

Дж. Карролл

НОВЫЕ СХЕМЫ
НА ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ
ПРИБОРАХ



MODERN TRANSISTOR CIRCUITS

JOHN M. CARROLL
Managing Editor, Electronics

MCGRAW-HILL BOOK COMPANY, Inc

New York—Toronto—London

1959

Дж. Карролл

НОВЫЕ СХЕМЫ НА ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРАХ

ПОД РЕДАКЦИЕЙ

КАНД. ТЕХН. НАУК

А. А. СОКОЛОВА

ИЗДАТЕЛЬСТВО ИНОСТРАННОЙ ЛИТЕРАТУРЫ

Москва 1961

АННОТАЦИЯ

Применение полупроводниковых приборов для средств автоматизации, производственного контроля и измерительной аппаратуры представляет собой одно из последних достижений новой техники, дающих исключительный эффект. В книге Карролла приведены подробные описания со всеми техническими данными большого числа таких разнообразных схем, рассмотрены также способы применения полупроводниковых приборов в телеметрических системах для ракет и искусственных спутников Земли.

Книга представляет интерес для широкого круга научно-технических работников, студентов и аспирантов высших технических учебных заведений, а также для рационализаторов и изобретателей, техников и радиолюбителей.

ПРЕДИСЛОВИЕ РЕДАКТОРА РУССКОГО ИЗДАНИЯ

Книга представляет собой по существу продолжение первой работы того же автора, выпущенной Издательством иностранной литературы в 1959 г. под названием «Электронные схемы на полупроводниковых триодах».

Рассматриваемая книга, как и первая, составлена из статей, опубликованных в журнале «Электроникс», но за более поздние годы (1956—1958). Из сопоставления содержания этих двух книг отчетливо явствует все возрастающее развитие и применение полупроводниковых приборов, интенсивное проникновение их в новые области, решение с их помощью новых задач, имеющих все большее значение.

В первой книге Карролла были отражены первые этапы развития в области полупроводниковой электроники, когда определялись основные характеристики и возможности полупроводниковых триодов.

Разработка высококачественных, надежно действующих узлов и блоков транзисторной электроники в то время была главной задачей для этой области науки.

По мере создания таких узлов усилия разработчиков были направлены на освоение новых, более трудных областей применения, выдающееся значение которых понятно для всех. Одновременно продолжалась интенсивная разработка и усовершенствование схемных узлов и блоков.

В настоящей, второй книге Карролла можно найти целый ряд новых применений транзисторов, таких, как телеметрическое оборудование искусственных спутников земли, устранение качки корабля, телеизмерение состояния кишечного тракта человека, индукционная система вещания и т. п. Приведены также описания улучшенных узлов транзисторной электроники.

Подробные описания таких устройств со всеми техническими параметрами, бесспорно, полезны при осуществлении подобных установок.

Книга предназначена в качестве справочного пособия для инженеров, техников и студентов, специализирующихся по применению полупроводниковых приборов в измерительной технике, технике автоматического контроля, для авторегулирования, телеизмерения и телеуправления, для промышленных и научных исследований. При выполнении конкретных разработок во всех этих областях книга окажется полезной.

Для удобства читателей в приложении даны таблицы параметров полупроводниковых триодов, используемых в описанных в книге схемах, а в примечании даны типы аналогичных отечественных полупроводниковых приборов.

В переводе книги принимали участие:

Займовская Н. С. (гл. 1, 2); Займовский Е. А. (гл. 3—5, 11 — 13); Васильев Б. Н. (гл. 6—9); Мокеев О. К. (гл. 10, 14 — 17).

А. Соколов

ПРЕДИСЛОВИЕ АВТОРА

В настоящее время транзисторы применяются почти во всех видах электронных схем — от портативных радиоприемников до телеметрической аппаратуры спутников. Полупроводниковую аппаратуру теперь уже можно назвать рабочей, а не экспериментальной. По-видимому, единственный вид электронных устройств, в которых не применяются транзисторы, это — сверхмощные передатчики.

Чтобы показать рост применения полупроводников, можно привести следующие цифры: в 1956 г. было продано около 10 млн. транзисторов, в 1957 г. — более 22 млн., в 1958 г. продавалось в месяц более 3,5 млн. штук. Руководители промышленности предполагают, что к 1965 г. транзисторов будет производиться не менее 450 млн. штук в год. Все это означает, что понимание вопросов проектирования транзисторных схем представляет собой существенную часть научного багажа каждого инженера-электронщика.

Широкому распространению транзисторов содействует непрерывное улучшение их изготовления и совершенствование способов применения. Цены на транзисторы упали с 10 долл., а в некоторых случаях и выше до 50 центов и ниже. Если в 1952 г. производилось небольшое количество экспериментальных транзисторов, то в настоящее время имеется до 300 промышленных типов для любых возможных применений: диапазон мощностей рассеяния на коллекторе простирается от нескольких милливатт до киловатт. Диапазон частот отсечки по альфа составляет от звуковых частот до 100 Мгц. Современные транзисторы отличаются низкими уровнями шумов, малым потреблением мощности и отсутствием времени разогрева.

Наиболее ценным свойством современных транзисторов является их надежность. Действительно, длительный срок службы и способность противостоять тяжелым окружающим условиям позволяет применять их в аппаратуре управления снарядами и спутниками. Инженеры, занимающиеся применением полупроводников, в настоящее время оценивают их срок службы более чем в 10 000 час. При соответствующей компенсации транзисторы успешно работают в аппаратуре, подвергающейся воздействию высоких температур. Правильный монтаж позволяет сделать транзисторы практически нечувствительными к толчкам и вибрациям.

При подготовке данной книги было признано целесообразным уделить больше внимания принципам проектирования полупроводниковых схем и разработки аппаратуры. Изготовители полупроводниковых приборов все чаще прибегают к разработке высокочастотных транзисторов, а также образцов, способных противостоять действию высоких температур и высоких уровней ядерного излучения, поскольку полупроводники, несомненно, будут играть большую роль в управлении термоядерными процессами.

Появляется все больше высокочастотных и сверхвысокочастотных транзисторных схем, в которых используются новые надежные высокочастотные транзисторы. Все большее распространение получает дополнительная симметрия. Ввиду трудности согласования пары транзисторов эта схем-

ная конфигурация ранее представляла только научный интерес. Наблюдающаяся сейчас тенденция к использованию дополнительной симметрии свидетельствует о стремлении промышленных фирм неуклонно повышать качество выпускаемых ими транзисторов.

Необходимо также отметить большое распространение гибридных схем, т. е. схем, в которых используются электронные лампы, магнитные усилители и транзисторы. Теперь задача стабилизации питающего напряжения и охлаждения шасси не затрудняет проектирование гибридных схем. В настоящее время инженер может выбирать такое электронное устройство, которое наилучшим образом подходит для проектируемой схемы.

Достаточно бегло просмотреть содержание книги, чтобы увидеть, какое большое разнообразие в применении полупроводников имеет место на сегодняшний день. В числе новых бытовых применений можно назвать портативные и автомобильные радиоприемники, в которых используются небольшие детали и которые лучше работают, а также миниатюрные патефонные предусилители. Описан телевизионный приемник, выполненный целиком на транзисторах.

Для радиовещания разработаны транзисторные звуковые смесители, беспроводные микрофоны и телевизионное студийное оборудование. Работники связи могут найти большое разнообразие портативных передатчиков, приемопередатчиков, а также телефонного и телеграфного оборудования. Описываются новые измерительные приборы — транзисторные тестеры, портативные измерители частоты и весьма малогабаритные микроамперметры. В разделе нового военного оборудования описывается телеметрическая аппаратура и аппаратура для управления снарядами, реактивными двигателями и современными тренажерами, служащими для обучения военных специалистов. В быстро растущей области промышленного управления (автоматизации) транзисторы выполняют важную работу в сервоусилителях, управляющих реле, в аппаратуре управления ядерными реакторами, в приборах для контроля металлов и в измерительных приборах.

Транзисторы играют важную роль в освоении космического пространства. Одна из глав этой книги посвящена телеметрическим схемам для высокоскоростных самолетов, управляемых снарядами и спутников Земли. Многие другие схемы, относящиеся к связи, измерениям и управлению, имеют в своей основе исследования и разработки схем для управляемых снарядов.

Электроника начинает находить применение и в медицине. Транзисторы уже занимают значительное место в телеметрической аппаратуре зондирования пищеварительного тракта и в чувствительных усилителях, используемых в диагностических регистраторах. Приборы, в которых используются полупроводники, помогают ученым в изучении океанских течений и других явлений природы.

Транзисторы находят широкое применение в бурно развивающейся промышленности счетно-вычислительных устройств. Все увеличивающееся число транзисторов используется как в моделирующих, так и в вычислительных машинах. Действительно, малые размеры транзисторов делают возможным построение вычислительных машин такого малого объема, какой несколько лет тому назад считался непрактичным. Транзисторы также играют важную роль в преобразователях непрерывных величин в цифровые, дискретные и в разработанной впервые аппаратуре вход/выход, которая позволяет вычислительной машине работать с максимальной скоростью.

Эта книга содержит 101 статью из опубликованных в журнале «Электроникс» в течение 1956—1958 гг. Статьи в основном приведены полностью. В большинстве случаев схемы даны со всеми числовыми величинами компонентов, что позволит сократить время проектирования.

Дж. М. Карролл

Глава 1. РАСЧЕТНЫЕ ПАРАМЕТРЫ ЦЕПЕЙ

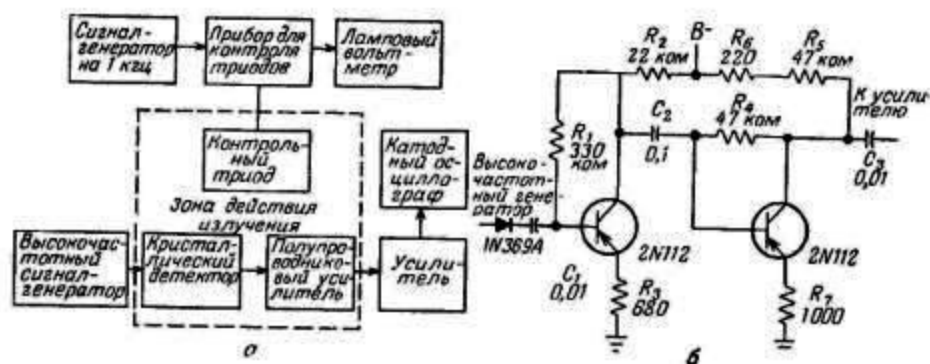
РАБОТА ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРОВ В УСЛОВИЯХ АТОМНОЙ РАДИАЦИИ

Риддл

Результаты испытаний полупроводниковых усилителей и отдельных транзисторов при воздействии излучения ядерного реактора показывают, что вредное влияние облучения может в некоторой степени компенсироваться при помощи отрицательной обратной связи, если ее применение возможно. Облучение коаксиального кабеля не вносит существенных изменений в передаточные характеристики на высоких частотах.

При использовании ядерной энергии в качестве движущей силы на судах, самолетах и других машинах электронное оборудование будет подвергаться действию облучения, уровень которого может меняться в широких пределах. Для нормальной работы схем необходимо компенсировать влияние, которое оказывает облучение на активные элементы. Были проведены успешные исследования влияния γ - и нейтронного

кристаллического детектора и полупроводникового усилителя, показанного на фиг. 1, б. Проводились измерения коэффициента передачи системы (отношение выходного напряжения видеосигнала к входному высокочастотному напряжению) и тангенциальной чувствительности. Кроме того, определялось ослабление высокочастотного сигнала в коаксиальном кабеле, проведенном из активной зоны ядерного излучения,



Ф и г. 1. Блок-схема, применявшаяся при испытаниях (а), и схема детектора с полупроводниковым усилителем (б).

облучения на полупроводниковые устройства. Исследование влияния излучения на полупроводниковый усилитель и кристаллический видеодетектор проводилось на исследовательском реакторе Пенсильванского университета. Блок-схема установки для испытаний показана на фиг. 1, а.

Метод исследования

Вообще задача заключалась в получении данных о работе устройства, состоящего из

а также определялись h — параметры и I_{co} для каждого отдельного транзистора в этих же условиях.

Тангенциальная чувствительность определялась на несущей частоте 1000 МГц, которая модулировалась прямоугольными импульсами шириной 10 мксек, следующими с частотой повторения 5000 гц. Тангенциальная чувствительность измерялась путем регулировки уровня мощности таким образом, чтобы нижняя граница шумовых всплесков (см. осциллограмму на фиг. 2) при

наличии импульса совпадала с их верхней границей при отсутствии импульса. Входной уровень



Фиг. 2. Осциллограмма, при помощи которой определяется тангенциальная чувствительность.

мощности в этом случае определяет тангенциальную чувствительность.

Определение передаточного отношения производилось при помощи калиброванного аттеню-

атора, сигнала-генератора и калиброванного осциллографа. Контрольные измерения были выполнены так, что воздействие облучения на усилитель было отделено от возможных посторонних влияний.

В таблице даны интенсивности облучения, а также время облучения, соответствующее каждому данному уровню мощности. Поток нейтронов Φ (нейтр/см²·сек) состоит из теплового и резонансного потоков; резонансный поток определен по кадмиевому отношению, равному 9,4, а $\Phi_{\text{тепл.}} = 2,07 \cdot 10^6 P$, найден методом активации фольг. В результате $\Phi = 2,32 \cdot 10^6 P$, где P — мощность реактора (вт). В этом потоке нейтроны имеют энергию от тепловой до 2 эв.

В таблице также даны продолжительность каждого испытания и интегральный поток нейтронов. Доза γ -излучения измеряется в рнг/час и определяется соотношением $4,3 \cdot 10^6 P$. Доза γ -излучения, приведенная в таблице, была вычислена по этому соотношению. Интегральная доза γ -излучения равна $3,2 \cdot 10^6 P$.

