном стабилизированном делителе частоты (см. § 12 гл. XVI). Вторым примером может служить имитация музыкальных звуков электрическими и электроакустическими инструментами.

11. Формирование импульсов

Для испытания видеоусилителей или индикаторов часто требуются видеоимпульсы, форма которых подобна форме импульсов, проходящих через радиолокационный приемник, состоящий из простых настроенных контуров, расстроенных пар или двойных связанных контуров. Для этой цели используется цепочка низкочастотных RC-фильтров, которая, действуя на прямоугольный видеоимпульс, искажает его так, что создает эффект воздействия одиночных на-

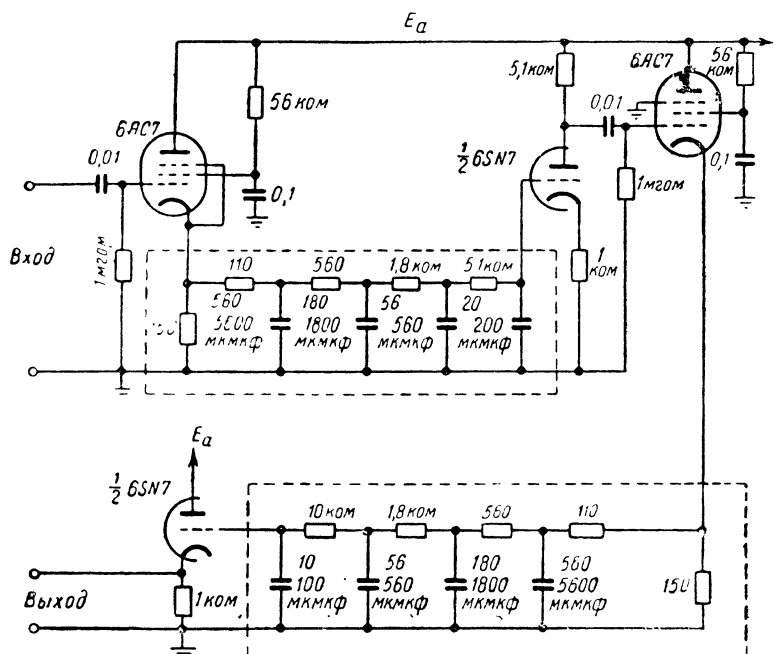


Рис. VIII.31. Фильтр и усилитель для имитации искажений прямоугольного импульса в многокаскадном приемнике.

строенных контуров на огибающую прямоугольного высокочастотного импульса. Однако такое искажение получается правильным только в том случае, если звенья RC-фильтра разделены лампами или полностью исключено воздействие одного звена на другое. Один из способов устранения взаимного влияния звеньев заключается в увеличении отношения RC в каждом следующем звене в три или более раз по отношению к предыдущему звену при сохранении постоянного произведения RC во всех звеньях. Подобное устройство изображено на рис. VIII.31.

Полное выходное сопротивление катодного повторителя (сопротивление катодной нагрузки 150 ом и эквивалентное сопротивление лампы 130 ом) равно 70 ом . Поэтому полное сопротивление первого звена реостатно-емкостного фильтра равно $70 + 110 = 180 \text{ ом}$ и постоянная времени этого звена составляет около $0,1 \text{ мксек}$ ($RC =$

$\approx 180 \cdot 5600 \cdot 10^{-12} \approx 0,1 \text{ мксек}$) В следующих звеньях величина сопротивлений постепенно увеличивается, а емкостей уменьшается, так что постоянная времени не изменяется. В последнем звене емкостью является входная емкость лампы 6SN7. Второй фильтр подобен первому, но отличается тем, что последнее звено имеет мень-

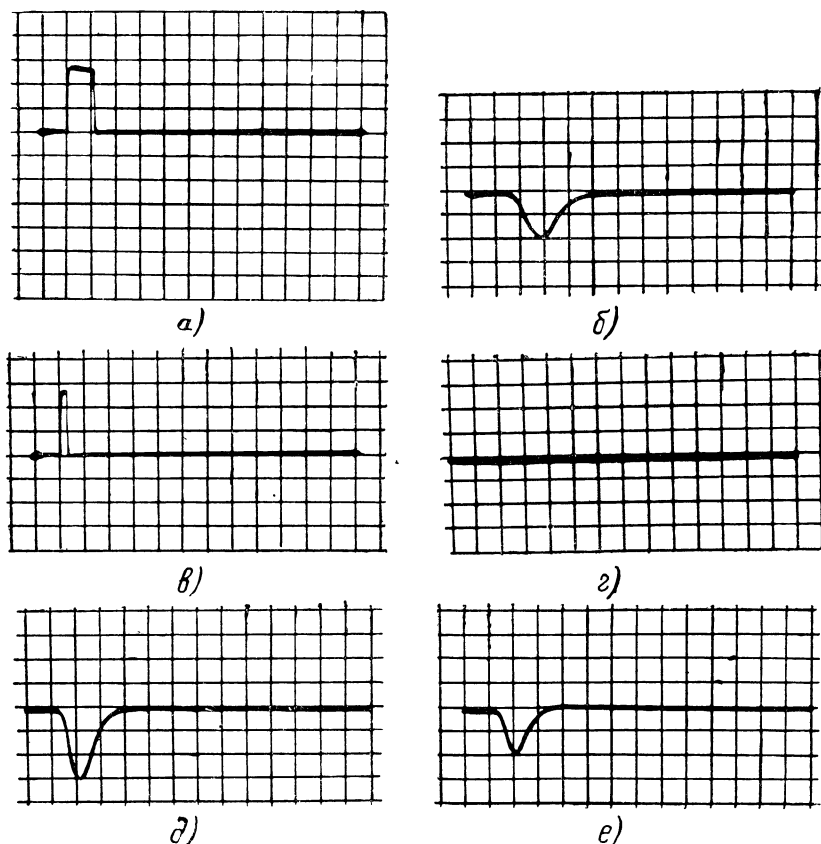


Рис. VIII.32. Прямоугольные импульсы после прохождения через фильтр.

шую емкость и большее сопротивление, так как последняя лампа 6SN7 используется как катодный повторитель и следовательно имеет меньшую динамическую емкость. Полоса пропускания фильтра определяется тем же соотношением, как и в случае высокочастотного усилителя на одиночных настроенных контурах (имеется в виду случай, когда действие каждого звена на предшествующее пренебрежимо мало) и выражается формулой

$$\Delta F = \frac{1}{2\pi RC}, \quad (\text{VIII.24})$$

а отношение полосы пропускания одного звена к общей полосе пропускания фильтра равно

$$\frac{\Delta F_1}{\Delta F} = 1,2 \sqrt{N},$$

где N — число звеньев и ΔF_1 — полоса пропускания одного звена, ΔF — полоса пропускания всего фильтра. Для восьми звеньев, имеющих $\Delta F_1 = 1,6$ мГц, результирующая полоса пропускания $\Delta F = 0,475$ мГц. Изображенный на рис. VIII.31 фильтр показан с теми же сопротивлениями, но с конденсаторами в 10 раз большей величины ($\Delta F_1 = 0,16$ мГц), чем в указанном расчетном случае. Общая полоса пропускания восьми звеньев фильтра рис. VIII.31 равна 47 кГц. Осциллограммы импульсов на входе и выходе схемы представлены на рис. VIII.32. При подаче на вход прямоугольного импульса длительностью 10 мксек (рис. VIII.32,а) на выходе получается импульс с задержкой на 3 мксек, имеющий сглаженные углы (рис. VIII.32,б).

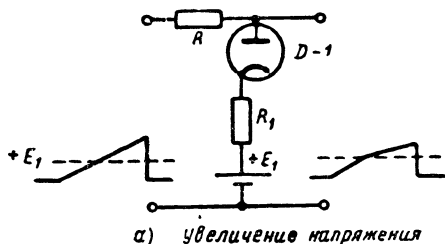
При подаче на вход прямоугольного импульса длительностью в 1 мксек (рис. VIII.32,в) возникающий на выходе импульс слишком мал для наблюдения (рис. VIII.32,г). Для получения на выходе доступного для наблюдения (рис. VIII.32,д) импульса надо значительно увеличить амплитуду входного импульса. Выходной импульс в этом случае имеет такую же задержку, как и в случае более длительного импульса на входе, но максимум выходного импульса достигается в данном случае значительно раньше. Если на вход подать импульс длительностью $1/4$ мксек, выходной импульс будет иметь еще меньшую амплитуду, но при увеличении амплитуды входного импульса выходной импульс становится заметным (рис. VIII.32,е). Этот импульс очень похож на импульс, показанный на рис. VIII.32,д. Таким образом, для входных импульсов длительностью в 1 мксек или менее выходной импульс имеет постоянную форму.

12. Получение напряжений сложной формы из простых отрезков

Этот способ может применяться там, где требуемая форма напряжения не может быть получена с помощью простых операций, подобных интегрированию. Опытные данные о схемах, описанных в этом параграфе, отсутствуют.

Прямолинейные отрезки. Напряжение сложной формы можно получить с требуемой степенью точности путем комбинации ряда линейно изменяющихся напряжений. Исходная простейшая схема, применяемая для этой цели, изображена на рис. VIII.33. На вход схемы подается линейно возрастающее напряжение. До тех пор, пока диод заперт, выходное напряжение равно входному. В момент, когда входное напряжение становится равным напряжению смещения диода, последний отпирается и представляет в дальнейшем сопротивление всего в несколько сотен ом. Поэтому с момента отпирания диода выходное напряжение возрастает значительно мед-

леннее, чем напряжение на входе (схема *a*). Степень уменьшения скорости возрастания напряжения определяется отношением R_1/R . Выходное напряжение состоит из двух прямолинейных участков, причем положение границы участка зависит от напряжения смещения и от характеристики диода. Эпюры напряжения рис. VIII.33,б получены с помощью схемы, в которой диод сперва отперт, а затем запирается. Таким образом, крутизна выходного сигнала может быть сделана как возрастающей (эпюры *a*), так и уменьшающейся (эпюры *б*).



С помощью описанного метода из прямолинейных отрезков можно получить сложные кривые. Например, схема рис. VIII.34, имеющая несколько параллельных ветвей с диодами, позволяет преобразовать пилообразное напряжение в сложное напряжение почти плавной формы.

Криволинейные отрезки.

Большое число эмпирических кривых может быть более точно составлено из отрезков парабол или экспоненциальных кривых, чем из линейных отрезков. В этом случае можно также использовать схему, приведенную на рис. VIII.33.

Другие методы получения напряжений сложной формы из отрезков. В предыдущих примерах для изменения формы напряжения непосредственно использовалась линейно-ломаная характеристика. Другой метод изменения формы напряжения основан на воздействии на генератор напряжения. Так, например, при определенном уровне колебательного напряжения от генератора могут отключаться цепи обратной связи, либо к нему могут присоединяться некоторые добавочные элементы, в результате чего форма генерируемого напряжения будет претерпевать изменения. Основой этого метода составления напряжения сложной формы из отрезков является амплитудная селекция.

Применение селекции по времени. Очевидно, что управление нелинейными элементами, образующими отдельные участки напря-

①



Рис. VIII.33. Импульс, образованный двумя прямолинейными отрезками: *I*—противоположное включение диода.

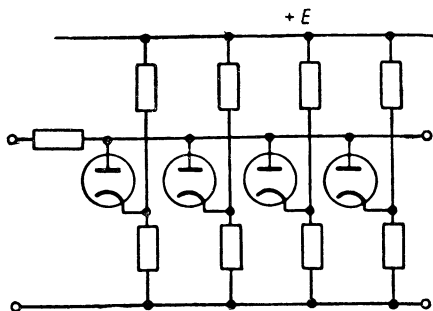


Рис. VIII.34. Схема для получения импульсов, состоящих из четырех прямолинейных отрезков.

жения сложной формы, удобнее производить с помощью селекторных импульсов, подаваемых в фиксированные моменты, чем с помощью постоянных напряжений смещения. Этот способ применяется,

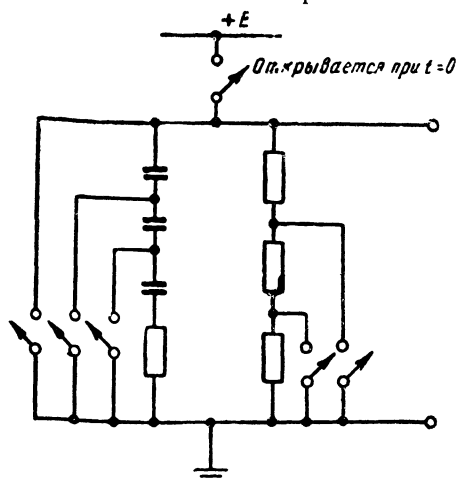


Рис. VIII.35. Схема для получения импульсов, состоящих из отрезков, селектированных по времени.

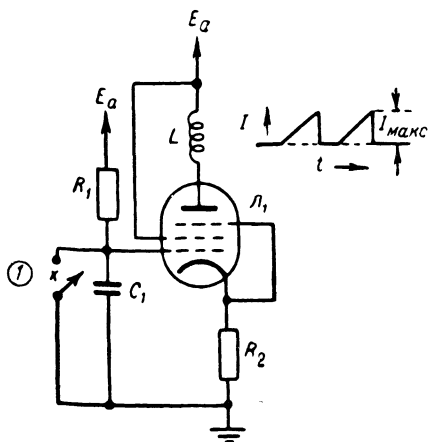


Рис. VIII.36. Упрощенная схема усилителя тока треугольной формы:
 I — разрядная лампа.

катод лампы L_1 , определяется напряжением на аноде лампы L_1 , амплитуда напряжения треугольной формы, генерируемого лампами L_1 , L_2 и L_3 , постоянна. Длительность пилообразного напряжения можно изменять от 60 до 2 400 мксек. При длительности пилообразного напряжения большей 720 мксек усиление каскада на лампе L_3 должно быть больше единицы, чем компенсируется ухудшение работы трансформатора T_1 в области низких частот.

например, для получения составного напряжения треугольной формы (см. § 2). На рис. VIII.35 изображена схема, с помощью которой можно получить большое разнообразие комбинаций экспоненциальных отрезков напряжения с различными постоянными времени.

СПЕЦИАЛЬНЫЕ ФОРМЫ ТОКА

13. Получение специальных форм тока с помощью напряжения заданной формы

Наиболее простой метод получения тока специальной формы заключается в создании напряжения необходимой формы и подаче его на усилитель, выходной ток которого пропорционален входному напряжению. Исходная схема для этой цели изображена на рис. VIII.36. В этой схеме с помощью разрядной лампы и цепочки RC можно получить приблизительно линейное пилообразное напряжение. Если катодное сопротивление R_2 пентода L_1 достаточно велико, то в индуктивности L_1 протекает ток, соответствующий по форме напряжению на сетке.

На рис. VIII.37 приведена практически применяемая схема. Так как длительность действия положительного импульса, поданного на

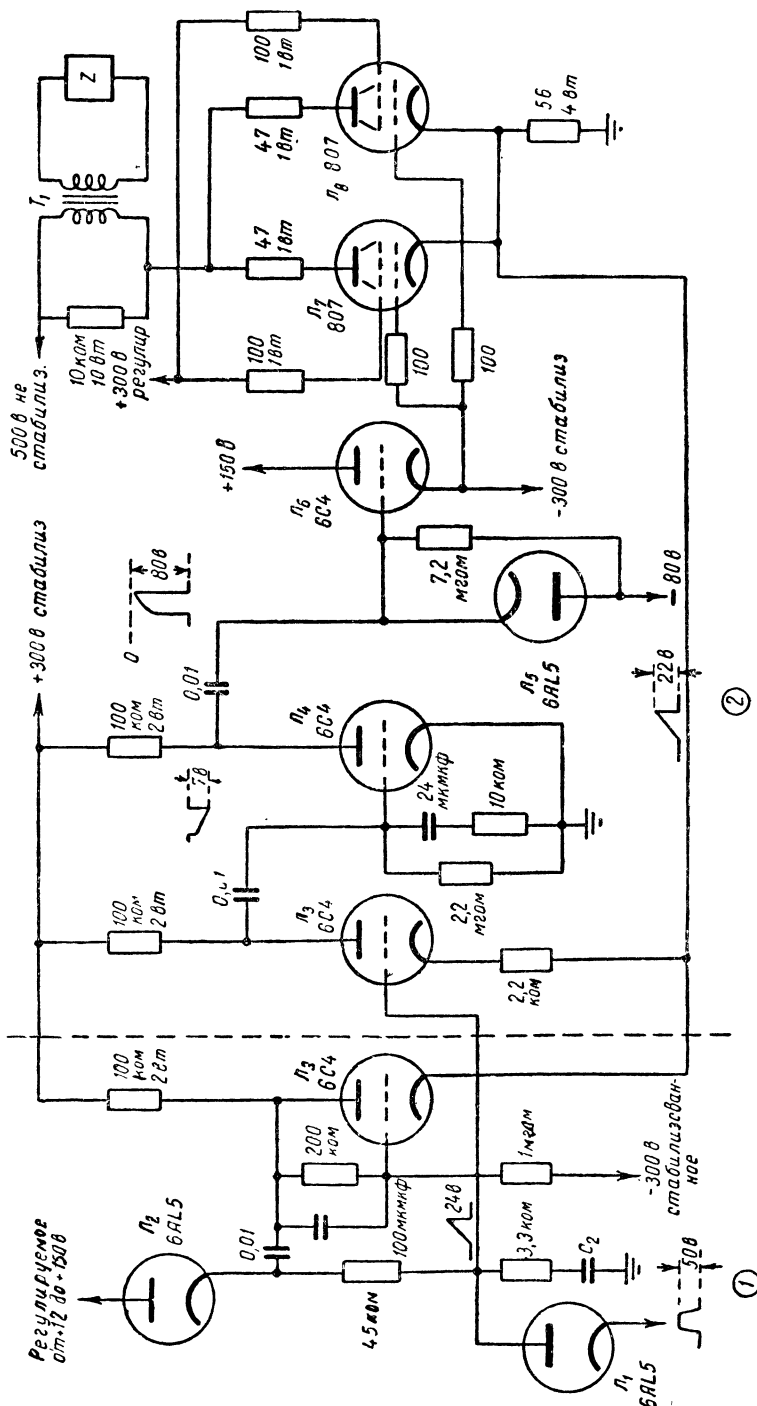


Рис. VIII.37. Генератор напряжения треугольной формы и усилителя тока с отрицательной обратной связью: I — генератор напряжения; 2 — усилитель с обратной связью по току.

Усилитель тока состоит из ламп $\mathcal{L}_3 - \mathcal{L}_8$. Усилитель дает ток линейной формы в катодном сопротивлении ламп \mathcal{L}_7 и \mathcal{L}_8 и, следовательно, в первичной обмотке трансформатора T_1 . Высокочастотная характеристика усилителя определяется цепочкой RC , включенной в сетку триода \mathcal{L}_4 . Дiode \mathcal{L}_5 фиксирует начальный уровень усиливаемого сигнала, подаваемого на \mathcal{L}_6 , и имеет отрицательный потенциал, вследствие чего лампы \mathcal{L}_7 и \mathcal{L}_8 при отсутствии пилообразного напряжения заперты. С помощью катодного повторителя \mathcal{L}_6 на сетки ламп \mathcal{L}_7 и \mathcal{L}_8 поступает положительное напряжение, позволяющее получить достаточно высокую крутизну. Схема обладает хорошими характеристиками и при работе на сельсине дает отклонение тока от линейной формы не свыше 3%.

14. Генераторы тока

В некоторых схемах ток необходимой формы создается непосредственно в индуктивной нагрузке. Ниже рассмотрено несколько генераторов тока этого типа.

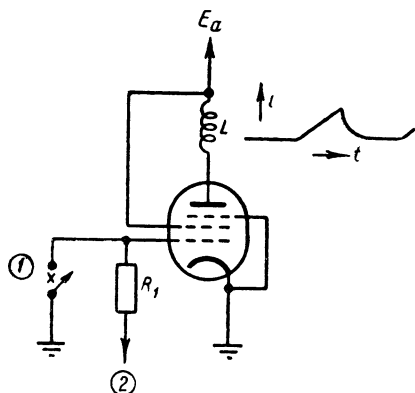


Рис. VIII.33. Упрощенная схема генератора тока треугольной формы: 1 — переключающая лампа; 2 — отрицательное смещение.

Схема с включением индуктивности. На рис. VIII.38 изображена упрощенная схема генератора пилообразного тока. В состоянии покоя лампа заперта, но при подаче на сетку напряжения прямоугольной формы, лампа открывается. При этом напряжение на аноде падает и появляется значительный ток экранирующей сетки. Анодное напряжение будет возрастать линейно в соответствии с зависимостью

$$E_a - e_a = L \frac{di}{dt}. \quad (\text{VIII.25})$$

Если изменение e_a много меньше, чем E_a , то ток в первом приближении определяется выражением $i = \left(\frac{E_a}{L}\right)t$. Индуктивность L обычно шунтируется сопротивлением, что предотвращает слишком большое напряжение в конце прямоугольного импульса.

Практически применяемая схема изображена на рис. VIII.39. Индуктивность включена здесь не в анодную цепь, а в цепь катода лампы, что представляет известные преимущества; два параллельно включенных пентода требуются для получения достаточного тока через индуктивность L . Отрицательный прямоугольный импульс, подаваемый на лампу \mathcal{L}_1 , дает очень большой положительный импульс на сетках нормально запертых ламп \mathcal{L}_2 и \mathcal{L}_3 . Потенциал на катодах ламп \mathcal{L}_2 и \mathcal{L}_3 быстро возрастает до величины, несколько превышающей потенциал сетки, и затем, когда ток через

индуктивность начинает возрастать по линейному закону, слегка уменьшается. Это падение, а также уменьшение потенциала, обусловленное потерями в катушке, могут быть скомпенсированы заменой входного прямоугольного импульса, подаваемого на сетки ламп L_2 и L_3 , трапециoidalным импульсом. Для указанных на схе-

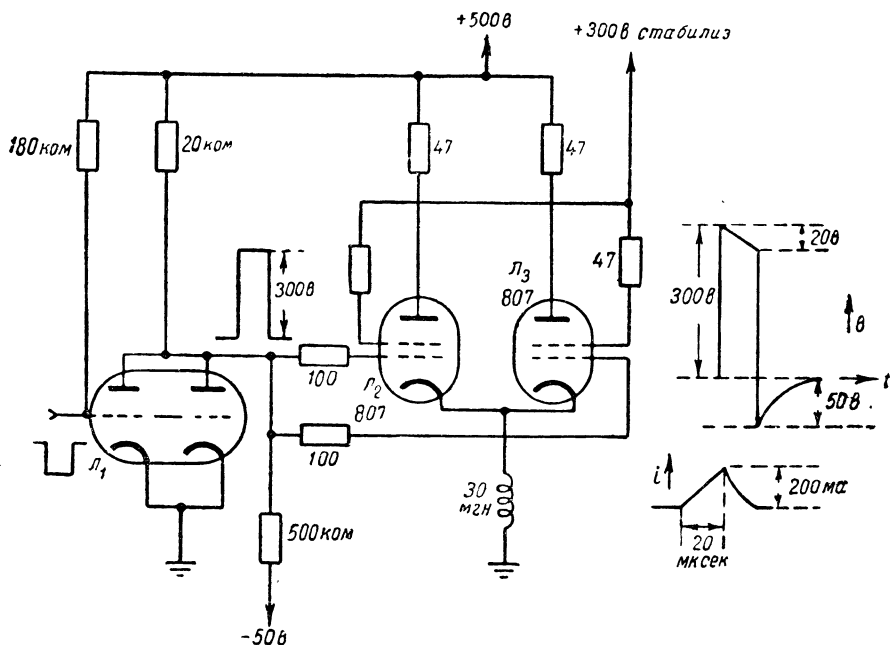


Рис. VIII.39. Практическая схема, использующая генератор, изображенный на рис. VIII.38.

ме рис. VIII.39 величин длительность пилообразного тока равна 20 мксек и максимальный ток — 200 ма.

Обратная связь по напряжению. При получении линейного тока вместо обратной связи по току можно использовать более гибкую обратную связь по напряжению (рис. VIII.40). Условие для получения линейного пилообразного тока в индуктивности L при постоянном входном напряжении e_i определяется соотношением

$$\frac{L}{R_L} = R_1 C \frac{R_L \cdot S + 1}{R_L S}, \quad (\text{VIII.26})$$

в противном случае пилообразный ток принимает экспоненциальную форму. При условии, что $R_L S$ велико, характер выходного сигнала незначительно зависит от S . Наличие в схеме паразитной емкости (не учтенной в равенстве VIII.26) вызывает небольшую задержку в возникновении тока на выходе. Однако в схеме рис. VIII.40 паразитные емкости не оказывают серьезного влияния, так как ток ламп велик.

Аналогичная схема изображена на рис. VIII.41. В схеме нагрузочный ток i_L пропорционален входному напряжению e_i . Если условие (VIII.26) выполняется, то

$$i_L(t) = ae_i(t), \quad (\text{VIII.27})$$

где a — постоянный коэффициент.

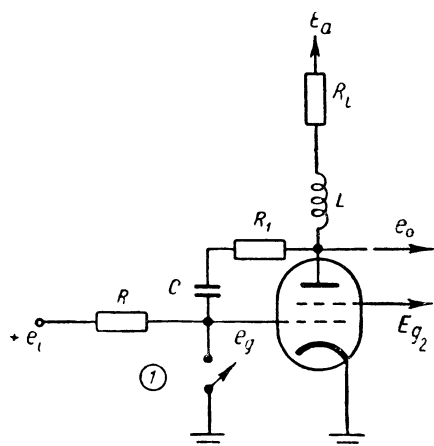


Рис. VIII.40. Генератор тока треугольной формы с обратной связью по напряжению:

1 — переключающая лампа.

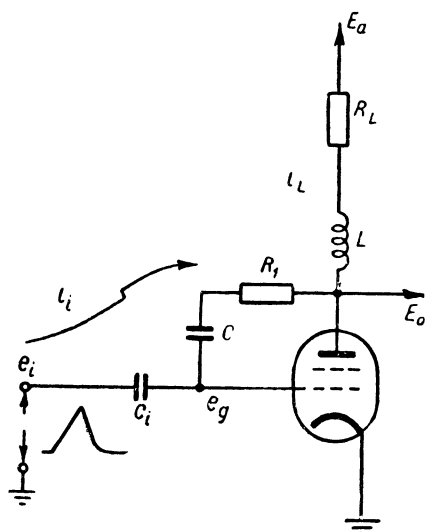


Рис. VIII.41. Вариант схемы, изображенной на рис. VIII.40.

15. Фиксация уровня колебательного тока

Прецизионные индикаторы с электронно-лучевыми трубками, особенно в случае нанесения шкал прямо на экран, требуют, чтобы положение развертки на экране поддерживалось постоянным. Следовательно, уровень постоянной составляющей тока должен быть фиксирован независимо от скажности работы станций. Начало развертки индикатора кругового обзора также должно всегда совпадать с центром экрана. Можно указать два метода фиксации постоянной составляющей тока отклоняющих катушек. Во-первых, можно применить восстановление постоянной составляющей. Однако, в то время, как эта задача легко решается в случае восстановления постоянной составляющей напряжения с помощью диодов, в случае низкоомных источников тока ее решить значительно труднее. В этом случае часто применяют поэтому устройства для преобразования сопротивлений.

Второй путь заключается в том, чтобы развертка изображения на электронно-лучевой трубке начиналась в момент прохождения тока через нулевое значение. На рис. VIII.42 изображены три типичные эпюры токов, которые могут быть применены для развертки в электронно-лучевых индикаторах. Момент начала разверты-

вающего напряжения может быть выбран произвольно, но в этом случае для всех трех форм тока, изображенных на рис. VIII.42, пусковой импульс должен возникать в момент прохождения возрастающего тока через нуль, что является условием нормальной индикации изображения. Этот метод, следовательно, устраняет необходимость восстановления уровня тока развертки и вместо этого требует образования пускового импульса в момент, когда луч занимает правильное исходное положение на трубке. Схемы амплитудного сравнения (см. гл. IX) предназначены для точного определения момента равенства двух напряжений и поэтому с успехом могут применяться для решения рассматриваемой задачи.

Второй способ, однако, имеет некоторые ограничения. Первым и наиболее важным из них является то, что цепи индикации в этом случае должны вырабатывать импульсы запуска передатчика. Второй недостаток поясняет рис. VIII.42,б, из которого видно, что максимальный коэффициент заполнения для тока составляет 50%. Третьим недостатком второго метода является трудность получения достаточной для сравнения амплитуды напряжения от источника тока развертки. Однако этот недостаток, обычно, устраняется применением генератора напряжения и усилителя линейного тока (рис. VIII.37). Если генератор развертки запускается тем же пусковым импульсом, что и устройство, создающее индицируемое изображение (передатчик), то для того, чтобы развертка начиналась в центре трубки, необходимо, чтобы «площадь» части обратного хода тока равнялась «площади» полезной части. На рис. VIII.43 изображена блок-схема устройства, в котором для уравнивания «площадей» прямого и обратного тока применяется метод непосредственного добавления некоторого балансирующего тока. Этот способ позволяет обеспечить балансировку «площадей» тока, несмотря на изменения амплитуды, длительности или частоты повторения развертки. Например, в схеме рис. VIII.37 генерируется напряжение треугольной формы, «площадь прямого хода» которого можно измерить с помощью интегрирующего детектора (см. гл. XIV). Длительность специальных отрицательных импульсов прямоугольной формы регулируется затем в соответствии с выходным напряжением интегрирующего детектора, и эти прямоугольные им-

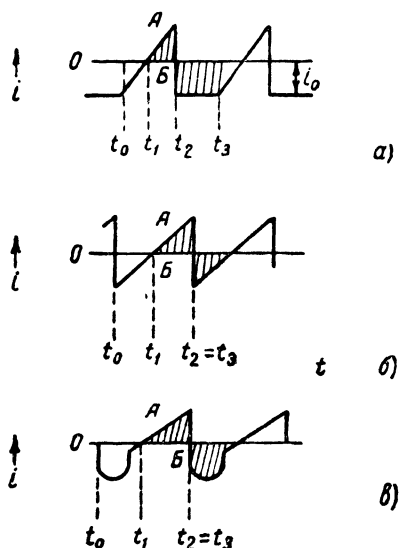


Рис. VIII.42. Различные формы тока, поясняющие метод балансировки площади, которая может быть получена при запуске развертки изображения в момент, когда ток равен нулю.