Результаты измерений

На фиг. 3 приведены результаты данного эксперимента, а также результаты измерений

Длительность облучения транзисторов в реакторе

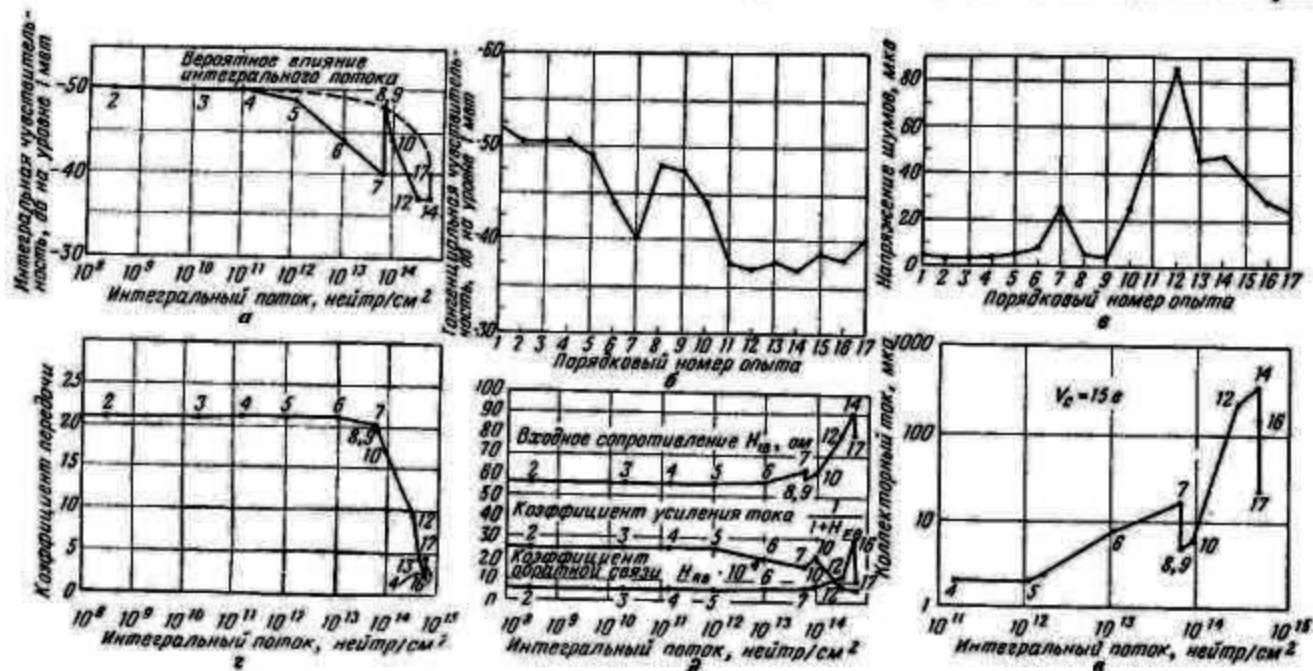
Номер опыта	Мощность, ат	Поток нейтронов, нейтр/см ² ·сек	γ-излучение, риг/час	Продолжительность опыта, сек.	Плотность интегрального потока, нейтр/см ²	Примечания
1	0	0	> 100		0	Нулевая мощность, остаточное γ-излучение
2	0,3	0,7·10 ⁶	300	420	2,9·10 ⁸	
3	10	2,3·10 ⁷	793	840	1,95·10 ¹⁰	
4	10 ²	2,3·10 ⁸	4,9·10 ³	540	1,25·10 ¹¹	
5	10 ³	2,3·10 ⁸	4,9·10 ⁴	420	9,75·10 ¹¹	
6	10 ⁴	2,3·10 ¹⁰	4,9·10 ⁵	420	9,75·10 ¹²	
7	5·10 ⁴	1,16·10 ¹¹	2,5·10 ⁶	480	5,56·10 ¹³	
8	10 ³	2,3·10 ⁸	~ 5·10 ³	660	1,53·10 ¹¹	
9	Реактор выключен		~ 300	58 440		Реактор выключен
	10 ²	2,3·10 ⁸	4,9·10 ³	900	2,09·10 ¹¹	Калибровка Калибровка и выключение
	0 13	3,1·10 ⁶	~ 300	14 280	4,3·10 ⁸	
10	10 ⁴	2,3·10 ¹⁰	4,9·10 ⁵	1 020	2,37·10 ¹³	
11	10 ⁵	2,3·10 ¹¹	4,9·10 ⁶	1 920	4,46·10 ¹⁴	
12	10 ⁵	2,3·10 ¹¹	4,9·10 ⁶			
13	10 ⁵	2,3·10 ¹¹	4,9·10 ⁶			
14	10 ⁵	2,3·10 ¹¹	4,9·10 ⁶			
15	0	0	0	840	0	Образец удален из алюминиевой трубки
16	0	0	0	1 020	0	
17	0	0	0	63 360	0	

наиболее важного параметра — тангенциальной чувствительности. Чувствительность уменьшается по мере продолжения эксперимента. Однако в известной степени она восстанавливается, когда реактор выключается (опыты 7 и 8). Опыт 9, который производился на несколько часов позже, показывает почти такую же чувствительность. При новом включении реактора чувствительность

этих шумов при больших уровнях потока и объясняет понижение тангенциальной чувствительности, как это показано на фиг. 3, а и б.

Коэффициент передачи

Коэффициент передачи, равный отношению между пикового значения выходного импульса



Фиг. 3. Результаты испытаний влияния ядерного излучения.

$\varepsilon = 20 \lg \frac{E_{\text{вых}}}{E_{\text{вх}}}$; $E_{\text{вых}}$ — амплитудное значение выходного напряжения видеосигнала; $E_{\text{вх}}$ — эффективное значение напряжения несущей частоты в течение импульса.

снова уменьшается с увеличением потока. Восстановление после удаления аппаратуры из зоны действия потока видно из опыта 15. Оно не столь ярко выражено, как в опыте 8. Однако через несколько часов становится заметным некоторое улучшение.

Результаты этих испытаний показывают, что чувствительность зависит от плотности потока и от интегрального потока. Пунктирная линия показывает возможное влияние интегрального потока, а сплошная линия — действительные измерения, в которые входят как постоянный, так и временный эффекты. Расстояние между сплошной и пунктирной линиями выражает временное уменьшение чувствительности, являющееся результатом влияния плотности потока нейтронов. Это временное уменьшение чувствительности увеличивает шумы на входе (см. фиг. 3, в). Напряжение шумов больше в том случае, когда плотность потока больше. Наличие

к эффективному значению входного высокочастотного сигнала, показан на фиг. 3, г. До тех пор пока интегральный поток не достигнет величины 10^{13} нейтр/см², никакого ухудшения этого отношения не наблюдается. После прохождения этой точки коэффициент передачи быстро падает с увеличением интегрального потока (см. фиг. 3, д). Параметры транзистора начинают ухудшаться, когда интегральный поток становится несколько больше чем 10^{12} нейтр/см².

В схеме с кристаллическим видеодетектором коэффициент усиления остается неизменным, когда поток увеличивается на порядок. Возможно, это является результатом наличия в схеме отрицательной обратной связи. Коэффициент передачи несколько восстанавливается после того, как устройство удаляется из зоны действия потока нейтронов. Это восстановление происходит постепенно и может быть объяснено термическим отпуском дефектов, вызванных облуче-

нием. Таким же образом ведут себя и параметры контрольного транзистора.

Производились также измерения I_{c0} контрольного транзистора, приведенные на фиг. 3, *е*. Увеличение I_{c0} может отчасти объясняться внутренним разогревом транзистора в результате γ -излучения.

Испытания показали, что в коаксиальном кабеле не наблюдается заметного изменения передачи высокочастотного сигнала. Кабель не ослабляет видеосигнал. Остаточный шум в полосе 12 МГц при правильно присоединенном кабеле был —84 дБ относительно уровня 1 мВт. Максимальный шум был —82 дБ. Эта величина значительно ниже уровня высокочастотного сигнала, применявшегося при испытаниях, и, кроме того, она измерялась также и при значительно более широкой полосе пропускания, чем та, в которой работают кристаллический детектор и полупроводниковый усилитель.

Из описанного здесь эксперимента можно сделать несколько выводов. Излучение нейтронов деления оказывает на полупроводниковые

устройства три основных воздействия. Это, во-первых, временные влияния, зависящие от плотности потока и нагрева от γ -излучения; полупостоянные влияния, зависящие от интегрального потока, во-вторых и в-третьих, постоянные, не проходящие влияния, зависящие от интегрального потока и имеющие место после охлаждения.

Временные влияния, зависящие от плотности потока, выражаются в увеличении шумов и повышении I_{c0} . Второе временное влияние — нагрев от γ -излучения — проявляется в увеличении I_{c0} и ухудшении параметров транзисторов так же, как это происходит при увеличении температуры. Эти явления пропадают, как только аппаратура удаляется из зоны действия потока.

Полупостоянные влияния, зависящие от интегрального потока, состоят в разрушении и изменении кристаллической решетки. Эти повреждения приводят к полному изменению характеристик полупроводниковых устройств, что обычно ухудшает их работу.

НОМОГРАММЫ ТЕМПЕРАТУРНОЙ СТАБИЛЬНОСТИ

Шенкерман

Графики и номограммы упрощают вычисление полупроводниковых схем и параметров, характеризующих охлаждение, которые должны обеспечить стабильную работу при повышенных температурах $p-n$ -переходов. Эти способы расчета одинаково применимы как к германиевым, так и к кремниевым транзисторам.

Чтобы достигнуть температурной стабильности полупроводникового оборудования при повышенных температурах, конструктор должен обеспечить необходимое охлаждение. Соответствующие графики и номограммы дают возможность быстро определить подходящую конфигурацию и значения параметров, характеризующих охлаждение.

Теория

Номограмма термостабильности (фиг. 1) основана на критерии термостабильности

$$SV_c I_s \theta < 13 \quad (1a)$$

для германия и

$$SV_c I_s \theta < 23 \quad (1б)$$

для кремния [1].

Коэффициент стабильности S представляет собой изменение тока покоя коллектора, вызы-

ваемое изменением термочувствительной компоненты, V_c — напряжение коллектора, I_s — термочувствительная компонента тока коллектора, т. е. I_{c0} , θ — тепловое сопротивление между коллекторным переходом и окружающей средой в град/вт [2].

Цель исследования состоит в получении совместимых величин S и θ .

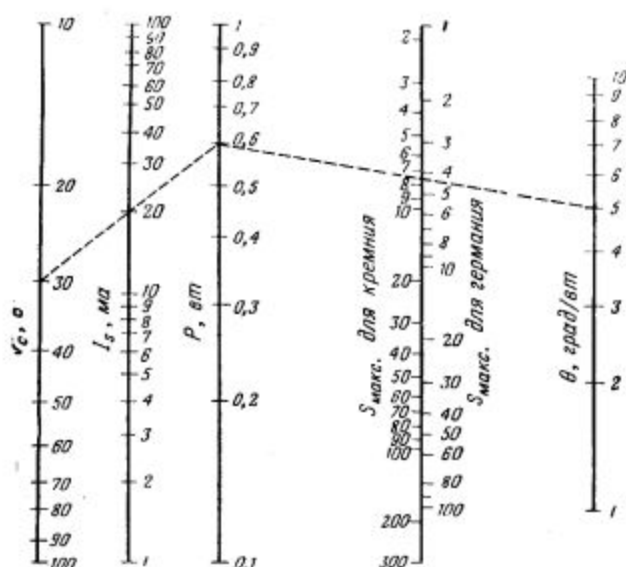
Термочувствительный ток I_s экспоненциально увеличивается с температурой, удваиваясь через каждые 9°С для германия и 16°С для кремния.

Величина I_s при данной температуре T может быть найдена из фиг. 2, если известно I_{s0} при какой-либо температуре T_0 ; последние величины могут быть взяты из данных завода-изготовителя.

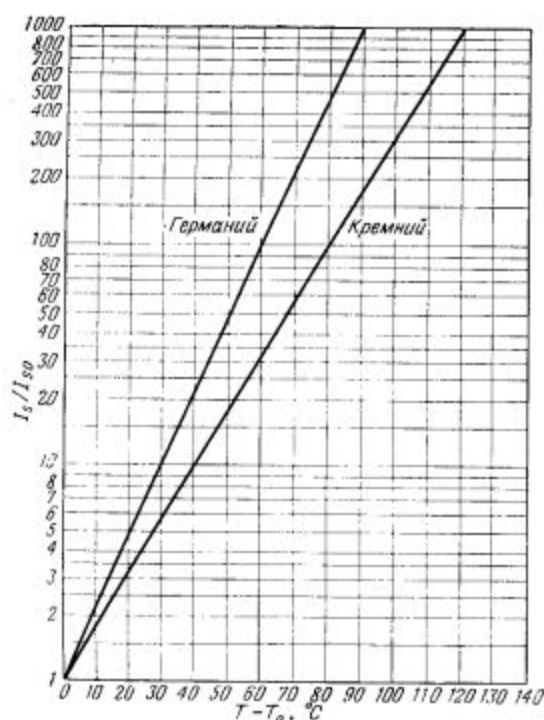
Тепловое сопротивление θ состоит из сопротивления θ_{jm} между коллекторным переходом и корпусом (указывается заводом) и сопротивления θ_{ma} между корпусом и окружающей

атмосферой. Последнее может быть определено экспериментально

$$\theta_{ma} = \frac{\Delta T}{P_d}, \quad (2)$$



Фиг. 1. Номограмма термостабильности в пределах мощностей до 1 Вт.



Фиг. 2. Кривые зависимости термочувствительного тока утечки от температуры.

где ΔT — превышение температуры корпуса над окружающей температурой ($^{\circ}\text{C}$) и P_d — рассеяние

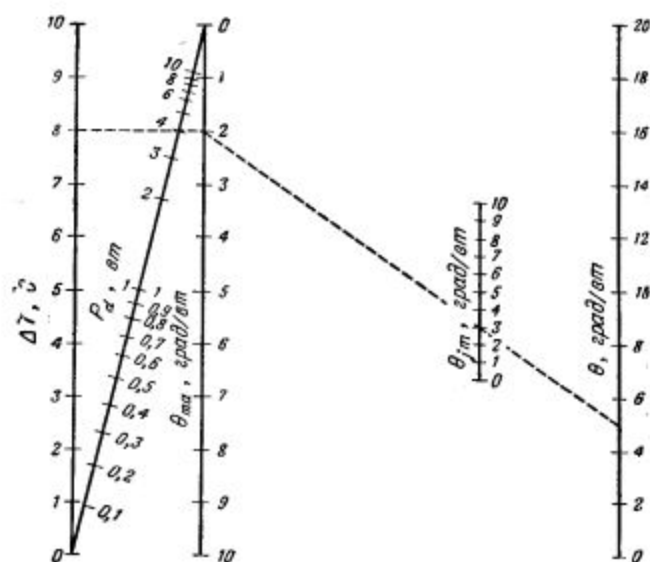
на транзисторе (Вт), откуда

$$\theta = \theta_{jm} + \theta_{ma}. \quad (3)$$

Номограмма теплового сопротивления построена на основе решения уравнений (2) и (3). Путем измерений установлено, что при рассеянии 4 Вт температура корпуса выше нормальной на 8°C . При этом сопротивление между переходом и корпусом равно 3 град/Вт.

Тепловое сопротивление

Соединим на фиг. 3 точку $\Delta T = 8^{\circ}\text{C}$ с точкой $P_d = 4$ Вт прямой линией, которая пересечет ось θ_{ma} в точке 2 град/Вт. Затем соединим точку



Фиг. 3. Номограмма теплового сопротивления.

$\theta_{ma} = 2$ град/Вт и точку $\theta_{jm} = 3$ град/Вт прямой линией. Эта линия пересечет ось θ в точке $\theta = 5$ град/Вт, что и представляет собой полное тепловое сопротивление при данных условиях охлаждения.

Величина $S_{\text{макс.}}$ теперь может быть найдена из номограммы фиг. 1. В схеме S должно быть меньше $S_{\text{макс.}}$. Когда известно S , может быть найдено максимально допустимое θ .

Транзистор, взятый в данном примере, имеет следующие данные: материал — германий, $I_{s0} = 0,2$ ма при $T_0 = 25^{\circ}\text{C}$. Пусть необходимо, чтобы он работал при $V_c = 30$ в и 85°C при условиях охлаждения, когда $\theta = 5$ град/Вт. Поскольку $T - T_0 = 60^{\circ}\text{C}$, $I_s/I_{s0} = 100$, как видно из фиг. 2, то I_s при 85°C равно 20 ма.

На номограмме термостабильности фиг. 1 соединим $V_c = 30$ в и $I_s = 20$ ма прямой линией,

которая пересечет шкалу P в точке 0,6. Теперь соединим эту точку прямой линией с точкой $\theta=5$. Эта линия пересечет $S_{\text{макс}}$ для германия в точке 4,3. Это — максимальная величина S , при которой схема будет стабильна по температуре.

ЛИТЕРАТУРА

1. Specification for H-5, H-6 and H-7 Power Transistors, Transistor Div., Minneapolis Honeywell Regulator Co., p. 9, May 1956.
2. Shea R. F., Principles of Transistor Circuits, John Wiley Sons, Inc., p. 97, 1953.

РАСЧЕТНЫЕ УРАВНЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ УСИЛИТЕЛЬНЫХ КАСКАДОВ

Хэйс

Приведены таблицы формул для расчета работы транзистора в режиме малых сигналов. Внешние сопротивления включены последовательно с одним или более выводами транзистора. Рассматриваются все три схемы включения: с общей базой, общим эмиттером и общим коллектором. Формулы приведены без каких-либо приближений; упрощения могут быть сделаны, учитывая реальный случай применения.

В настоящей статье формулы определяют работу транзистора, когда внешние сопротивления включены последовательно в выводы электродов. Формулы выражены через параметры h -матрицы.

Уравнения предназначаются для расчета усилителей, работающих на низких частотах, на которых параметры существенно не зависят от частоты ($\sim 1\%$ от f_{ac0}). Они могут, однако, использоваться для любой частоты, но при этом параметры должны быть измерены именно на этой частоте, и сопротивления и проводимости

должны быть заменены комплексными импедансами и проводимостями.

Входное сопротивление малому сигналу при замкнутом выходе в схеме с общей базой обозначается через $h_i(h_{11})$; коэффициент обратной передачи напряжения при разомкнутом входе — через $h_r(h_{12})$; коэффициент прямой передачи тока — через $h_f(h_{21})$; выходная проводимость при замкнутом входе — через $h_o(h_{22})$. Величина D — детерминант h -матрицы ($D=h_i h_o - h_r h_f$); $M_f = D + h_f - h_r + 1$.

ФОРМУЛЫ ПРЕОБРАЗОВАНИЙ h - И t -ПАРАМЕТРОВ

Сильван

Гибридные или h -параметры имеют преимущества, основанные на специфике характеристик плоскостных транзисторов при малых сигналах. Они совместимы с реальными характеристиками транзисторов и могут быть просто и точно измерены [1].

В табл. 1 даны уравнения, позволяющие вычислить характеристики однокаскадного усилителя непосредственно из соответствующих h -параметров. Табл. 2 позволяет сделать преобразования между величинами T -образной эквивалентной схемы и h -параметрами, измеренными в схемах с общей базой, общим эмиттером и общим коллектором. Даны типичные числовые величины для каждого параметра.

В таблице используются обозначения, недавно принятые Институтом радио-инженеров [2].

Первый индекс обозначает характеристику: i — вход, o — выход, f — прямая передача, r — обратная передача; второй индекс обозначает схему включения: b — общая база, e — общий эмиттер, c — общий коллектор. Соответствующие старые обозначения даны слева в табл. 2.

ЛИТЕРАТУРА

1. Lo A. W., Transistor Electronics, p. 55, Plentice Hall, 1955.
2. Proc. IRE p. 934 (July 1956).

Включение с общей базой

Коэффициент усиления напряжения $\frac{V_{\text{вых.}}}{V_{\text{вх.}}}$	$\frac{-h_i R_L}{h_i + D R_L}$	$\frac{R_L (h_0 R_B - h_f)}{h_i + D R_L + R_B (M + h_0 R_L)}$	$\frac{R_L (h_0 R_B - h_f)}{h_i + D R_L + R_B (M + h_0 R_L + h_0 R_E) + R_E (1 + h_0 R_L)}$
Коэффициент усиления тока $\frac{I_{\text{вых.}}}{I_{\text{вх.}}}$	$\frac{-h_f}{h_0 R_L + 1}$	$\frac{h_0 R_B - h_f}{1 + h_0 (R_B + R_L)}$	$\frac{h_0 R_B - h_f}{1 + h_0 (R_B + R_L)}$
Входное сопротивление $R_{\text{вх.}}$	$\frac{h_i + D R_L}{1 + h_0 R_L}$	$\frac{h_i + D R_L + R_B (M + h_0 R_L)}{1 + h_0 (R_B + R_L)}$	$R_E + \frac{h_i + D R_L + R_B (M + h_0 R_L)}{1 + h_0 (R_B + R_L)}$
Выходное сопротивление $R_{\text{вых.}}$	$\frac{h_i + R_G}{D + h_0 R_G}$	$\frac{h_i + R_G + R_B (M + h_0 R_G)}{D + h_0 (R_B + R_G)}$	$\frac{h_i + R_G + R_E + R_B (M + h_0 (R_G + R_E))}{D + h_0 (R_B + R_E + R_G)}$
Эквивалентная h -матрица	$h_{11} = h_i, \quad h_{12} = h_r, \\ h_{21} = h_f, \quad h_{22} = h_o$	$h_{11} = \frac{h_i + M R_B}{1 + h_0 R_B}, \quad h_{12} = \frac{h_r + M R_B}{1 + h_0 R_B}, \\ h_{21} = \frac{h_f - h_0 R_B}{1 + h_0 R_B}, \quad h_{22} = \frac{h_o}{1 + h_0 R_B}$	$h_{11} = R_E + \frac{h_i + M R_B}{1 + h_0 R_B}, \quad h_{12} = \frac{h_r + h_0 K_B}{1 + h_0 R_B}, \\ h_{21} = \frac{h_f - h_0 R_B}{1 + h_0 R_B}, \quad h_{22} = \frac{h_o}{1 + h_0 R_B}$

Включение с общим эмиттером

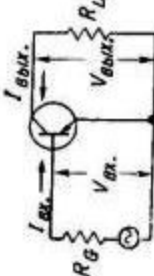
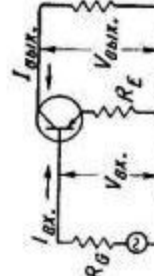

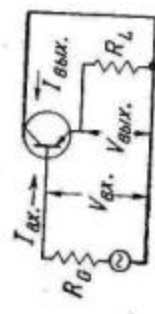
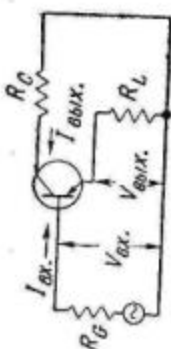
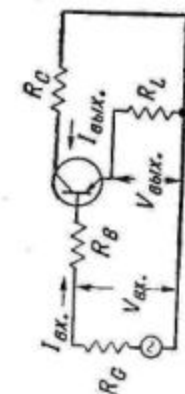
Коэффициент усиления напряжения $\frac{V_{\text{вых.}}}{V_{\text{вх.}}}$	 $\frac{(D + h_f) R_L}{h_i + DR_L}$	 $\frac{(D + h_f + h_0 R_E) R_L}{h_i + DR_L + R_E (1 + h_0 R_L)}$	 $\frac{(D + h_f + h_0 R_E) R_L}{h_i + DR_L + R_E (1 + h_0 R_L)}$
Коэффициент усиления тока $\frac{I_{\text{вых.}}}{I_{\text{вх.}}}$	$\frac{D + h_f}{h_0 R_L + M}$	$\frac{D + h_f + h_0 R_E}{h_0 (R_E + R_L) + M}$	$\frac{D + h_f + h_0 R_E}{h_0 (R_E + R_L) + M}$
Входное сопротивление $R_{\text{вх.}}$	$\frac{DR_L + h_i}{h_0 R_L + M}$	$\frac{DR_L + h_i + R_E (1 + h_0 R_L)}{h_0 (R_E + R_L) + M}$	$R_B + \frac{DR_L + h_i + R_E (1 + h_0 R_L)}{h_0 (R_E + R_L) + M}$
Выходное сопротивление $R_{\text{вых.}}$	$\frac{h_i + MR_E}{D + h_0 R_E}$	$\frac{h_i + MR_E + R_E (1 + h_0 R_E)}{D + h_0 (R_E + R_E)}$	$\frac{h_i + M (R_B + R_E) + R_E (1 + h_0 (R_B + R_E))}{D + h_0 (R_B + R_E + R_E)}$
Эквивалентная h-матрица	$h_{11} = \frac{h_i}{M}, \quad h_{12} = \frac{D - h_r}{M},$ $h_{21} = -\frac{(D + h_f)}{M}, \quad h_{22} = \frac{h_0}{M}$	$h_{11} = \frac{h_i + R_E}{M + h_0 R_E}, \quad h_{12} = \frac{D - h_r + h_0 R_E}{M + h_0 R_E},$ $h_{21} = -\frac{(D + h_f + h_0 R_E)}{M + h_0 R_E}, \quad h_{22} = \frac{h_0}{M + h_0 R_E}$	$h_{11} = R_B + \frac{h_i + R_E}{M + h_0 R_E}, \quad h_{12} = \frac{D - h_r + h_0 R_E}{M + h_0 R_E},$ $h_{21} = -\frac{(D + h_f + h_0 R_E)}{M + h_0 R_E}, \quad h_{22} = \frac{h_0}{M + h_0 R_E}$

Таблица 3

Включение с общим коллектором

Коэффициент усиления напряжения
 $\frac{V_{\text{вых.}}}{V_{\text{вх.}}}$

$$\frac{(1-h_r)R_L}{h_i+R_L}$$

$$\frac{(1-h_r+h_0R_c)R_L}{h_i+R_L(1+h_0R_c)+DR_c}$$

$$\frac{(1-h_r+h_0R_c)R_L}{h_i+DR_c+R_L(1+h_0(R_B+R_c))+R_B(M+h_0R_c)}$$

Коэффициент усиления тока
 $\frac{I_{\text{вых.}}}{I_{\text{вх.}}}$

$$\frac{1-h_r}{h_0R_L+M}$$

$$\frac{1-h_r+h_0R_c}{h_0(R_c+R_L)+M}$$

$$\frac{1-h_r+h_0R_c}{h_0(R_c+R_L)+M}$$

Входное сопротивление $R_{\text{вх.}}$

$$\frac{h_i+R_L}{h_0R_L+M}$$

$$\frac{h_i+R_L+R_c(D+h_0R_L)}{h_0(R_c+R_L)+M}$$

$$R_B+\frac{h_i+R_L+R_c(D+h_0R_L)}{h_0(R_c+R_L)+M}$$

Выходное сопротивление $R_{\text{вых.}}$

$$\frac{h_i+MR_G}{1+h_0R_G}$$

$$\frac{h_i+MR_G+R_c(D+h_0R_G)}{1+h_0(R_c+R_G)}$$

$$\frac{h_i+(M+h_0R_c)(R_B+R_c)+DR_c}{1+h_0(R_B+R_c+R_G)}$$

Эквивалентная h-ма-трица

$$h_{11} = \frac{h_i}{M}, \quad h_{12} = \frac{1+h_i}{M},$$

$$h_{21} = \frac{h_r-1}{M}, \quad h_{22} = \frac{h_0}{M}$$

$$h_{11} = \frac{h_i+DR_c}{M+h_0R_c}, \quad h_{12} = \frac{1+h_i+h_0R_c}{M+h_0R_c}$$

$$h_{21} = \frac{h_r-1-h_0R_c}{M+h_0R_c}, \quad h_{22} = \frac{h_0}{M+h_0R_c}$$

$$h_{11} = R_B + \frac{h_i+DR_c}{M+h_0R_c}, \quad h_{12} = \frac{1+h_i+h_0R_c}{M+h_0R_c}$$

$$h_{21} = \frac{h_r-1-h_0R_c}{M+h_0R_c}, \quad h_{22} = \frac{h_0}{M+h_0R_c}$$

Таблица 1

Характеристики однокаскадного транзисторного усилителя в H -параметрах

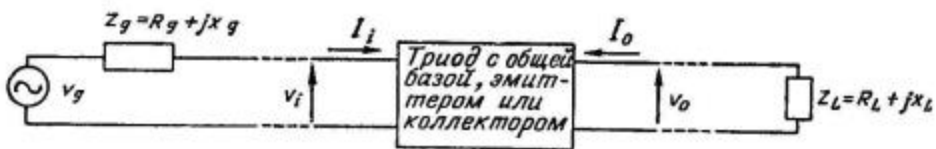
	
Входной импеданс	$Z_i = \frac{v_i}{i_i} = h_i - \frac{h_f h_r Z_L}{1 + h_o Z_L}$
Выходной импеданс	$Z_o = \frac{v_o}{i_o} = \frac{1}{h_o - \frac{h_f h_r}{h_i + Z_g}}$
Коэффициент усиления тока	$A_i = \frac{i_o}{i_i} = \frac{h_f}{1 + h_o Z_L}$
Коэффициент усиления напряжения	$A_v = \frac{v_o}{v_i} = \frac{1}{h_r - \frac{h_i}{Z_L} \left(\frac{1 + h_o Z_L}{h_f} \right)}$
Для $Z_g = R_g$ и $Z_L = R_L$	
Коэффициент усиления мощности $\frac{\text{Мощность в нагрузке}}{\text{Мощность, подводимая к входу транзистора}}$	$G = A_v A_i = \frac{v_o i_o}{v_i i_i} = \frac{\frac{h_f}{1 + h_o R_L}}{h_r - \frac{h_i}{R_L} \left(\frac{1 + h_o R_L}{h_f} \right)}$
Доступный коэффициент усиления мощности $\frac{\text{Мощность в нагрузке}}{\text{Номинальная мощность источника сигнала}}$	$G_{lr} = \frac{4h_f^2 R_g R_L}{[(h_i + R_g)(1 + h_o R_L) - h_f h_r R_L]^2}$
Максимальный коэффициент усиления мощности (при согласовании на выходе и на входе) $\frac{\text{Максимальная выходная мощность}}{\text{Номинальная мощность источника сигнала}}$	$G_{ar} = \frac{h_f^2 R_g}{(h_i + R_g)[h_o(h_i + R_g) - h_f h_r]}$

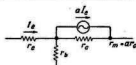
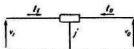
Таблица 2

Формулы точного преобразования h- и t-параметров

$$v_i = h_{ij} i_j + h_{ij} v_o$$

$$i_o = h_{oj} i_j + h_{oj} v_o$$

(j — общий электрод, e, б или c)