пульсы добавляются к треугольному напряжению, причем фаза их подбирается так, чтобы начало отрицательных прямоугольных импульсов совпадало с концом пилообразного напряжения. Соответ-

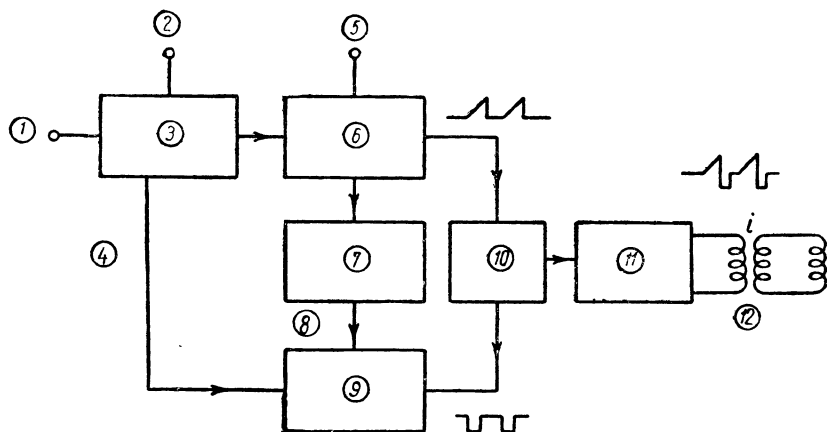


Рис. VIII.43. Блок-схема генератора тока с балансировкой по площади:

1 — импульсы, задающие частоту повторения; 2 — импульсы, создающие длительность развертки; 3 — основной синхронизирующий сигнал; 4 — импульс нормального запуска; 5 — регулировка амплитуды; 6 — генератор развертки; 7 — схема измерения площадей; 8 — сигнал, полученный в результате сравнения площадей; 9 — генератор напряжения балансировки; 10 — схема сложения; 11 — усилитель мощности; 12 — катушка сельсина.

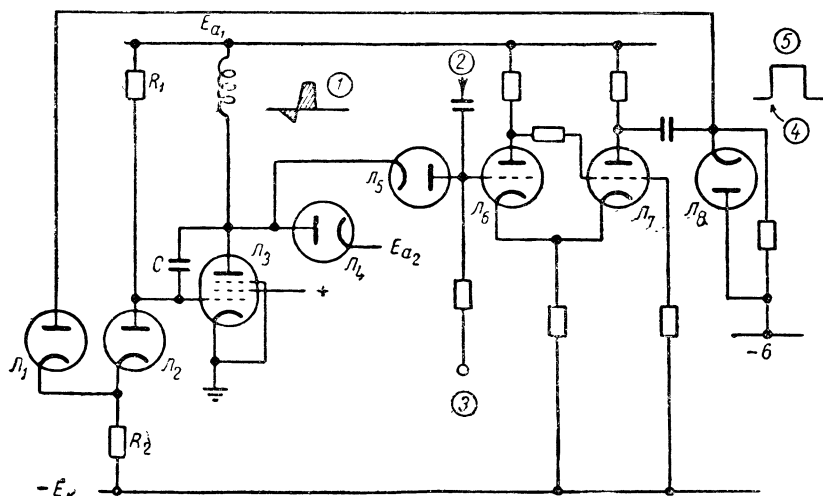


Рис. VIII.44. Схема с генератором пилообразных колебаний для получения балансируемого напряжения развертки:

1 — балансируемое напряжение; 2 — пусковой импульс; 3 — опорный уровень; 4 — момент запуска; 5 — селектирующий импульс.

ствующая этому принципу схема дана на рис. XII.28. Удобным средством для получения балансируемого по площади напряжения является генератор с анодно-сеточной накопляющей емкостью и с индуктивной анодной нагрузкой. Подобное устройство пока-

зано на рис. VIII.44 и содержит также цепи для спрямления обратного хода луча, ограничения импульса при обратном ходе и селектирования генератора с анодно-сеточной накопляющей емкостью. После того, как на вход подан пусковой импульс, на катодах диодов \mathcal{L}_1 и \mathcal{L}_2 появляется положительный селектирующий импульс. Напряжение на сетке генератора (\mathcal{L}_3), равное до этого момента -6 в, теперь начинает увеличиваться, а напряжение на аноде линейно падать со скоростью, определяемой R_1 , C и E_a . Когда диод \mathcal{L}_5 отпирается, напряжение на сетке генератора начинает падать, так как ток, текущий через сопротивление R_2 , больше, чем через R_1 . Линейное возрастание напряжения на аноде заканчивается только тогда, когда лампа \mathcal{L}_4 отпирается. Схема возвращается в состояние покоя, если напряжение на сетке \mathcal{L}_3 упадет до -6 в, а напряжение на аноде быстро вернется к исходному уровню.

Глава IX

СЕЛЕКЦИЯ, СРАВНЕНИЕ И РАЗЛИЧИЕНИЕ ПО АМПЛИТУДЕ

1. Введение

Процессы амплитудной селекции и сравнения амплитуд (см. гл. III) широко применяются во многих радиоустройствах. Все релаксационные генераторы, например, содержат один или два устройства для сравнения амплитуд. Анализ работы цепи с точки зрения формирования сигнала дает ясное представление о происходящих в ней процессах. Поэтому различные электрические цепи, описанные в этой главе, рассматриваются как селекторы и сравнители, хотя они являются только частью сложных генераторов.

Упомянутые выше процессы имеют и другое применение: анализ формы сигналов требует приборов, чувствительных к амплитуде. Для многих целей форма сигнала может быть записана с достаточной точностью на экране электронно-лучевой трубки (см. гл. XX). Координатная сетка на экране и некоторые другие способы измерения позволяют увеличить точность визуального изучения сигналов. Однако сравнение амплитуд, сопровождаемое измерением интервала времени, является значительно более точным методом для получения зависимости напряжения от времени, которая и определяет форму сигнала.

Амплитудное различение (см. гл. III) аналогично другим двум процессам в том отношении, что здесь также существенна лишь относительная величина двух напряжений. Временная шкала при амплитудном различении отчасти отлична, так как входные сигналы дискриминаторов, осуществляющих амплитудное различение, изменяются относительно медленно и требуется непрерывная индикация выходного напряжения дискриминатора.

2. Амплитудная селекция

Процесс амплитудной селекции осуществляется нелинейными элементами. Если на селектор подается сигнал и опорное (контрольное) напряжение, на выходе селектора обычно получается часть сигнала, которая лежит выше или ниже уровня опорного напряжения.

Селектор может давать усиление или ослабление формируемого сигнала. Вообще необходимо, чтобы линейность селектора была

хорошей. «Квазиселектор» искажает формируемый сигнал, но эти искажения не препятствуют сравнению амплитуд.

Наиболее обычная схема селектора представляет собой цепь, состоящую из последовательно включенного диода и сопротивления (см. гл. III). Влияние величины сигнала по отношению к той области напряжения, где диодная характеристика экспоненциальна (несколько десятых вольт), на качество селекции иллюстрировано рис. IX.1; на нем показаны две осциллограммы сигналов, которые получены из синусоидальных колебаний различной амплитуды.

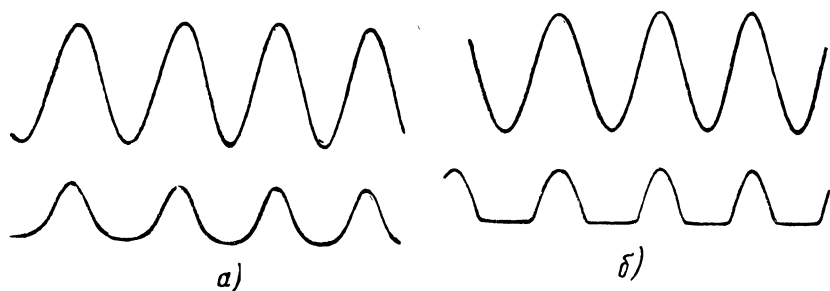


Рис. IX.1. Эффективная кривизна излома в селекторе с линейно-ломаной характеристикой при двух различных величинах сигналов:

$a — 0,5$ в эф; $б — 50$ в эф.

Помимо больших искажений при формировании колебания с маленькой амплитудой, в этом случае имеется неопределенность отсечки, вызываемая смещением излома диодной характеристики, составляющая тем больший процент от максимальной амплитуды, чем меньше сигнал.

Применения. Селекция позволяет получать колебания, имеющие плоские участки, параллельные горизонтальной оси, например, колебания трапециoidalной или прямоугольной формы. Так, например, колебания прямоугольной формы могут быть получены выделением центральной части синусоидального колебания.

Колебание сложной формы может быть получено из другого, имеющего более простое аналитическое выражение. Например, отрезок кривой гиперболической формы для временной развертки интервала, задержанного относительно момента t_n (в самолетном радиолокаторе), можно получить из гиперболической временной развертки, которая запускается в момент возвращения к приемнику сигнала высоты (см. § 5 гл. VIII). Полученный отрезок кривой усиливается и подается на электронно-лучевую трубку. На рис. IX.2 изображены первоначальный и сформированный сигналы.

Модуляцию колебаний несущей частоты по амплитуде можно производить путем выделения частот несущей, лежащих выше, ниже или внутри амплитудных пределов, устанавливаемых сигналом (см. гл. XI).

Методы. Линейно-ломаная характеристика является основой амплитудной селекции (см. гл. III). В общем случае для селектора пригодны любые методы мгновенной индикации соотношения амплитуд.

литуд. Для линейризации селектора можно использовать любые вспомогательные методы, однако, точность опорного уровня целиком зависит от стабильности и кривизны излома линейно-ломаной характеристики.

Характеристики ряда нелинейных элементов и причины, вызывающие отклонения характеристики от идеальных, рассмотрены в гл. III.

Кроме кривизны излома, к недостаткам диода как селектора относится смещение на несколько десятых вольта всей характеристики по оси напряжений, вызываемое изменением напряжения накала,

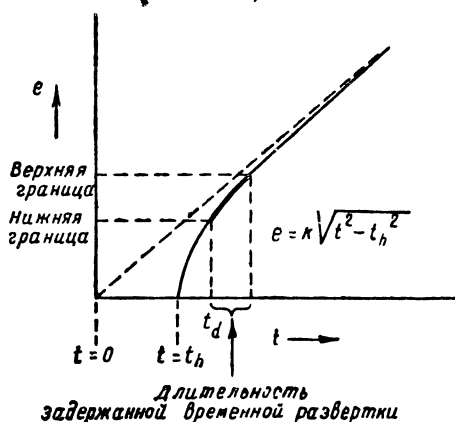


Рис. IX.2. Селекция задержанной гиперболической временной развертки.

старением лампы и производственного разброса характеристик. Характеристика германиевого кристалла имеет несколько более острый излом, а отсутствие напряжения накала исключает ошибки за счет его изменения. Однако точка излома перемещается вдоль оси напряжений при изменении температуры. Кроме того, у всех контактных выпрямителей характеристики в направлении обратной проводимости хуже, чем у диодов.

Другие элементы, имеющие ломаную характеристику, например, лампы с управлением

по сетке, имеют аналогичные недостатки. Сравнивая приблизительную величину искривленной части характеристики с максимально допустимой амплитудой входного сигнала, можно оценить величину ошибки при селекции: она колеблется от 1/1 000 до 1/200 максимальной амплитуды. Сдвиг излома можно значительно уменьшить, если применить компенсационные методы, описанные в § 6.

Линейность диодного селектора в областях за границами излома достигается добавлением линейного последовательного сопротивления (см. рис. III.27). Для многоэлектродных ламп нелинейность является серьезным недостатком, который не оправдывается в большинстве случаев возможностью усиления в самом селекторе. Для линейризации селектора можно применить отрицательную обратную связь, но при этом уменьшается усиление.

Некоторые свойства селекторов. Работа селектора может оказывать нежелательное влияние на генератор входных сигналов или создавать нежелательную связь между генератором и выходной цепью. Нередко бывает необходимо уменьшить такие явления с помощью отделения селектора от генератора. Для этой цели можно применить катодный повторитель, который работает как буферный каскад; нужно, однако, иметь в виду, что катодный повторитель не устраняет паразитную емкостную связь (например, через диод-

ный селектор) и вносит дополнительные ошибки. С этой точки зрения лучше применить селектор на пентоде: полное входное сопротивление пентода может быть очень высоко, а нежелательная емкость между сеточной и анодной цепями относительно мала. В смысле малой емкостной связи хорошие качества имеет германиевый кристалл; он шунтирован емкостью всего 0,2—0,5 мкмкф; эта величина в 10 раз меньше, чем емкость диода. Часто емкостной эффект можно сбалансировать симметричными диодными цепями или нейтрализующими емкостями.

Полное входное сопротивление селектора в открытом и закрытом состоянии может быть различным. Если это имеет место, то наличие емкостной связи приведет к появлению постоянной составляющей. Это свойство не всегда имеет значение, особенно если полное входное сопротивление селектора велико по сравнению с выходным сопротивлением генератора.

Время восстановления селектора имеет значение, если селекции подвергаются часто повторяющиеся сигналы. Если постоянные времени цепей селектора недостаточно малы по сравнению с периодом повторения сигналов, действующее опорное напряжение будет зависеть от частоты повторения. При линейно-ломаных характеристиках для больших постоянных времени может иметь место выпрямление. Этот факт обычно исключает применение емкостной связи с селектором, если только опорный уровень не восстанавливается за каждый период (восстановление постоянной составляющей) на той же стороне емкости, где находится нелинейный элемент. Более того, если селектор не потребляет тока, как например, селекторы, использующие отсечку характеристик ламп с сеткой, то выпрямления не будет.

Экономичность диодных амплитудных селекторов является важным соображением. Применение диодов для формирования сигналов путем селекции общепринято. Другие элементы (многоэлектродные лампы) относительно более дороги, так как смещение должно быть подано на большее число электродов.

3. Диодные селекторы

Диодный селектор уже упоминался в предыдущем параграфе для иллюстрации действия увеличения амплитуды входного сигнала как «обострения» излома линейно-ломаной характеристики. Форма излома и влияние последовательного сопротивления на линейризацию рабочей части характеристики (большое линейное сопротивление, стоящее последовательно с маленьким нелинейным сопротивлением) рассмотрены в § 14 главы III. Для получения селекции выше или ниже опорного напряжения между или вне двух опорных уровней напряжения или между регулируемыми уровнями возможны и другие варианты простого диодного селектора.

Основные идеализированные схемы изображены на рис. IX.3. Возможны другие варианты включения батареи и источника опорного напряжения — в цепи генератора входных сигналов, диода и сопротивления. Эти изменения так же, как и регулировки вели-

чины и полярности E , меняют уровень селекции и уровень выходного сигнала.

Четыре схемы на рис. IX.3 можно разделить в соответствии с тем, снимается ли напряжение с диода или сопротивления. Эта

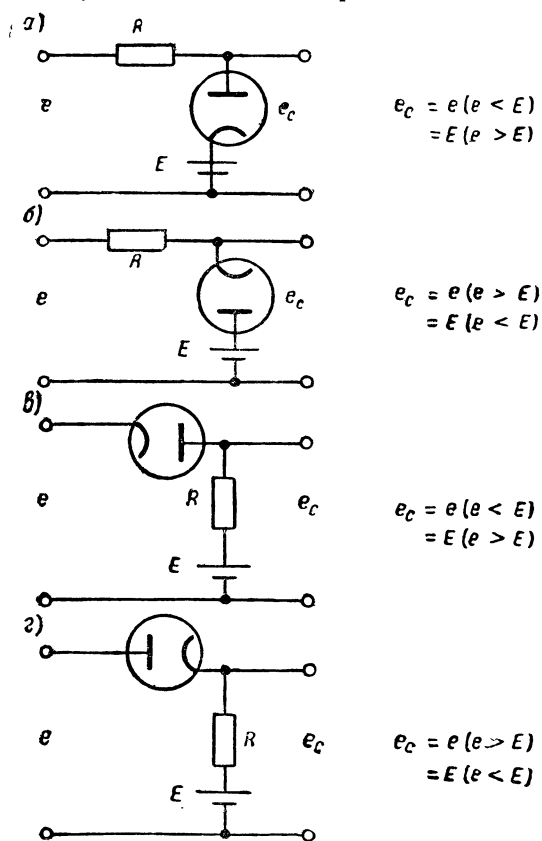


Рис. IX.3. Основные схемы диодных селекторов.

классификация соответствует параллельному или последовательному соединениям в схемах гл. X. Эти два типа соединений отличаются тем, что последовательные схемы имеют малое сопротивление в проводящую часть периода и очень большое полное сопротивление в непроводящую часть периода; параллельные же включения дают большое последовательное сопротивление в проводящую часть периода и относительно малое сопротивление в непроводящую часть. По этим причинам обычно применяются последовательные селекторы типа в и г рис. IX.3, за исключением специальных случаев. В последовательных схемах увеличение выходного полного сопротивления источника для сформированного сигнала происходит только на величину внутреннего сопротивления открытого диода. Как входное, так и выходное полное сопротивление последовательной цепи в непроводящую часть периода выше таковых для соответствующих параллельных схем. Последовательная схема имеет один главный недостаток: шунтирующая емкость диода создает путь для коротких сигналов в непроводящую часть периода. Этот нежелательный эффект можно устранить способами, указанными в § 9 этой главы. Другим фактором, который следует учитывать при применении диодов, является допустимое напряжение между нитью накала и катодом; оно должно быть не меньше амплитуды сигнала, если не применяется отдельная обмотка накала. Последнее целесообразно, но не всегда необходимо, так как конструкции некоторых диодов допускают разность потенциалов между нитью накала и катодом до 300 в.

Для селекторов требуются источники опорного напряжения с очень малым внутренним сопротивлением, за исключением тех случаев, когда этот источник и сопротивление имеют общую точку, так как в последнем случае часть R может составлять внутреннее сопротивление источника E . В этом случае E может быть получено от делителя напряжения, включенного между источником на-

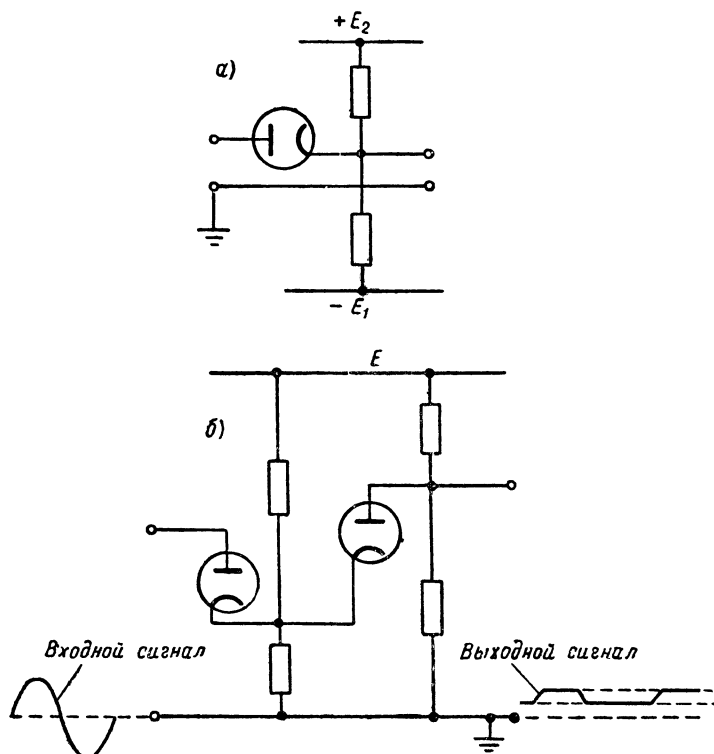


Рис. IX.4. Практические схемы диодных селекторов:
 а — селектор с одним опорным уровнем; б — селектор с двумя опорными уровнями. Характеристика селектора изображена на рис. III.60.

пряжения и землей. Таким образом, схема рис. IX.4,а представляет собой экономичное практическое выполнение схемы рис. IX.3,г. Если регулировки опорного напряжения в обе стороны от нулевого уровня не требуется, то в схеме рис. IX.4,а может быть использован лишь один источник или отрицательного или положительного напряжения.

Селекция внутри двух граничных уровней напряжения может быть получена комбинацией цепей рис. IX.3. Практическая схема, объединяющая схемы в и г рис. IX.3, изображена на рис. IX.4,б. Комбинацию двух параллельных схем можно упростить использованием общего последовательного сопротивления и подсоединением обоих диодов к одной и той же выходной точке.

4. Селекторы на германиевых кристаллах

В схемах, описанных в предыдущем параграфе, диод можно заменить контактным выпрямителем. Однако эти два элемента нельзя считать взаимозаменяемыми; характеристика кристалла накладывает довольно серьезные ограничения на величину сигнала и полное выходное сопротивление источника сигналов (см. § 15 гл. III). Для работы при постоянной температуре самым удобным контактным выпрямителем является высоковольтный германиевый кристалл.

Для очень точной селекции с помощью кристалла последовательные схемы рис. IX.3 лучше параллельных, поскольку емкостная связь при применении кристалла меньше, чем при работе с диодом. Обратное сопротивление кристалла может быть менее 100 ком, поэтому последовательное сопротивление R нельзя брать очень большим, так как прохождение сигнала в непроводящую часть периода определяется отношением $\frac{R}{R_{\text{обп}} + R}$. Максимальное обратное напряжение, которое может быть приложено к кристаллу, ограничивает величину сигнала; это снижает преимущества кристалла перед диодом с точки зрения крутизны излома. Наличие обратной проводимости кристалла создает нагрузку для источника сигналов. Специальный селектор с германиевыми кристаллами описан в §19. Для взаимного ограничения приложенного обратного напряжения в этом селекторе применены два кристалла. Однако такой способ непригоден, если требуется неискаженное воспроизведение выходного сигнала. На современном этапе развития производства кристаллов германиевые кристаллы в большинстве случаев применяются для грубой селекции, где некоторое искажение сигнала допустимо. В этих случаях реализуется экономичность кристаллов, так как температурная регулировка не нужна.

5. Триодные и пентодные селекторы

Диодный селектор почти всегда используется для точной селекции и воспроизведения части колебания. Однако, если колебание должно быть усилено, а точность воспроизведения и постоянство опорного уровня являются второстепенными факторами, то желательно применение лампы с управлением по сетке. Различные линейно-ломанные характеристики, которые могут иметь лампы, описаны в гл. III. Вообще стабильность излома у триодов и пентодов хуже, чем у диодов.

Селекторы типа катодного повторителя. На рис. IX.5 изображена схема селектора, в котором используется отсечка тока триода; селектор пропускает все входные сигналы, превышающие уровень опорного напряжения. Селектор обладает малым полным выходным сопротивлением и в отношении резкости границы отсечки лишь немногим уступает диодному селектору.

С точки зрения резкости селекции при данном анодном напряжении лампы с высоким коэффициентом усиления имеют преимуще-

щество перед лампами, имеющими небольшой коэффициент усиления. (см. § 17 гл. III). Однако, так как отсечка тока в триодной характеристике менее резка, чем в диодной, триодный селектор дает несколько меньшую точность селекции, чем диодный.

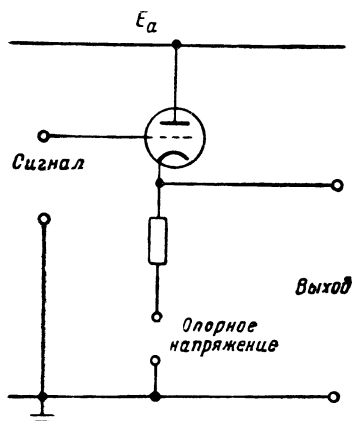


Рис. IX.5. Селектор на катодном повторителе.

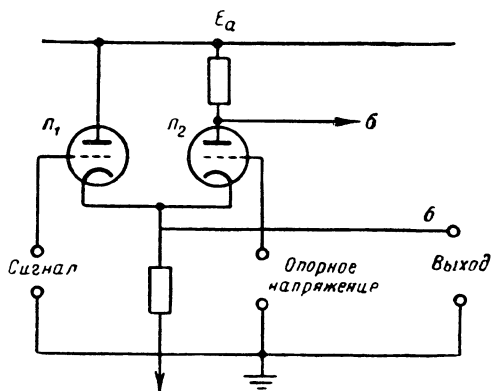


Рис. IX.6. Селектор на двух триодах.

Если опорное напряжение подводится к катоду селекторной лампы через другую идентичную лампу, как изображено на рис. IX.6, то устойчивость опорного уровня повышается. Для лампы типа 6SU7 неустойчивость опорного уровня в данной схеме не превышает $1/10$ в. Недостаток этой схемы заключается в том, что когда лампа L_2 отперта, она действует на L_1 как низкоомная нагрузка (меньше 1 ком), в результате чего форма напряжения на выходе селектора может быть искажена.

Селекторы-усилители. С анода лампы селектора-усилителя (рис. IX.6) снимается усиленный сформированный сигнал. Схема другого селектора-усилителя изображена на рис. IX.7. Если подлежащий селекции сигнал приложен между сеткой и катодом, то выделяется часть его, соответствующая левой области характеристики лампы. Нижняя граница селекции определяется напряжением отсечки анодного тока; верхняя граница может быть обусловлена действием сеточного тока на источник входных сигналов и отсутствует, если этот источник достаточно мощен.

Если последовательно с сеткой включить сопротивление, то можно получить четкую верхнюю границу селекции; в этом случае цепь пропускает только те части входного колебания, которые лежат в пределах между нулем и напряжением отсечки на характе-

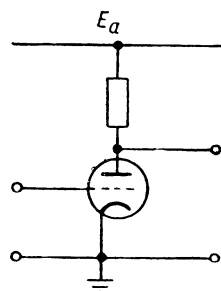


Рис. IX.7. Селектор на триодном усилителе.

ристике лампы. В гл. III даны две схемы селекторов-усилителей и их характеристики (рис. III.38).

Для линеаризации рабочего участка селектора-усилителя можно применить отрицательную обратную связь, однако, если требуется хорошая линейность, обычно применяется диодный селектор и отдельный линейный усилитель. Во многих случаях применения селекторов-усилителей точное воспроизведение формы сигнала не обязательно.

Другие типы селекторов на лампах с управляющей сеткой. Любые линейно-ломанные характеристики ламп с управляющей сеткой можно использовать для более или менее точной амплитудной селекции. В частных случаях они могут представить интерес, однако, вообще точность селекции этих устройств хуже, чем рассмотренных выше.

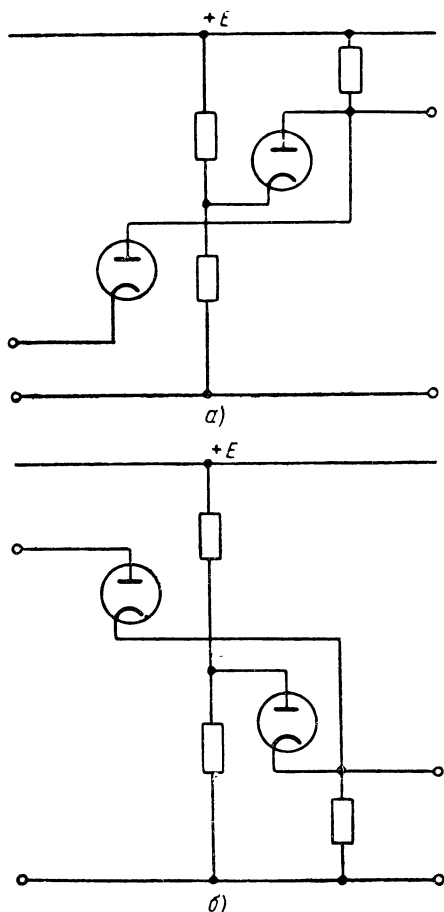


Рис. IX.8. Стабилизация опорного напряжения в схеме последовательного селектора с помощью второго диода.

Наилучшим решением задачи является применение одного и того же катода для обоих элементов. Двойной диод типа 6X5 имеет общий катод; измерения показали, что с помощью этой лампы можно достичь хорошей компенсации. В этом отношении может представить интерес также лампа типа 6J6, хотя подробных данных о компенсации сдвига характеристик с помощью этой лампы не имеется.

6. Компенсация сдвига характеристик

Зависимость работы всех ламповых селекторов от напряжения накала (температуры катода) достаточно сильна, так что часто необходима компенсация этого источника ошибок с помощью специальных цепей. Обычным методом является балансирование сдвига в одном катоде за счет аналогичного сдвига в другом катоде, питаемым тем же напряжением накала. Желательно компенсировать также сдвиг характеристик, обусловленный старением ламп.

Компенсация сдвига характеристик диода с помощью второго диода. Работа любой цепи, использующей такое устройство для увеличения точности, зависит от идентичности диодов. Некомпенсированную величину сдвига 100 мв при изменении напряжения накала в 10% можно уменьшить в 5—10 раз при использовании

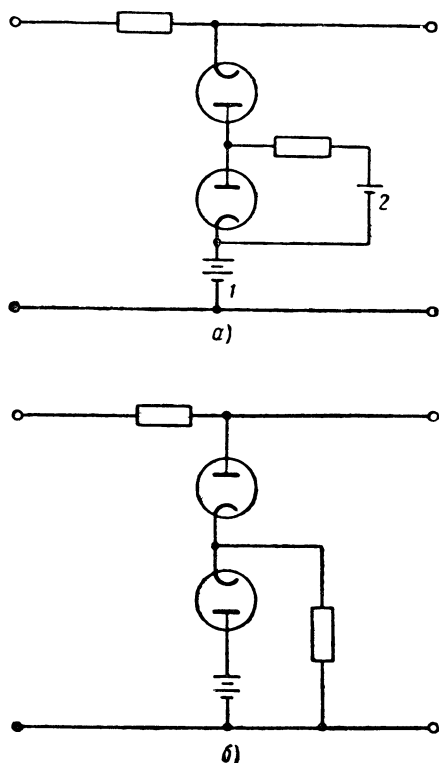


Рис. IX.9. Стабилизация параллельного селектора вторым диодом.

В этом случае опорное напряжение определяется комбинацией трех сопротивлений. Аналогичные схемы для стабилизации параллельных селекторов приведены на рис. IX.9. В обоих случаях применена добавочная цепь, обеспечивающая такой режим второго диода, чтобы через него все время протекал ток, равный току диода-селектора в точке перегиба его характеристики. Добавочная цепь должна иметь большое полное сопротивление по сравнению с сопротивлением отпертой цепи селекции.

Компенсация сдвига точки отсечки анодного тока триода или пентода с помощью диода. Способ компенсации триодного селектора с помощью диода поясняет схема рис. IX.10, на которой изображен компенсированный селектор рис. IX.5.

Компенсация с помощью двойных триодов. Этот тип компенсации селекторов имеет преимущества, указанные в § 5. Хорошая компенсация сдвига характеристик достигается использованием

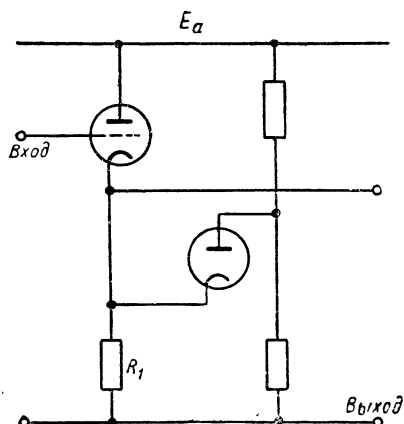


Рис. IX.10. Стабилизация селектора типа катодного повторителя. R_1 играет важную роль в определении опорного напряжения и служит нагрузочным сопротивлением катодного повторителя.

двух диодных секций одной лампы. Наилучшие результаты по компенсации были получены с лампой 6SU7 в диодном соединении.

На рис. IX.8 изображена схема компенсации сдвигов для последовательного селектора.

идентичных ламп или половин ламп. Этот тип компенсации отодвигает область сдвигов от опорного уровня только для входного напряжения. При изменении уровня постоянного напряжения выделенного выходного колебания сдвиг характеристики становится заметным.

7. Квасиселекторы

Амплитудные селекторы, которые описаны в предыдущих параграфах, в идеальном случае выделяют часть входного сигнала. Вы-

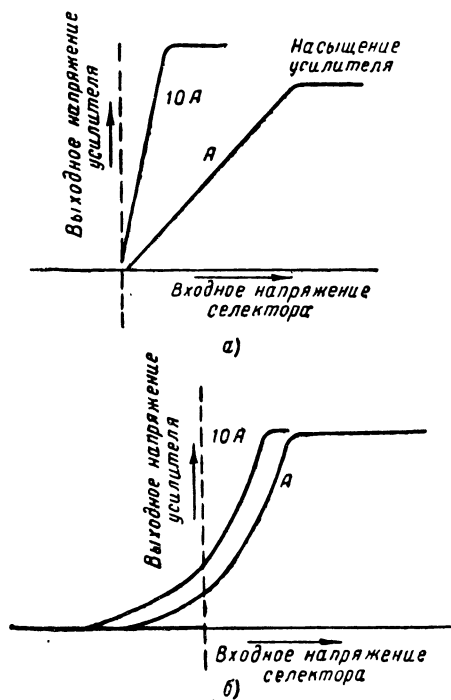


Рис. IX.11. Влияние линейного усиления на выходное напряжение селектора: *а* — с идеальным селектором. С возрастанием усиления выходной сигнал приближается к единичной функции. Разрыв непрерывности имеет место при определенной величине входного сигнала. При этом напряжении диодный селектор запирается. *б* — с диодным селектором. Эффективное опорное напряжение меняется с изменением усиления.

ходной сигнал складывается из постоянного напряжения, соответствующего той части периода, когда селектор заперт, и выделенной части входного сигнала. В идеальном случае получается резкий излом между этими двумя частями сигнала (разрыв в крутизне). Как указывалось выше, на практике резкость излома ограничивается резкостью излома нелинейной характеристики.

Область резкого нарастания выделенной части сигнала с некоторой точностью определяет момент отпираания селектора; поэтому выделенную часть сигнала можно использовать в качестве отметки времени или для запуска. В таких случаях представляет интерес только фронт выходного сигнала; форма же последнего может отличаться от формы входного сигнала. Селектор, работающий на принципе сравнения амплитуд, требует большой величины вольт/мксек для моментов времени, когда напряжение сигнала приближается к контрольному уровню. Квасиселекторами называются селекторы низшего класса, служащие для воспроизведения

моментов равенства входного и опорного напряжений и лишь приближенного воспроизведения формы входного напряжения.

Квасиселекция может быть получена с помощью любого элемента, имеющего линейно-ломаную характеристику. Характерным свойством квазиселекторов является то, что для них резкость и стабильность излома более важны, чем форма рабочей части характеристики.

8. Сравнение амплитуд

Процесс сравнения амплитуд состоит из квазиселекции и усиления. С помощью усиления скорость нарастания фронта выделенного сигнала может быть сделана достаточно большой в соответствии с требуемой точностью отсчета моментов времени. В настоящее время применяются импульсы с общей продолжительностью нарастания $0,005 \text{ мксек}$.

Механизм работы устройств для сравнения амплитуд прост, если за основу взять идеальный селектор. Выделенный сигнал, возникающий в точно определенный момент времени, усиливается линейным устройством (рис. IX.11,а).

На практике в большинстве селекторов «момент» появления сигнала на выходе зависит от усиления усилителя, так как вместо идеального излома реальные селекторы имеют экспоненциальный перегиб характеристики (рис. IX.11,б). Момент отсчета времени определяется здесь, как момент, в который напряжение сигнала на выходе усилителя достигает заданной величины.

9. Усилители, применяемые в устройствах для сравнения амплитуд

Элементы с линейно-ломаной характеристикой, необходимые для сравнения амплитуд, могут давать одновременно и усиление.

Устройство для сравнения амплитуд можно рассматривать как квазиселектор и усилитель даже в том случае, когда эти функции выполняет один и тот же элемент, например, тиратрон (см. гл. III). В данном случае усилитель является «усилителем скорости нарастания фронта» или усилителем крутизны фронта, а часто и генератором импульсов. В большинстве «усилителей крутизны фронта» для получения очень высоких коэффициентов усиления используют положительную обратную связь. Она может быть применена в любом каскаде усилителя, может охватывать весь усилитель или усилитель вместе с селектором. Ввиду необходимости получения на выходе импульса, а не только крутого перепада, в качестве выходного каскада с положительной обратной связью часто применяют блокинг-генератор. Каждый промежуточный каскад усиления должен работать в пределах области с высокой крутизной S характеристики лампы. Усиление этих каскадов должно быть достаточно для стабильного запуска блокинг-генератора.

Для формирования импульса можно использовать дифференцирование выделенного сигнала. Этим способом из крутого перепада можно сформировать импульс. Для дифференцирования можно использовать цепь RC или импульсный трансформатор.

Импульсные трансформаторы удобны тем, что они преобразуют как уровень сигнала, так и полное сопротивление; их можно применить также для изменения полярности импульсов, благодаря чему все каскады усилителя работают в одинаковой фазе. С помощью импульсных трансформаторов легко изменять полярность как выходного сигнала, так и обратной связи.

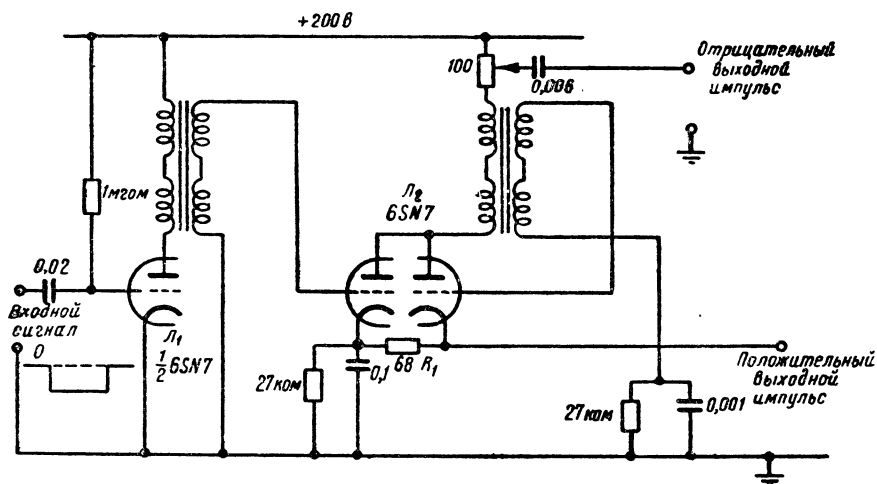


Рис. IX.12. Усилитель крутизны фронта: квазидифференцирующий усилитель плюс блокинг-генератор.

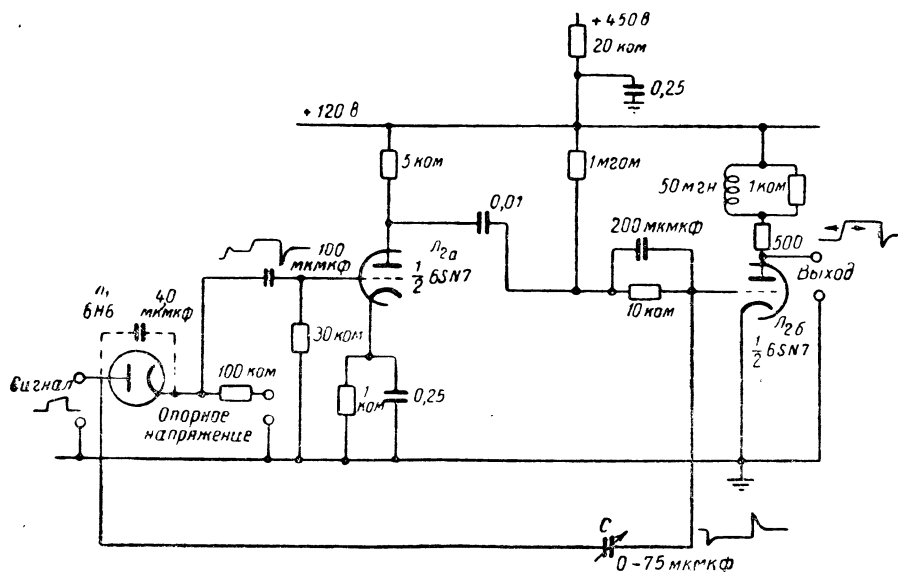


Рис. IX.13. Схема сравнения с нейтрализацией влияния шунтирующей емкости диодного селектора.

На рис. IX.12 изображена схема «усилителя крутизны фронта». Входной сигнал, представляющий собой отрицательный прямоугольный импульс, запирает лампу Λ_1 . По окончании импульса лампа отпирается и на аноде появляется отрицательный перепад напряжения. Этот сигнал дифференцируется импульсным трансформатором, изменяющим также и его полярность. Полученный

импульс используется для запуска блокинг-генератора L_2 . Первая половина лампы L_2 служит для дальнейшего усиления пускового импульса и подачи последнего на анод лампы блокинг-генератора. На выходе второй половины лампы L_2 получается положительный импульс с амплитудой около 20 в. Если необходимо, амплитуду импульса можно несколько повысить, увеличивая сопротивление R_1 . Импульс достигает 20 или 40 в за время в несколько десятых микросекунды. Таким образом блокинг-генератор в данной схеме запускается задним (возрастающим) перепадом отрицательного прямоугольного импульса.

Иногда требуется компенсировать влияние паразитной емкости, шунтирующей лампу селектора. Такую компенсацию можно осуществить с помощью емкостной связи усилителя с генератором сигнала. Для подключения нейтрализующего конденсатора надо выбирать такую точку усилителя, где знак сигнала противоположен знаку вредного сигнала на входе. Схема устройства, работающего на этом принципе, изображена на рис. IX.13. Входной сигнал имеет трапециoidalную форму. Выходное напряжение диодного селектора представляет собой верхнюю часть трапециoidalного сигнала плюс составляющие, которые возникают за счет емкости, шунтирующей диод. Эти составляющие уничтожаются в сеточной цепи второго каскада, благодаря емкостной связи сетки второго каскада с генератором входных сигналов. Этот генератор должен иметь достаточно низкое выходное полное сопротивление во избежание искажений за счет добавочной емкости C .

10. Простая диодная схема для сравнения амплитуд

На рис. IX.14 изображена характерная схема применения диодов для сравнения амплитуд. Схема усилителя добавлена для пояснения метода использования импульсных трансформаторов в качестве элементов связи.

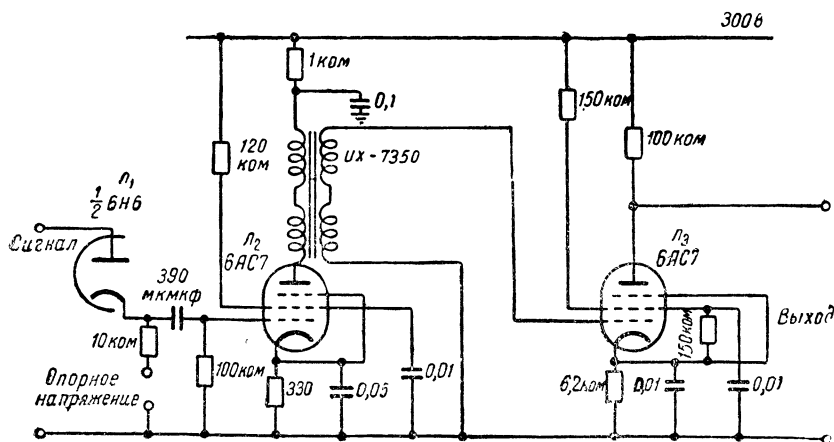


Рис. IX.14. Простая диодная схема сравнения.

Диод выделяет часть входного пилообразного напряжения, лежащую выше опорного уровня; выделенная часть пилообразного напряжения усиливается и формируется для получения пускового импульса. Входное напряжение достигает величины 150 в за 300 мксек. Полученный на выходе импульс достигает величины 100 в за 1 или 2 мксек. Время задержки сигнала в усилителе меньше микросекунды. Точность сравнения амплитуд в этой схеме зависит, главным образом, от стабильности работы диода. Для того, чтобы скомпенсировать сдвиги характеристик диода, можно добавить второй диод (см. § 6 этой главы).

Выделенная часть пилообразного напряжения дифференцируется сначала в сеточной цепи первой лампы, а затем трансформатором в аноде. Второй каскад усилителя нормально заперт положительным напряжением, подаваемым на его катод с делителя напряжения. Таким образом, усилитель не реагирует на отрицательные сигналы и усиливает только пусковой импульс, возникающий в момент отпирания диода.*

Трансформатор изменяет полярность пускового импульса, полученного на аноде лампы L_1 , так что на сетке лампы L_3 он оказывается положительным. После резкого падения напряжения на лампе L_3 , оно возрастает сравнительно медленно.

11. Триодные и пентодные схемы для сравнения амплитуд

Лампы с управлением по сетке, описанные в гл. III, позволяют осуществить квазиселекцию и усиление в одном каскаде. Их главные недостатки, как элементов для сравнения амплитуд при использовании отсечки анодного тока, заключается в худшей резкости и стабильности излома характеристики по сравнению с диодом, а также в плохой работе лампы при переменном потенциале катода по отношению к аноду или экрану, так как эти относительные потенциалы определяют $E_{г,к}$ при отсечке.

На схеме рис. IX.15 триод нормально заперт отрицательным опорным напряжением. При подаче на сетку положительного сигнала потенциал сетки повышается до тех пор, пока лампа не отпирется. Диодный восстановитель потенциала служит для поддержания постоянного начального потенциала сетки. Отрицательный выходной сигнал усиливается и формируется для создания пускового импульса. Схема реагирует только на положительную часть входных сигналов.

Если с опорным напряжением надо сравнивать отрицательный сигнал, то разность этих напряжений можно подать на катод лампы. При таком соединении входной сигнал может исказиться

* Следует отметить, что наличие запертого каскада усиления вызывает небольшое запаздывание выходного импульса относительно момента равенства пилообразного напряжения опорному уровню. Для устранения этого недостатка при сохранении чувствительности схемы к сигналам только одной полярности можно применить емкостно-балансную схему, описанную в предыдущем параграфе.

из-за анодного тока, возникающего после момента сравнения напряжений. Можно также подать отрицательный сигнал на катод, а опорное напряжение — на сетку. Если опорное напряжение подается на катод или сетку, влияние изменяющегося напряжения анод — катод на положение отсечки анодного тока может оказаться значительным.

Схемы для сравнения амплитуд (или, по крайней мере, их элементы, осуществляющие селекцию) подобны схемам усилителей с непосредственной связью. Одной из задач проектирования усилителя с непосредственной связью является ослабление помех из-за несимметрии схемы. В предыдущем примере (рис. IX.15) это достигалось подачей сигнала и опорного напряжения на один и тот же электрод, благодаря чему помехи из-за несимметрии устранялись. Однако наложение сигнала на отрицательное опорное напряжение не всегда легко осуществить.

Схема на двойных триодах (рис. IX.16) ослабляет помехи за счет несимметрии другим путем. Работа такого селектора описана

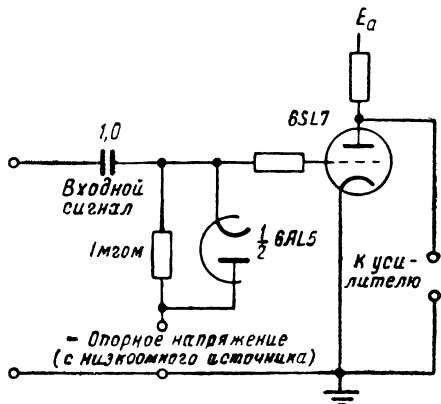


Рис. IX.15. Простой триодный селектор; для сравнения используется нелинейность, создаваемая за счет отсечки анодного тока.

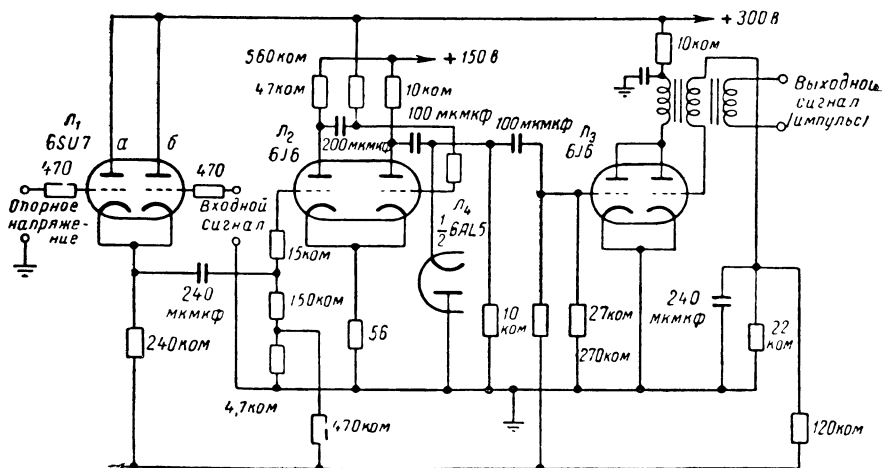


Рис. IX.16. Схема сравнения на двойном триоде.

в § 5. Сигнал, снимаемый с катода, подается на двухкаскадный усилитель с обратной связью через катодное сопротивление. Импульс, возникающий в аноде лампы 6J6, дифференцируется, причем

отрицательный выброс устраняется лампой L_4 , а положительный используется для запуска блокинг-генератора. На сетку правой половины лампы 6SU7 подано напряжение треугольной формы, достигающее величины 20 в за 350 мксек; скорость нарастания напряжения в импульсе блокинг-генератора примерно в 1 000 раз больше. Если используется входное напряжение со скоростью нарастания меньше вышеуказанной, то для нормальной работы схемы может потребоваться дополнительное усиление.

12. Мультивибраторы для сравнения амплитуд

Для целей сравнения можно использовать мультивибратор с одним или двумя устойчивыми положениями (однопериодный или полупериодный мультивибратор). В большинстве мультивибраторов

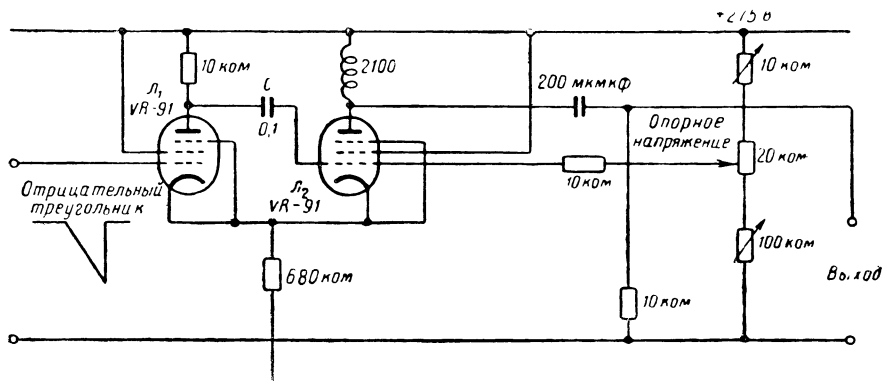


Рис. IX.17. Схема сравнения на однопериодном мультивибраторе. Лампа VR91 подобна 6AC7.

опрокидывание начинается в тот момент, когда возрастающий потенциал сетки достигает потенциала отпирания лампы. Одна из схем сравнения с однопериодным мультивибратором изображена на рис. IX.17. Лампа L_1 нормально отперта и работает как катодный повторитель. Лампа L_2 заперта высоким потенциалом на катоде. По мере нарастания отрицательного напряжения на сетке лампы L_1 , потенциал катода лампы L_2 падает и лампа L_2 , в конце концов, отпирается; в этот момент потенциал сетки L_1 будет несколько выше потенциала сетки L_2 . Отпирание лампы L_2 довершает положительная обратная связь с анода на катод лампы L_1 через лампу L_2 , работающую при этом в качестве катодного повторителя. В результате лампа L_1 очень быстро запирается, а лампа L_2 отпирается. Перепад анодного тока лампы L_2 дифференцируется анодной индуктивностью, с которой и снимается выходной сигнал.

Опорное напряжение можно получить с потенциометра и подать на сетку лампы L_2 . До опрокидывания мультивибратора на сопротивлении 10 ком, включенном между сеткой лампы L_2 и делителем,

напряжение отсутствует. Перепад напряжения на аноде лампы L_1 при опрокидывании мультивибратора несколько изменяет действующее опорное напряжение.

Схема работает очень стабильно, так как влияние изменений напряжения накала и т. п. изменений одинаково на обе лампы и поэтому компенсируется. Часть общего напряжения источника питания, в пределах которого можно регулировать опорное напряжение, не нарушая работы схемы, ограничена. В некоторых случаях вычитание части опорного напряжения из напряжения сигнала можно использовать для ослабления этого ограничения.

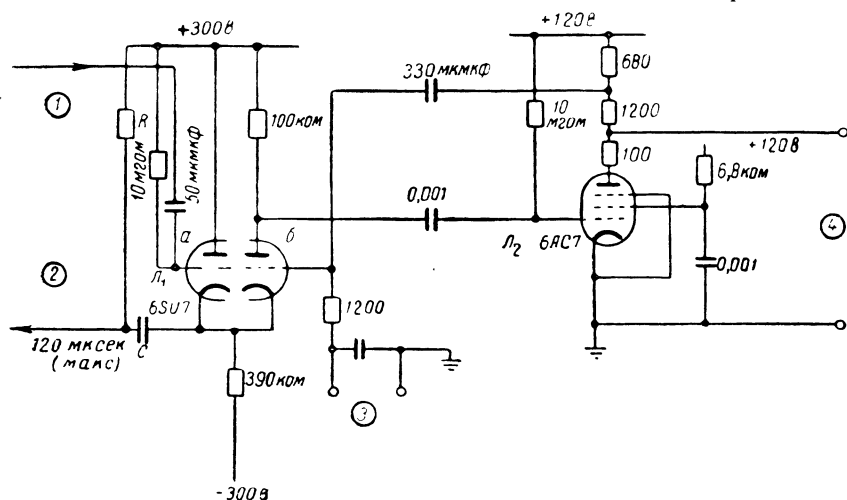


Рис. IX.18. Схема сравнения с мультивибратором на двойном триоде и добавочным усилением в цепи положительной обратной связи:

1 — сигнал треугольной формы с анода лампы генератора пилообразных колебаний с анодно-сеточной емкостью; 2 — обратная связь к сетке лампы генератора; 3 — опорное напряжение (от +60 до +6 в); 4 — к блокинг-генератору.

Обратная связь во время опрокидывания более эффективна, если применено очень большое катодное сопротивление и источник отрицательного напряжения. В качестве большого сопротивления переменному току иногда вместо катодного сопротивления применяется триод с катодной обратной связью.

Мультивибраторы с другой схемой обратной связи обладают меньшей точностью, но встречаются в специальных случаях. Разность между опорным напряжением и напряжением сигнала можно подать на любые два электрода, которые обеспечивают достаточное управление в замкнутой цепи усиления. Обычно такими электродами являются управляющая сетка и катод; в многоэлектродной лампе можно использовать и экранирующую сетку.

На рис. IX.18 изображена схема с двойным триодом, дающая высокую точность сравнения. Через катодный повторитель L_{1a} входной отрицательный импульс треугольной формы подается на катод лампы L_{16} . Потенциал сетки лампы L_{16} постоянен и

определяется опорным напряжением. Когда потенциал катода лампы L_{16} достигает величины, равной сумме опорного напряжения и напряжения отсечки лампы, последняя отпирается. Процесс опрокидывания мультивибратора ускоряется лампой L_2 , которая усиливает отрицательный перепад напряжения, возникающий на аноде лампы L_{16} , и подает на сетку последней положительную производную этого перепада. Когда потенциал общего катода растёт, потенциал сетки лампы L_{1a} быстро падает. Процесс отпираания лампы L_{16} длится около $1/10$ мксек. Выходной сигнал, снимаемый с лампы L_2 , представляет собой перепад („ступеньку“), который служит для запуска блокинг-генератора.

13. Амплитудное сравнение с помощью блокинг-генератора

Если блокинг-генератор (см. § 1 гл. VI) поставить в недовозбужденное состояние с помощью отрицательного сеточного смещения и подать на сетку положительный сигнал, то блокинг-генератор сработает в момент отпираания лампы. На рис. IX.19 изображена схема такого блокинг-генератора, осуществляющего сравнение амплитуд. Напряжение треугольной формы, поступающее на вход, достигает величины 50 в приблизительно за 30 мксек. Изменения напряжения накала на $\pm 0,2$ в и анодного напряжения на ± 1 в вызывают изменение момента появления выходного импульса меньше, чем $\pm 0,15$ мксек.

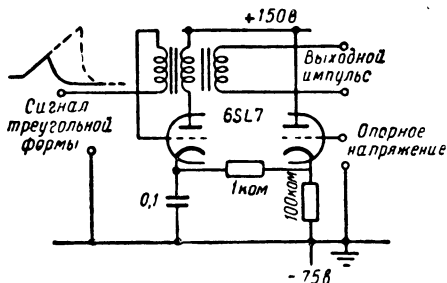


Рис. IX.19. Схема сравнения с блокинг-генератором.

14. Диодно-регенеративные устройства для сравнения амплитуд

Наиболее простым и точным устройством для сравнения амплитуд является диодно-регенеративное устройство, схема которого изображена на рис. IX.20. Точность сравнения определяется здесь только диодом, а усилитель с положительной обратной связью, включенный после диода, служит для получения выходного импульса и перепада одновременно с моментом отпираания диода.

Принцип действия. В диодно-регенеративном устройстве рис. IX. 20 пентод L_2 обычно сильно отперт, так как сопротивление утечки присоединено к плюсу источника анодного напряжения; через сопротивление утечки идет небольшой сеточный ток. Потенциал анода диода L_1 определяется отрицательным опорным напряжением; потенциал катода в отсутствии сигнала выше потенциала анода. Поэтому лампа L_1 заперта, и путь обратной связи через трансформатор разомкнут. Отрицательный выходной сигнал, в рассматриваемом случае треугольной формы, понижает потенциал ка-

тогда диода L_1 . Когда входное напряжение достигнет опорного уровня, диод отойдет и замкнет цепь обратной связи. Так как трансформатор создает положительную обратную связь, то возникает регенеративный процесс и пентод быстро запирается. Схема возвращается в свое первоначальное состояние при возрастании потенциала на входе в конце треугольного импульса.

На аноде диода воспроизводится с искажением формы та часть треугольного импульса, которая лежит ниже опорного напряжения (с учетом знака). При появлении на сетке пентода этой части импульса начинает действовать положительная обратная связь, вслед-

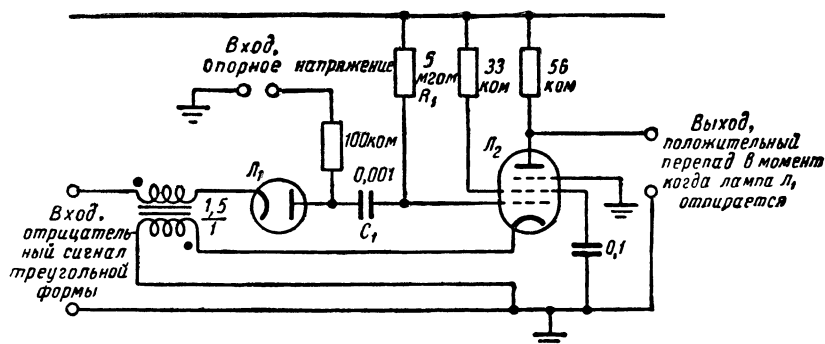


Рис. IX.20. Диодно-регенеративная схема. Диодный селектор и усилитель с положительной обратной связью, которая отсутствует до отпирания диода.

ствие чего потенциал сетки становится на несколько вольт ниже потенциала земли. Если бы потенциал на входных клеммах с момента возникновения положительной обратной связи (регенерации) оставался неизменным, потенциал сетки пентода возрастал бы с постоянной времени, определяемой скоростью заряда паразитных емкостей сеточной цепи. В результате этого пентод смог бы снова начать проводить, но тогда возрастание потенциала сетки привело бы к отпиранию диода под действием положительной обратной связи и произошло бы повторное запираение пентода. Описанные релаксационные колебания могут усиливаться, если трансформатор дифференцирует катодный импульс или дает выброс на вершине. Для предотвращения указанных явлений желательно, чтобы лампа L_2 запиралась при малом напряжении на сетке. Хорошо помогает также правильная конструкция трансформатора. Если входным сигналом является отрицательный импульс треугольной формы, то падение потенциала продолжается и после сравнения с опорным напряжением, благодаря чему подавляется тенденция к паразитным колебаниям. Однако это подавление может оказаться недостаточным, если входное напряжение треугольной формы изменяется медленно.