Символы		Общий эмиттер	Общая база	Общий коллектор	Эквивалентная T-схема
старые	новые				
h_{11e} $1/y_{11e}$	h_{ie}	2000 Ом	$\frac{h_{ib}}{(1+h_{fb})(1-h_{rb})+h_{ob}h_{ib}}$	h_{ic}	$r_b + \frac{r_e r_c}{r_e + r_c - r_m}$
h_{22e} μ_{oe}	h_{re}	$9,3 \cdot 10^{-4}$	$\frac{-h_{re}(1+h_{fb})+h_{ib}h_{oe}}{(1+h_{fb})(1-h_{rb})+h_{ob}h_{ib}}$	$1-h_{re}$	$\frac{r_e}{r_e + r_c - r_m}$
h_{31e} α_{cb}, β	h_{fe}	49	$\frac{-h_{fb}(1-h_{rb})-h_{ob}h_{ib}}{(1+h_{fb})(1-h_{rb})+h_{ob}h_{ib}}$	$-(1+h_{fc})$	$\frac{r_m - r_e}{r_e + r_c - r_m}$
h_{22e} $1/z_{22e}$	h_{oe}	$33 \cdot 10^{-6}$ мО	$\frac{h_{ob}}{(1+h_{fb})(1-h_{rb})+h_{ob}h_{ib}}$	h_{oc}	$\frac{1}{r_e + r_c - r_m}$
h_{11} $1/y_{11}$	h_{ib}	$\frac{h_{ie}}{(1+h_{fe})(1-h_{re})+h_{ie}h_{oe}}$	40 Ом	$\frac{h_{ic}}{h_{ic}h_{oe}-h_{fc}h_{re}}$	$r_e + (1-\alpha)r_b$
h_{12} μ_{ec}	h_{rb}	$\frac{-h_{re}(1+h_{fe})+h_{ie}h_{oe}}{(1+h_{fe})(1-h_{re})+h_{ie}h_{oe}}$	$4 \cdot 10^{-4}$	$\frac{h_{fc}(1-h_{re})+h_{ic}h_{oe}}{h_{ic}h_{oe}-h_{fc}h_{re}}$	$\frac{r_b}{r_e + r_b}$
h_{21} α_{ce}, α	h_{fb}	$\frac{-h_{fe}(1-h_{re})-h_{ie}h_{oe}}{(1+h_{fe})(1-h_{re})+h_{ie}h_{oe}}$	-0,98	$\frac{h_{rc}(1+h_{fc})-h_{ic}h_{oe}}{h_{ic}h_{oe}-h_{fc}h_{re}}$	-a
h_{22} $1/z_{22}$	h_{ob}	$\frac{h_{oe}}{(1+h_{fe})(1-h_{re})+h_{ie}h_{oe}}$	$0,67 \cdot 10^{-6}$ мО	$\frac{h_{oc}}{h_{ic}h_{oe}-h_{fc}h_{re}}$	$\frac{1}{r_e + r_b}$
h_{31e} $1/y_{31e}$	h_{ic}	h_{ie}	$\frac{h_{ib}}{(1+h_{fb})(1-h_{rb})+h_{ob}h_{ib}}$	2000 Ом	$r_b + \frac{r_e r_c}{r_e + r_c - r_m}$
h_{12} μ_{ec}	h_{re}	$1-h_{re}$	$\frac{1+h_{fb}}{(1+h_{fb})(1-h_{rb})+h_{ob}h_{ib}}$	1,0	$\frac{r_o - r_m}{r_e + r_c - r_m}$
h_{21c} α_{eb}	h_{fc}	$-(1+h_{fe})$	$\frac{h_{rb}-1}{(1+h_{fb})(1-h_{rb})+h_{ob}h_{ib}}$	-50	$-\frac{r_c}{r_e + r_c - r_m}$
h_{22e} $1/z_{22e}$	h_{oc}	h_{oe}	$\frac{h_{ob}}{(1+h_{fb})(1-h_{rb})+h_{ob}h_{ib}}$	$33 \cdot 10^{-6}$ мО	$\frac{1}{r_e + r_c - r_m}$
$a=a$	$\frac{h_{fe}(1-h_{re})+h_{ie}h_{oe}}{(1+h_{fe})(1-h_{re})+h_{ie}h_{oe}}$		$-h_{fb}$	$\frac{h_{ic}h_{oe}-h_{rc}(1+h_{fc})}{h_{ic}h_{oe}-h_{fc}h_{re}}$	$(r_m + r_b)/(r_e + r_b)$ 0,98
$r_c = \frac{r_m}{a}$	$\frac{h_{fc}+1}{h_{oe}}$		$\frac{1-h_{rb}}{h_{ob}}$	$-\frac{h_{fc}}{h_{oe}}$	1,5 Мом
r_e	$\frac{h_{re}}{h_{oe}}$		$h_{ib} - (1+h_{fb}) \frac{h_{rb}}{h_{ob}}$	$\frac{1-h_{re}}{h_{ic}}$	28 Ом
r_b	$h_{ie} - \frac{h_{re}(1+h_{fe})}{h_{oe}}$		$\frac{h_{rb}}{h_{ob}}$	$h_{ic} + \frac{h_{fc}(1-h_{rc})}{h_{oe}}$	600 Ом
a	$\frac{h_{fe}+h_{re}}{1+h_{fe}}$		$\frac{h_{fb}+h_{rb}}{1-h_{rb}}$	$\frac{h_{fc}+h_{rc}}{h_{fc}}$	0,98

НОМОГРАММЫ ДЛЯ РАСЧЕТА ТРАНСФОРМАТОРОВ ЗВУКОВОЙ ЧАСТОТЫ

С. Дж. Свэнт и С. Э. Свэнт

При помощи номограмм легко определяются такие критичные параметры, как напряжение на виток и индуктивность трансформаторов звуковой частоты, применяемых в транзисторных схемах. Последний график позволяет определить сечение провода.

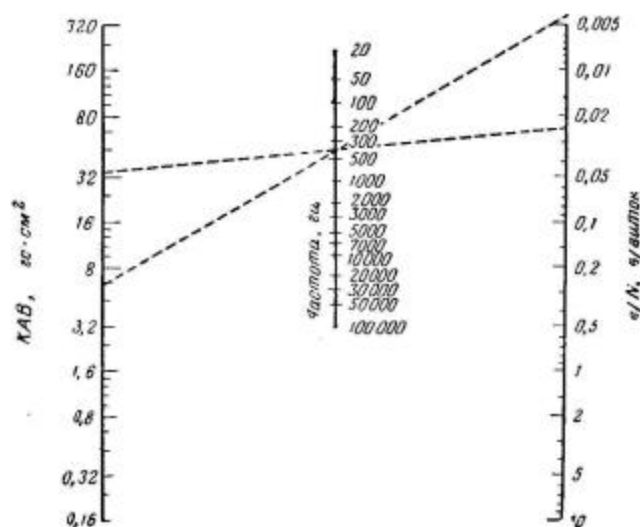
Транзисторы имеют более низкий входной импеданс и более высокий выходной по сравнению с лампами. Поэтому применение трансформаторной связи в цепях звуковой частоты часто бывает более целесообразным, чем $R-C$ -связь. Такой трансформатор занимает объем менее 15 см^3 и весит не более 40 г . Приведенные здесь номограммы упрощают задачу конструирования таких миниатюрных трансформаторов, применяемых в цепях звуковой частоты в схемах с транзисторами.

Витки и площадь сердечника

При синусоидальном изменении потока основное уравнение для расчета трансформатора следующее:

$$e = \frac{N K A B f}{558}, \quad (1)$$

где e — эффективное значение первичного напряжения, N — число витков первичной обмотки,



Ф и г. 1. Номограмма, позволяющая определить число витков на виток миниатюрного трансформатора междукаскадной связи для схем усилителя на транзисторах. Пунктирные линии показывают решение задачи.

K — коэффициент заполнения железа, A — площадь поперечного сечения сердечника (см^2), B — максимальная индукция (кГс) и f — частота (Гц). Выбирая материал сердечника и максимальную индукцию, конструктор должен опре-

делить число витков и площадь сердечника, зная рабочее напряжение и частоту. Коэффициент заполнения железа обычно постоянен и определяется характером укладки листов.

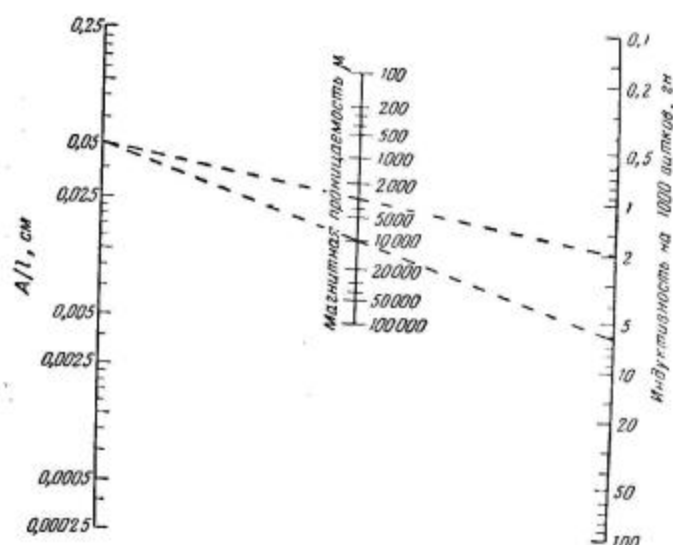
Номограмма, показанная на фиг. 1, которая позволяет определить напряжение на один виток, легко получается, если уравнение (1) переписать:

$$\left(\frac{e}{N}\right) \cdot 558 = (KAB) f. \quad (2)$$

Рабочая частота известна из условий применения трансформатора в схеме. Нам необходимо знать величину KAB . B — максимальная индукция — находится из $B-H$ -характеристики для данного железа, K дается в спецификации железа и A — площадь сечения, которая определяется с учетом объема трансформатора. Итак, зная величины KAB и f , напряжение на виток можно непосредственно находить по номограмме. Частное от деления первичного напряжения на величину e/N дает число витков первичной обмотки.

Намагничивающая индуктивность

■ В усилителе с трансформаторной связью трансформатор (включенный параллельно с выходным сопротивлением транзистора) может



Ф и г. 2. Номограмма для расчета индуктивности трансформатора междукаскадной связи.

оказывать серьезное шунтирующее влияние. У маломощных трансформаторов, работающих на звуковых частотах, наиболее значительным параметром, определяющим эту нагрузку, будет шунтирующая индуктивность L_m , включенная параллельно входу. Она определяется практически следующим соотношением:

$$L_m = \frac{K \cdot 8N^2 A \cdot 10^6 \mu}{l}, \quad (3)$$

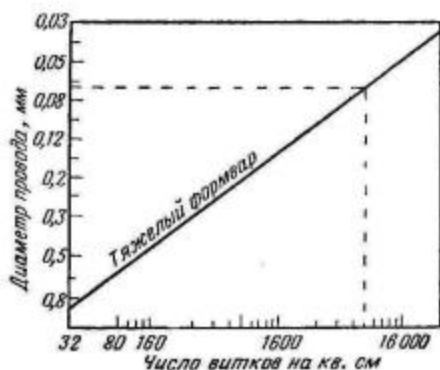
где L_m — индуктивность (гн), μ — дифференциальная магнитная проницаемость материала и l — средняя длина силовой линии (см).

В этом случае также легко составить номограмму для облегчения вычислений при конструировании. Для этого перепишем уравнение (3) следующим образом:

$$L'_m = \frac{A}{l} \mu K \cdot 800, \quad (4)$$

где L'_m — индуктивность на 1000 витков.

Номограмма показана на фиг. 2. Минимально допустимая индуктивность на 1000 витков определяется схемой, в которой применяется трансформатор. Габариты трансформатора, соотноше-



Фиг. 3. График для определения сечения провода.

ние витков и начальная магнитная проницаемость выбираются по номограмме. Сечение провода для определения подходящей площади окна находят из фиг. 3.

Пример применения номограммы

Пусть нужно сконструировать трансформатор для согласования источника 5 ком с нагрузкой 500 ком, причем первичное напряжение 10 в, а вторичное 6,6 в; частота 400 гц; максимальный фазовый сдвиг 10° .

Если пренебречь потерями в трансформаторе, индуктивность при работе от источника с данным импедансом и при фазовом сдвиге 10° будет равна

$$L = \frac{5000}{2\pi \cdot 400 \cdot \operatorname{tg} 10^\circ} = 11,3 \text{ гн.}$$

Для выбранного нами материала $A/l = 0,054$ см, $KA = 0,192$ см², $\mu = 10\,000$ при 7 кс. Величина KAB при этом равна $0,192 \cdot 7 = 1,344$. При этом и при $f = 400$ гц по номограмме находим величину $e/N = 0,023$ в на виток.

Так как первичное напряжение равно 10 в, то число первичных витков будет равно 435. Это число витков дает индуктивность, равную 11,3 гн, в результате чего индуктивность на 1000 витков равна

$$11,3 \cdot \left(\frac{1000}{435}\right)^2 = 59,7 \text{ гн.}$$

Для проверки возьмем на номограмме фиг. 2 величину A/l , равную 0,054, и магнитную проницаемость, равную 10 000. Это дает вместо 59,7 гн 6,3 гн для индуктивности на 1000 витков, т. е. это значит, что нужно взять больше витков. Одна или две прикидки позволяют решить, что первичная обмотка должна иметь 2400 витков. Так как теперь известно, что индуктивность равна 11,3 гн на 2400 витков, то на 1000 витков это составит 1,96 гн. При A/l , равном 0,054, проницаемость будет равна всего 3000. Из фиг. 1 при e/N , равном $10/2400 = 0,00417$, и частоте 400 гц KAB равно 0,231. Тогда индукция B будет $0,231/0,192 = 1,19$ кс.

Характеристика материала показывает, что при такой индукции магнитная проницаемость равна 400, т. е. индуктивность 11,3 гн легко достижима.

Теперь можно определить вторичные витки: $W_2 = 0,66 \cdot 2400 = 1580$. Общее число витков равно 3980. Площадь окна для выбранного материала равна 0,514 см², что дает 7758 витков на 1 см². Из фиг. 3 можно найти подходящий провод.

Таким образом, все величины, необходимые для конструирования трансформатора, найдены.

Номограммы в данном случае выполняют простое умножение, поэтому может показаться, что они не представляют интереса. Однако конструктор трансформаторов может использовать различные комбинации параметров в зависимости от требований к трансформатору, типа сердечника и сечения провода, так чтобы при этом удовлетворялись все уравнения. Практика показывает, что при помощи номограмм эта работа сильно упрощается и ускоряется.

ПРИМЕНЕНИЕ ТРАНЗИСТОРНЫХ ДИОДОВ ЭМИТТЕР—БАЗА ДЛЯ КОРРЕКЦИИ ХАРАКТЕРИСТИК ДИОДНОГО МОДУЛЯТОРА

Гилл

Переход эмиттер — база транзистора имеет характеристики, сходные с характеристиками обычного диода. Переменное сопротивление, включенное между коллектором и базой транзистора, работающего диодом, меняет эти характеристики и позволяет получить одинаковые характеристики двух таких диодов.

Различие характеристик пары диодов в модуляторе или демодуляторе значительно ухудшает порог чувствительности и линейность.

Трудности подбора обычных диодов с одинаковыми характеристиками устраняются посредством применения эмиттерных диодов транзисторов. Коррекция достигается изменением сопротивления, включенного между коллектором и базой транзистора, работающего диодом. Поскольку здесь не нужны активные элементы, в качестве таких диодов можно использовать бракованные транзисторы.

Управление

Диод эмиттер — база транзистора имеет характеристики, сходные с характеристиками обычного диода, сделанного из того же материала и имеющего те же размеры. Прямое и обратное сопротивления транзисторного диода

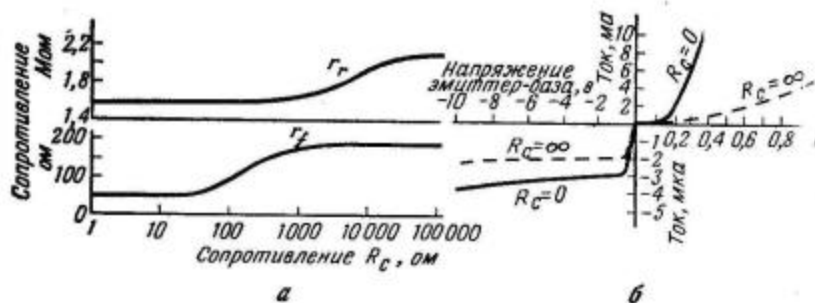
Изменение сопротивления

Наибольшее изменение r_f получается, когда R_c меняется от 50 до 500 ом, а наибольшее изменение r_r имеет место, когда R_c меняется от 1 до 50 ком. Следовательно, при изменении r_f , r_c почти не меняется, и наоборот. Изменение R_c вращает характеристики диода вокруг начала координат в плоскости $V-I$.

Зависимость r_f при $I=5$ ма и r_r при $V=-6$ в как функции R_c для транзистора 2N131 показана на фиг. 1, а. Вольтамперные характеристики этого же транзисторного диода при R_c , равном 0 и ∞ , показаны на фиг. 1, б.

Характеристики

Схема, при помощи которой можно оценить совпадение характеристик транзисторных диодов, показана на фиг. 2. Поскольку сопротивления 10 ком можно считать достаточно точными,



Фиг. 1. Прямое и обратное сопротивления транзисторного диода как функции переменного сопротивления R_c (а). Изменение R_c вращает характеристики вокруг начала координат (б).