Проектирование. При проектировании трансформатора для этой схемы необходимо учесть соображения, высказанные в § 20 об импульсном трансформаторе для блокинг-генератора. Кроме того, не-

обходимо обратить внимание на характеристику трансформатора в области низких частот, чтобы предотвратить релаксационные колебания, так как лампа должна быть заперта после того, как входное напряжение превысило опорный уровень. Междувитковая

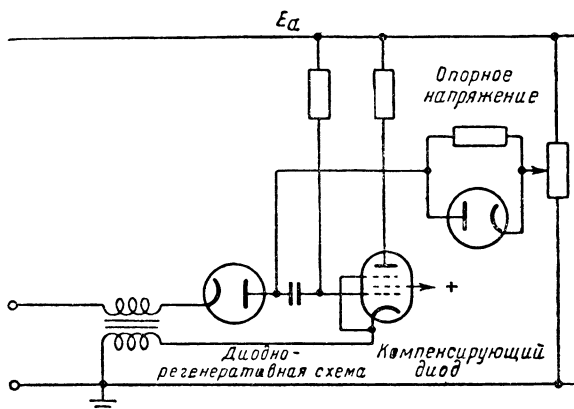


Рис. IX.21. Стабилизация диода в диодно-регенеративной схеме.

емкость трансформатора, шунтирующая источник входного сигнала, должна быть сведена к минимуму.

Лампа выбирается из соображения получения достаточной мощности, при которой нарастание выходного сигнала происходит с требуемой скоростью. При таком применении пентод имеет перед триодом следующие преимущества: мень-

ший эффект динамической емкости, независимость анодного потенциала от напряжения отсечки, а также короткое основание сеточной характеристики (малое напряжение отсечки). Постоянная времени сеточной цепи и сопротивление, через которое подается опорное напряжение, выбираются так, чтобы нагрузка на генератор импульсов треугольной формы была бы как можно меньше. При достаточно малой нагрузке импульс треугольной формы можно подавать на несколько схем сравнения с независимыми опорными напряжениями. Диодно-регенеративное устройство не чувствительно к изменению частоты повторения, за исключением смещения среднего потенциала.

15. Другие диодно-регенеративные схемы

Диодно-регенеративные схемы имеют два преимущества: 1) стабильный и резкий излом диодной характеристики используется для установления момента равенства напряжений путем запуска схем с положительной обратной связью и 2) достаточное усиление получается в единичной цепи с положительной обратной связью.

Компенсация сдвига характеристики. Самым большим источником ошибок, который сохраняется для большинства диодно-регенеративных схем, является сдвиг характеристики диода. Этот сдвиг можно компенсировать вторым диодом в соответствии с методами, приведенными в § 6. Видоизмененная диодно-регенеративная схема изображена на рис. IX.21.

Схема сравнения с использованием синусоидальных колебаний. Часто желательно получить напряжение прямоугольной формы, моменты нарастания и спада которого стабильно связаны по вре-

мени с синусоидальным колебанием. Такое напряжение прямоугольной формы легко получить в диодно-регенеративной схеме. Подобная схема изображена на рис. IX.22; на рис. IX.23 изображены соответствующие эпюры напряжений.

Вообще говоря, интервалы между импульсами и колебания прямоугольной формы несимметричны, так как триод отпирается тогда, когда синусоидальное напряжение достигает напряжения отсечки, а не нуля. Колебания можно сделать более симметричными путем увеличения амплитуды синусоидального напряжения или используя лампу с малым напряжением отсечки.

Точность момента возникновения положительного выходного импульса по отношению к определенной фазе синусоидального напряжения зависит, главным образом, от диодной характеристики. Момент появления отрицательного импульса определяется менее точно.

Генератор азимутальной отметки с положительной обратной связью. Иногда необходимо иметь менее быстродействующие схемы сравнения, чем предыдущие для создания импульсов длительностью в несколько миллисекунд, связанных по времени с определенной фазой низкочастотного синусоидального колебания (рис. IX.24).

Синусоидальное колебание, соответствующее скорости вращения антенны 24 об/мин, создается путем модуляции напряжения несущей более высокой частотой. Самая крутая часть синусоиды, находящаяся около нуля, выбирается в качестве рабочей точки

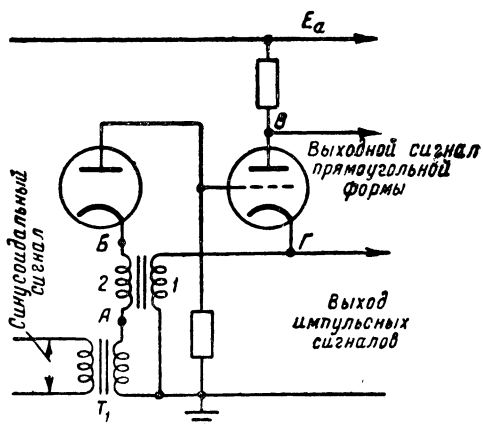


Рис. IX.22. Диодно-регенеративная схема для формирования сигналов прямоугольной формы из синусоидального напряжения.

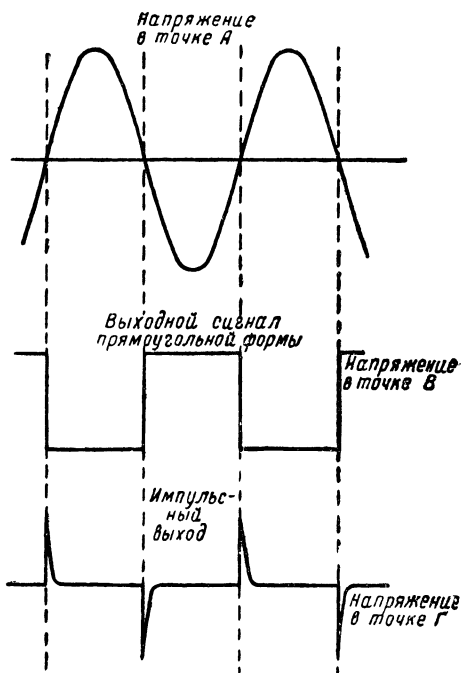


Рис. IX.23. Форма напряжений для схемы рис. IX.22.

для сравнения, а усиление достигается с помощью положительной обратной связи. Модулированное напряжение несущей частоты, изображенное на рис. IX.24, получено от системы сельсинов, соединенных с механизмом вращения антенны радиолокационной станции. Вследствие наличия немодулированной составляющей несущей частоты, сдвинутой по фазе на 90° относительно модули-

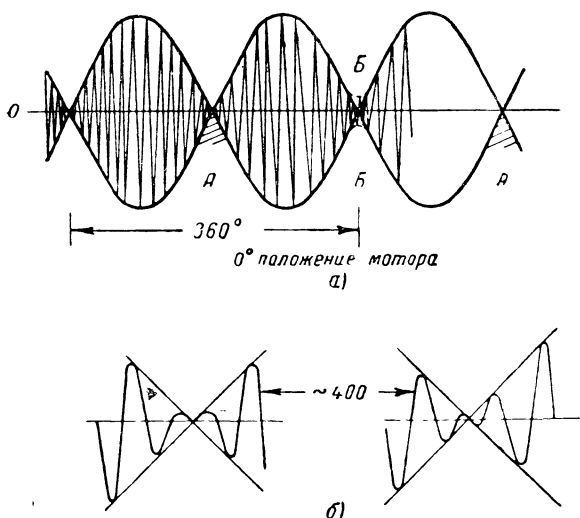


Рис. IX.24. Входной сигнал генератора азимутальной отметки.

рованной составляющей, огибающая высокочастотных колебаний не проходит через нуль.

Схема, работающая по этому принципу с несущей частотой, равной 400 гц, изображена на рис. IX.25. Входной сигнал усиливается в 100 или более раз входным трансформатором и двухтактным усилителем. Два выходных колебания подаются на сетки двухтактного анодного детектора. Потенциал соединенных анодов этих три-

одов растет от нуля до напряжения источника питания. Выходная цепь детектора работает на каскады сравнения (катодный повторитель, запертый по сетке смещением — 50 в). В момент появления выделенного сигнала цепь положительной обратной связи замыкается через среднюю точку входного трансформатора. Отметка образуется путем запуска в этот момент мультивибратора.

Регулируя смещение в каскаде сравнения, можно менять момент появления импульса относительно нуля. Если нужно избежать изменения момента появления отметки при изменении полярности входного сигнала; предшествующего точке минимума, середина импульса должна совпадать с точкой минимума. Таким образом, для одного смещения данная схема почти аналогична двухсторонней схеме сравнения (см. следующий параграф). Длительность импульса можно регулировать путем изменения постоянной времени цепи обратной связи.

Неопределенность фазы колебания частоты 400 гц в нуле создает некоторое «дрожание» (наибольший интервал времени неустойчивости составляет от $1/400$ до $1/4$ сек.). Любое изменение коэффициента усиления или скорости вращения антенны требует снова регулировки опорного уровня и длительности импульса. Форма колебаний на входе селектора изображена на рис. IX.26. Сдвинутая

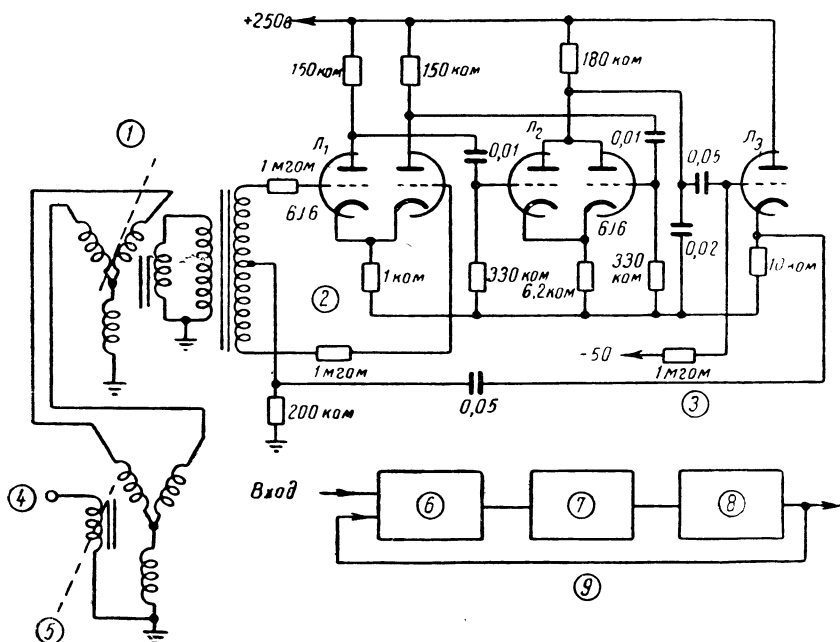


Рис. IX.25. Схема генератора азимутальной отметки:

1 — фазирующая шкала; 2 — повышающий трансформатор 1:3; 3 — обратная связь; 4 — фиксированное напряжение переменного тока; 5 — ось вращения; 6 — усилитель; 7 — детектор; 8 — селектор; 9 — обратная связь.

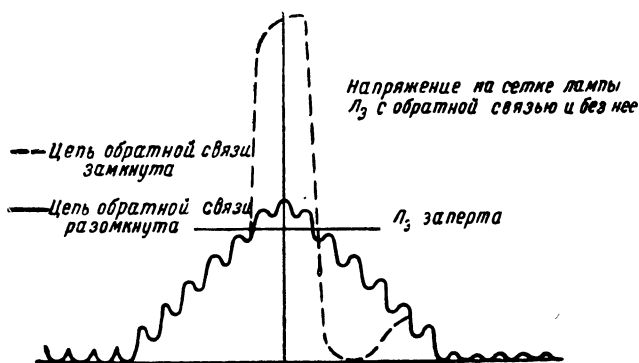


Рис. IX.26. Детектированное выходное напряжение генератора азимутальной отметки.

по фазе на 90° немодулированная составляющая напряжения несущей частоты, являющаяся причиной отсутствия нулевой амплитуды, может быть отделена фазовым детектором. Но даже при такой схеме во избежание перегрузки усилителя минимальная амплитуда должна быть как можно меньше.

16. Двусторонняя схема сравнения

Если сигнал может приближаться к опорному напряжению или со стороны больших или со стороны меньших величин и если в обоих случаях требуется отметка момента равенства, можно применить двустороннюю схему сравнения. Удовлетворительное решение дает применение двух цепей, каждая из которых чувстви-

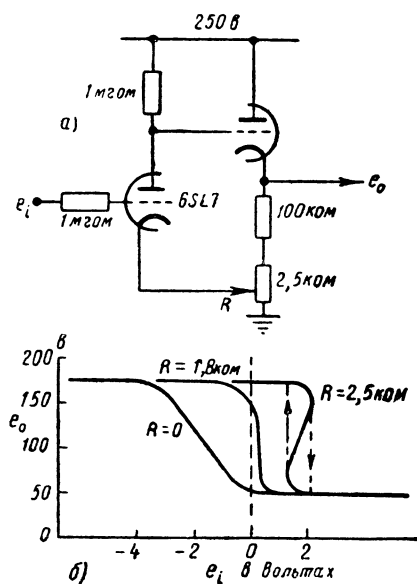


Рис. IX.27. Двусторонняя схема сравнения для работы с определенным уровнем опорного напряжения.

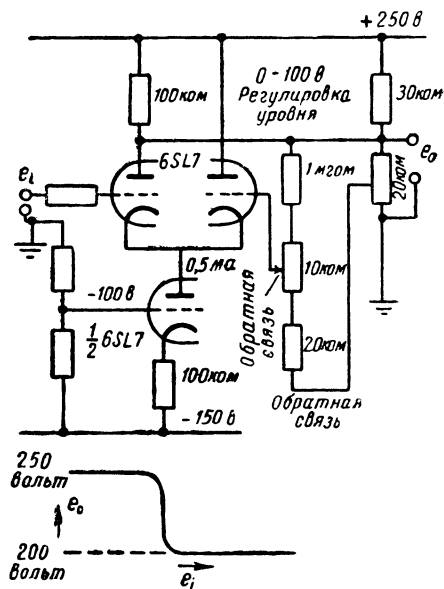


Рис. IX.28. Другая двусторонняя схема сравнения. Изменением обратной связи можно получить характеристику с максимальной крутизной без гистерезиса.

тельна только к одному направлению приближения к опорному напряжению. Две таких схемы с соответствующими графиками напряжений изображены на рис. IX.27 и IX.28. Для обеих схем неустойчивость действующего опорного уровня велика, поэтому они применяются при медленно меняющихся сигналах.

Схема, изображенная на рис. IX.27,а, работает как двусторонняя схема сравнения. Ее характеристика регулируется до получения максимальной крутизны перепада при отсутствии гистерезиса (рис. IX.27,б). Схема рис. IX.28 поясняет использование большого переменного сопротивления в качестве катодного сопротивления в схеме сравнения на двойном триоде. В схеме предусмотрена положительная обратная связь для получения характеристики требуемой формы.

17. Схемы для сравнения синусоидального сигнала с опорным уровнем

Во многих точных системах измерения времени применяются схемы сравнения, где отметка получается тогда, когда мгновенное значение синусоидального напряжения равно определенной величине. Этот процесс иногда называется процессом «обострения» или «спрямления». Применяемые здесь методы аналогичны методам, применяемым для любой системы сравнения, селекции или квази-

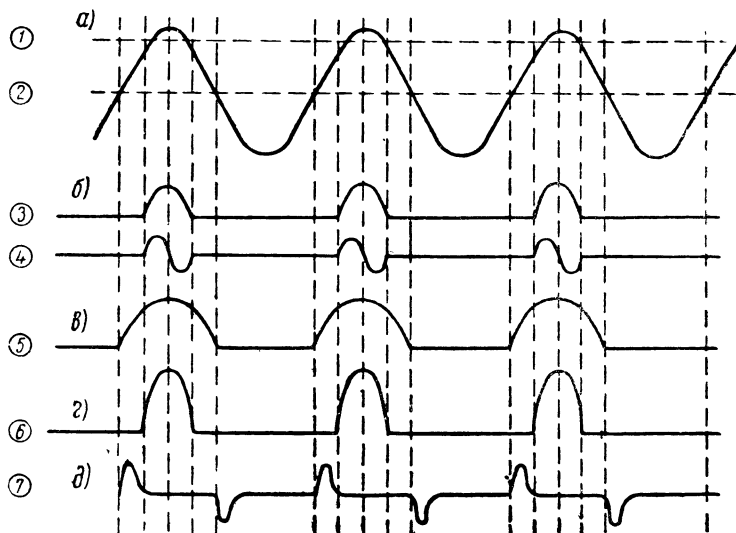


Рис. IX.29. Выделение пиковых значений и полупериодов:

1 — порог срабатывания на максимум; 2 — порог срабатывания установлен на нуле; 3 — выделенный «пик»; 4 — выделенный и дифференцированный «пик»; 5 — выделенный полупериод; 6 — усиленный «пик»; 7 — дважды дифференцированный сигнал при нулевом пороге срабатывания.

селекции при наличии усиления. Для этих схем требуется линейно-ломаная характеристика, так как очевидно, что с помощью линейных элементов из синусоиды можно сделать только другую синусоиду. По степени соответствия момента появления отметки, имеющей вид импульса, определенной фазе синусоиды судят о качестве отметки. Если исключить точки, где напряжение равно нулю, фаза, соответствующая данному напряжению, зависит от максимальной амплитуды. Поэтому сравнение по «нулевому» напряжению дает наибольшую точность. Другое преимущество нулевого сравнения заключается в том, что крутизна синусоиды в этой точке наибольшая, а небольшие отклонения опорного уровня от нуля, а также небольшие изменения амплитуды синусоидального напряжения оказывают очень небольшое влияние на фазу отметки. Кроме того, для увеличения скорости нарастания выходного напряжения до величины, необходимой для получения отметки времени, в данном случае требуется очень небольшое усиление.

Форма напряжения, получающегося в результате сравнения пикового значения синусоиды и последующего линейного усиления, изображена на рис. IX.29,б и д. Сравнительно широкий импульс рис. IX.29,б можно использовать для временной селекции пугем формирования из него более узкого и точного импульса, который возникает почти одновременно с переходом синусоиды через максимум. Момент, соответствующий середине выделенного импульса, не

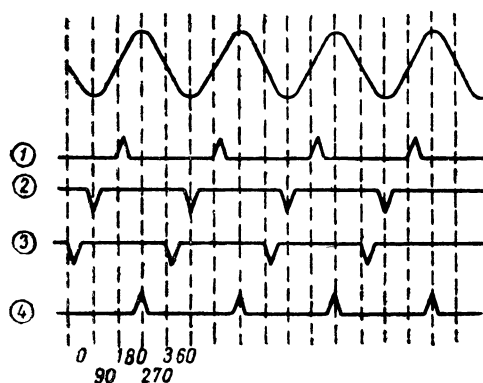


Рис. IX.30. Фазовые соотношения импульсов, полученных из синусоиды:

1 — выделенный положительный импульс в нулевой точке; 2 — выделенный отрицательный импульс в момент отрицательного максимума; 3 — отрицательный импульс в нулевой точке; 4 — положительный импульс в момент положительного максимума.

чувствителен к изменениям амплитуды синусоиды или опорного уровня, а небольшие симметричные изменения ширины импульса не имеют значения. Край выделенного пика могут быть усилены для образования отметки, однако, для этого требуется сравнительно большое усиление, а зависимость фазы отметки от соотношения амплитуд очень велика. С помощью более сложных преобразований из амплитудного значения синусоидального напряжения можно получить почти точную отметку.

На рис. IX.29,в,г,д изображены эпюры напряжения, относящиеся к случаю, когда уровень сравнения установлен на нуле и применено последующее двойное диференцирование.

Синусоида может быть размечена также точно в четырех точках, соответствующих максимальному и нулевому значениям напряжения, как изображено на рис. IX.30. Для сравнения напряжений, соответствующих промежуточным значениям синусоиды между нулем и максимумом, можно применить интерполяцию, изменение интервала между импульсами, а также небольшие фиксированные задержки. В этом случае необходимо стабилизировать амплитуду синусоиды, что вызывает некоторые трудности.

18. Схемы для сравнения амплитудных значений синусоидального напряжения

Сравнение амплитудных значений синусоидального напряжения обычно осуществляется в усилителях и генераторах, работающих в классе С. На сетку селекторной лампы подается запирающее смещение, так что она отпирается только при достижении синусоидальным напряжением своего максимального значения. Выходной импульс снимается с небольшого сопротивления или индуктивности, включенных в анодную цепь. На рис. IX.31 изображены две типичные схемы кварцевых генераторов, работающих в режиме с отсеч-

кой анодного тока. Оба генератора работают при очень больших катодных смещениях, так что анодный ток появляется только вблизи

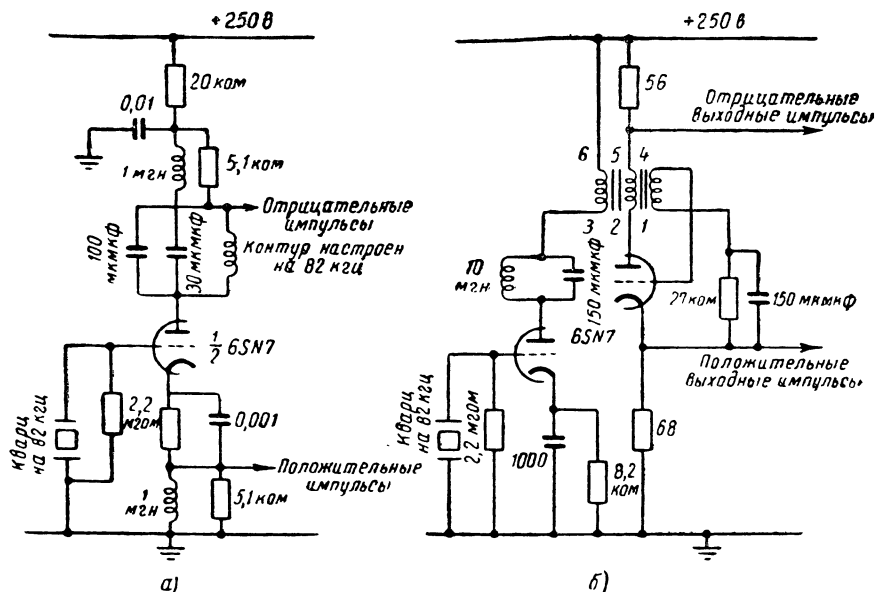


Рис. IX.31. Генераторы, работающие в импульсном режиме.

амплитудного значения синусоиды. В схеме *а* импульсы снимаются с индуктивностей 1 мГн, включенных в анодную и катодную цепи. Эти индуктивности имеют незначительное полное сопротивление на основной частоте 82 кГц, однако, представляют большое полное сопротивление для импульсов анодного тока; при длительности этих импульсов около 1 мксек на индуктивностях можно получить импульсное напряжение в 25 в. Шунтирующие сопротивления по 5,1 кОм вызывают сильное затухание колебаний, возбуждаемых в катушках. В схеме *б* импульсы анодного тока проходят через первичную обмотку импульсного трансформатора, которая также имеет незначительное полное сопротивление на основной частоте. Большие импульсы анодного тока синхронизируют блокинг-генератор, который имеет собственную частоту колебаний, несколько меньшую 82 кГц. Импульсы анодного тока

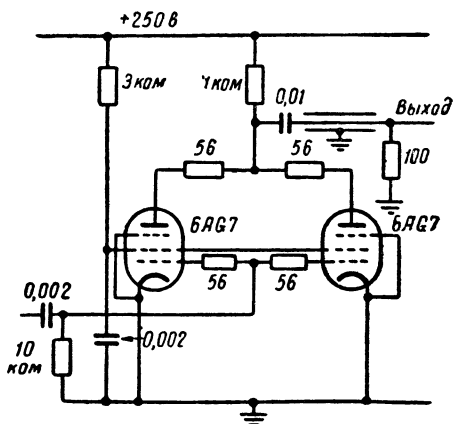


Рис. IX.32. Усилитель, формирующий импульсы из синусоидального напряжения.

блокинг-генератора длительностью в 1 мксек снимаются с очень малых сопротивлений, включенных в его анодную и катодную цепи.

На рис. IX.32 изображена схема для получения импульсных отметок от синусоиды частоты 1 мгц. Амплитуда входного синусоидального напряжения равна 150 в. Лампа заперта в пределах угла $\pm 35^\circ$ от точки максимального отрицательного значения напряжения. При этом на анодном сопротивлении получаются почти прямоугольные импульсы с амплитудой 30 в и длительностью 0,02 мксек, время нарастания и спада импульса равно 0,003 мксек. Две лампы соединены в параллель для создания необходимой крутизны S и обеспечения требуемой мощности рассеяния. Выходное напряжение через кабель сопротивлением 95 ом подается прямо на отклоняющие пластины электронно-лучевой трубки.

19. Нулевые схемы сравнения синусоидальных напряжений

Так как селекция осуществляется при определенных уровнях, в качестве селекторов часто используются триоды и пентоды (рис. IX.33). Амплитуда входного напряжения должна быть велика по сравнению с сеточным напряжением отсечки, так что линейное

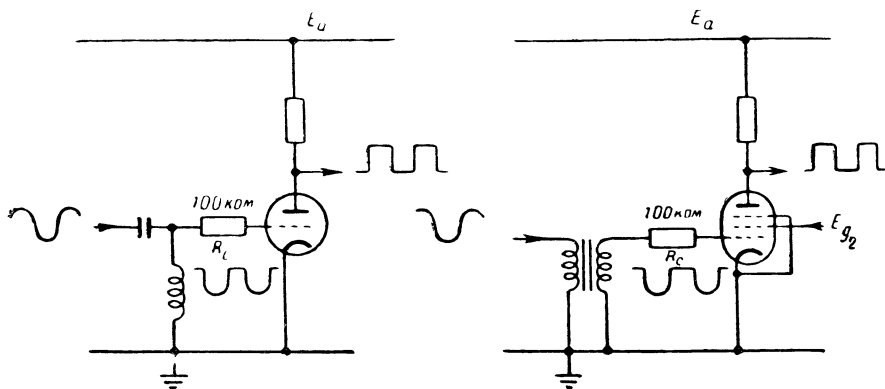


Рис. IX.33. Нулевая схема сравнения для синусоидальных колебаний.

усиление имеет место лишь для очень малой части синусоиды. В изображенных на рис. IX.33 схемах последовательно с сеткой лампы включены большие сопротивления для получения отсечки сеточным током. Средний ток и величина сеточного напряжения отсечки регулируются анодным напряжением E_a и напряжением экранирующей сетки E_{g2} . Схема с пентодом дает выходное напряжение почти точно прямоугольной формы, так как при положительном полупериоде синусоидальное напряжение ограничивается сеточным током, а при отрицательном полупериоде — отсечкой анодного тока лампы. Сопротивление цепи сетка — катод по по-

стоянному току должно быть как можно меньше, чтобы предотвратить уход порога селекции в зависимости от амплитуды или частоты входной синусоиды. Это особенно важно, если в качестве источника входного напряжения применяется генератор прерывистых колебаний с изменяемой скважностью. По этой причине в качестве сопротивлений утечки сетки в схеме рис. IX.33 применяются

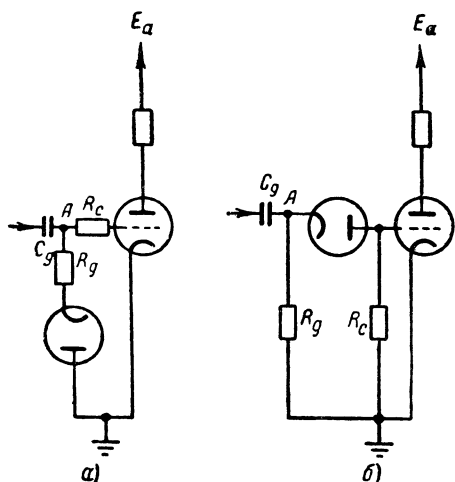


Рис. IX.34. Нулевая схема сравнения синусоидальных колебаний с диодным восстановителем постоянной составляющей.

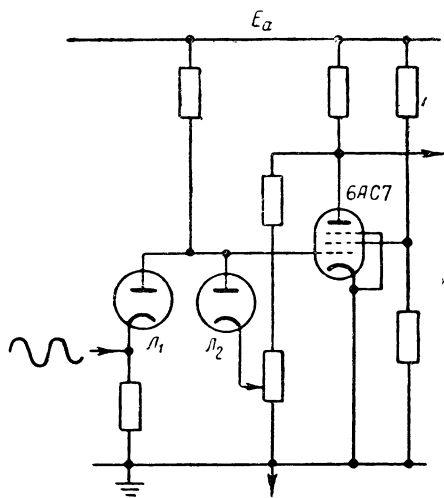


Рис. IX.35. Схема сравнения с использованием отрицательной обратной связи для сохранения уровня выходного напряжения постоянным.

индуктивности, так как они имеют малое сопротивление по постоянному току и большое полное сопротивление для синусоидального напряжения.

Если в качестве входной цепи требуется применить цепочку RC , то необходимо предусмотреть диод для восстановления постоянной составляющей (рис. IX.34). В схеме *а* рис. IX.34 сопротивления R_g и R_c равны и велики по сравнению с внутренним сопротивлением диода r_g и внутренним сопротивлением сетка — катод триода r_c , которые также почти равны. Поэтому при положительных и отрицательных полупериодах ток через конденсатор одинаков и средний потенциал точки *А* равен нулю. В схеме *б* R_g много больше, чем R_c . При положительных полупериодах диод запирается, так что сеточный ток отсутствует. При отрицательных полупериодах через сопротивление R_c течет ток, вследствие этого создается небольшое смещение уровня.

Иногда выгодно стабилизировать уровень выходного напряжения таким образом, чтобы он не зависел от характеристик ламп. Этого можно достигнуть с помощью отрицательной обратной связи,

как изображено на рис. IX.35. Отрицательная обратная связь снимается с анода и подается на сетку лампы через диод L_2 . Уровень обратной связи регулируется так, чтобы в отсутствии синусоидального напряжения на входе сетка имела небольшой отрицательный потенциал. При отрицательных полупериодах синусоиды лампа L_1 отпирается и разрывает цепь обратной связи, благодаря чему лампа 6АС7 быстро запирается.