понижаются, когда коллектор закорочен с базой, и повышаются, когда коллектор разомкнут.

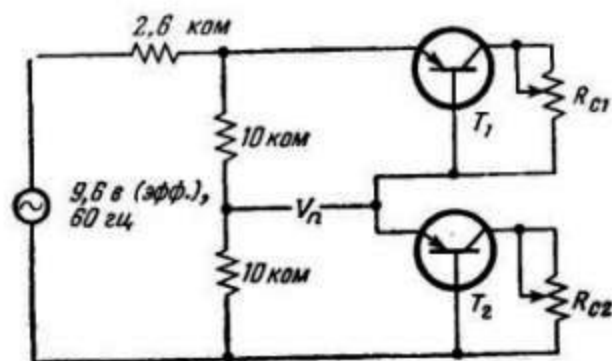
Эксперименты, проведенные с германиевым транзистором звуковой частоты типа 2N131, показывают, что при включении переменного сопротивления R_c между базой и коллектором можно добиться изменения характеристик диода эмиттер — база.

Изменение R_c от 0 до ∞ увеличивает прямое сопротивление r_f в 2,6 раза и обратное сопротивление r_r в 1,5 раза.

напряжение V_n выражает расхождение характеристик обоих диодов. Источник напряжения и импеданс выбираются такими, чтобы сделать амплитудный прямой ток через диоды равным 5 ма, а амплитудное обратное напряжение на них около 12 в.

Компоненты

Пара транзисторов T_1 и T_2 типа 2N131 имеет следующие характеристики: $40 < r_{f1} < 110$ ом;



Ф и г. 2. Согласование транзисторных диодов посредством включения R_c между коллектором и базой.

$1,6 < r_{r1} < 2,2 \text{ Мом}$; $44 < r_{j2} < 120 \text{ ом}$; $1,8 < < r_{r2} < 3 \text{ Мом}$.

Совпадение характеристик осуществляется путем изменения r_{r1} и r_{j2} при помощи сопротивлений 50 кОм соответственно.

При $R_{c1} = R_{c2} = \infty$ $V_n = 1,1 \text{ в}$ (междупиковых). При $R_{c1} = R_{c2} = 0$ $V_n = 1 \text{ в}$ (междупиковых). При $R_{c1} = 10 \text{ кОм}$ и $R_{c2} = 300 \text{ ом}$ минимальное напряжение V_n равно 0,1 в (междупиковых), т. е. степень совпадения характеристик улучшается в 10 раз.

Когда первоначальное различие характеристик более ярко выражено, улучшение, вносимое данным методом коррекции, больше.

ТЕМПЕРАТУРНАЯ КОМПЕНСАЦИЯ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ ТЕРМИСТОРАМИ

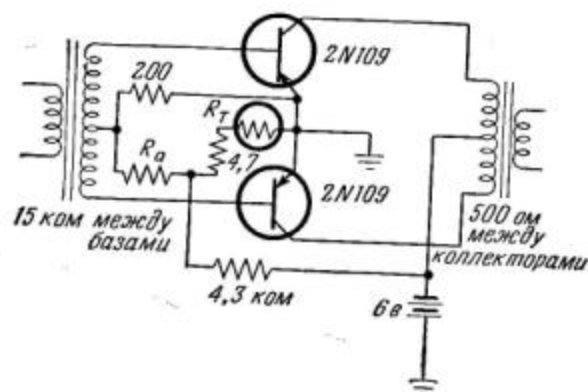
Уиллер

Температурная компенсация двухтактных усилителей, работающих в классе В, необходима для уменьшения искажений и предотвращения ползучести характеристик. Описаны типовые схемы компенсации с термисторами и даны уравнения для подсчета величин компонентов и ограничений при использовании двух типов материалов для термисторов. Требуемое линейное уменьшение смещения при повышении окружающей температуры приближенно достигается посредством расчета.

Полупроводниковые двухтактные выходные каскады, работающие в классе В, обычно используются в схеме с общим эмиттером, так как это позволяет получить большой коэффициент усиления мощности и экономить потребление от батареи.

Метод расчета

Схема, в которой используется термисторная компенсация, показана на фиг. 1. Последова-



Фиг. 1. Схема двухтактного усилителя, работающего в классе В.

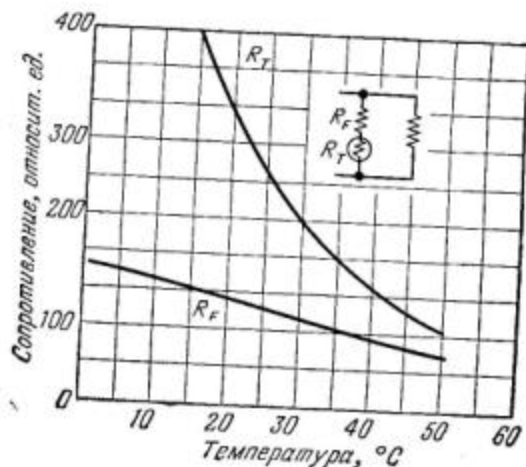
тельное и параллельное сопротивления используются для того, чтобы форма кривой смещения имела требуемую температурную зависимость.

Термисторное смещение должно обеспечить для сплавных триодов приближение к желаемому изменению порядка $2,5 \text{ мВ}$ на 1°C .

Поскольку изменение сопротивления термистора с температурой близко к экспоненциально-

му, применяя соответствующие цепи можно добиться такого изменения.

На фиг. 2 показано сравнение между сопротивлением термистора в зависимости от температуры и сопротивлением термисторной цепи, состоящей из последовательного и параллельного сопротивлений, подобранных таким образом, чтобы добиться изменения сопротивления этой цепи, близкого к линейному.



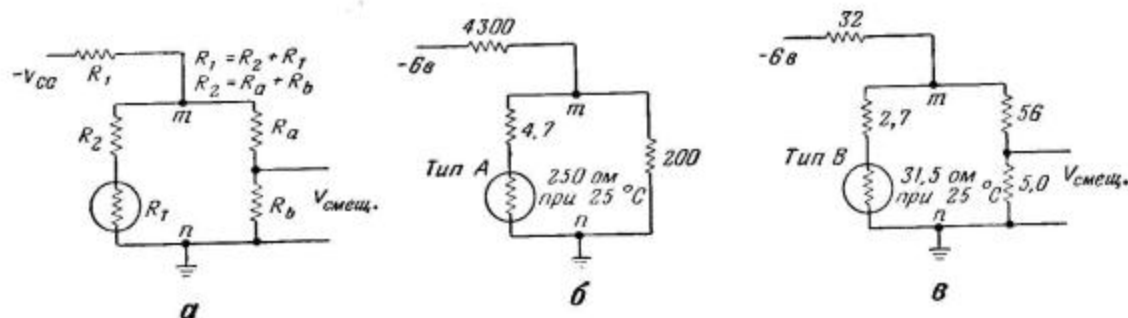
Фиг. 2. Формирование температурной характеристики термисторной цепи.

Условия компенсации

В схеме, показанной на фиг. 3, а, напряжение смещения представляет собой разность потенциалов постоянного тока $V_{тп}$ между точками m и n , уменьшающуюся с увеличением темпера-

туры благодаря снижению сопротивления термистора R_T . Сопротивление R_2 должно быть равно определенной части сопротивления термистора при комнатной температуре (25°C), чтобы результирующая кривая укладывалась на выбранные точки.

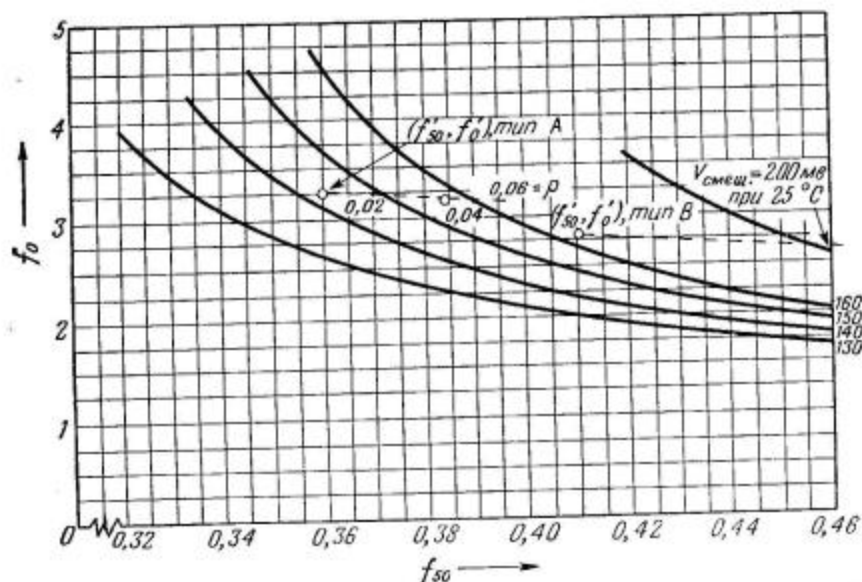
ния сопротивления термисторной ветви цепи смещения, показанной на фиг. 3, а. Коэффициент f_{50} равен отношению сопротивления этой ветви при 50°C к сопротивлению ветви при 25°C ; f_0 равен отношению сопротивлений той же ветви при 0 и 25°C .



Ф и г. 3. Обобщенная схема смещения (а), схема смещения при $R_a=0$ (б) и схема смещения при R_a , отличном от нуля (в).

Для этого используются три точки: 0, 25 и 50°C . Относительная величина R_2 по сравнению с сопротивлением термистора при 25°C зависит от типа материала термистора и может

Для выбранного при комнатной температуре смещения любая из точек (f_0 , f_{50}) укладывается на соответствующую кривую, что позволяет осуществить температурную компенсацию.



Ф и г. 4. Необходимые условия для трех реперных точек: 0, 25 и 50°C .

Кривые, построенные на основе требуемого наклона $-2,5 \text{ мВ/град}$.

быть определена при помощи вычислений, основанных на кривых фиг. 4.

Нелинейные кривые на фиг. 4 определяют условия компенсации для выбранных температурных точек при различных величинах смещения при комнатной температуре. Коэффициенты f_0 и f_{50} представляют собой относительные измене-

Соотношение, по которому вычисляют приведенные кривые, может быть представлено в виде

$$f_0 = \frac{f_{50}(k_1 - 1)}{(k_2 - 1) + f_{50}(k_1 - k_2)},$$

где k_1 — отношение требуемого напряжения смещения при 25°C к требуемому при 50°C , а k_2 —

отношение требуемого напряжения смещения при 25°С к требуемому при 0°С.

Ограничения, зависящие от материала термистора

Пунктирные линии на фиг. 4 показывают изменения, которых можно достигнуть в точках (f_{50} , f_0) при увеличении R_2 от нуля до некоторого максимального значения для двух типов термисторного материала. Для R_2 , равного нулю, точка (f'_0 , f'_{50}) зависит от температурного коэффициента выбранного материала термистора. Наклон линии определяется соотношением

$$m = \frac{f'_0 - 1}{1 - f'_{50}}. \quad (1)$$

Отношение R_2 к сопротивлению термистора при 25°С, когда R_2 увеличивается, обозначим через p . Величины p выделены на пунктирной линии, относящейся к материалу А. Точка пересечения пунктирной линии на фиг. 4 со сплошной определяет нужную величину сопротивления R_2 , выраженную через p . Значение p в точке пересечения выражается уравнением

$$p = \frac{f'_{50} - f_{50}}{f_{50} - 1}. \quad (2)$$

Выбор материала термистора определяется кривыми фиг. 4. Если точка (f'_0 , f'_{50}) лежит справа от требуемой кривой смещения, то необходимо отрицательное значение R_2 . Поэтому нужно выбрать материал так, чтобы точка (f'_0 , f'_{50}) лежала слева от требуемой кривой смещения или совпадала с ней, только при этом можно получить осуществимые значения R_2 .

Ограничения, вносимые R_a и R_b

Когда R_a в схеме фиг. 3, а равно нулю, то

$$R_b = \frac{V_{cc} R_3}{V_{cc} k_1 - V_{B25} (k_1 + 1)}, \quad (3)$$

где V_{cc} — напряжение питания коллектора, V_{B25} — напряжение смещения при 25°С, $R_3 = R_2 + R_T$ при 25°С и

$$K_1 = \frac{1 - k_1 f_{50}}{f_{50} (k_1 - 1)}, \quad (4)$$

где k_1 — отношение необходимого напряжения смещения при 25°С к необходимому напряжению смещения при 50°С и f_{50} — отношение R_3 при 50°С к R_3 при 25°С.

Поскольку в уравнении R_b не зависит от R_1 , то R_b может быть сразу определено, как только будет выбран термистор и вычислено R_2 . В первом приближении величина сопротивления термистора при 25°С должна быть почти вдвое больше требуемого сопротивления цепи смещения между базой и эмиттером при 25°С.

Расчет

Величина R_1 может быть вычислена из уравнения

$$R_1 = \left(\frac{V_{cc}}{V_{B25}} - 1 \right) \frac{R_3 R_b}{R_3 + R_b}. \quad (5)$$

Это вычисление представляет собой последний этап в определении параметров цепи смещения при $R_a = 0$.

Когда R_a отлично от нуля, то для получения осуществимой величины R_a должно выполняться неравенство

$$R_1 \leq \frac{1}{4} \frac{K_1^2}{K_1 + 1} \frac{V_{cc}}{V_{B25}} R_b. \quad (6)$$

Поскольку это неравенство можно удовлетворить выбором подходящих величин сопротивления термистора R_2 и R_b , то величина R_a может быть определена из соотношения

$$R_2 = \frac{1}{2} [R_b (NK_1 - R_2) + \sqrt{(NK_1 R_b)^2 - (4NR_b R_3)^2}], \quad (7)$$

где

$$N = \frac{V_{cc}}{V_{B25} (1 + K_1)}. \quad (8)$$

Величина R_1 определяется следующим образом:

$$R_1 = \frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4} \left(\frac{V_{cc}}{V_{B25}} \frac{R_b}{R_4} - 1 \right), \quad (9)$$

где

$$R_4 = R_a + R_b. \quad (10)$$

Выбор термистора

Когда R_a равно нулю, сопротивление термистора при 25°С должно выбираться так, чтобы параллельное соединение сопротивлений R_3 и R_b было достаточно мало, чтобы избежать излишних потерь мощности на входе, но одновременно было бы достаточно велико, чтобы избежать заметного сокращения срока службы батареек.

В первом приближении сопротивление термистора при 25°С выбирается равным приблизительно удвоенному значению требуемого сопротивления база — эмиттер цепи смещения.

Когда R_a не равно нулю и достаточно велико, сопротивление между зажимами базы и эмиттера почти равно R_b . Сопротивление термистора в этом случае зависит от неравенства (6).

В любом случае тип материала термистора зависит от величины необходимого напряжения эмиттер — база при 25°С. Различным типам термисторного материала соответствуют различ-

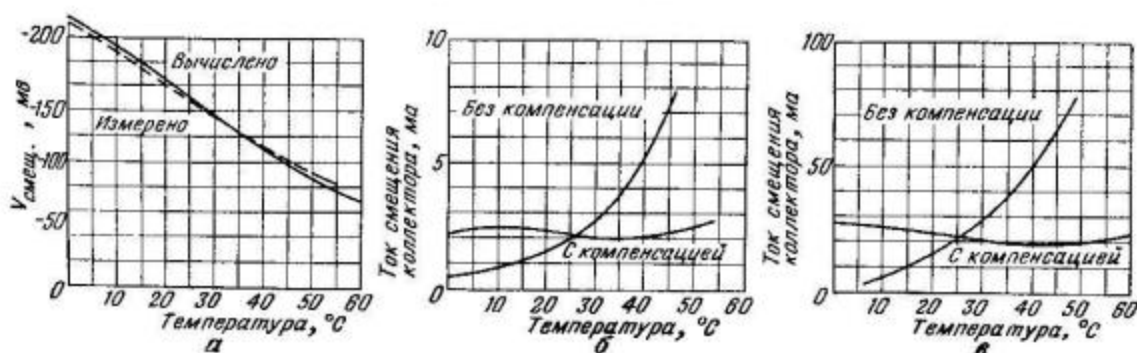
ные их температурные зависимости сопротивления и поэтому дают различные точки, соответствующие величинам f'_{50} , f'_0 на фиг. 4.