Примером схемы сравнения с положительной обратной связью является полупериодный мультивибратор (с двумя устойчивыми

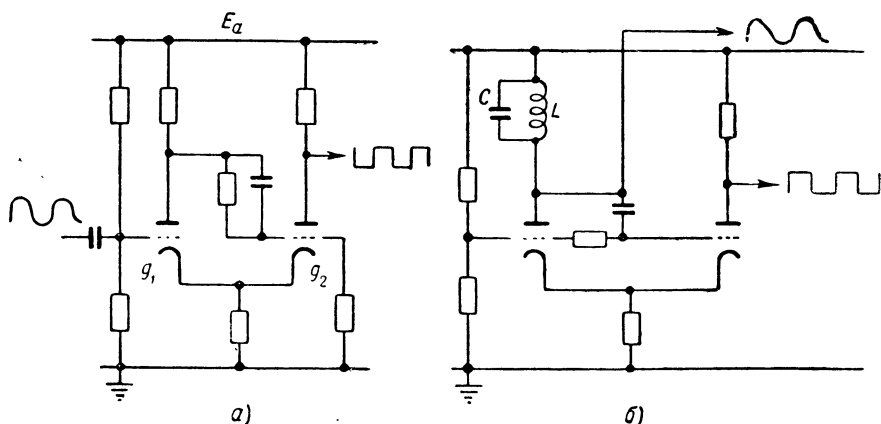


Рис. IX.36. Схемы сравнения на мультивибраторе.

положениями) с объединенными катодами ламп (рис. IX.36,а). Режим работы мультивибратора должен быть подобран так, чтобы сеточный ток первой лампы в процессе всего цикла работы отсутствовал, а рабочая точка находилась в середине неустойчивой области.

На рис. IX.36,б изображен генератор, дающий колебания прямоугольной формы, точно связанные с определенной фазой выходного синусоидального напряжения. В общую катодную цепь включено большое сопротивление для уравнивания токов в отпертых лампах. Постоянство тока поддерживается с помощью обратной связи. Поэтому через резонансный контур LC протекает ток прямоугольной формы точно определенной величины и длительности, чем достигается высокая стабильность работы.

Ни одна из описанных выше схем не дает точного равенства отрицательного и положительного полупериодов спрямленной синусоиды; кроме того наклон одного перепада всегда больше наклона другого. Поэтому в результате дифференцирования отрицательных и положительных полупериодов получаются импульсы, отличные как по величине, так и по форме. Это вызывается тем, что крутизна лампы S вблизи нулевого смещения больше, чем крутизна лампы при напряжении отсечки, так что отрицательные перепады

усиливаются больше, чем положительные. Если желательно иметь идентичные импульсы, необходимо формировать напряжение точно прямоугольной и симметричной формы. Лучше всего это можно осуществить с помощью диодных селекторов. Схема рис. IX.37,а поясняет способ получения напряжений симметричной прямоугольной формы с помощью кристаллических детекторов или диодов. Вместо таких выпрямителей можно применить также либо один симметричный нелинейный элемент, например, нелинейное сопротив-

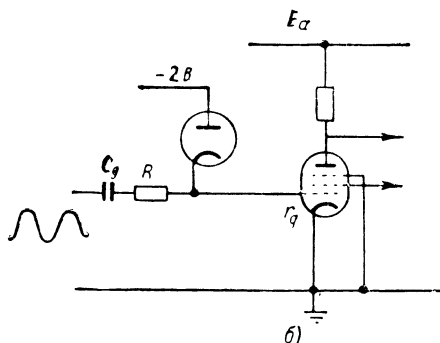
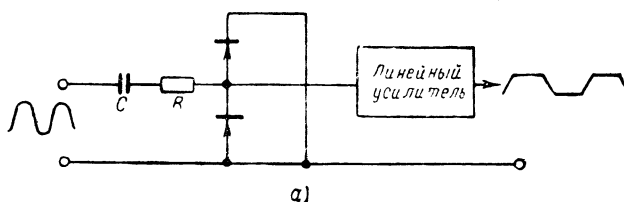


Рис. IX.37. Селекторы с двумя опорными уровнями.

ление, либо трансформатор с насыщением. В схеме рис. IX.37,б в качестве верхней границы используется сеточный ток усилителя на пентоде, а в качестве нижней границы — диод. Так как сеточный ток появляется при напряжении на сетке около $-0,5$ в, а через диод начинает идти ток при напряжении $-1,5$ в, то основание сеточной характеристики пентода как бы укорачивается до 1 в. Крутизна S в пределах этой области меняется мало, так что нарастающая и спадающая части напряжения приобретают острые края. В обеих схемах можно применить емкостную связь с генератором синусоидального напряжения, так как влияние схемы на отрицательную и положительную части синусоиды симметрично. Если выходное напряжение должно иметь очень крутые перепады, то можно применить несколько аналогичных каскадов, разделяя их линейными усилителями.

20. Усилители для схем сравнения синусоидального напряжения

Если импульсы должны быть получены из прямоугольного напряжения, необходимо применить некоторые методы укорочения импульсов. Если, например, необходимо получить импульсы точно

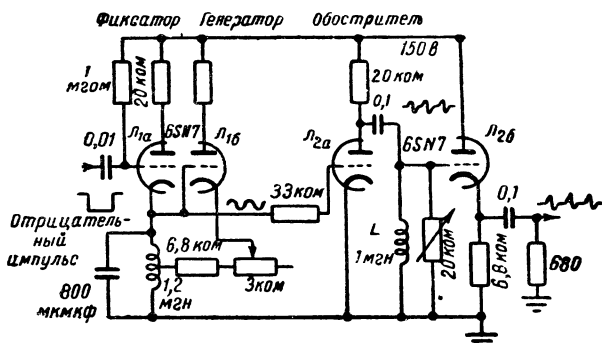


Рис. IX.38. Импульсный генератор с обостряющей цепью.

прямоугольной формы, то крутые перепады можно использовать для запуска блокинг-генератора или специального мультивибратора.

Во многих случаях достаточно использовать простое дифференцирование с помощью цепочек RC или RL или трансформатора.

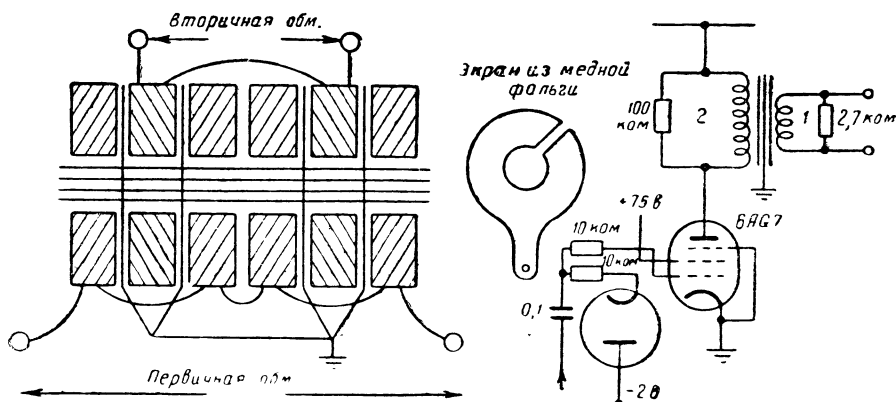


Рис. IX.39. Квазидифференцирующий усилитель и трансформатор.

Полная схема генератора, формирующего импульсы из синусоидального напряжения, изображена на рис. IX.38. Генератор L_1 , запускаемый отрицательным селектирующим импульсом, дает серию синусоидальных колебаний. Ограничитель L_{2a} выделяет только отрицательные полупериоды. Импульсы анодного тока лампы L_{2a} проходят через разделительный конденсатор C и индуктивность L . Резонансная частота цепочки слишком мала, чтобы про-

изошло ударное возбуждение от импульса анодного тока. Импульсы значительной амплитуды появляются на аноде лампы L_{2a} только тогда, когда лампа L_{2a} запирается. Выходной импульс подается на катодный повторитель L_{26} , который пропускает только положительные импульсы. Если генератор настроен на 163 кгц а $L = 2 \text{ мкн}$, то на выходе получают импульсы почти треугольной формы, имеющие амплитуду 15 в , и длительность у основания $0,75 \text{ мксек}$. Вместо демпфирующего сопротивления может быть применен диод, благодаря чему отрицательные импульсы почти полностью уничтожаются.

Дифференцирование можно осуществить также импульсными трансформаторами. Они позволяют получить выходное напряжение требуемого уровня, обеспечить нужное выходное полное сопротивление. Трансформаторы с замкнутым сердечником, применяемые в блокинг-генераторах, не пригодны для этих целей, но хорошие результаты дают простые в изготовлении трансформаторы с прямыми открытыми сердечниками. Конструкция такого трансформатора с использованием галетных обмоток от стандартных высокочастотных дросселей и пластинок для сердечника импульсного трансформатора изображена на рис. IX.39. Материал сердечника не критичен, так как практически все магнитное сопротивление сосредоточено в воздушном зазоре. Сердечник увеличивает индуктивность трансформатора до четырехкратной величины в зависимости от формы катушек. Катушки, взятые от четырех галетных высокочастотных дросселей, имеющих индуктивность 1 мкн , вместе с сер-

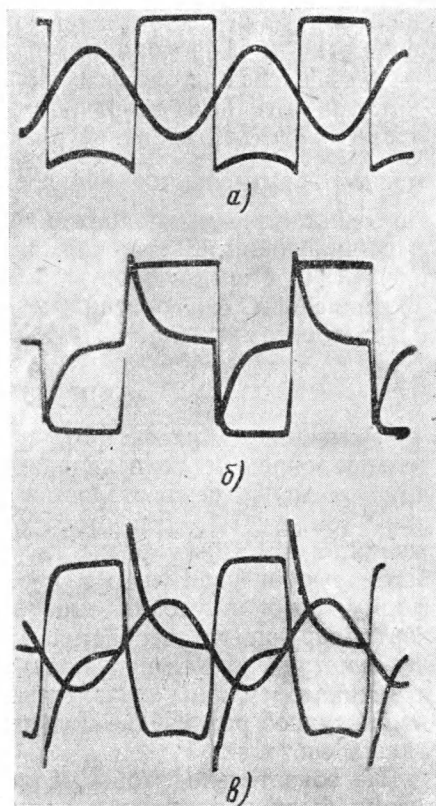


Рис. IX.40. Формирование импульсов из синусоидального напряжения. Используются два каскада, аналогичные по схеме рис. IX.39, с тем исключением, что в аноде первой лампы стояло сопротивление 22 ком . Во всех случаях во втором каскаде работала лампа 6AG7:

а — первый каскад на лампе 6AC7; входное синусоидальное напряжение и выходное напряжение; *б* — форма выходного напряжения, когда нагрузкой являлись сопротивление и трансформатор; *в* — входное синусоидальное напряжение и формы напряжения в анодах первого и второго каскадов, причем первый каскад собран на лампе 6AG7, а нагрузкой второго каскада является трансформатор. Впадина в нижней части прямоугольного сигнала является результатом сеточного тока первой лампы.

дечником дают индуктивность 7 мГн. Для уменьшения емкости первичная и вторичная катушки разделяются электростатическим экраном из медной фольги. При сопротивлении нагрузки первичной обмотки в 10 ком, вторичной — 2,7 ком и коэффициенте трансформации 2 : 1 эффективная нагрузка оказывается равной около 5,6 ком; таким образом, постоянная времени равна $\frac{L}{R} = 1,2$ мсек.

Осциллограммы напряжений в двухкаскадном усилителе с дифференцирующими и спрямляющими цепями изображены на рис. IX.40. Схема этого усилителя подобна схеме рис. IX.34 с сопротивлением или описанным выше трансформатором в анодной цепи второго каскада.

21. Амплитудное различие

Указание на равенство двух напряжений, а также приближительное определение величины, на которую сигналы отличаются друг от друга, осуществляется с помощью амплитудного различия* (см. гл. III). Для этого удобно создать разность двух напряжений, а затем эту разность усилить. Усиленный сигнал должен быть преобразован либо в постоянное напряжение, либо в такую форму, которая удобна для записывающего, индикаторного или контролирующего устройства. Чтобы избежать погрешностей из-за несимметрии схемы при наличии нестабильности, дискриминатор и индикатор можно «привязать» к одному из входных напряжений. Амплитудное различие получило широкое распространение в следящих системах.

Не обязательно, чтобы медленно изменяющиеся входные напряжения были постоянными напряжениями; входные сигналы могут быть медленно изменяющимися по амплитуде напряжениями несущей частоты. Если напряжения несущей частоты подаются на дискриминатор в фазе, то вычитание и последующее усиление вполне достаточно. Знак разности входных напряжений определяется тем, находится ли сигнал ошибки в фазе или в противофазе с одним из напряжений несущей частоты.

Этот вид различия может заменить различие постоянных напряжений в следящих системах и имеет то преимущество, что в дискриминаторе можно применить усилители переменного тока. Получающееся напряжение ошибки может быть использовано непосредственно или предварительно выпрямлено.

Даже в тех случаях, когда входными сигналами являются постоянные напряжения, можно применить усиление по переменному току; в этом случае устройство для вычитания напряжений должно быть заменено модулятором, который создает переменный ток, пропорциональный разности напряжений. Специфические требования к таким модуляторам приведены в § 23. Стабильность работы дискриминатора зависит главным образом от характери-

* Устройства, производящие амплитудное различие, называют амплитудными дискриминаторами.

ки модулятора. Для некоторых электромеханических модуляторов характеристики таковы, что стабильность разделения можно увеличить в 1 000 раз по сравнению со стабильностью, достигаемой при использовании только одних ламп.

В дискриминаторах, работающих на постоянном токе, вычитание можно осуществить с помощью пассивного четырехполюсника, однако, ошибки, вызванные несимметрией, нельзя устранить с помощью такой цепи, за исключением специальных случаев. Так называемый дифференциальный усилитель в основном лишен указанного недостатка и позволяет подавать на его сетки два постоянных напряжения и может усиливать их разность. В этом усилителе компенсируется уход потенциала катода и вместе с тем он дает довольно хорошую стабильность. Схема такого дискриминатора, а также схемы других дискриминаторов, работающих на постоянном токе, рассмотрены в следующем параграфе.

Для всех этих дискриминаторов линейность и постоянство усиления могут быть улучшены применением отрицательной обратной связи. Для этой цели в усилителях необходимо применить местную обратную связь, а в системах с использованием модуляции и демодуляции — обратную связь по постоянному току с выхода на вход.

22. Дискриминаторы с непосредственной связью

Такие дискриминаторы представляют собой специальные усилители постоянного тока, отличающиеся от обычных тем, что они усиливают разность двух постоянных напряжений, а не их сумму.

Выходное напряжение может быть симметрично и несимметрично относительно постоянного опорного уровня. Сильное уменьшение искажений, вызванных несимметрией плеч, и стабильный отсчет нулевой разности входных напряжений являются важнейшими свойствами такого дискриминатора.

Ниже перечислены некоторые основные параметры, характеризующие дискриминатор с непосредственной связью.

1. Степень влияния несимметрии на входе (степень независимости выходного напряжения от уровня двух входных постоянных напряжений и диапазон, в пределах которого этот уровень может изменяться).

2. Тип выходной цепи (является ли выходное напряжение несимметричным или симметричным и если симметричным, то в какой мере среднее значение зависит от степени несимметрии на входе).

3. Линейность (насколько точно измеряется разность входных напряжений).

4. Диапазон (пределы разности входных напряжений, которым соответствует выходное напряжение).

5. Усиление.

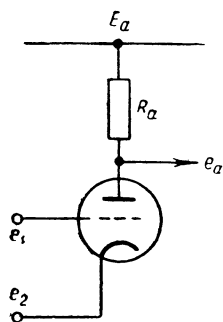


Рис. IX.41. Дискриминатор на триоде.

6. Стабильность (влияние времени на нулевой отсчет и усиление, влияние напряжения накала ламп и т. п.).

Каскады дифференциальных усилителей. Наиболее простым дискриминатором-услителем является триод, на сетку и катод которого подаются выходные напряжения (рис. IX.41). На практике требуется определенная регулировка входных сигналов, причем e_1 должно быть несколько ниже e_2 для «средней» величины выходного напряжения. Изменения напряжений на входе в одну сторону влияют на выходное напряжение в μ раз меньше разности напряжений на входе. Полное сопротивление цепи, на которую подается e_1 , должно быть относительно мало.

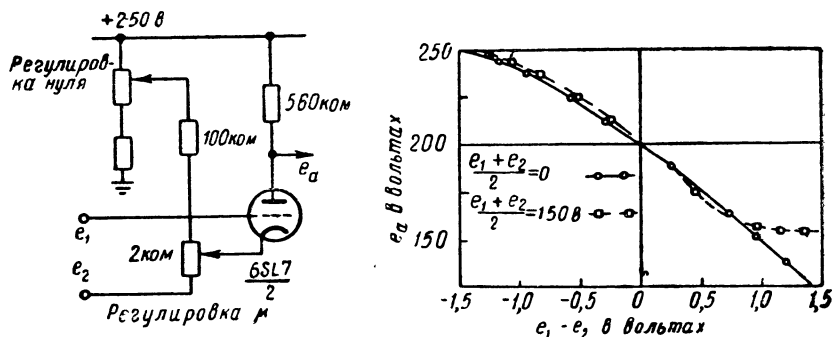


Рис. IX.42. Улучшенный триодный дискриминатор.

Последние два ограничения устранены в схеме рис. IX.42, где e_2 уменьшается и сдвигается на соответствующую величину. При правильной регулировке уход нулевого положения, вызываемый несимметрией, является только результатом изменения коэффициента усиления в зависимости от разности потенциалов анод—катод, которая при любом анодном токе обычно мала. Было найдено, что уход нулевого положения, вызываемый изменением уровня от нуля до 150 в, не больше, чем уход от изменения на 10 мв ($e_1 - e_2$) сигнала для нескольких испытанных ламп типа 6SL7 при правильной регулировке потенциометров для каждой лампы. Усиление и форма выходного напряжения отчасти зависят от уровня на входе (рис. IX.42).

Приведенная выше схема имеет значительный уход нулевого положения при изменении температуры катода; десятипроцентное увеличение напряжения накала при фиксированном выходном напряжении требует уменьшения $e_1 - e_2$ на 100 мв. В дифференциальном усилителе рис. IX.43 влияние изменения напряжения накала устраняется, поскольку два катода одинаковы. Для двойного триода уход нулевого положения при десятипроцентном изменении напряжения накала требует уменьшения $e_1 - e_2$ менее, чем на 10 мв.

Другое преимущество дифференциального усилителя заключается в том, что оба входных напряжения приложены к сеточным цепям, имеющим высокое полное входное сопротивление.

Выходное напряжение дифференциального усилителя снимается с двух анодов. Если предположить, что триоды в точности идентичны, то выходная разность напряжений будет равна нулю до тех пор, пока будет равна нулю разность входных напряжений независимо от уровня последних. Однако уровень выходного на-

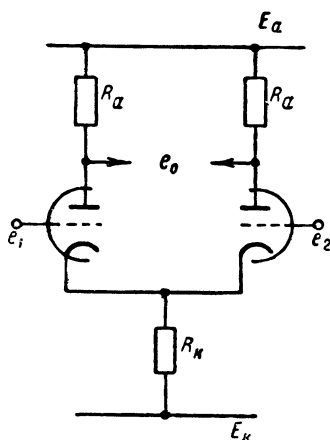


Рис. IX.43. Дискриминатор на двойном триоде.

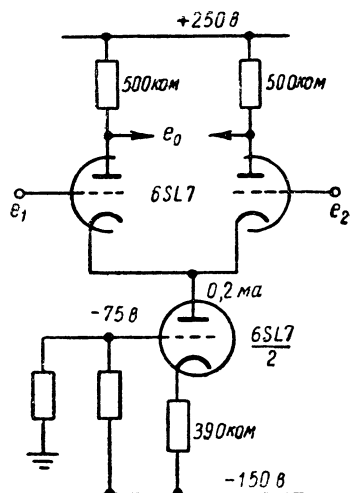


Рис. IX.44. Дискриминатор на двойном триоде с триодом в качестве катодного сопротивления.

пряжения будет зависеть от уровня входных напряжений. Колебания выходного уровня будут составлять приблизительно $\frac{R_A}{2R_K}$ от колебаний уровня на входе. Это явление можно уменьшить путем увеличения сопротивления R_K по сравнению с R_A .

Сопротивление R_K может быть увеличено без уменьшения тока, если в катод включить триод (рис. IX.44). Величина выходного напряжения равна здесь приблизительно 200 В и изменяется только на 2 В при изменении уровня входных напряжений от -50 до $+150 \text{ В}$, причем общий ток изменяется только на 4% .

В схемах, где анодные токи постоянны при нулевом выходном напряжении, как, например, в схеме рис. IX.44, уход нулевого положения, получающийся из-за несимметрии, составляет в процентном отношении $\frac{1}{1+\mu}$ от процента неравенства μ двух триодов. Это значит, что если уровень входного напряжения изменяется на e вольт, то для поддержания нулевого уровня на выходе требуется разность уровней напряжений на входе, равная

$$\frac{\Delta(e_1 - e_2)}{e} = \frac{1}{\mu + 1} \cdot \frac{\mu_2 - \mu_1}{\mu},$$

где μ_1 и μ_2 — усиление каждого триода, а $\mu = \frac{\mu_1 + \mu_2}{2}$. Таким образом, если в двух половинах лампы 6SL7 коэффициенты усиления μ отличаются на 3,5%, то при $\mu \approx 70$ приведенное выше выражение даст 0,5%, а сдвиг нуля на схеме рис. IX.44 будет составлять 0,1 в при изменении уровня входных напряжений на 200 в. На самом деле почти все проверенные лампы имели меньший разброс по коэффициенту усиления. Потенциометр между

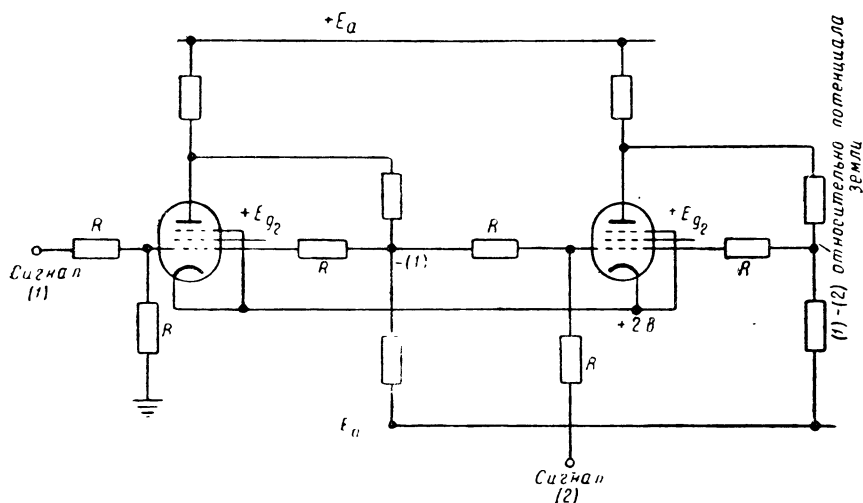


Рис. IX.45. Улучшенный балансный дискриминатор.

катодами, применяемый для установки нуля, не влияет на указанные выше соотношения.

Если анодный ток вследствие несимметрии изменяется сильно, то различие во внутренних сопротивлениях ламп оказывает такое же влияние на вышеприведенную формулу, как и различие в коэффициенте усиления. Приведенная выше формула неприменима для пентодов, так как она получена в предположении, что изменяемое сопротивление катодного элемента много больше, чем внутренние сопротивления ламп. Увеличенный коэффициент усиления пентода не уменьшает чувствительности к несимметрии. Оказывается, что два пентода ($\mu > 1000$) дают не меньшую ошибку из-за их несимметрии, чем два триода (6SL7).

Схема основного типа дискриминатора изображена на рис. IX.45. Одно из входных напряжений подается на усилительный каскад, который изменяет знак этого напряжения относительно земли. В реостатной суммирующей цепи это напряжение складывается со вторым входным напряжением. Выходное напряжение второго каскада представляет собою разность двух сигналов, причем уровень выходного напряжения не зависит от величины входного сигнала. Симметрия схемы уменьшает влияние как изменения

напряжения накала, так и изменения других параметров или режимов лампы. В схеме применена отрицательная обратная связь для обеспечения линейности и стабилизации усиления. Величина выходного сигнала не зависит от изменений напряжения источника питания, что имело место в описанных выше схемах дискриминаторов.

23. Дискриминаторы с модулированной по амплитуде несущей

Преимущества усиления по переменному току можно использовать, если величину разности входных сигналов связать с амплитудой несущей, а направление этой разности — с фазой несущей (см. гл. XI). Для многих целей амплитуда несущей, равная нулю, является хорошим критерием равенства входных сигналов. Если требуется, чтобы выходной сигнал изменялся медленнее, чем амплитуда несущей, то необходима последующая демодуляция.

Схемы механических модуляторов. Стабильность выходного напряжения, соответствующего нулевой разности входных сигналов, определяется, главным образом, модуляционными цепями. Ошибки за счет ухода нуля, которые получаются в модуляторах, выполненных на лампах или детекторах, только немного меньше тех же ошибок, которые имеют место в дискриминаторе, работающем на постоянном токе.

Механический модулятор дает во много раз лучшую стабильность нулевого положения. Это устройство в настоящее время обеспечивает наибольшую точность различения. После достаточного усиления по переменному току, часто удобно применить механический демодулятор. Такая комбинация при наличии обратной связи пригодна как для различения очень высокой точности, так и для различения при очень маленькой разности входных сигналов. Иногда полезно применить комбинацию механических модуляторов и ламп. Схемы таких модуляторов и характеристики некоторых из них приведены в гл. XI. Главные ограничения при применении таких устройств заключаются в следующем: в цепи с высоким полным сопротивлением проникают ложные сигналы; флуктуации напряжения в переключающих контактах (меньше $0,01$ мкв); разность входных сигналов не должна быть больше нескольких вольт во избежание повреждения контактов; верхняя граница частоты определяется вибрационными возможностями механического переключателя. Там, где эти ограничения не существенны и требования к размерам и весу не являются решающими, этот дискриминатор превосходит все остальные.

Схемы электрических модуляторов. Важнейшее преимущество электрических модуляторов заключается в том, что их можно использовать на частотах, превышающих частотные возможности механических модуляторов. Стабильность нулевого отсчета электрических дискриминаторов характеризуется следующими цифрами: скорость сдвига нулевого положения меньше, чем 3 мкв/мин, влияние смены лампы меньше, чем 50 мв, влияние изменения на-

пряжения накала (5—7 в) меньше, чем 25 мв. При использовании отрицательной обратной связи линейность и постоянство усиления могут быть такими же, как в механических дискриминаторах.

Усилители и детекторы. К усилителям, применяемым с электрическими модуляторами, предъявляются не очень жесткие требования. Полоса пропускания и стабильность усиления зависят от того, предусмотрена ли отрицательная обратная связь, охватывающая все устройство модулятор—демодулятор. Демодулятор работает при относительно высоком уровне сигнала, так что сдвиги постоянного уровня (тока) с точки зрения ошибок в выходном напряжении несущественны. В большинстве случаев необходима фазовая демодуляция.

Глава X

ВРЕМЕННАЯ СЕЛЕКЦИЯ

1. Введение

Аналогично описанным в гл. IX видам амплитудного анализа существуют три основных вида временного анализа различных форм колебаний*: временная селекция, временное различение и временное сравнение. Временная селекция подобна амплитудной селекции и может быть определена как выделение части колебательного напряжения (тока), предшествующей, совпадающей или запаздывающей по отношению к заданному моменту времени; при периодических процессах отсчет производится относительно периодически повторяющейся отметки времени. Временные селекторы часто называют также схемами совпадения или схемами селектирования.

Существуют три важных приложения временных селекторов: 1) селекция требуемого напряжения (тока) с целью исключения не совпадающих по времени напряжений и токов, могущих создавать помехи, как, например, в радиолокационных системах; 2) селекция одного из членов последовательности синхронизирующих импульсов для точной синхронизации процессов, повторяющихся с меньшей частотой, как, например, при делении частоты или в многошкальных системах измерения дальности (см. гл. XVI) и 3) селекция части напряжения (тока) для целей фазового разделения (фазочувствительного детектирования), временного различения и временного сравнения (см. гл. XIV).

Временным различением называется индикация относительного времени существования двух явлений, причем выходная величина временного дискриминатора равняется нулю, если явления происходят одновременно, и указывает на знак и, приблизительно, на величину интервала времени между явлениями, если последние

* О форме колебаний напряжений и токов можно говорить не только тогда, когда колебания рассматриваются как функция времени: напряжение или ток могут зависеть, например, от механического положения, температуры, давления и т. д. Общие принципы процессов, определяемых в настоящей главе применительно к „оси времени“, в равной степени приложимы к различным формам напряжений и токов, рассматриваемым в зависимости от механического положения, температуры и т. д. Селектирующие напряжения и токи должны в этих случаях управляться, конечно, соответствующими величинами.

происходят не одновременно. Временное различие зависит как от временной селекции, так и от детектирования и потому составляет предмет отдельной главы (гл. XIV). Временное сравнение, аналогичное сравнению амплитуд, но производящееся по оси времени вместо оси амплитуд, дает на выходе устройств напряжение (ток), величина которого соответствует заданной величине абсциссы анализируемой формы напряжения (тока). При временном сравнении, так же как и при временном различении, необходимо, чтобы сигнал детектировался, так как на выходе устройств временного сравнения необходимо иметь медленно изменяющиеся величины. Этот вопрос также рассматривается в гл. XIV.

Элементы, используемые в цепях временной селекции, конечно, те же, что и описанные в гл. III и могут характеризоваться двумя, тремя и большим числом переменных. Временной селектор должен удовлетворять следующим условиям. Во-первых, посторонние неселектируемые сигналы не должны проходить через временной селектор, даже если их амплитуда превосходит амплитуду импульса; во-вторых, амплитуда выделенного выходного импульса не должна зависеть от амплитуды подаваемого на временной селектор селектирующего импульса. Временные селекторы, использующие сложение сигнала и селектирующего импульса с последующей амплитудной селекцией, не удовлетворяют первому требованию; второе условие выполняется только при использовании элементов с тремя переменными, например, при использовании многосеточных ламп.

В настоящей главе описана также особая категория временных селекторов. Импульсная реакция этих устройств зависит от продолжительности или времени существования входного сигнала. Однако они не воспроизводят на выходе входных сигналов и потому их называют «временными квазиселекторами».

Для временного различения также используются временные селекторы особого типа. Они могут представлять собой как два обычных временных селектора с двумя отдельными выходами, так и два временных селектора, соединенных по специальной схеме для получения одного общего выхода. Применение таких селекторов в устройствах временной демодуляции описано в гл. XIV.

2. Амплитудные селекторы

Диоды. Характеристики нелинейных элементов цепей и основные принципы амплитудной селекции рассмотрены в главах III и IX. Применение нелинейных элементов для временной селекции, где прежде всего необходимы широкополосные схемы, требует, чтобы и нелинейные элементы и источники сигналов и селекторных импульсов имели малое внутреннее сопротивление.

На рис. X.1 изображены осциллограммы, поясняющие сложение и амплитудную селекцию положительных импульсов. Первая из изображенных на рис. X.1 осциллограмм показывает последовательность сигналов на входе схемы, вторая — селекторный импульс и третья — напряжение на выходе амплитудного селектора, выде-

лившего второй из поступивших на вход схемы сигналов. Так как амплитуда селекторного импульса несколько превосходит величины входных сигналов, то на выходе схемы воспроизводятся только сигналы, совпадающие по времени с селекторным импульсом. Для надлежащей временной селекции необходимо, чтобы амплитуда селекторного импульса была точно равна величине напряжения смещения (E_k), которое, в свою очередь, должно быть равно величине наибольшего из подлежащих отделению мешающих сигналов. Уменьшение напряжения смещения (E_k) вызывает появление на выходе схемы не только нежелательных сигналов, но также и части селекторного импульса («опорного сигнала»). Появление опорного сигнала вызывается также некоторым увеличением амплитуды селекторного импульса. Для того, чтобы схема не была чрезмерно чувствительна к изменениям величин сигналов, селекторного импульса и напряжения смещения, рабочие напряжения должны быть велики по сравнению с нелинейной частью характеристики схемы. При таких условиях сводится к минимуму влияние изменений характеристики нелинейного элемента, вызываемых изменением напряжения накала и временем. Для временной селекции необходимо иметь широкополосные схемы, обладающие малым внутренним сопротивлением. Поэтому во временных селекторах желательно применять существующие в настоящее время германиевые кристаллы, так как они весьма стабильны, имеют характеристику с резко выраженным изломом и малую шунтирующую емкость. Эти качества кристаллов позволяют также применять несколько меньшие величины напряжений, чем в случае амплитудных селекторов на обычных диодах.

Триоды и пентоды. В ряде схем временная селекция производится путем суммирования и амплитудной селекции в цепи сетка — катод триодов или пентодов. Характеристики таких селекторов более криволинейны, чем характеристики селекторов на диодах, а максимальное напряжение сигнала в них не должно превосходить напряжения сеточного смещения лампы. Уход нуля

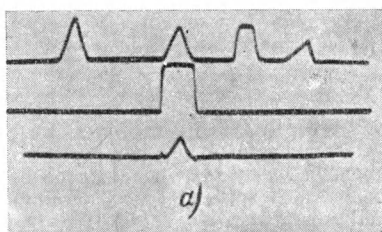
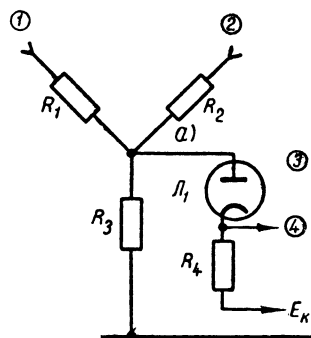


Рис. X.1. Сложение и амплитудная селекция положительных импульсов. На первой осциллограмме изображен входной сигнал, на второй — селекторный импульс, на третьей — выделенный (выходной) сигнал. Осциллограммы получены при $R_1 = R_2 = 27 \text{ ком}$, $R_3 = 220 \text{ ком}$, $R_4 = 43 \text{ ком}$ и лампе L_1 типа 6SN7. E_k снималось с источника с малым внутренним сопротивлением; длительность развертки 120 мксек:

1 — входной сигнал; 2 — селекторный импульс; 3 — 6AL5 или германиевый кристалл; 4 — выделенный (выходной) сигнал.

в схемах на триодах и пентодах несколько больше чем в схемах на диодах. Тем не менее такие схемы часто используются в дешифрующих устройствах, примеры которых описаны в следующем параграфе. В таких устройствах высокая точность не требуется.

Временные квазиселекторы, использующие линии задержки. Электрические, жидкостные или электронно-лучевые задерживающие устройства (см. гл. XXI—XXII)

могут быть применены для задержки приходящих ранее импульсов для осуществления с их помощью временной селекции приходящих позже импульсов. Этот процесс называется дешифровкой. Достаточно надежное опознавание данной определенной серии импульсов может быть осуществлено, если серия состоит из трех или более импульсов, а устройства задержки включены последовательно и совмещают ранее приходящие импульсы с последующими импульсами. В результате временной селекции получается одиночный импульс, свободный от помехи.

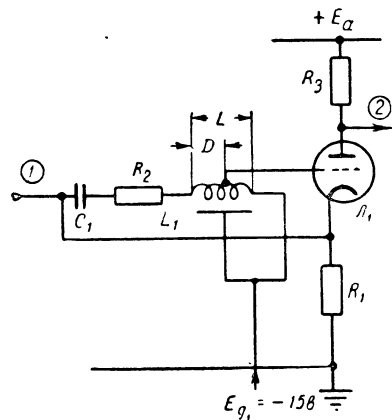


Рис. X.2. Селектор двойных импульсов. Первый из двух отрицательных сигналов отражается с изменением полярности от конца линии задержки и через $(2L-D)$ мксек действует в качестве селектора второго отрицательного сигнала. Величина R_2 согласована с волновым сопротивлением линии задержки L_1 . В качестве L_1 может быть применен триод 6SN7:

1 — отрицательные входные сигналы; 2 — выход схемы.

Различные схемы включения электрических линий задержки были рассмотрены выше (см. § 15 гл. VI). На рис. X.2 приведена схема дешифровки двойных импульсов, в которой используются линия задержки и суммирование в цепи сетка — катод триода. На вход от источника с малым внутренним сопротивлением подаются два отрицательных им-

пульсы длительностью D мксек. Напряжение смещения $E_{г1}$, поданное на управляющую сетку лампы L_1 , не позволяет первому импульсу, если он не очень велик, отпереть лампу. Линия задержки L_1 на входе согласована с помощью сопротивления R_2 ; на другом конце линия замкнута накоротко. На «расстоянии» D мксек от входа линия имеет отвод. Отвод не должен быть «ближе» ко входу, чем длительность поступающего на вход схемы импульса. Первый импульс проходит через линию; отраженный от конца линии положительный импульс через $(2L-D)$ мксек приходит в точку D (через L обозначена полная задержка линии, через D — «расстояние» отвода от входа линии). Если интервал времени между двумя импульсами также составляет $(2L-D)$ мксек, то лампа L_1 открывается, так как пришедший на сетку лампы отраженный положительный импульс совпадает по времени с приходом на катод лампы второго отрицательного импульса. Описанный процесс может

быть последовательно повторен в нескольких каскадах для селекции любого необходимого числа импульсов.

В кодированной последовательности импульсов второй из импульсов может быть модулирован по времени. В этом случае длительность импульса на выходе схемы изменяется в зависимости от указанной модуляции и может быть демодулирована с помощью методов, описанных в § 5 гл. XIV.

Иногда используются селекторы, дающие на выходе импульсы только в том случае, если длительность прямоугольного импульса

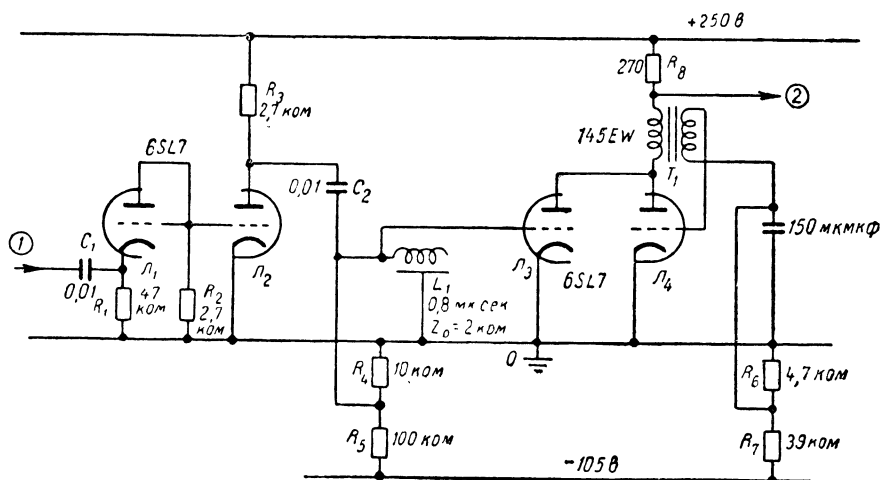


Рис. X.3. Селектор длительности импульсов, использующий линию задержки и амплитудный селектор. Схема селектирует импульсы, длительность которых превосходит 1,6 мксек. Задняя часть входного импульса, имеющего длительность свыше 1,6 мксек, прибавляется к начальной части того же импульса, задержанного на 1,6 мксек линией задержки L_1 . Выходной блокинг-генератор запускается через разделительную лампу L_3 :

1 — вход схемы; 2 — выход схемы.

на входе селектора лежит в определенных пределах или имеет величину большую или меньшую заданной. Такие дешифрующие схемы широко распространены в радиолокационных маяках. Если маяк принимает импульс заранее определенной формы, то на выходе селектора образуется импульс только в том случае, если длительность принятого импульса лежит в определенных пределах. На рис. X.3 приведена типичная схема для селекции импульсов, длительность которых превосходит 1,6 мксек. Отрицательный входной сигнал подается на сетку лампы L_2 через диод L_1 , устраняющий положительный выброс входного сигнала. Положительный импульс с анода лампы L_2 подается на разомкнутую линию задержки L_1 . Этот положительный импульс отражается от конца линии без перемены знака и через время 1,6 мксек складывается с импульсом на входе линии. Если длительность положительного импульса превосходит 1,6 мксек, то входной и отраженный импульсы перекры-

ваются друг другом и создают на сетке лампы Λ_3 положительный импульс, по величине вдвое превосходящий входной сигнал.

Временная селекция осуществляется каскадом, собранным на лампе Λ_3 , путем сложения и амплитудной селекции. Поэтому смещение, подаваемое на сетку лампы Λ_3 , выбрано так, чтобы лампа не отпиралась при подаче на ее сетку любого положительного импульса. Сумма импульсов превосходит смещение амплитудного селектора и вызывает срабатывание блокинг-генератора Λ_4 .

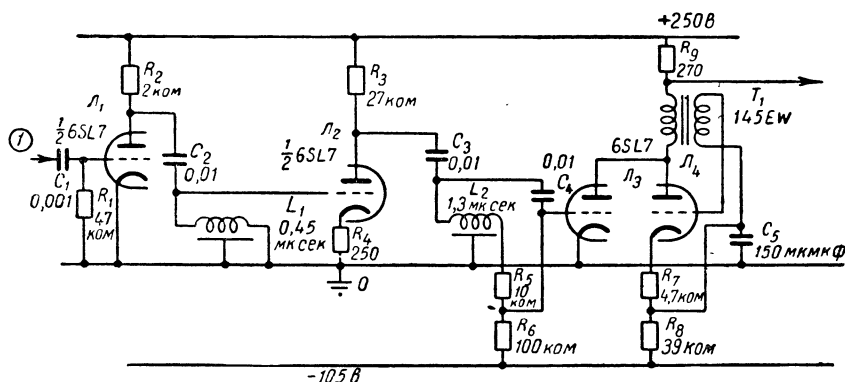


Рис. X.4. Селекция импульсов, длительность которых заключена в интервале 1,9—3,3 мксек. Импульсы, длительность которых лежит в указанных пределах, перекрывают друг друга в цепи сетки лампы Λ_3 ; Λ_3 отпирается и запускает блокинг-генератор Λ_4 :

I — вход схемы.

Таким образом, если длительность импульса на входе схемы превосходит 1,6 мксек, на выходе схемы образуется отрицательный импульс.

На рис. X.4 изображена схема временного селектора, реагирующего на сигналы длительностью от 1,9 до 3,3 мксек. В этом селекторе используются короткозамкнутые линии задержки. Поданный на сетку лампы Λ_1 отрицательный входной сигнал вызывает прохождение через L_1 положительного импульса. Последний отражается от конца линии задержки и возвращается к ее входу с противоположной полярностью; в результате импульсы, длительность которых превосходит 1 мксек, дают два импульса противоположной полярности, каждый длительностью 0,9 мксек. Эти импульсы, усиленные лампой Λ_2 и поданные на вторую короткозамкнутую линию задержки L_2 , дают на каждый из импульсов, действующих на сетке лампы Λ_1 , положительный и отрицательный импульсы, отстоящие друг от друга во времени на 2,6 мксек. На сетку лампы временного селектора Λ_3 поступают, таким образом, четыре прямоугольных импульса каждый длительностью 0,9 мксек; первый и четвертый из этих импульсов отрицательные, второй и третий — положительные. Каждый из импульсов в отдельности не превосходит запирающего смещения амплитудного селектора Λ_3 . Пода-

ваемые на \mathcal{L}_1 входные импульсы длительностью от 1,9 до 3,3 мксек дают достаточное для запуска \mathcal{L}_4 перекрытие второго и третьего импульсов, действующих на сетку лампы \mathcal{L}_3 .

Квазиселекторы, использующие пилообразное напряжение. Селекцию импульсов по длительности можно осуществлять путем преобразования входных импульсов в пилообразное напряжение, имеющее постоянную крутизну и длительность, определяемую дли-

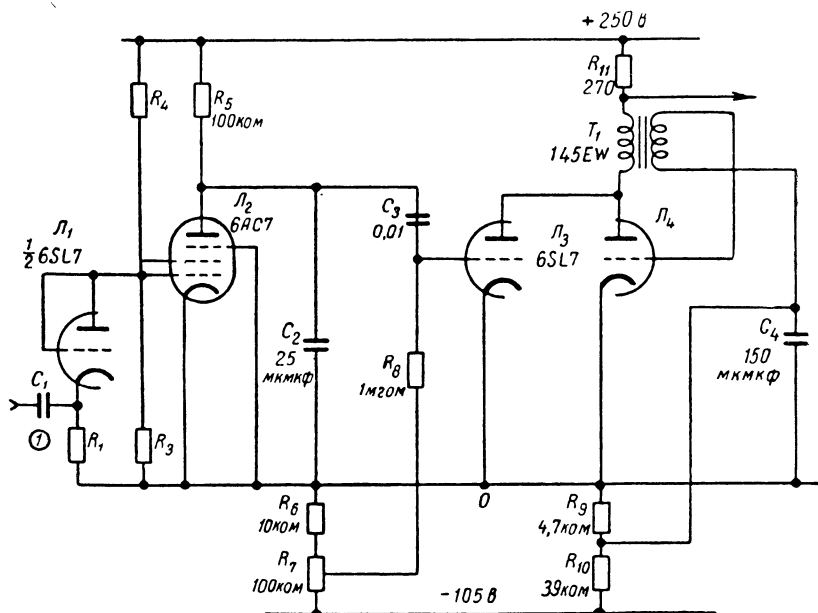


Рис. X.5. Селектор длительности импульсов, использующий генератор пилообразного напряжения и амплитудный селектор. Схема реагирует на импульсы длительностью больше 1,5 мксек. Длительность входного импульса определяет амплитуду экспоненциального напряжения на аноде лампы \mathcal{L}_2 . Регулировкой R_7 устанавливается режим схемы, при котором \mathcal{L}_3 и \mathcal{L}_4 запускаются импульсами длительностью больше 1,5 мксек:

I — вход схемы.

тельностью входного сигнала. Устройство для амплитудного сравнения срабатывает при достижении пилообразным напряжением заданной величины, указывая на прием импульса, длительность которого превосходит заранее установленную. Пример такой схемы приведен на рис. X.5. Отрицательный входной импульс подается на сетку лампы \mathcal{L}_2 через диод \mathcal{L}_1 , который устраняет положительную часть входного сигнала, а также не допускает образования положительного смещения на конденсаторе C_1 , что могло бы влиять на потенциал анода лампы \mathcal{L}_2 в момент прихода входного сигнала. Отрицательный входной сигнал приводит к образованию в анодной цепи лампы \mathcal{L}_2 положительного экспоненциального напряжения, крутизна которого определяется постоянной времени $R_5 C_2 = 2,5$ мксек. Так как на сетку лампы \mathcal{L}_3 подано отрицательное сме-

шение, равное примерно 100 в, то срабатывание блокинг-генератора \mathcal{L}_4 происходит под действием части экспоненциального напряжения, превосходящей указанное напряжение смещения. Регулировкой сеточного смещения лампы \mathcal{L}_3 можно, если необходимо, устанавливать более раннее или более позднее срабатывание блокинг-генератора. С прекращением входного сигнала C_2 разряжается до небольшого напряжения, определяемого характеристиками и режимом лампы \mathcal{L}_2 . После этого схема вновь готова к действию.

3. Ключевые схемы

Ключевые схемы значительно больше подходят для осуществления временной селекции, чем схемы, описанные в § 2, так как они позволяют применять устройства, обладающие характеристиками, присущими элементам с тремя переменными, как например, многодиодные и многосеточные электронные переключатели (см. гл. III) и потому делают работу схемы малозависящей от амплитуды и формы селекторного импульса. К подобному импульсу все же предъявляются два других менее строгих требования: 1) в случае многодиодных переключателей величина импульса должна превосходить величину напряжения сигнала и 2) в случае многосеточных переключателей величина селекторного импульса должна превосходить напряжение сеточного смещения.

Ключевые схемы на диодах для сигналов одной полярности. На рис. X.6 изображена ключевая схема на диодах для положительных импульсов.

Величины сигналов, сопротивлений и смещения E_k выбраны так, чтобы при отсутствии селекторного импульса потенциал в точке a не превосходил потенциал земли.

Положительный селекторный импульс, подаваемый на катод диода \mathcal{L}_1 , позволяет положительному входному сигналу проходить через диод \mathcal{L}_2 . Осциллограммы входных и выходных сигналов и селекторных импульсов изображены на рис. X.6,а. Единственное требование, предъявляемое в данном случае к селекторному импульсу, состоит в том, чтобы его амплитуда превосходила сумму смещения E_k и потенциала точки a при наличии подлежащего селекции сигнала.

Если входное напряжение выдается низкоомным источником, например, с внутренним сопротивлением порядка 500 ом, и в схеме применены диоды типа 6AL5 или германиевые кристаллы с внутренним сопротивлением R_1 в прямом направлении также порядка нескольких сот ом, то R_2 может быть равно всего нескольким тысячам ом. Для исключения чрезмерного ослабления селектируемых сигналов сопротивление R_3 в катод лампы \mathcal{L}_2 должно быть больше, чем R_2 .

Осциллограммы, показанные на рис. X.6,а, были получены при использовании германиевых кристаллов. Верхняя осциллограмма показывает положительные сигналы, подававшиеся на аноды ламп \mathcal{L}_1 и \mathcal{L}_2 через R_2 . Три верхние осциллограммы поясняют процесс

селекции второго сигнала с помощью селектирующего импульса, показанного на второй сверху осциллограмме. Последние две осциллограммы иллюстрируют селекцию первого сигнала. Приведенные осциллограммы показывают, что 1) схема достаточно линейна, так как используются германиевые кристаллы, обладающие характеристикой с резким изломом; 2) селектирующий импульс не создает на выходе схемы заметного пьедестала; 3) из-за емкостных связей сигналы, не совпадающие с селектирующим импульсом, все же проходят на выход схемы, хотя в очень незначительной степени; 4) селектирующий импульс оказывает некоторую реакцию на поступающие в схему сигналы (см. первую осциллограмму на рис. X.6, а).

Пример практического применения описанного диодного ключа в схеме нескольких совпадений приведен на рис. X.19.

Описанные схемы реагируют на сигналы только одной полярности, что в некоторых случаях является недостатком. Другой недостаток этих схем состоит в том, что емкостная связь между входом и выходом не компенсирована, как это имеет место в описанных в следующем параграфе ключевых схемах на четырех диодах.

Ключевые схемы на диодах для сигналов обеих полярностей. На рис. X.7 изображен последовательный диодный ключ, пропускающий как положительные, так и отрицательные сигналы. Напряжения смещения, образующиеся на R_1C_1 и R_4C_2 от предшествующих селекторных импульсов, имеют достаточную величину для поддержания запертого состояния ламп \mathcal{L}_1 и \mathcal{L}_2 при всех возможных изменениях напряжений входного сигнала. В результате, в точку 2 схемы сигналы попадают только через паразитные емкости. Селектирующий импульс, поступающий в схему

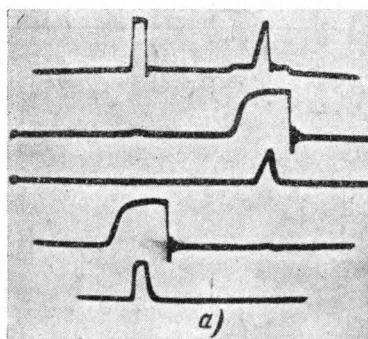
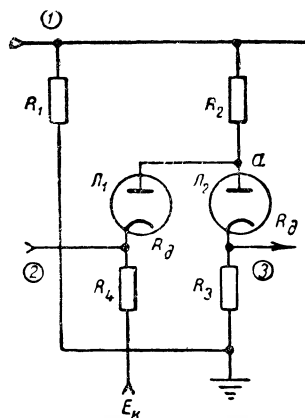


Рис. X.6. Последовательный диодный ключ для положительных импульсов. Приведенные на а осциллограммы получены при следующих величинах элементов схемы: \mathcal{L}_1 и \mathcal{L}_2 — германиевые кристаллы, $R_1=240$ ом, $R_2=550$ ом, $R_3=1$ ком, $R_4=1$ ком, $E_k=-9$ в. Входной сигнал изображен на верхней осциллограмме, селекторный импульс — на второй и четвертой осциллограммах. Сигналы на выходе схемы, соответствующие двум показанным положениям селекторного импульса, даны соответственно на третьей и пятой осциллограммах. Длительность развертки равна 12 мксек:
1 — входные сигналы; 2 — селектирующий импульс; 3 — выделенные (выходные) сигналы.

через трансформатор T_1 , повышает потенциал на аноде лампы Λ_1 и понижает потенциал на катоде лампы Λ_2 . При этом сигнал проходит через индуктивность рассеивания вторичной обмотки трансформатора и через лампу Λ_1 в случае,

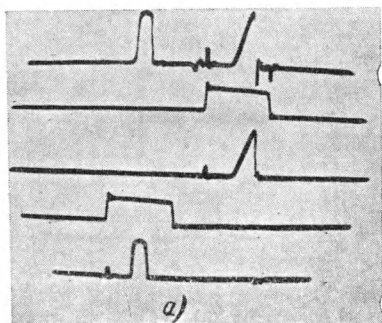
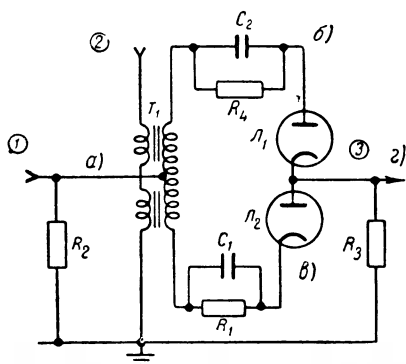


Рис. X.7. Ключ для сигналов обеих полярностей. Осциллограммы получены при следующих величинах элементов схемы: $R_2=250 \text{ ом}$, $C_1=C_2=0,1 \text{ мкф}$, $R_1=R_4=510 \text{ ком}$, $R=550 \text{ ом}$. Входные сигналы показаны на верхней осциллограмме; селекторные импульсы — на второй и четвертой осциллограммах; выходные сигналы, при каждом положении селекторного импульса, — соответственно, на третьей и пятой осциллограммах. Длительность развертки 12 мксек:

1 — входные сигналы; 2 — селекторный импульс; 3 — выделенные (выходные) сигналы.

характеристики данной схемы хорошая, причем она одинаково работает как при отрицательных, так и при положительных входных сигналах.

Подобная же схема, но с нормально отпертыми диодами приведена на рис. X.8; здесь при отсутствии селекторного импульса выход схемы закорачивается диодами Λ_1 и Λ_2 . Селекторный импульс отрицателен в точке б и положителен в точке в. Поэтому

если сигнал положителен, и через лампу Λ_2 в случае, если сигнал отрицателен. В это время конденсаторы C_1 и C_2 вновь заряжаются до пикового значения напряжения селектирующего импульса, чем обеспечивается запертое состояние диодов Λ_1 и Λ_2 в отсутствии селектирующего импульса. Таким образом, к этому импульсу предъявляются два требования: 1) на конденсаторах C_1 и C_2 должен накапливаться достаточный заряд и 2) ток через диоды Λ_1 и Λ_2 должен быть большим, чем ток выделенного сигнала через R_3 .

Осциллограммы, поясняющие работу схемы, приведены на рис. X.7,а. На верхней осциллограмме изображены входные сигналы, на второй и четвертой — селекторные импульсы. Сигналы на выходе схемы, получающиеся при совпадении селекторного импульса со вторым и с первым из входных импульсов, показаны, соответственно, на третьей и пятой осциллограммах. Значительные искажения входного сигнала, видимые на осциллограммах, происходят из-за возбуждения селекторным импульсом собственных колебаний в трансформаторе (при снятии первой осциллограммы селекторный импульс занимал положение, показанное на второй осциллограмме). Линейность амплитудной ха-

во время существования селекторного импульса диоды \mathcal{L}_1 и \mathcal{L}_2 не закорачивают выход схемы. Работу схемы рис. X.8 поясняют осциллограммы рис. X.8,а. Так как диоды не полностью закорачивают выход схемы ($R_d \approx R_1$), то на выход частично проходит сигнал, не совпадающий по времени с селекторным импульсом. При больших величинах R_1 прохождение невыделенного импульса на выход схемы может быть почти полностью исключено.

Трансформаторная подача селекторного импульса не всегда обязательна. Она не требуется, например, в схеме на рис. X.9, где выход схемы через диоды \mathcal{L}_1 и \mathcal{L}_2 присоединен к источникам положительного и отрицательного напряжения питания. Сопротивление диодов в области, где ток сигнала не превосходит ток каждой из ламп, составляет примерно 500 ом (см. § 14 гл. III). Отрицательный селекторный импульс β и положительный импульс δ отключают выход схемы от обоих источников питания; при этом с точки ε снимаются селектируемые сигналы. Большим недостатком схемы рис. X.9 является то, что в отсутствии селекторного импульса потенциал на выходе схемы зависит от равенства величин напряжений источников положительного и отрицательного смещений, сопротивлений R_1 и R_2 и диодов \mathcal{L}_1 и \mathcal{L}_2 . В этом отношении значительно лучшие результаты дает схема, изображенная на рис. X.11. Кроме того, эта схема имеет меньшее выходное сопротивление.

Осциллограммы, приведенные на рис. X.10,а и X.10,б, показывают реакцию ключевой схемы с четырьмя диодами на положительные и отрицательные сигналы, совпадающие и несовпадающие с селекторными импульсами. На первой осциллограмме каждого рисунка представлен селекторный импульс, на второй и четвертой — сигналы на входе схемы, на третьей и пятой — сигналы на выходе схемы. Осциллограммы показывают полное устранение опорного сигнала, остаются лишь следы переключающего напряжения, проходящие через емкостные связи.

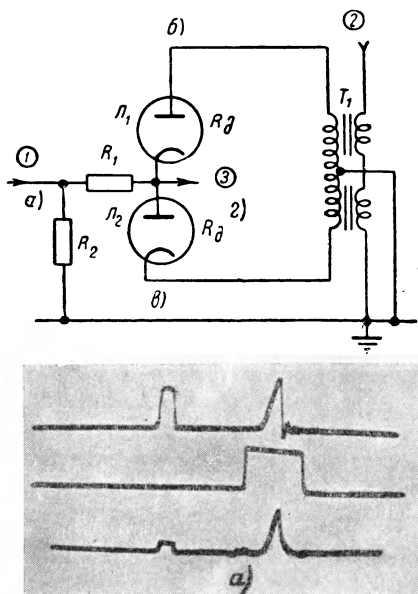


Рис. X.8. Параллельный диодный ключ для сигналов обеих полярностей. Осциллограммы получены при следующих элементах схемы: $R_2 = 240$ ом, $R_1 = 1$ ком, V_1 и V_2 — германиевые кристаллы. На первой и второй осциллограммах показаны входные сигналы и селекторный импульс. На третьей осциллограмме видны сигнал, совпадающий с селекторным импульсом, и прохождение на выход схемы сигнала, не совпадающего с селекторным импульсом. Длительность развертки — 12 мксек:

1 — входные сигналы; 2 — селекторный импульс; 3 — выделенные (выходные) сигналы.

При применении ламп типа 6AL5 выходное сопротивление описанной схемы равно 200 Ω . Это сопротивление, может быть снижено приблизительно до 100 Ω , если применять германиевые кристаллы. Осциллограммы рис. X.10,в, X.10,г и X.10,д показывают работу схемы при использовании отобранных образцов кристаллов. На рис. X.10,в и X.10,г показана реакция схемы на совпадающие и не совпадающие с селекторным импульсом отрицательные сигналы. Линейность амплитудной характеристики схемы иллюстрирует рис. X.10,д, где на второй осциллограмме изображен сигнал треугольной формы на входе, а на третьей осциллограмме тот же сигнал после селекции. Такая же линейность получается в случае отрицательных сигналов.

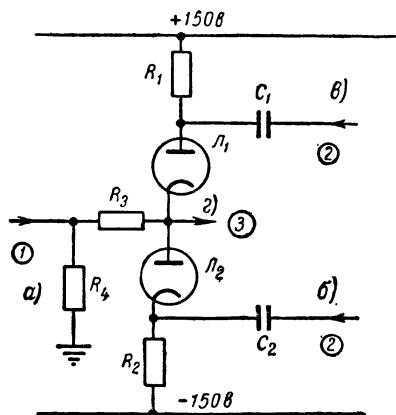


Рис. X.9. Параллельный диодный ключ для сигналов обеих полярностей. Отрицательный и положительный селекторные импульсы, подаваемые на анод L_1 и катод L_2 , устраняют короткое замыкание точки 2 на землю и на выходе схемы появляются выделенные сигналы. Обычно токи через L_1 и L_2 составляют от 5 до 10 ma ; $R_1 = R_2$.

1 — выходные сигналы; 2 — селектирующий импульс; 3 — выделенный (выходной) сигнал.