В качестве примера для показа типичных температурных характеристик сопротивления применялись термисторные материалы типов А и В.

В результате окончательного расчета ток термистора должен быть достаточно мал, чтобы не вызвать саморазогрева, иначе полученное смещение будет меньше вычисленного, а опорные точки сместятся.

Применение

Применение этого метода смещения для транзистора 2N109 при напряжении питания 6 в и R_a , равном нулю, иллюстрируется на фиг. 3, б.



Фиг. 5. Смещение (а), температурная характеристика смещения коллектора при $R_a=0$ (б), температурная характеристика смещения коллектора при R_a , отличном от нуля (в).

Для транзистора 2N109 необходимо напряжение смещения база — эмиттер 150 мв при токе холостого хода 2 ма. Во избежание потери мощности на входе и истощения батареи сопротивление между эмиттером и базой должно быть порядка 100 ом.

Так как точка f'_0 , f'_{50} (3,3; 0,36) для термисторного материала типа А лежит слева от кривой, соответствующей смещению 150 мв, как показано на фиг. 4, прямая пунктирная линия с наклоном m должна быть проведена из этой точки до пересечения с кривой 150 мв. Из уравнения (1) наклон прямой m равен $-3,59$. Величины f'_{50} и f'_0 могут быть взяты из опубликованных характеристик термисторов. Пересечение пунктирной прямой с кривой дает для материала типа А точку $f_0 = 3,25$, $f_{50} = 0,3725$. Из уравнения (2) величина ρ равна 0,02.

Пример

Если выбран термистор с сопротивлением 250 ом при 25° С, сопротивление $R_2 = 0,02 \times 250 = 5$ ом. В качестве ближайшего номинала

выбирается 4,7 ом. Величина f_{50} в этом случае равна

$$f_{50} = \frac{R_{T50} + R_2}{R_{T25} + R_2} = 0,371.$$

Величина k_1 определяется следующим образом: $k_1 = V_{B25}/V_{B50} = 1,714$; тогда из уравнения (4) $K_1 = 1,37$.

Величина R_b , определяемая из уравнения (3), равна 194. Заметим, что V_B при температуре T° С равно V_B при 25° С $-\Delta T$ (2,5 мв/град), где $\Delta T = -25^\circ \text{C} + T$.

Величина R_b выбрана равной 200 ом; отсюда величина R_1 , вычисляемая по уравнению (5), равна 4,3 ком.

На фиг. 5, а показаны вычисленное и измеренное смещение как функции температуры, на фиг. 5, б — экспериментальные данные

температурной зависимости коллекторного тока триода 2N109.

Метод

На фиг. 3, в приведен метод проектирования, когда R_a не равно нулю. Для сведения к минимуму искажений требуется смещение 200 мв. Поскольку используемые в этом случае транзисторы имеют малый входной импеданс, сопротивление смещения между базой и эмиттером должно приблизительно равняться 5 ом. Из фиг. 4 видно, что можно использовать любой материал (типа А или В), так как кривые для обоих типов начинаются в точках, находящихся слева от кривой смещения, соответствующей 200 мв.

Должен быть взят материал типа В, поскольку он позволяет использовать меньшие величины сопротивлений. Пунктирная линия, проведенная из точки f'_{50} , f'_0 для материала типа В имеет наклон $m = -3,085$ [из уравнения (1)].

Пересечение этой линии с линией смещения 200 мв дает точку $f_{50} = 0,4556$ и $f_0 = 2,68$.

Величина p в этом случае, вычисляемая из уравнения (2), равна 0,0847.

Коэффициент k_1 равен 1,4546, отсюда $K_1 = 1,62$. Сопротивление R_3 выбрано так, чтобы удовлетворить неравенству (6), и равно $7,52R_b$. Если $R_b = 5$ ом, то $R_3 \leq 37,6$ ом.

Величины сопротивлений

Подходящее значение сопротивления термистора при 25°C равно 31,5 ом. Возможны и меньшие значения, однако они нежелательны, так как обуславливают большой ток смещения.

Величина R_2 , вычисленная из соотношения $R_2 = pR_{T25}$, равна 2,7 ом, тогда

$$R_3 = R_2 + R_{T25} = 2,7 + 31,5 = 34,2 \text{ ом.}$$

Величина N , определяемая уравнением (8), равна 11,46, а величина R_a , определяемая уравнением (7), равна 56 ом.

Величина R_4 , вычисленная из уравнения (10), равна 61 ом, откуда R_1 из уравнения (9) равно 32 ом.

На фиг. 5, в показано влияние компенсации экспериментального мощного триода при помощи цепи смещения, изображенной на фиг. 3, в.

КОМПЕНСИРОВАННЫЕ УСИЛИТЕЛИ ПРОМЕЖУТОЧНОЙ ЧАСТОТЫ НА 1 МГц

Гордон

Результаты испытаний усилителей промежуточной частоты на 1 МГц с использованием кремниевых транзисторов показывают, что они чувствительны к температуре и нуждаются в компенсации. Здесь описаны влияния рассогласования импедансов, применения обратной связи и термисторной компенсации в схеме с общим эмиттером при температурах от 20 до 100°C .

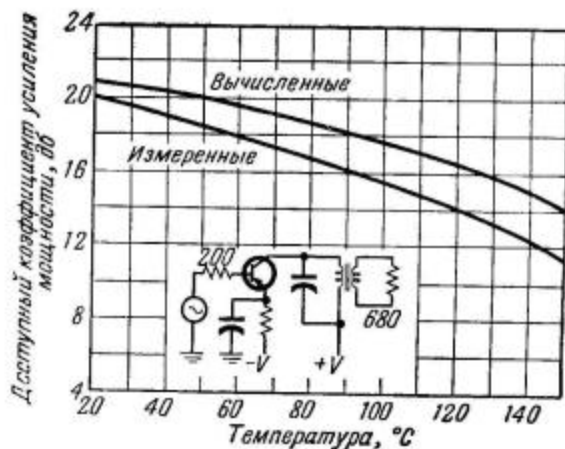
Применение кремниевых транзисторов позволяет избавиться от большого числа проблем, которые возникают в связи с температурой в схемах, где используются германиевые триоды. Кремниевые транзисторы работают до температур 150°C , и так как кремний лучше противостоит повышенной температуре, чем германий, то изменения температуры оказывают меньшее влияние на их характеристики.

Во многих случаях этих природных свойств оказывается достаточно. Однако, когда кремниевые транзисторы применяются в усилителях высокой и промежуточной частоты, коэффициент усиления заметно падает с повышением температуры. Это снижение коэффициента усиления было неожиданным, поскольку в низкочастотных широкополосных $R-C$ -усилителях оно никогда не наблюдалось.

Температурная компенсация

Было проанализировано изменение коэффициента усиления с изменением температуры в некомпенсированном усилителе. Кривые на фиг. 1 показывают расхождение между вычисленным и измеренным изменениями коэффициента усиления с температурой. Тот факт, что измеренное значение коэффициента усиления меньше вычисленного, можно объяснить либо поте-

рями в выходном трансформаторе, либо неточностями при определении начальных условий уравнений, позволяющих вычислить коэффициент



Фиг. 1. Вычисленные и измеренные зависимости коэффициента усиления от температуры.

усиления. Рабочая частота в обоих случаях была равна 1 МГц. Можно было выполнить полный анализ, включая технику температурной компенсации, однако из-за сложности расчетных соотношений и большой затраты времени на анализ каждого вида компенсации метод расчета

был отвергнут и было решено получить необходимые результаты экспериментально.

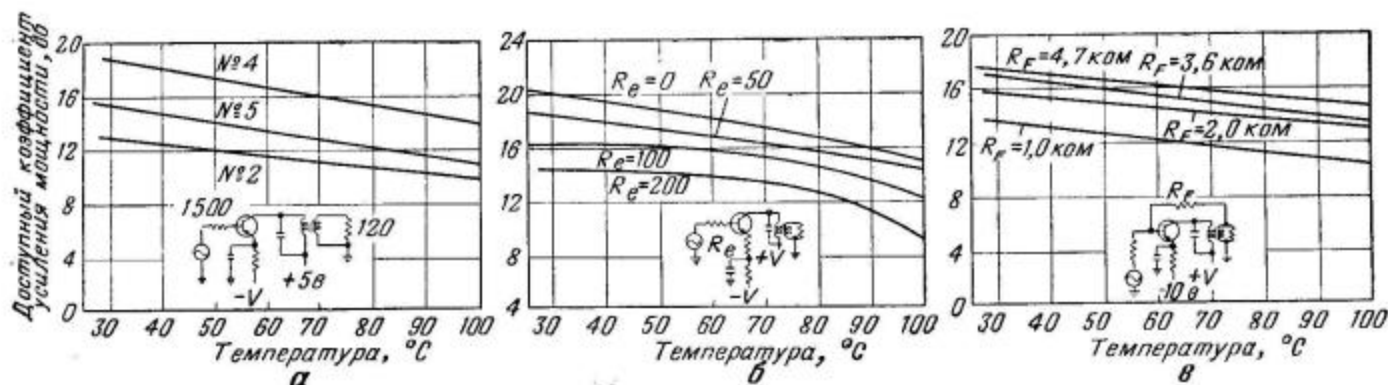
Существуют три основных метода температурной компенсации: рассогласование импедансов, применение обратной связи и использование термисторов. Работа велась в температурном диапазоне от 25 до 100°С, однако достигнутые здесь результаты могут быть распространены и на более низкие температуры. Основной задачей было получение необходимой температурной компенсации с минимальной потерей коэффициента усиления.

Рассогласование импедансов

Входной импеданс усилителя с общим эмиттером на частоте 1 МГц при нормальной температуре составляет около 200 ом, а выходной

Кривые, полученные в результате применения отрицательной обратной связи в цепи эмиттера, показаны на фиг. 2, б; кривые, полученные в результате применения отрицательной обратной связи с коллектора на базу, показаны на фиг. 2, в. Входное и выходное согласующие сопротивления в каждом случае специально подбирались так, чтобы добиться согласования перед каждым изменением температуры. Из кривых фиг. 2 следует, что применение обоих типов обратной связи не дает существенного улучшения температурных характеристик.

Хотя обратная связь не дает ожидаемых результатов, однако ясно, что наиболее важными параметрами в уравнениях, описывающих обратную связь в полупроводниковых усилителях, являются входной импеданс и коэффициент усиления. Поскольку эти параметры меняются



Фиг. 2. Влияние компенсации посредством рассогласования импедансов (а), применения эмиттерной обратной связи (б) и применения отрицательной обратной связи (в) в узкополосном усилительном каскаде, собранном по схеме с общим эмиттером. Номера транзисторов, испытывающихся в схеме, соответствуют номерам кривых.

импеданс при нормальных условиях — около 1,5 ком. При нагреве транзистора входной импеданс начинает увеличиваться, а выходной уменьшаться. Чтобы скомпенсировать влияние этих изменений импедансов используем рассогласование; для этого последовательно со входом включается сопротивление 1,5 ком, которое примерно в 8 раз больше входного. Выходная нагрузка, равная 120 ом, включается через трансформатор с коэффициентом трансформации 8:5. Кривые, полученные при использовании этих величин, показаны на фиг. 2, а. Поскольку улучшение весьма мало или вообще незаметно и поскольку рассогласование вызывает большие потери мощности, этот метод температурной компенсации нельзя считать удовлетворительным.

Были исследованы два типа обратных связей. Первая — это сопротивление не зашунтированное емкостью, включенное в цепь эмиттера. Вторая — связь между коллектором и базой.

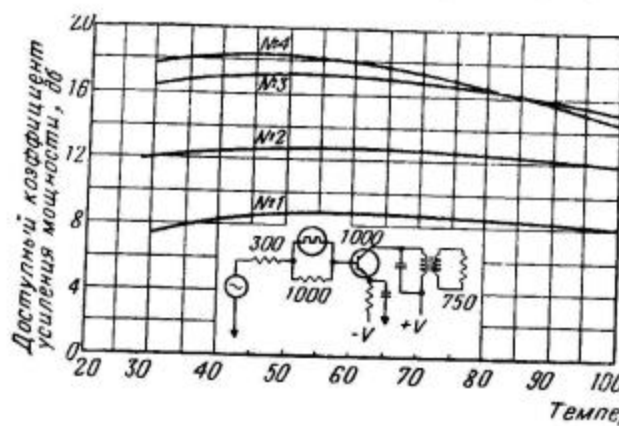
с температурой, обратная связь не вносит ожидаемых улучшений.

Термисторы

Применялись два типа температурной компенсации с использованием термисторов. Первый метод состоит в том, что термистор включается последовательно со входом и ослабляет входной сигнал на низких температурах сильнее, чем на высоких. По второму методу термистор включается последовательно с эмиттером, чтобы менять рабочую точку постоянного тока с температурой.

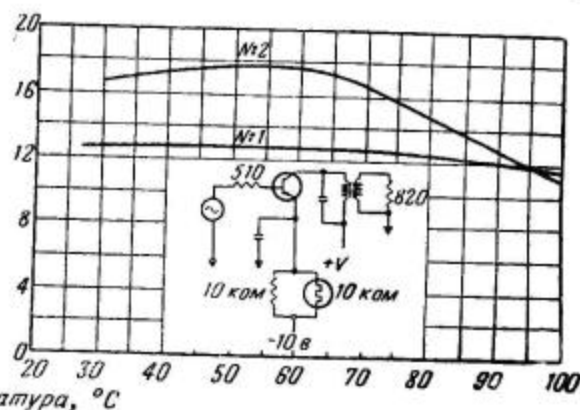
Результаты применения первого типа компенсации показаны на фиг. 3, а. Если входная цепь, составленная из термистора и сопротивления, подобрана так, что усилитель согласован при высоких температурах, а при низких температурах входной сигнал ослабляется, чтобы выходная мощность была одинаковой, то

кривая зависимости коэффициента усиления от температуры будет сравнительно плоской. Потеря коэффициента усиления будет равна разности коэффициентов усиления на высокой и низкой температурах. Коэффициент доступного усиления мощности, показанный на фиг. 3, а,



шается и, таким образом, увеличивается коэффициент усиления.

Этот метод имеет то преимущество, что увеличение входного импеданса, вызванное повышением температуры, компенсируется увеличением эмиттерного тока. Это увеличение стремится



Ф и г. 3. Результаты компенсации при помощи термисторов во входной цепи (а) и в эмиттерной цепи (б). Кривые показывают стабильность в данном температурном диапазоне.

измерялся после согласования при наиболее высокой температуре, что дает величину R_{σ} , равную 400 ом.

Результаты применения второго типа компенсации показаны на фиг. 3, б. Если эмиттерный ток транзистора увеличивается от малой величины до среднего значения, β транзистора повы-

позитить входной импеданс. Оба типа компенсации при помощи термисторов требуют подбора, чтобы согласовать характеристики термистора с транзистором. В случае, показанном на фиг. 3, а, когда применялся только один тип компенсации, получены хорошие результаты при весьма малых потерях коэффициента усиления.

СПЛАВНЫЕ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ТЕТРОДЫ В ВЫСОКОЧАСТОТНЫХ СХЕМАХ

Бекер

Приложение к германиевому транзистору типа $p-n-p$ — поперечного смещения при помощи второго базового вывода увеличивает коэффициент усиления мощности на промежуточных и высоких частотах. Дается устройство, конструкция и оценка свойств тетроды, а также его применение в телевизионном приемнике, импульсном усилителе и схемах генераторов.

Ограниченные частотные характеристики плоскостных транзисторов мешают их широкому применению в диапазоне высоких частот. В настоящее время имеется несколько типов полупроводниковых приборов с улучшенной частотной характеристикой. Полупроводниковые тетроды разрабатываются специально для работы на частотах до 100 МГц. Получены отдельные типы, дающие частоту генерации до 1000 МГц.

В настоящей статье дается описание конструкции, техники изготовления, а также оцен-

ка свойств и применение одного из типов тетродов [1].

Конструкция

Тетрод изготавливается из германия, который содержит донорные и акцепторные примеси, добавляемые в определенных количествах в расплав монокристалла. Монокристаллу придается форма бруска 0,5×0,5 мм поперечного сечения и 3 мм длиной.

После резки бруски очищаются и автоматически помещаются в печь, причем контролируются необходимые атмосферные и тепловые условия и время.

В бруске предварительно имеется известное количество примеси, которую можно выделить при определенных контролируемых условиях. Когда расплавленная часть бруска затвердевает, выделяется большая часть акцепторной примеси и создается таким образом база p -типа. Ширина этой базы может меняться в значительных пределах в зависимости от доли примесных атомов, от рода вещества, условий нагрева и охлаждения.

Этот процесс, называемый «выплавлением», тщательно программируется, чтобы обеспечить создание баз шириной до 12,5 мк, что уже дает возможность успешно работать на высоких частотах. Каждый брусок очищается и перед дальнейшей обработкой проверяется для выяснения его высокочастотных возможностей.

Монтаж образца

Для монтажа бруска готовится оправка, в которую ввариваются держатели и выводы. Прошедшие термообработку бруски присоединяются к выводам оправки и затем подвергаются действию повышенной температуры в инертной атмосфере. После установки в оправку бруски подвергаются травлению, затем образцы тщательно промываются и сушатся.

База и концевые выводы должны образовывать хорошие омические контакты с соответствующими поверхностями. Плохой эмиттерный контакт, например, может значительно снизить отношение выходного импеданса к входному и уменьшить коэффициент усиления. При присоединении выводов к базовой области важно иметь не только хороший омический контакт, но и как можно меньшее перекрытие коллектора с эмиттером. Первая, т. е. активная, база тетрода должна присоединяться так, чтобы ее внутренняя область во всей ее глубине имела вывод с хорошим омическим контактом и минимальным перекрытием. Отсутствие хорошего контакта или малая площадь контакта увеличивают базовое сопротивление.

Эмиттерная емкость перекрытия $C_{\text{еб}}$ на высоких частотах может шунтировать вход прибора и тем самым снижать α . Дополнительная коллекторная емкость, получающаяся в результате перекрытия, также снижает коэффициент усиления, однако ее влияние не столь значительно по сравнению с емкостью перекрытия. Еще одно вредное влияние перекрытия заключается в снижении граничного пробивного напряжения.

На известных частотах h_{11} может быть индуктивным, что в некоторых случаях может сделать $\alpha > 1$, так как на входе собственно транзистора образуется резонансная цепь с низкой добротностью Q [2].

Второй базовый вывод (вывод смещения тетрода) должен иметь характеристики, аналогичные характеристикам активной базы, однако это требование не критично. Эффект от увеличения сопротивления контакта может быть в некоторых случаях скомпенсирован увеличением напряжения смещения, но коллекторное пробивное напряжение должно превышать сумму напряжения поперечного смещения и напряжения обратного смещения. Емкость перекрытия, если она не будет устранена, может существенно испортить высокочастотные параметры.

После того как два базовых вывода присоединены к бруску, остальные концы привариваются к выводам держателя. Обработка поверхности состоит из двух операций: окончательного травления и стабилизации поверхности. Затем тетрод закрывается чашеобразным корпусом в сухой очищенной инертной атмосфере. Колба затем приваривается к держателю, образуя таким образом герметически запаянный баллон. Выводы держателя отстоят от центра на 2,5 мм, что позволяет легко приспособить прибор для использования в схемах с печатным монтажом. Дополнительный вывод служит для заземления, когда прибор работает на высоких частотах.

Оценка свойств тетрода

Был измерен ряд характеристик прибора. Полученные данные нельзя еще считать окончательными, однако все образцы работали при одних и тех же смещениях и могли быть легко заменены один другим. В то время как из общих требований необходимо получить коэффициент усиления мощности 10 дБ на частоте 30 МГц с полосой пропускания 2 МГц, в схеме, аналогичной фиг. 1, данный прибор легко дает лучшие характеристики. Как показано на фиг. 2, средний коэффициент усиления мощности в схеме с общей базой на частоте 30 МГц и при полосе пропускания 2 МГц составляет от 15 до 20 дБ, причем у некоторого числа образцов коэффициент усиления достигает 30 дБ. Коэффициент усиления мощности в схеме с общим эмиттером на низких частотах превышает коэффициент усиления мощности в схеме с общей базой, последний с повышением частоты становится сравнимым и на частотах 10—20 МГц уже превышает коэффициент усиления мощности в схеме с общим эмиттером.

Полезное усиление мощности может быть получено на частотах до и свыше 60 МГц. Если не накладывать того ограничения, что полоса пропускания должна быть равной 2 МГц, те образцы, которые давали коэффициент усиления

на высоких, но и на средних частотах. В диапазоне от 455 кГц до 30 МГц коэффициент усиления увеличивается больше чем на 10 дБ.

Параметры

Гибридные параметры тетрода измерялись на частотах до 50 МГц. Поскольку параметры на высоких частотах комплексные, все величины представлены в форме $R + jx$ или $|Z| e^{j\theta}$.

На 30 МГц входной импеданс h_{11} имеет активную компоненту, меняющуюся от 20 до 40 ом, и реактивную компоненту, меняющуюся от 10 до 20 ом. В этом частотном диапазоне реактивная часть представляет собой индуктивность.

Выходная проводимость h_{22} ($g_{22} + j\omega c_{22}$) состоит из активной компоненты, которая меняется от 10 до 60 ом, и емкостной, которая меняется от 5 до 12 пФ в диапазоне от 1 до 30 МГц.

Модуль и фаза функции передачи тока h_{21} постепенно уменьшаются с частотой. На частоте 30 МГц среднее значение α составляет от 0,75 до 0,85 при угле фазового сдвига порядка 40°. Частота отсечки f_{ac0} меняется от 40 до 60 МГц. В приборе можно задавать значительные эмиттерные токи без изменения α . Применение тетродного смещения позволяет уменьшить величину произведения $r_b' C_{22}$ от нескольких тысяч до нескольких сотен ом·пФ.

Фактор шумов этих тетродов на частоте 30 МГц составляет от 10 до 15 дБ. В диапазоне частот от 10 до 50 МГц он меняется от 8 до 21 дБ. Изменение эмиттерного и коллекторного смещений оказывает весьма слабое влияние на фактор шумов, в то время как поперечное смещение влияет значительно сильнее.

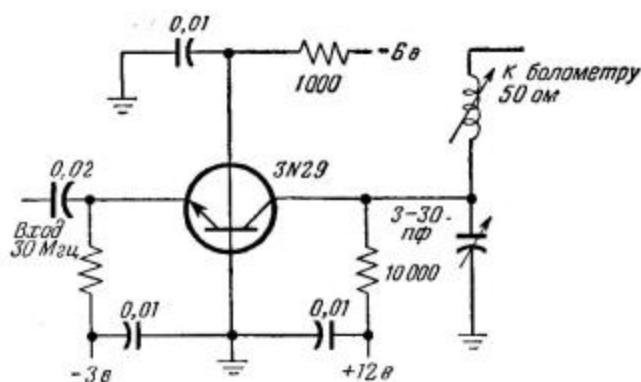
Тетрод успешно прошел испытания на ускорение 20 000 g и на удары с ускорением 1000 g.

Видеоусилители

Несколько первых образцов тетродов были применены в телевизионном усилителе промежуточной частоты, показанном на фиг. 3 [3]. Этот усилитель состоит из шести каскадов и работает на средней частоте 25 МГц. Коэффициент усиления равен 57 дБ при полосе пропускания 4 МГц.

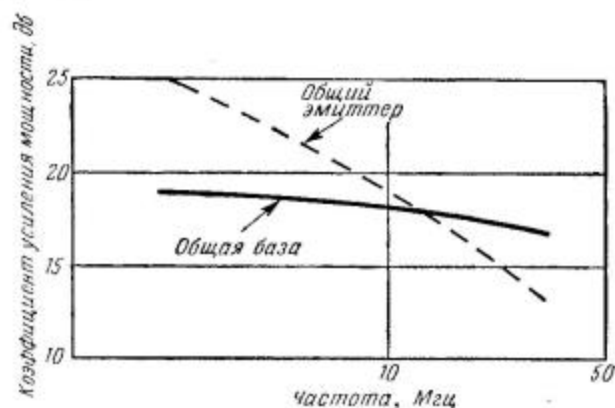
Чтобы использовать в каждом каскаде максимальную полосу пропускания, резонансный контур каждого транзистора содержит только одну переменную индуктивность. Эта индуктивность резонирует с выходной емкостью транзистора и паразитной емкостью монтажа.

Трансформатор междукаскадной связи служит для согласования входного и выходного импедансов на частоте приблизительно 25 МГц. Каскад



Ф и г. 1. Схема усилителя на 30 МГц, дающего коэффициент усиления мощности 10 дБ при полосе пропускания 2 МГц.

мощности от 15 до 20 дБ на частоте 30 МГц при полосе пропускания 0,5 МГц, могут давать коэффициент усиления от 30 до 50 дБ без возникновения генерации. Коэффициент усиления мощности не уменьшается больше чем на 3 дБ в температурном диапазоне от -55 до +85° С.

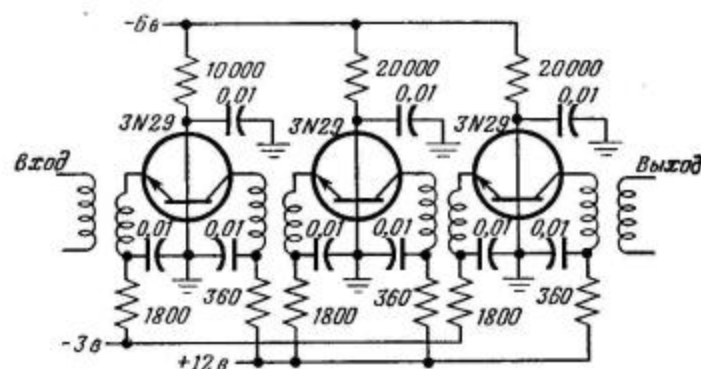


Ф и г. 2. Частотные характеристики коэффициента усиления мощности тетрода в схемах с общей базой и общим эмиттером.
 $V_c = 6$ в; $I_e = -1,5$ ма; $V_{bb} = -2,5$ в.

Данный прибор допускает значительное изменение смещений, причем снижение коэффициента усиления мощности весьма мало. Изменения напряжения коллектора на 6 в, напряжения второй базы на 2 в и тока эмиттера на 5 ма вызывают в схеме с общей базой падение коэффициента усиления мощности не более чем на 3 дБ.

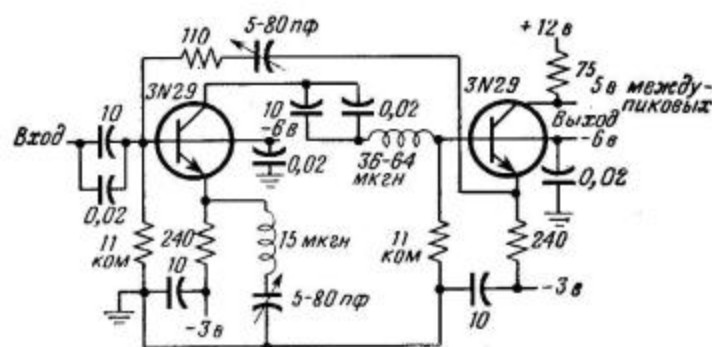
Приложение поперечного смещения увеличивает коэффициент усиления мощности не только

ные контуры расстраиваются от частоты 25 МГц, в результате чего получается три пары расстроенных контуров. На вход ставятся два последовательно-резонансных заградительных фильтра, один из которых относится к звуковому каналу на частоте 21,9 МГц, а другой — к соседнему каналу на частоте 27,9 МГц.



Ф и г. 3. Схема трехкаскадного телевизионного усилителя промежуточной частоты на 25 МГц с коэффициентом усиления мощности 57 дБ при полосе пропускания 4 МГц.

В усилителе не применяется никакой нейтрализации, и поперечное смещение регулируется таким образом, чтобы получить оптимальный



Ф и г. 4. Схема предварительного видеоусилителя с коэффициентом усиления мощности 32 дБ в диапазоне от 30 кГц до 10 МГц.

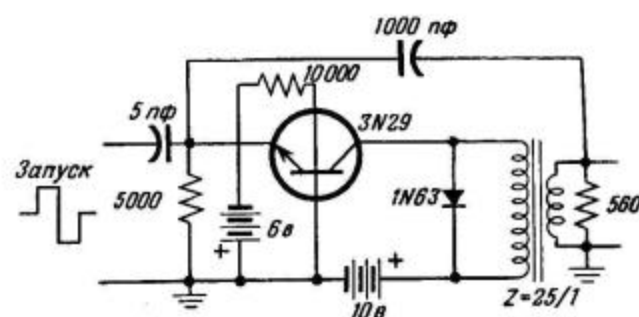
коэффициент усиления. На тетрод подаются следующие смещения: $I_g = -1,5$ ма, $V_c = +10$ в, $V_{bb} = -2 - +3$ в.

Показанный на фиг. 4 двухкаскадный видеоусилитель был разработан для применения его в качестве чувствительного предварительного усилителя. Частотная характеристика компенсируется источником входного сигнала, который представляет собой источник неизменного тока.

Эта схема позволяет получить коэффициент усиления мощности $32 \pm 0,4$ дБ в полосе частот от 30 кГц до 10 МГц, что аналогично подобному ламповому усилителю.

Тетроды используются в нескольких типах генераторов, один из которых работает на частоте 108 МГц и дает выходную мощность 10 мвт.

Показанный на фиг. 5 блокинг-генератор с посторонним возбуждением может быть использован в качестве регенеративного импульсного



Ф и г. 5. Блокинг-генератор с запуском, имеющий время нарастания и спада 0,3 мксек при частоте повторения 30 кГц.

усилителя [4]. Трансформатор служит для подачи регенеративной обратной связи с коллектора на эмиттер и одновременно согласует выход тетрода с импедансом нагрузки. Демпфирующий диод, включенный параллельно первичной обмотке трансформатора, обеспечивает быструю разрядку энергии, запасенной в намагничивающей индуктивности трансформатора.