На рис. X.11 изображена ключевая схема с параллельным включением диодов, в которой селекторные импульсы подаются через емкости. Через нормально открытый диодный мост протекает ток, равный примерно 10 ma , вызывая замыкание точки выхода на землю. Селекторные импульсы надлежащей полярности запирают диоды, в результате чего на выходе схемы появляются выделенные сигналы. Как показывают приведенные на рис. X.11,а осциллограммы, схема весьма линейна и опорный сигнал в выходном напряжении полностью отсутствует. Такие же результаты получаются и в случае отрицательных сигналов. Одно из преимуществ описываемой схемы перед схемой, изображенной на рис. X.9, состоит в том, что потенциал на выходе схемы рис. X.11 в отсутствии селекторного импульса с помощью диодов L_2 и L_4 поддерживается равным потенциалу земли. Схема позволяет применять высокоомные источники селекторных импульсов. Высокоомный вход для селекторных импульсов, не являющийся большим преимуществом в широкополосных схемах, может оказаться полезным в случае больших входных сигналов. Более важное достоинство схемы состоит в том, что для селекции одновременно приходящих дополнительных сигналов к схеме рис. X.11 необходимо добавить только два диода (дублирующих L_1 и L_3). В схеме же рис. X.10 добавление двух диодов приведет к сложению сигналов на выходе схемы.

Такие же результаты получаются и в случае отрицательных сигналов. Одно из преимуществ описываемой схемы перед схемой, изображенной на рис. X.9, состоит в том, что потенциал на выходе схемы рис. X.11 в отсутствии селекторного импульса с помощью диодов L_2 и L_4 поддерживается равным потенциалу земли. Схема позволяет применять высокоомные источники селекторных импульсов. Высокоомный вход для селекторных импульсов, не являющийся большим преимуществом в широкополосных схемах, может оказаться полезным в случае больших входных сигналов. Более важное достоинство схемы состоит в том, что для селекции одновременно приходящих дополнительных сигналов к схеме рис. X.11 необходимо добавить только два диода (дублирующих L_1 и L_3). В схеме же рис. X.10 добавление двух диодов приведет к сложению сигналов на выходе схемы.

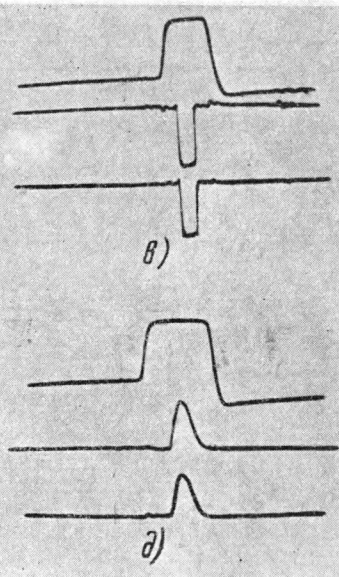
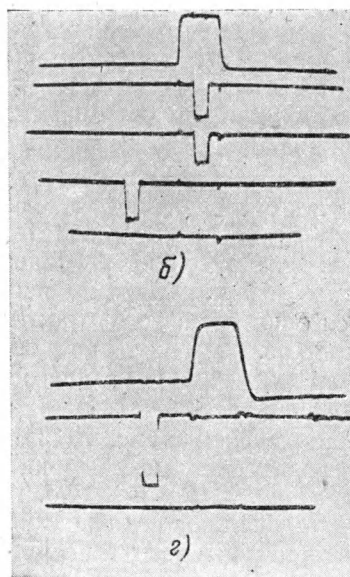
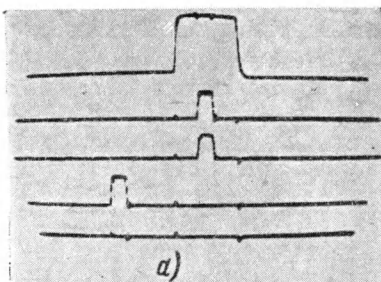
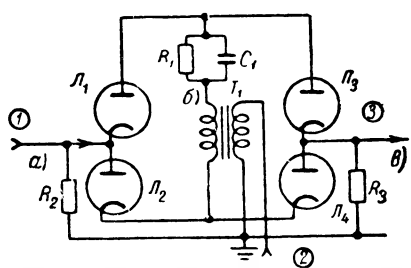


Рис. X.10. Ключ на четырех диодах. Осциллограммы *а* и *б* сняты при применении диодов; *в*, *г* и *д* — при применении германиевых кристаллов. Остальные элементы схем следующие: $R_1 = 600 \text{ ком}$, $R_2 = 200 \text{ ом}$, $R_3 = 1 \text{ ком}$ (в случае применения германиевых кристаллов $R_3 = 300 \text{ ом}$), $C_1 = 0,01 \text{ мкф}$. На верхних осциллограммах *а* и *б* показан селекторный импульс, на второй и четвертой осциллограммах — входные сигналы, на третьей и пятой — сигналы на выходе схемы при совпадении и несовпадении селекторных импульсов с входными сигналами. На осциллограммах *в*, *г* и *д* изображены селекторные импульсы, в середине — входные сигналы и внизу — сигналы на выходе схемы. Длительность всех осциллограмм, кроме осциллограмм *д*, — 12 мксек , а осциллограмм *д* — 120 мксек :

1—входные сигналы; 2—селекторный импульс; 3—выделенные (выходные) сигналы.

Ключевые схемы на двух триодах для сигналов обеих полярностей. На рис. X.12 и X.13 изображены ключевые схемы на двух триодах с последовательным и параллельным включением, соответственно реагирующие на сигналы обеих полярностей. Эти схемы подобны схемам, изображенным на рис. X.7 и X.9, но обладают тем преимуществом, что используют элемент (триод) с тремя переменными. В схеме рис. X.12 сигнал, подаваемый на вход, нор-

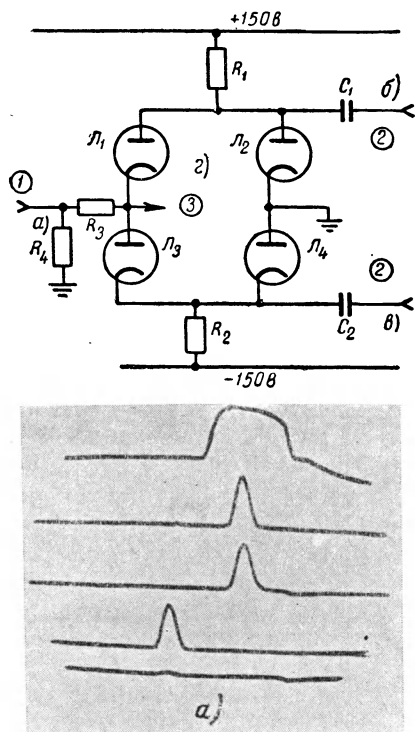


Рис. X.11. Параллельный ключ на четырех диодах для сигналов обеих полярностей. Осциллограммы сняты при использовании германиевых кристаллов; ток покоя—10 ма, $R_4=200$ ом, $R_3=1$ ком, $R_1=R_2=15$ ком, $C_1=C_2=0,01$ мкф. Селекторные импульсы снимались с источников с внутренним сопротивлением примерно равным 200 ом. На верхней осциллограмме показан селекторный импульс, на второй и четвертой — входные сигналы, на третьей и пятой — сигналы на выходе схемы при совпадении и несовпадении селекторного импульса со входным сигналом. Продолжительность развертки — 120 мксек:

1—входные сигналы; 2 — селектирующий импульс; 3 — выделенные (выходные) сигналы.

Схема, изображенная на рис. X.13, нормально открыта, отрицательный селекторный импульс, превосходящий по величине любой входной сигнал, подается на сетки ламп \mathcal{L}_1 и \mathcal{L}_2 и, прекращая закорачивающее действие этих ламп, обеспечивает прохождение выделенных сигналов на выход схемы.

мально не проходит на выход схемы из-за смещения, образуемого предшествующими селекторными импульсами на цепочках R_1C_1 и R_2C_2 . Положительный селекторный импульс б, подаваемый на сетки ламп \mathcal{L}_1 и \mathcal{L}_2 , отпирает схему как для положительных, так и для отрицательных входных сигналов. В описываемой схеме необходимая амплитуда селекторных импульсов определяется напряжением сеточного смещения ламп \mathcal{L}_1 и \mathcal{L}_2 и не зависит в первом приближении от изменений величины входного сигнала.

Для того, чтобы исключить емкостную связь между трансформаторами T_1 и T_2 , желательно применение отдельных трансформаторов. Если, однако, используется один трансформатор, то его обмотки должны быть размещены на разных стержнях общего сердечника.

Работу схемы рис. X.12 поясняют осциллограммы, приведенные на рис. X.12,а и X.12,б. Реакция на совпадающие и несовпадающие с селекторным импульсом положительные и отрицательные сигналы показана соответственно на третьей и пятой осциллограммах обоих рисунков. На нижних осциллограммах обоих рисунков хорошо видно прохождение несовпадающего с селекторным импульсом входного сигнала на выход схемы через емкость импульсного трансформатора и межэлектродные емкости. С другой стороны, селекторный импульс почти не проходит на выход.

Эта схема обладает большим недостатком по сравнению со схемой с трансформаторной связью, приведенной на рис. X.12: ее выходное сопротивление неодинаково для положительных и отрицательных сигналов. В случае положительных сигналов этим сопротивлением является внутреннее сопротивление триода L_2 , а в случае отрицательных — сопротивление катодного повторителя L_1 .

Хотя рассматриваемые схемы допускают использование селективных импульсов, снимаемых с высокоомных источников, но для получения малого выходного сопротивления необходимо, чтобы лампы работали с сеточным током (5—10 ма) и, следовательно, требуется мощный источник селективных импульсов. В большинстве случаев этим источником

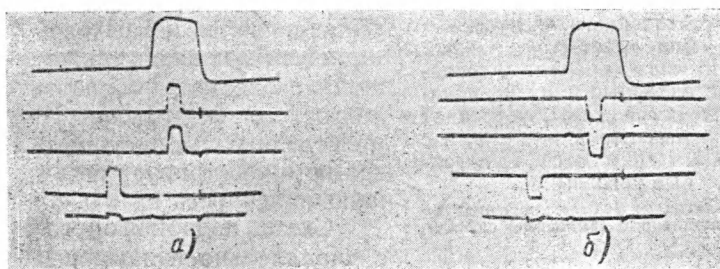
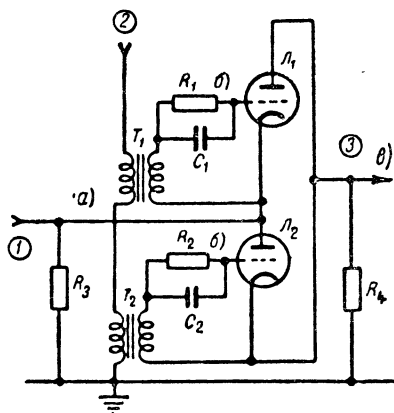


Рис. X.12. Ключ на двух триодах для сигналов обеих полярностей. Осциллограммы сняты при следующих элементах схемы: L_1 и L_2 —типа 6SN7, $R_3=200$ ом, $R_1=R_2=620$ ком, $C_1=C_2=0,01$ мкф, $R_4=5,1$ ком. На верхних осциллограммах а и б показаны: селективные импульсы, входные сигналы — на второй и четвертой осциллограммах и сигналы на выходе схемы — на третьей и пятой осциллограммах. Длительность развертки — приблизительно 12 мксек:

1 — входные сигналы; 2 — селективный импульс; 3 — выделенные (выходные) сигналы.

служит блокинг-генератор, выходное сопротивление которого составляет 100—200 ом.

Параллельно работающие катодные повторители или пентоды. На рис. X.14 изображена широко известная ключевая схема временной селекции. Эта схема применима только в случае отрицательных сигналов, не имеющих участков, заходящих в область положительных напряжений, так как по отношению к положительным сигналам схема не обладает селектирующими свойствами. Два нормально открытых катодных повторителя L_1 и L_2 находятся

в таких режимах, что запирающее действие одного из них приводит к прохождению входного сигнала на выход схемы.

На верхней осциллограмме рис. X.14,а показан отрицательный селекторный импульс, подаваемый на управляющую сетку лампы L_2 .

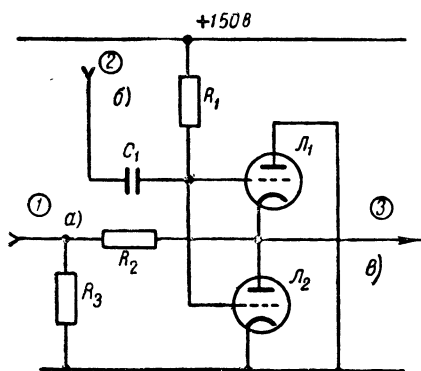


Рис. X.13. Ключ на двух триодах для сигналов обеих полярностей. Сетки ламп L_1 и L_2 отведены к источнику положительного напряжения и в отсутствие селекторного импульса в сеточной цепи течет ток, равный нескольким миллиамперам. Отрицательный селекторный импульс, подаваемый в точку b схемы, устраняет короткое замыкание в точке a , и с выхода схемы снимаются выделенные сигналы:

1 — входные сигналы; 2 — селектирующий импульс; 3 — выделенные (выходные) сигналы.

Схема, подобная описанной, но с параллельно включенными пентодами, изображена на рис. X.15. Оба пентода нормально отперты. Отрицательный селекторный импульс, подаваемый на сетку лампы L_2 , не вызывает изменений потенциала на выходе схемы, пока одновременно на сетку лампы L_1 не поступает отрицательный сигнал.

Работу этой схемы поясняют осциллограммы напряжений, приведенные на рис. X.15,а. Первая осциллограмма показывает отрицательный селекторный импульс, подаваемый на управляющую сетку лампы L_2 . Вторая осциллограмма — совпадающий и несовпадающий с селекторным импульсом отрицательные сигналы, подаваемые на управляющую сетку лампы L_1 . Напряжение на выходе схемы показывает третья осциллограмма; при используемой в схеме величине R_3 на выход в значительной степени проходят как селекторный импульс, так и сигнал, несовпадающий с этим импульсом. Уменьшение величин пьедестала и мешающего сигнала может быть достигнуто путем увеличения R_3 , правда, за счет снижения широкополосности. Лампы в схеме рис. X.15 должны работать только в пентодной части их характеристик, так как в противном случае появятся нелинейные искажения.

Одно из преимуществ описанных схем состоит в том, что в них могут быть использованы сигналы, снимаемые с высокоомных источников, и что в качестве систем нескольких совпадений (см.

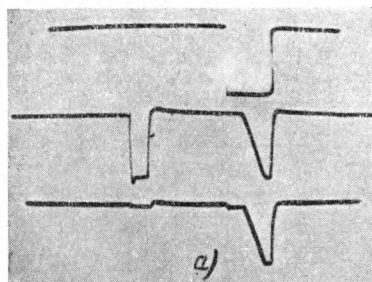
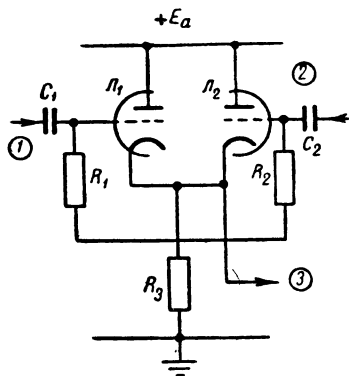


Рис. X.14. Схема временной селекции с параллельно включенными катодными повторителями. Осциллограммы сняты при следующих элементах схемы: L_1 и L_2 —типа 6SN7, $R_3=10$ ком, $C_1=C_2=0,1$ мкф, $R_1=R_2=1$ мгом, $E_{g1}=+90$ в, $E_a=+300$ в. На первой и второй осциллограммах показаны импульсы, подаваемые на сетки ламп, на третьей—выходное напряжение, снимаемое с катодов. Длительность развертки—приблизительно 1 200 мксек: 1—входные сигналы; 2—селекторный импульс; 3—выделенные (выходные) сигналы.

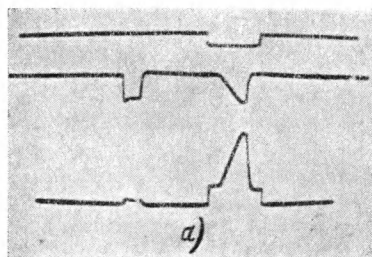
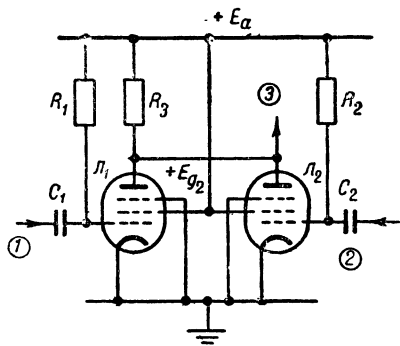


Рис. X.15. Временной селектор с двумя параллельно включенными пентодами. Осциллограммы сняты при следующих элементах схемы: L_1 и L_2 —типа 6AK5, $R_3=18$ ком, $C_1=C_2=0,1$ мкф, $R_1=R_2=1,5$ мгом, $E_{g1}=+40$ в, $E_a=+120$ в. На первой и второй осциллограммах показаны сигналы, подаваемые на управляющие сетки, на третьей—выделенные (выходные) сигналы. Длительность развертки—приблизительно 1 200 мксек:

1—входные сигналы; 2 селекторный импульс; 3—выделенные (выходные) сигналы.

§ 4) могут быть использованы включенные параллельно несколько таких схем.

Пентоды и многосеточные ключи. В тех случаях, когда селекторный импульс и сигнал снимаются с высокоомных источников, наилучшие результаты дают временные селекторы на пентодах или многосеточных лампах. При этом селекторный импульс по-

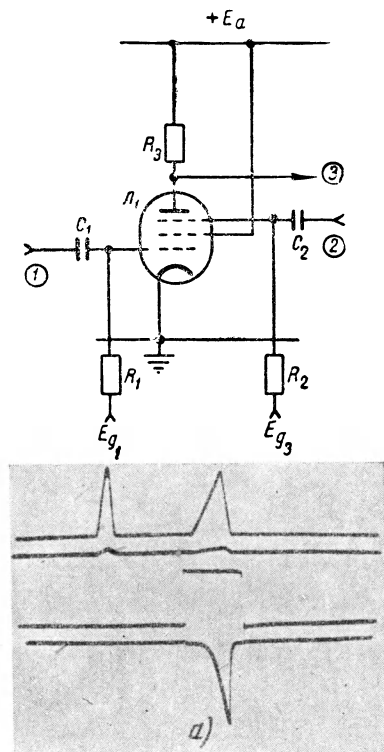


Рис. X.16. Временной селектор на пентоде. Выделяется сигнал, подаваемый на управляющую сетку и совпадающий с селекторным импульсом, поступающим на защитную сетку. Осциллограммы получены при следующих элементах схемы: L_1 — типа 6AS6, $C_1 = C_2 = 0,1 \text{ мкф}$, $R_1 = R_2 = 47 \text{ ком}$, $R_3 = 15 \text{ ком}$, $E_a = +120 \text{ в}$, $E_{g1} = -6 \text{ в}$, $E_{g3} = -42 \text{ в}$. Сигнал, подаваемый на управляющую сетку, представлен на второй осциллограмме, подаваемый на защитную сетку — на третьей осциллограмме. На первой осциллограмме даны входные сигналы в увеличенном масштабе. На последней осциллограмме изображен сигнал на выходе схемы. Длительность развертки — приблизительно 1200 мксек;

1 — входные сигналы; 2 — селекторный импульс; 3 — выделенные (выходные) сигналы.

дается на защитную сетку пентода или на третью управляющую сетку многосеточной лампы. На рис. X.16 приведена схема на лампе типа 6AS6, специально разработанной для целей временной селекции; положительный селекторный импульс подается на защитную сетку, сигналы — на управляющую сетку. Характеристика лампы 6AS6 по защитной сетке такова, что работа ее мало зависит от амплитуды селекторного импульса, если при подаче этого импульса защитная сетка лампы становится положительной по отношению к катоду; в нормальном рабочем режиме величина селекторного импульса должна составлять 5—10 в. В некоторых лампах для предотвращения уменьшения анодного тока, которое происходит при подаче положительного напряжения на защитную сетку, последовательно с нею включают сопротивление. Малое напряжение отсечки по управляющей сетке этой лампы позволяет производить селекцию сигналов небольшой амплитуды. В отсутствии селекторного импульса в цепи экранирующей сетки лампы протекает ток. Для получения большего анодного тока при подаче в схему селекторного импульса ток в цепи экранирующей сетки должен быть также достаточно большим. Поэтому лампа типа 6AC7 сконструирована специально с особо большой допустимой мощностью рассеяния на экранирующей сетке.*

Действие описываемой схемы иллюстрируется осциллограммами,

* В некоторых схемах для получения большой крутизны и предотвращения недопустимо большого рассеяния мощности на экранирующей сетке на последнюю перед приходом в схему селекторного импульса подается дополнительное напряжение, которое снимается после окончания действия селекторного импульса.

приведенными на рис X.16,а. На верхней осциллограмме показаны в увеличенном масштабе сигналы, подаваемые на управляющую сетку многосеточного селектора. Действительные величины входных сигналов, селекторного импульса и селектированного сигнала на выходе схемы показаны, соответственно, на второй, третьей и четвертой осциллограммах. Осциллограммы показывают, что сигнал, не совпадающий с селекторным импульсом, почти полностью отсутствует на выходе схемы и что на выходе схемы появляется весьма небольшой пьедестал, создаваемый селекторным импульсом. Амплитудная характеристика схемы очень нелинейна, так как для предотвращения появления селекторного импульса на выходе смещение, подаваемое на управляющую сетку лампы, должно быть близко к напряжению отсечки. Подаваемый на вход схемы сигнал треугольной формы преобразуется в значительно более узкий криволинейный импульс. Лампа 6AS6 и 6AC7 обладают сравнительно резкой отсечкой по управляющей сетке; другие пентоды и многосеточные лампы, например, 6L7 и 6AS7 имеют более криволинейные характеристики. Большая линейность даст увеличение тока, протекающего через экранирующую сетку при отсутствии селекторного импульса. Это вызывает, однако, также увеличение пьедестала, что в описываемой схеме временной селекции может быть недопустимым. Наличие пьедестала не столь существенно в балансных селекторах, применяемых для временного различения; в этих случаях приобретает значение допустимая мощность рассеяния на экранирующей сетке.

Значительное увеличение линейности достигается с помощью схемы, изображенной на рис. X.17, где применена отрицательная обратная связь, осуществляемая через цепь C_4 , R_5 и R_6 . Иллюст-

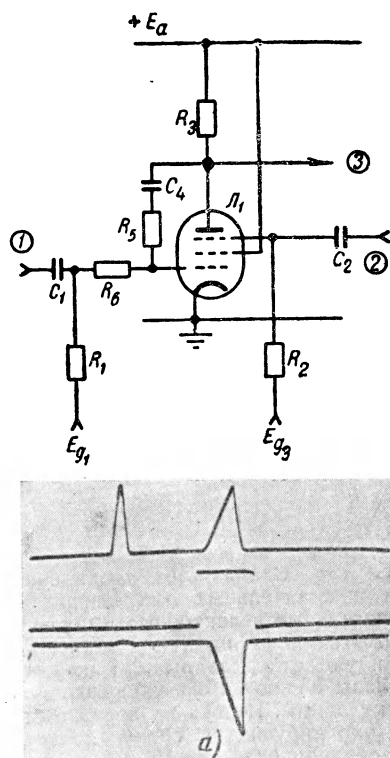


Рис. X.17. Временной селектор на пентоде с отрицательной обратной связью. Сигнал на выходе схемы, изображенный на нижней осциллограмме, показывает улучшение линейности благодаря дополнительно введенной цепи обратной связи C_4 , R_5 , R_6 . На первой и второй осциллограммах показаны соответственно сигналы на управляющей и защитных сетках. Осциллограммы получены при следующих величинах элементов схемы: $C_4 = 0,1$ мкф, $R_5 = 62$ ком, $R_6 = 30$ ком. Остальные элементы схемы такие же, как и в схеме рис. X.16. Длительность развертки — 1 200 мксек:

1 — выходные сигналы; 2 — селекторный импульс; 3 — выделенные (выходные) сигналы.

вирующие работу этой схемы осциллограммы приведены на рис. X.17,а. Прямолинейные фронт и спад импульсов на выходе показывают, что форма сигналов, подаваемых на вход схемы, точно воспроизводится на ее выходе. Описываемая схема благодаря отрицательной обратной связи обладает малым, но стабильным усилением; об этом свидетельствуют величины сигналов на входе и выходе. Коэффициент усиления схемы приближенно равен отношению R_6/R_5 .

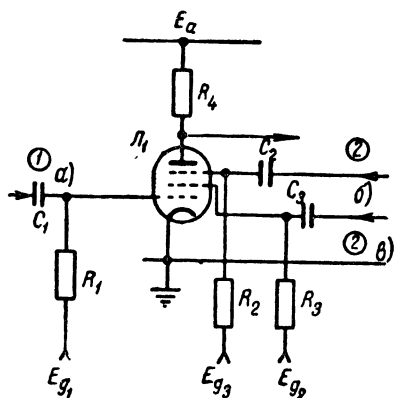


Рис. X.18. Схема трех совпадений для положительных импульсов. Положительные селекторные импульсы подаются на защитную и экранирующую сетки лампы \mathcal{L}_1 ; входные сигналы подаются на управляющую сетку лампы. Импульсы, подаваемые на экранирующую сетку, должны обеспечивать ток 10—20 ма:
1—входные сигналы; 2—селекторный импульс.

Из-за наличия цепи обратной связи некоторая часть сигналов, не совпадающих с селекторным импульсом, проходит на выход схемы. Однако проходящие таким образом сигналы имеют полярность, противоположную полярности сигналов, совпадающих с селекторным импульсом, и поэтому редко вызывают затруднения.

За исключением значительно го рассеяния на экранирующей сетке, описываемые схемы обладают такими же характеристиками, как и ключевые схемы на четырех диодах, изображенные на рис. X.10 и X.11.

4. Схемы нескольких совпадений

Схемы нескольких совпадений могут быть получены путем комбинирования схем, описанных выше. Всегда можно, например, применить сложение и амплитудную селекцию, хотя это и сопряжено со многими трудностями. Практически, однако, для этой цели применяются многосеточные лампы, как, например, в схеме рис. X.18, где селекторные импульсы подаются как на защитную, так и на экранирующую сетки лампы типа 6AS6. Хотя эта схема непригодна для некоторых применений из-за проходящего на выход напряжения селекторных импульсов и изменений анодного тока в зависимости от амплитуды импульса, подаваемого на экранирующую сетку лампы, все же приведенная схема обладает тем преимуществом, что она позволяет использовать значительно более высокие импульсные напряжения для экранирующей сетки, чем это допустимо в непрерывном режиме.

На рис. X.19 приведена более совершенная схема, представляющая собой комбинацию многосеточного селектора с простыми диодными ключами, собранными по схеме рис. X.6. Входной сигнал и селекторный импульс v закорочены нормально открытыми дио-

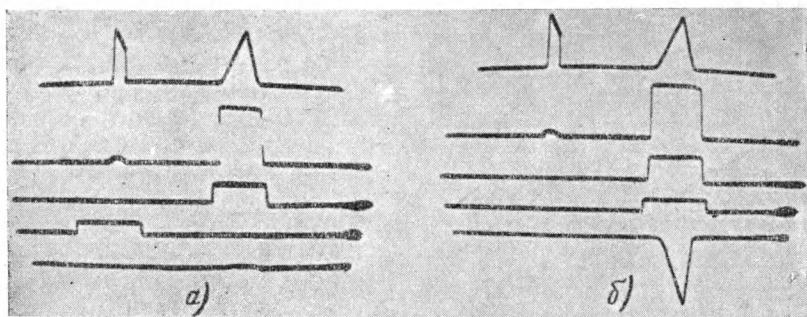
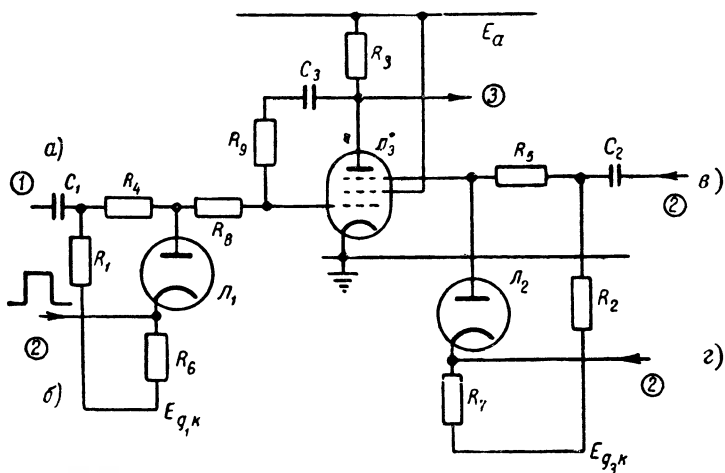


Рис. X.19. Схема четырех совпадений для положительных импульсов. Осциллограммы получены при следующих типах и величинах элементов схемы: L_3 —6AS6, L_1 и L_2 —половины 6AL5, $C_1=0,05$ мкф, $R_1=47$ ком, $C_2=0,1$ мкф, $R_2=47$ ком, $R_4=5$ ком, $R_5=15$ ком, $R_6=1$ ком, $R_7=3$ ком, $R_8=30$ ком, $R_9=62$ ком, $C_3=0,1$ мкф, $E_a=130$ в, $E_{g1к}=-9$ в, $E_{g3к}=-10$ в. На верхних осциллограммах показаны сигналы, подаваемые в точку а, на вторых осциллограммах — селекторный импульс в точке б, на третьих осциллограммах — селекторный импульс в точке г, и на четвертых осциллограммах — селекторный импульс в. Нижние осциллограммы показывают сигналы на выходе схемы.

Длительность развертки—1200 мксек:

1—входные сигналы; 2—селекторный импульс; 3—выделенные (выходные) сигналы.

дами L_1 и L_2 . Импульсы могут попасть на управляющую и защитную сетки временного селектора только в том случае, если на катоды ламп L_1 и L_2 подаются положительные селектирующие импульсы б и г; после этого положительные импульсы а и в могут воздействовать соответственно на управляющую и защитную сетки.

Первые четыре осциллограммы на рис. X.19,а показывают входные сигналы и три селекторных импульса, два из которых совпадают с селектируемым сигналом, а один не совпадает. На выходе схемы при этом нет ни сигнала, ни селекторных импульсов. Совпадение сигнала со всеми тремя селекторными импульсами иллю-

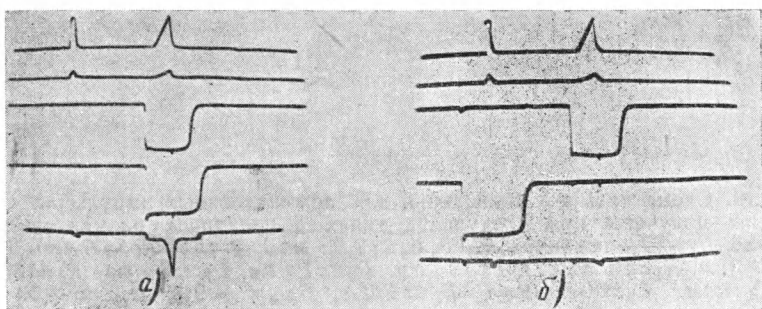
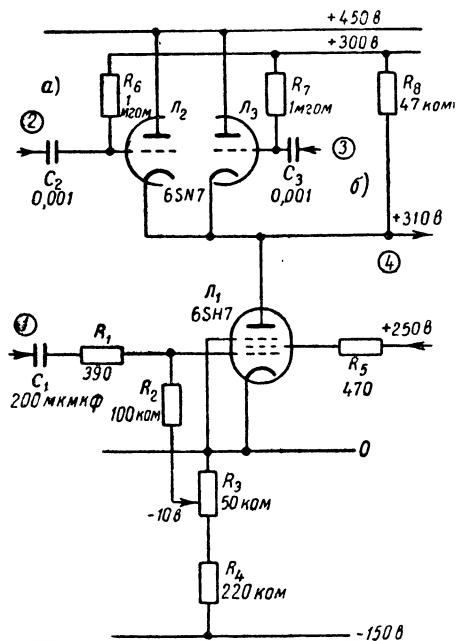


Рис. X.20. Схема трех совпадений с пентодом в качестве нагрузки параллельно включенных катодных повторителей. Осциллограммы получены при указанных на рисунке типах и величинах элементов схемы. На верхних осциллограммах рисунков *а* и *б* изображены в увеличенном и нормальном масштабе входные сигналы, на третьих и четвертых осциллограммах—селекторные импульсы. На нижних осциллограммах изображены напряжения на выходе схемы. Длительность развертки—120 мксек:

1—входные сигналы (положительные); 2—селекторный импульс *а* (отрицательный); 3—селекторный импульс *б* (отрицательный); 4—выделенные (выходные) сигналы.

стрирует рис. X.19,б; сигнал, подаваемый на вход схемы, воспроизводится на выходе схемы с большой точностью.

Схему большего числа совпадений можно составить из только что описанной схемы путем включения дополнительных диодных ключей параллельно Π_1 и Π_2 таким образом, чтобы импульсы *а* и *б* не могли попасть на сетки лампы Π_3 до тех пор, пока требу-

мое число положительных селекторных импульсов не совпадает со входным сигналом.

Подобными комбинациями схемных элементов можно получить системы многих совпадений, реагирующие на отрицательные импульсы (рис. X.14 и X.15). В этих схемах, однако, среднее потребление тока из источника питания будет большим.

На рис. X.20 изображена другая схема трех совпадений. Лампы L_2 и L_3 открыты, и через них проходит небольшой анодный ток, так как на управляющую сетку лампы L_1 , последовательно включенной с L_2 и L_3 , подано отрицательное напряжение смещения, в результате чего рабочая точка L_1 попадает на нижнюю границу линейной части характеристики. При таких условиях подача положительного импульса на управляющую сетку лампы L_1 вызывает увеличение тока через лампы L_2 и L_3 , но из-за того, что L_2 и L_3 включены по схеме катодных повторителей, напряжение на сопротивлении R_8 изменяется незначительно. Аналогично, если отрицательный селекторный импульс приходит на любую из ламп L_2 или L_3 , положительный импульс, приходящий на управляющую сетку лампы L_1 , вызывает весьма незначительный эффект на выходе схемы. Наоборот, если запираются обе лампы L_2 и L_3 , то при приходе положительного импульса на сетку L_1 с анода этой лампы снимается отрицательный импульс.

На второй осциллограмме рис. X.20,а показан входной сигнал; на верхней осциллограмме изображен тот же сигнал, но в увеличенном масштабе. Два селекторных импульса представлены на третьей и четвертой осциллограммах. Выходной сигнал, получающийся при совпадении входного сигнала с селекторными импульсами, изображен на пятой осциллограмме. Схема обладает тремя очевидными недостатками: 1) проникновением на выход части сигналов, не совпадающих с селекторными импульсами; 2) прохождением на выход схемы части селекторного импульса и 3) нелинейностью. Реакция схемы на сигнал, не совпадающий со вторым селекторным импульсом, видна из осциллограммы рис. X.20,б. Из-за сложности и плохих характеристик этой схемы по сравнению со схемами совпадений на многосеточных лампах желательно, где это возможно, применять схемы последнего типа.

5. Регулируемые временные селекторы

Часто необходимо не только определить факт совпадения двух импульсов, но и измерить точность этого совпадения. Определение точности совпадения двух импульсов составляет важную часть процесса временного различения, описанного ниже в § 7 гл. XIV. Для определения точности совпадения импульсов можно применить два каскада, на каждый из которых подаются регулируемые селекторные импульсы; типичный пример такой схемы приведен на рис. X.21. Она состоит из двух многосеточных временных селекторов, подобных изображенному на рис. X.17. На верхней осциллограмме рис. X.21,а показаны положительные входные сигналы, подаваемые на параллельно включенные управляющие сетки ламп L_1 и L_2 .

Регулируемые селекторные импульсы, представленные на второй и третьей осциллограммах, расположены симметрично относительно центра сигнала. Их суммарная длительность несколько больше длительности сигнала. Эти импульсы подаются на защитные сетки \mathcal{L}_1 и \mathcal{L}_2 . На четвертой осциллограмме показана разность вы-

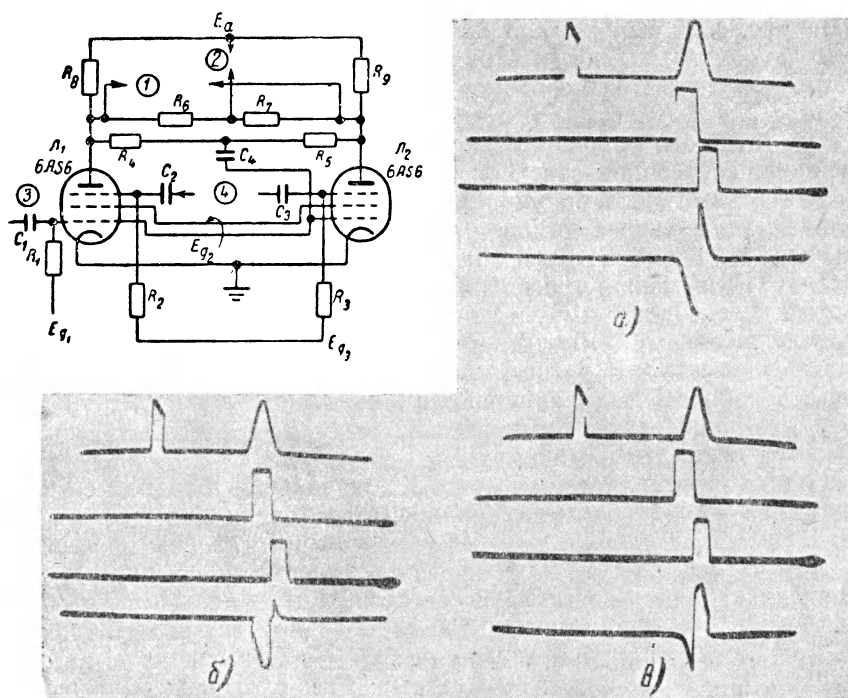


Рис. X.21. Регулируемые временные селекторы. На верхних осциллограммах каждого из рисунков изображены входные сигналы, на вторых и третьих осциллограммах—селекторные импульсы, на четвертых осциллограммах—изменения разностного выходного сигнала, снимаемого с анодов ламп \mathcal{L}_1 и \mathcal{L}_2 , в зависимости от относительного времени существования входного сигнала и селекторных импульсов. Осциллограммы получены при следующих типах и величинах элементов схемы: \mathcal{L}_1 и \mathcal{L}_2 —6AS6, $R_1=R_2=R_3=47$ ком, $C_1=C_2=C_3=C_4=0,1$ мкф, $R_4=R_5=R_6=R_7=62$ ком, $R_8=R_9=15$ ком, $E_a=130$ в $E_{g1}=-3,5$ в, $E_{g2}=-32$ в. Длительность развертки—120 мсек. Напряжения на выходе схемы изображены в уменьшенном в 3 раза масштабе: 1—разностный выходной сигнал; 2—суммарный выходной сигнал; 3—входные сигналы; 4—селекторные импульсы.

ходных сигналов обеих ламп, снимаемая между анодами ламп \mathcal{L}_1 и \mathcal{L}_2 . Осциллограмма получена подсоединением анодов ламп \mathcal{L}_1 и \mathcal{L}_2 к противоположным пластинам осциллографа; первая часть осциллограммы соответствует части сигнала, перекрываемой первым селектирующим импульсом, вторая — части сигнала, перекрываемой вторым селекторным импульсом. При изображенном на рис. X.21,а относительном положении во времени сигнала и селек-

торных импульсов суммарная площадь изображенного на рисунке выходного сигнала приблизительно равна нулю. Однако выходной сигнал схемы чувствителен к малым перемещениям селекторных импульсов относительно сигнала, поступающего на вход схемы. Как показывает рис. X.21,б, запаздывание селекторных импульсов от-

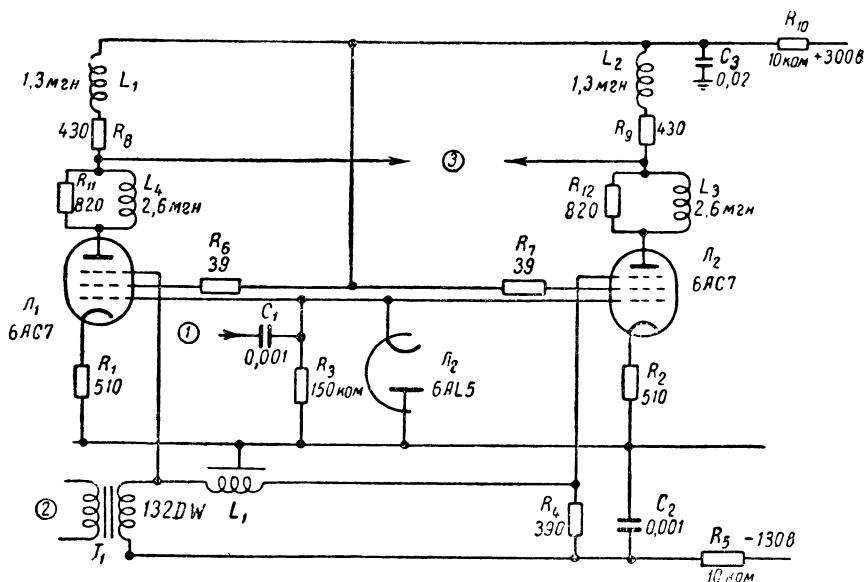


Рис. X.22. Регулируемые временные селекторы для импульсов длительностью 0,1 мксек. В схеме использованы два пентода. Селекторные импульсы подаются на защитные сетки ламп. Длительность фронтов выделенных импульсов равна примерно 0,05 мксек. Величины параметров схемы рассчитаны для работы на паразитную емкость разностного детектора на лампах типа 6AL5. Через L_1 на схеме обозначена искусственная линия, создающая задержку, равную приблизительно длительности входного селекторного импульса: 1—входные сигналы; 2—селекторный импульс от блокинг-генератора; 3—выделенные импульсы на выходе.

носителем входного сигнала приводит к тому, что выходной сигнал становится преимущественно отрицательным. Аналогично, при опережающих селекторных импульсах выходной сигнал преимущественно положителен. Детектирование выходного сигнала по площади с помощью разностных детекторов, описанных в § 6 гл. XIV, дает чувствительную индикацию относительного положения во времени сигнала и селектирующих импульсов.

Часто необходимо наряду с разностным сигналом выделить весь сигнал в целом, например, для целей автоматической регулировки усиления и т. д. В описываемом устройстве это достигается путем суммирования выходных сигналов обеих ламп Λ_1 и Λ_2 .

Широкополосный вариант схемы, изображенной на рис. X.21, предназначенный для селектирования импульсов длительностью 0,1 мксек, представлен на рис. X.22. Для получения большей крутизны применены лампы типа 6AC7 с управлением по защитной

сетке. Чтобы ограничивающие лампы в отсутствии селекторного импульса не проводили ток, на их защитные сетки подано отрицательное смещение — 130 в. Положительные входные сигналы поступают на параллельно включенные управляющие сетки пентодов; постоянство смещения на этих сетках поддерживается схемой вос-

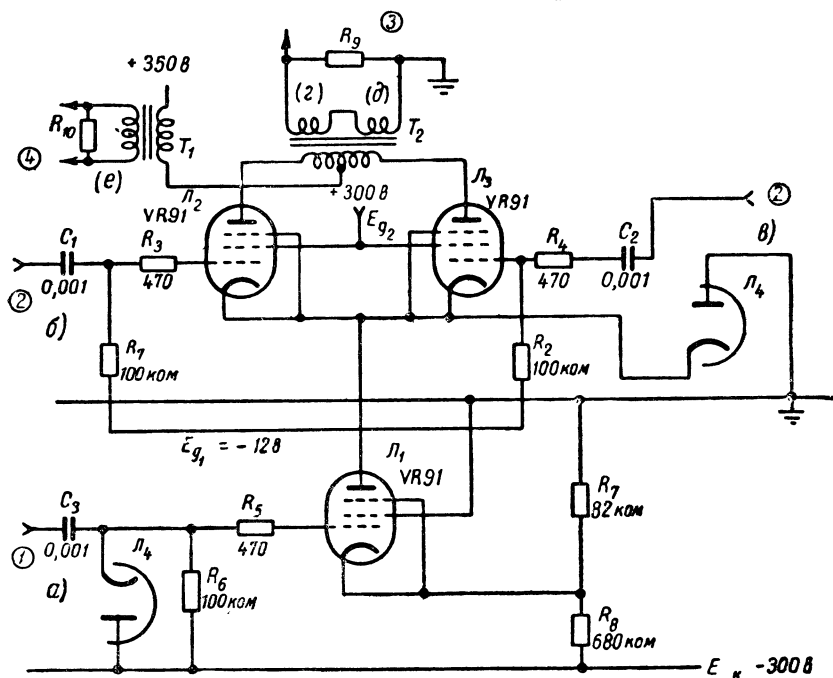


Рис. X.23. Регулируемые временные селекторы. L_2 и L_3 нормально закрыты, и до тех пор, пока L_2 или L_3 не отпирается, ток лампы L_1 проходит через L_4 . Приведенные параметры схемы выбраны для ламп типа VR-91, но при небольших изменениях сеточных смещений и напряжений на экранирующей сетке схема удовлетворительно работает также на лампах типа 6AK5 или 6AC7: 1—входной сигнал + 20 в максимум; 2—селекторный импульс + 25 в; 3—разностный выход; 4—суммарный выход.

становления постоянной составляющей (диод L_2). Сопротивления R_1 и R_2 служат для улучшения линейности селектора. Особое внимание уделено последовательной и параллельной коррекции в анодной цепи, которая позволяет получить максимальную ширину полосы пропускания (~ 16 мГц) и надлежащим образом провести согласование с емкостной нагрузкой разностного детектора, с которым обычно соединяется описываемая схема (см. § 6 гл. XIV).

На рис. X.23 изображен селектор с «токовым выходом». Как временный селектор, эта схема не имеет больших преимуществ по сравнению со схемами, описанными выше, но она обладает весьма важными качествами с точки зрения временного различия. В описываемом устройстве лампы L_2 и L_3 нормально закрыты и ток,

вызываемый поступающими на сетку лампы L_1 положительными сигналами, протекает через диод L_4 , поддерживающий потенциал на катодах L_2 и L_3 равным потенциалу земли. Если положительный сигнал совпадает с селекторным импульсом, поступающим на лампу L_2 , то ток, возникающий в лампе L_1 , проходит через L_2 и трансформатор тока T_2 , что вызывает появление тока через R_9 . Аналогично, при одновременном отпирании ламп L_3 и L_1 через R_9 проходит ток, но в противоположном направлении. Если же лампа L_1 отпирается сигналом, когда лампы L_2 и L_3 отперты, то это приводит к взаимной компенсации токов в T_2 . Подобно схеме, изображенной на рис. X.21, выходной сигнал, пропорциональный амплитуде сигнала на входе схемы, может быть получен с помощью трансформатора тока T_1 , помещаемого в общий провод анодного питания ламп L_2 и L_3 .

На рис. X.24 приведена схема, в которой объединены усилитель и катодный повторитель. Схема действует как последовательный триодный ключ. Селекторные импульсы подаются на аноды ламп L_1 и L_2 : сигналы поступают на управляющие сетки этих ламп. В отличие от предыдущих схем здесь применен только один селекторный импульс: вместо двух селектирующих импульсов на две части расщепляется сигнал.

В отсутствии сигнала на входе и подаче положительного селекторного импульса на аноды ламп L_1 и L_2 в них протекают одинаковые токи, и, при одинаковых лампах и сопротивлениях, потенциал в точке 2 не изменяется.

При поступлении на управляющие сетки ламп положительного сигнала, совпадающего с селекторным импульсом, сначала отпирается лампа L_1 и поэтому потенциал в точке 2 возрастает. Через интервал времени, равный 0,3 мксек, начинает проводить

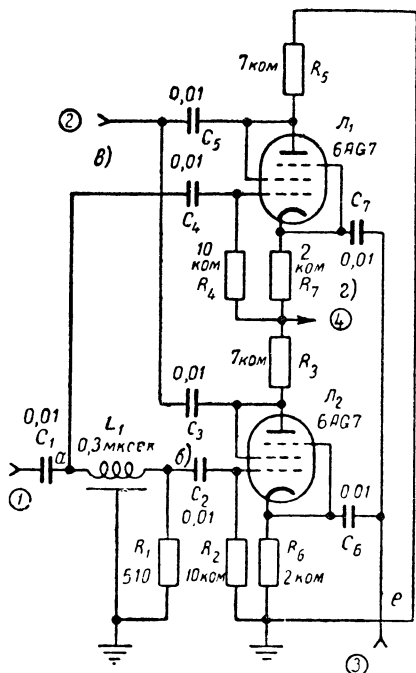


Рис. X.24. Регулируемые селекторы с последовательно включенными пентодами. Положительный селекторный импульс и входные сигналы подаются, соответственно, на аноды и сетки L_1 и L_2 . С выхода схемы (точка 2) снимается разность двух перекрывающихся с селекторными импульсами частей „расщепленного“ сигнала. Расщепление сигнала производится искусственной линией, создающей задержку, равную длительности входного сигнала. При работе в качестве разностного детектора (см. гл. XIV) точка e отводится к небольшому отрицательному потенциалу, а конденсатор подключается к точке 2:

1—входные сигналы; 2—селекторный импульс; 3—дополнительный селекторный импульс; 4—выход схемы.

лампа L_2 и потенциал в точке g понижается. Таким образом, вид импульса в точке g связан с перекрытием сигнала селекторным импульсом. Если точку g соединить с зарядной емкостью, то схема будет действовать как временной дискриминатор (см. § 7 гл. XIV).

В определенных случаях необходимо, чтобы при малых величинах сигналов или при наличии шумов временной селектор выключался. Это достигается подачей на катоды ламп L_1 и L_2 положительных импульсов d , начинающихся раньше селекторных импульсов и имеющих большую длительность.

6. Индикаторы с электронно-лучевыми трубками

Индикаторы с электронно-лучевыми трубками широко применяются в радиолокационной технике для визуальной временной селекции. На горизонтально отклоняющие пластины трубки подается пилообразное напряжение; подлежащие селекции импульсы подаются на вертикально отклоняющие пластины или на управляющую сетку трубки. Наблюдатель может сконцентрировать свое внимание на любом сигнале. Перед подлежащим селекции сигналом можно также поместить фотоэлемент, на выходе которого будет получен соответствующий электрический сигнал. Хотя последний метод не нашел на практике широкого применения, он представляет собой, правда, громоздкий, но весьма гибкий способ временной селекции: длительность интервала чувствительности селектирующей системы регулируется простым изменением скорости развертки или заменой диафрагм перед фотоэлементом. При работе с фотоэлементом значительно удобнее сигнал, модулирующий яркость свечения трубки, а не отклоняющий ее луч.

Было изготовлено несколько практически действующих устройств, использующих систему электронно-лучевая трубка — фотоэлемент. В частном случае использовалась электронно-лучевая трубка типа 2AP5 с напряжением питания 1,7 кВ. Полученное усиление от управляющей сетки электронно-лучевой трубки до выхода фотоумножителя (при полном напряжении 1 кВ и выходном сопротивлении 100 000 ом) было равно единице. Скорость развертки составляла 12,5 мм/мксек; длительность входных сигналов была равна 0,3 мксек. Из-за большой величины сопротивления нагрузки выходные импульсы имели длительность, равную примерно 10 мксек. (Другие детали устройства, построенного на этом принципе, см. в § 9 гл. XIV).

Временная селекция может быть осуществлена также другим методом с помощью небольшого электрода, помещаемого перед экраном электронно-лучевой трубки. Проведенное в гл. XXI рассмотрение накопительных устройств, использующих электронно-лучевые трубки, показывает, что электрод, располагаемый на внешней поверхности стеклянной колбы обычной электронно-лучевой трубки, дает сигналы, равным по амплитуде примерно 300 мВ при длительности входных сигналов 1 мксек.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие к русскому переводу	3
Глава I. Введение	5
1. Содержание книги	5
2. Применения колебаний специальной формы	6
3. Основные понятия	7
4. Метод анализа	14
Глава II. Преобразования специальных видов электрических колебаний с помощью линейных элементов	17
1. Линейные элементы	17
2. Деление и сложение напряжений	19
3. Формирование колебаний посредством пассивных элементов	20
4. Линейные усилители с отрицательной обратной связью	24
5. Усилители с обратной связью с анода на сетку	28
6. Линейные формирующие усилители, емкостная обратная связь	32
7. Применение операторных выражений	39
Глава III. Преобразования специальных видов электрических колебаний с помощью нелинейных элементов	42
Общие сведения	42
1. Идеализированные элементы	43
2. Основные преобразования	44
Преобразования, осуществляемые с помощью нелинейных элементов	45
3. Возбуждение колебаний специальной формы	45
4. Амплитудная селекция	46
5. Амплитудное сравнение	48
6. Временная селекция	50
7. Амплитудная модуляция	52
8. Временная модуляция	54
9. Фазовая модуляция	55
10. Амплитудная демодуляция	56
11. Установление уровня	57
12. Временная демодуляция	58
13. Амплитудное различие	60
Характеристики нелинейных элементов	61
14. Диоды	61
15. Контактные детекторы	71
16. Фотоэлементы	76
17. Отсечка в триодах и многосеточных лампах	76
18. Нелинейная зависимость между анодным током и напряжением на аноде	81

19. Нелинейная характеристика сеточного тока	84
20. Характеристики с двумя изломами	85
21. Газонаполненные лампы	86
22. Схемы с обратной связью	89
23. Схемы с несколькими элементами	91
24. Элементы с многими переменными	92
25. Характеристики нелинейных элементов	96
26. Приборы для индикации по отклонению	96
27. Более полное описание физических элементов	97
Глава IV. Генераторы синусоидальных напряжений	106
Незатухающие колебания	106
1. Основные свойства	106
2. Генераторы с резонансными контурами	109
3. Генераторы, стабилизированные кварцем	112
4. Генераторы с фазовым сдвигом	115
5. Генераторы по схеме моста	121
6. Генераторы с отрицательным сопротивлением	129
7. Генераторы на биениях	131
8. Электромеханические генераторы синусоидальных напряжений	132
Стабилизация колебаний	133
9. Стабилизация амплитуды	133
10. Стабилизация частоты	134
Многофазные синусоидальные напряжения	137
11. Генерирование напряжения для круговой развертки электронно-лучевой трубки	138
12. Реактивно-омические фазовращатели	143
Импульсные колебания	147
13. Контур с ударным возбуждением	148
14. Импульсно-модулированный генератор с индуктивной обратной связью	150
15. Импульсно-модулированный генератор с кварцем	153
Импульсно-модулированные многофазные синусоидальные колебания	156
16. Реостатно-емкостные цепи обратной связи	157
17. Фазорасщепляющий усилитель	163
18. Импульсно-синусоидальные колебания, применяемые в сельсинах	164
Глава V. Генерирование колебаний с крутыми перепадами	168
Общие сведения	168
1. Способы и принципы генерирования колебаний с крутыми перепадами	169
2. Применения	170
3. Практические соображения	171
Мультивибраторы	172
4. Полупериодные мультивибраторы	173
5. Однопериодные мультивибраторы	176
6. Самовозбуждающиеся мультивибраторы	181
7. Анализ процесса опрокидывания	183
8. Анализ процесса установления длительности цикла	187
9. Получение быстрого опрокидывания	189

10. Однопериодный мультивибратор с очень короткими импульсами	189
11. Получение быстрого восстановления. Мультивибраторы с сильной несимметрией	192
12. Запуск и синхронизация	196
13. Стабилизация длительности импульса	200
14. Изменение длительности импульса	204
Схемы типа фантастрона	205
15. Общие сведения	205
16. Фантастрон со связью по экранирующей сетке	207
17. Санатрон и санафант	210
18. Фантастрон с катодной связью	214
Глава VI. Блокинг-генераторы и импульсные генераторы с линией задержки	216
1. Блокинг-генераторы	216
Форма импульсов	223
2. Трансформатор	223
3. Лампа	225
Методы запуска	231
4. Введение	231
Время обратного хода	236
5. Общие соображения	236
6. Деление частоты	239
7. Случайные изменения частоты повторения импульсов	239
Практические схемы	240
8. Общие положения	240
9. Обратная связь с анода на сетку	240
10. Некоторые применения блокинг-генератора	247
11. Импульсные генераторы с применением линии задержки	252
12. Применение линии задержки для формирования прямоугольного импульса	253
13. Схемы с обратной связью	258
14. Применение линии задержки для прекращения регенерации	261
15. Удвоение импульсов при помощи линий задержки	264
Глава VII. Получение импульсов треугольной формы	270
Общие сведения	270
1. Определения и виды импульсов	270
2. Параметры импульсов треугольной формы	271
3. Применение импульсов треугольной формы	272
4. Методы получения импульсов треугольной формы	273
Подробное рассмотрение методов генерирования	274
5. Заряд конденсатора через сопротивление	274
Цепи с большим сопротивлением переменному току	277
6. Последовательное включение индуктивности и сопротивления	277
7. Сопротивление электронных ламп переменному току	280
27 Генерирование электрических колебаний. Часть I.	417

Схемы с применением положительной и отрицательной обратной связи	283
8. Применение катодного повторителя	284
9. Катодный повторитель с компенсирующей цепочкой	292
Схемы с отрицательной обратной связью	295
10. Общая теория и классификация	295
11. Схемы однокаскадных усилителей с внешним селективированием	298
12. Схемы многокаскадных усилителей с внешним селективированием	302
13. Схемы с внутренним селективированием	303

Глава VIII. Генерирование колебаний сложной формы 308

1. Введение	308
2. Специальные напряжения прямоугольной и треугольной формы	309
3. Напряжения трапециoidalной формы	316
4. Напряжения экспоненциальной формы	317
5. Напряжения гиперболической формы	320
6. Получение напряжений гиперболической формы методом „алгебраических действий“ и „компенсации заряда“	321
7. Напряжения гиперболической формы как сумма нескольких экспонент	324
8. Напряжения параболической формы	326
9. Получение напряжений, описываемых степенным рядом	333
10. Сумма синусоид	333
11. Формирование импульсов	334
12. Получение напряжений сложной формы из простых отрезков	336
Специальные формы тока	338
13. Получение специальных форм тока с помощью напряжения заданной формы	338
14. Генераторы тока	340
15. Фиксация уровня колебательного тока	342

Глава IX. Селекция, сравнение и различение по амплитуде 346

1. Введение	346
2. Амплитудная селекция	346
3. Диодные селекторы	349
4. Селекторы на германиевых кристаллах	352
5. Триодные и пентодные селекторы	352
6. Компенсация сдвига характеристик	354
7. Квазиселекторы	356
8. Сравнение амплитуд	357
9. Усилители, применяемые в устройствах для сравнения амплитуд	357
10. Простая диодная схема для сравнения амплитуд	359
11. Триодные и пентодные схемы для сравнения амплитуд	360
12. Мультивибраторы для сравнения амплитуд	362
13. Амплитудное сравнение с помощью блокинг-генератора	364
14. Диодно-регенеративные устройства для сравнения амплитуд	364
15. Другие диодно-регенеративные схемы	366
16. Двусторонняя схема сравнения	370
17. Схемы для сравнения синусоидального сигнала с опорным уровнем	371

18. Схемы для сравнения амплитудных значений синусоидального напряжения	372
19. Нулевые схемы сравнения синусоидальных напряжений . . .	374
20. Усилители для схем сравнения синусоидального напряжения	378
21. Амплитудное различие	380
22. Дискриминаторы с непосредственной связью	381
23. Дискриминаторы с модулированной по амплитуде несущей . .	385

Глава X. Временная селекция 387

1. Введение	387
2. Амплитудные селекторы	388
3. Ключевые схемы	394
4. Схемы нескольких совпадений	406
5. Регулируемые временные селекторы	409
6. Индикаторы с электронно-лучевыми трубками	414

Редактор Л. Б. Баскакова
Техн. редактор А. Н. Уразов

*

Г-39739. Подп. к печ. 25/XII 1950 г.
Формат 60 × 92¹/₁₆. Бум. лист. 13,8.
Печ. лист. 26,25. Уч.-изд. лист. 26
Заказ 270. Цена 18 руб.

*

Типография Госэнергоиздата.
Москва, Шлюзовая плб.. 10



ОПЕЧАТКИ

<i>Стр.</i>	<i>Строка</i>	<i>Напечатано</i>	<i>Следует читать</i>
9	11 снизу	в § 3.	в гл. III.
13	7 снизу	разделении	различении
13	17 и 23 снизу	разделения	различения
14	23 сверху	изменяющего	изменяющегося

18 р.