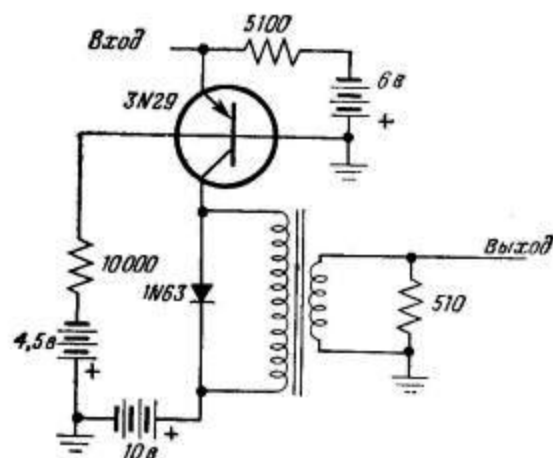
Данный генератор дает максимальное усиление импульсной мощности 32 дБ: максимальная мощность запускающего импульса 50 мвт при ширине импульса 1 мксек. Частота повторения равна 30 кГц, время нарастания и спада — 0,3 мксек.

Можно несколько изменить эту схему, подав дополнительную обратную связь с выхода трансформатора на вспомогательную базу. Эта отрицательная обратная связь увеличивает усиление тока при нарастании выходного импульса. Экспериментальное выполнение этой второй схемы блокинг-генератора с запуском показано на фиг. 5.

Путем небольшого изменения процесса изготовления тетрода можно изменять величину внутренней обратной связи (h_{12}). Образцы, имеющие большую величину h_{12} , идеально подходят для высокочастотных генераторов. Другие типы образцов с малым h_{12} хорошо работают в качестве высокостабильных усилителей.

Импульсный усилитель

Использование тетродов в линейных импульсных усилителях дает прекрасные результаты. На схеме фиг. 6 импульсный трансформатор



Фиг. 6. Схема линейного импульсного усилителя, дающего коэффициент усиления мощности 10 дБ при частоте повторения импульсов 1 МГц.

соединяет выход с омической нагрузкой. Однако магнитные свойства трансформатора обуславливают некоторые искажения. Диод, включенный параллельно первичной обмотке трансформатора, демпфирует переходную характеристику выходной цепи.

Частота повторения равна 1 МГц, максимальный коэффициент усиления импульсной мощности—10 дБ. Время нарастания и спада выходного импульса составляет 0,025 мксек при ширине импульса 0,07 мксек.

Тетроды могут использоваться в схеме мультивибратора Икклса — Йордана, причем схема их соединения такая же, как для обычных транзисторов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Wallace R. L., Schimpf L. G., Dickton H., *Proc. IRE* (November 1952).
2. Pritchard R. L., Research Lab. Rep. RL-1189, October 1954.
3. Chow W. F., G. E. Tech. Inf. Ser. ELP115, 1955.
4. Suran J. J., G. E. Tech. Inf. Ser. DF 55ELP96.

ПРЕДВАРИТЕЛЬНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ С НИЗКИМ ВХОДНЫМ ИМПЕДАНСОМ

Йордан

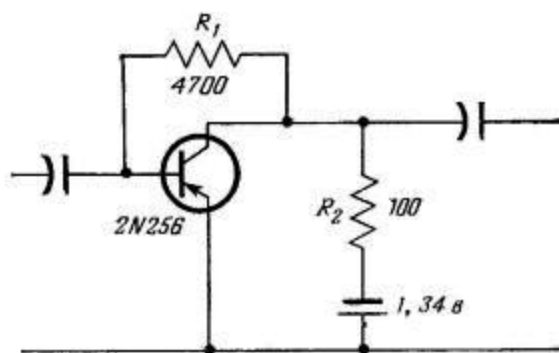
Транзисторы при их обычном включении в схеме с общим эмиттером при усилении малых сигналов имеют входное сопротивление в среднем от 300 до 1200 ом. Чтобы получить усиление напряжения микрофона, имеющего импеданс от 30 до 50 ом, необходимо применить согласующий трансформатор или включать два или более транзисторных каскада.

Существуют такие транзисторы, как CBSHyton 2N256, которые сконструированы специально для автомобильных радиоприемников. Они имеют низкие входной и выходной импедансы, что позволяет их использовать в предварительных усилителях с низким входным импедансом.

Усилитель, показанный на фигуре, дает коэффициент усиления напряжения, равный 26 дБ. Он включен между выходом микрофона 50 ом и входом усилителя 50 ом. Транзистор работает при весьма малом токе и имеет очень малые шумы.

Коллекторный ток равен 5 ма, а смещение задается сопротивлением R_1 . Поэтому для питания может быть использован один небольшой ртутный элемент. Уменьшая сопротивление R_1 , можно

увеличить напряжение смещения и коэффициент усиления напряжения, но при этом также увеличится ток коллектора. Поэтому величину этого сопротивления необходимо выбирать так, чтобы



Входной и выходной импедансы, равные 25—50 ом, позволяют использовать предварительный усилитель для работы от низкоомного микрофона.

установить малый ток, поскольку в данном случае максимальный коэффициент усиления не нужен.

УСИЛИТЕЛЬ ПОСТОЯННОГО ТОКА С ВЫСОКОМ ВХОДНЫМ

Шустер

В схеме усилителя используется двойной эмиттерный повторитель и усилитель напряжения, включенный по схеме с общим эмиттером, что позволяет получить входной импеданс $0,4 \text{ Мом}$. Регулируемая температурная компенсация в первом каскаде дает хорошую кратковременную стабильность (малый дрейф). Общий коэффициент усиления тока 1000 и коэффициент усиления напряжения 40. Усилитель может быть применен в схемах с фотоэлементами, где напряжение сигнала невелико, а выходное сопротивление высокое.

Применение двойных эмиттерных повторителей или двух последовательных каскадов с общими коллекторами для получения входного импеданса от $0,5$ до 1 Мом в полупроводниковых усилителях переменного тока хорошо известно [1]. Однако в усилителях постоянного тока при высоком входном импедансе возникает проблема компенсации температурного дрейфа. Обсуждаемая здесь схема дает хорошую кратковременную температурную стабильность и вместе с тем имеет большой коэффициент усиления тока.

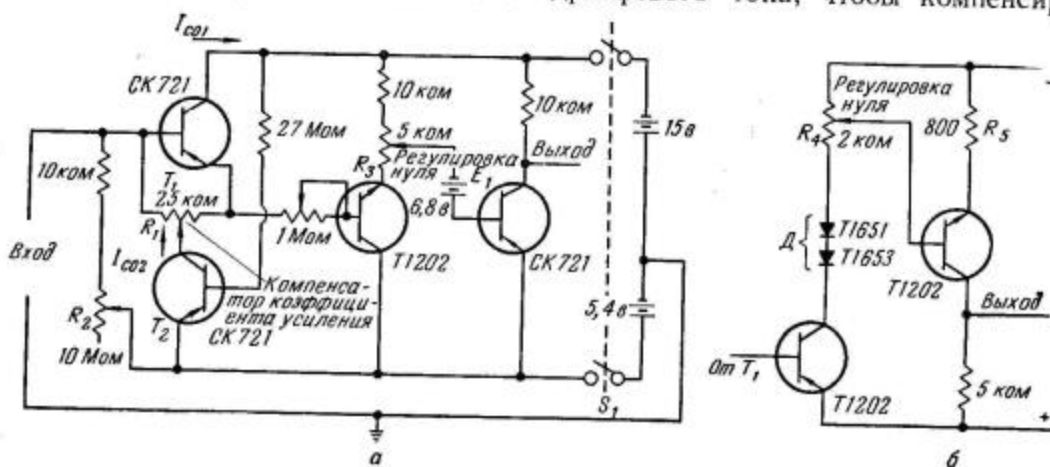
Компенсация дрейфа

Изменение коллекторного тока с температурой представляет собой основной источник дрейфа в полупроводниковых усилителях постоянного тока. Другой источник дрейфа — это изменение

известные трудности, а отрицательная обратная связь по напряжению приводит к снижению входного импеданса. Поскольку отрицательная обратная связь по току практически осуществима и позволяет увеличить входной импеданс, она и применена в описываемой схеме для компенсации дрейфа.

При использовании двойного эмиттерного повторителя одной отрицательной обратной связи по току для сведения дрейфа к минимуму недостаточно. Дрейф необходимо компенсировать путем баланса, так как коэффициент усиления тока весьма велик.

Практическое решение проблемы состоит в том, чтобы сделать регулируемую компенсацию. В схеме это достигается при помощи транзистора, который используется в качестве генератора дрейфового тока, чтобы компенсировать дрейф



Ф и г. 1. Усилитель постоянного тока с высоким входным сопротивлением (а); выходной каскад присоединен через батарею. Другой вариант схемы, где батарея заменена опорным диодом (б).

коэффициента усиления тока. Явление дрейфа может быть сведено к минимуму, но не может быть полностью устранено при помощи стабилизации цепей смещения или применения отрицательной обратной связи по напряжению или току. На практике стабилизация смещения при наличии сигнала постоянного тока представляет

другого транзистора того же самого типа. Для точной регулировки компенсирующего тока применяется потенциометр. В данной схеме применен один из вариантов этого компенсационного метода.

Усилитель, показанный на фиг. 1, а, состоит из двойного эмиттерного повторителя и одного

каскада усилителя напряжения с общим эмиттером. Компенсация дрейфа осуществляется только в первом каскаде. В качестве источника регулируемого дрейфового тока используется идентичный или почти идентичный транзистор.

Коллекторные токи утечки I_{c01} и I_{c02} протекают соответственно через триоды T_1 и T_2 . Компенсационный потенциометр R_1 не влияет на сигнал, когда его движок находится вблизи конца, соединенного с эмиттером T_1 . Когда же движок передвинут к концу, соединенному с базой T_1 , компенсирующий ток I_{c02} умножается на коэффициент $\beta+1$ усиления тока транзистора T_1 . На практике T_2 выбирается таким образом, чтобы компенсирующий ток I_{c02} был несколько меньше I_{c01} .

Постройку R_1 необходимо производить всякий раз, когда меняется напряжение на потенциометре R_2 , управляющем смещением.

Любое изменение импеданса источника меняет ток смещения транзистора T_1 , что влияет на выходной уровень. Поэтому добавляется регулятор нуля R_3 , который позволяет привести к нулю выходной уровень, поскольку коррекция при помощи R_1 непрактична.

Батарея E_1 состоит из пяти соединенных последовательно ртутных элементов типа RM-400R. Когда ключ S_1 разомкнут, ток, текущий через E_1 , равен приблизительно 3 мка. Когда же S_1 замкнут, ток меняет свое направление и батарея подзаряжается в течение всего времени работы усилителя. Элемент RM-400R имеет емкость 80 ма·час, так что при длительном нерабочем состоянии усилителя она разрядится через несколько тысяч часов.

На фиг. 1, б показано другое выходное устройство, без батареи E_1 . Здесь происходит дополнительная потеря сигнала из-за изменения падения напряжения на опорном диоде D , деления напряжения на регуляторе нуля R_4 и наличия эмиттерного сопротивления R_6 . Для увеличения коэффициента усиления можно заменить R_5 на подходящий опорный диод.

Поскольку все управляющие устройства находятся в известной взаимосвязи, они должны быть отрегулированы после предварительной установки нуля, чтобы получить требуемый коэффициент усиления. Необходимо установить коэффициент усиления, нуль, смещение и компенсацию.

Установка нуля осуществляется в две стадии. Сначала вход замыкается сопротивлением 10 ком, и выходное напряжение устанавливается на нуль при помощи потенциометра установки нуля. Закоротка снимается и выходное напряжение снова устанавливается на нуль при помощи по-

тенциометра смещения. Такая регулировка позволяет получить нуль на выходе при нуле на входе при требуемых рабочих характеристиках.

Характеристики усилителя

Чувствительность усилителя достаточна для того, чтобы воспринять изменение входного сигнала на 0,01 мка. Максимальный выходной ток равен приблизительно 1 ма при изменении на входе на 0,1 мка.

Полный коэффициент усиления тока равен 10 000 при коэффициенте усиления напряжения 40. Частотная характеристика постоянна от нулевой частоты до 15 кГц, где она снижается на 3 дБ. Непосредственное измерение входного сопротивления здесь неприменимо, поскольку подключение омметра приведет к сильной перегрузке усилителя. Поэтому измерение производится путем приложения известного опорного напряжения к переменному сопротивлению, которое соединяется с входом. Сначала переменное сопротивление устанавливают на нуль и измеряют на выходе усиленное опорное напряжение. Затем переменное сопротивление вводят до тех пор, пока усиленное опорное напряжение не уменьшится в два раза. То количество омов, которое при этом будет иметь переменное сопротивление, и равно входному сопротивлению усилителя.

Используя этот метод, было получено, что входное сопротивление усилителя переменному току равно 0,4 Мом. Динамическая проверка R—C-методом дает тот же самый результат.

Температурная стабильность усилителя измерялась в течение 15 мин. и оказалась равной 5%. Можно получить лучшую стабильность, если применить температурную компенсацию также во втором и третьем каскадах таким же образом, как и в первом.

Применение

Усилитель может применяться тогда, когда источник сигнала дает малое напряжение и имеет высокое выходное сопротивление. Такими типичными источниками являются биоэлектрические явления и полупроводниковые фотоэлементы.

При помощи данного усилителя можно управлять временем срабатывания затвора фотокамеры. Усилитель может увеличить выходной сигнал серно-кадмиевого фотоэлемента до величины, необходимой для срабатывания реле времени. Темновое сопротивление фотоэлемента равно приблизительно 1000 Мом, а на свету от 0,1

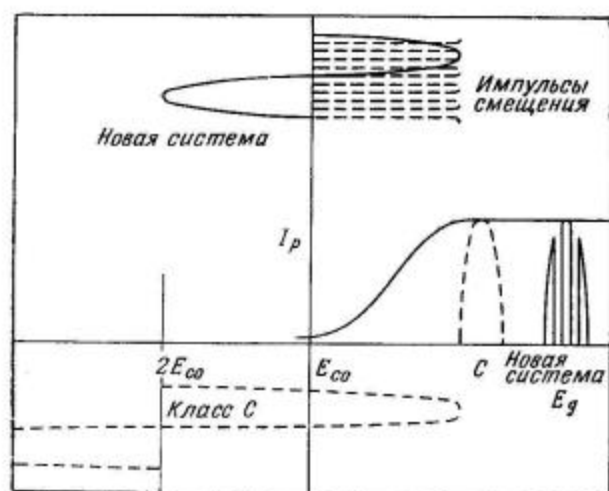
до 1 Мом. Усилитель дает выходное напряжение только тогда, когда затвор открыт.

В некоторых случаях можно получить еще более высокое входное сопротивление путем включения на вход дополнительного последовательного сопротивления. Конечно, это вызовет известное снижение коэффициентов усиления тока и напряжения.

МАЛОМОЩНОЕ УПРАВЛЕНИЕ МОЩНЫМ УСИЛИТЕЛЕМ

Другачич

В результате возросшего использования полупроводниковых устройств возникла возможность применить транзисторы для управления мощными радиочастотными усилителями. При этом не



Фиг. 1. Сравнение класса С и новой системы.

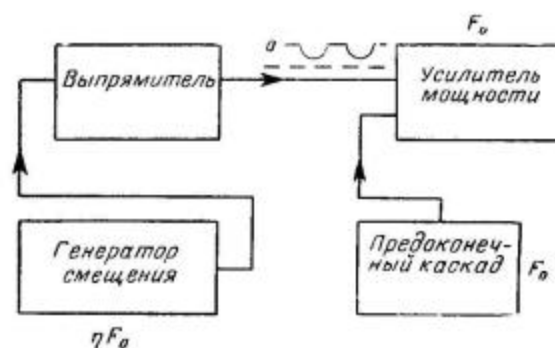
возникает каких-либо трудностей, за исключением тех случаев, когда нужны большие выходные мощности. Применение транзисторов подразумевает уменьшение начальной мощности; это требует высокого к.п.д. мощного усилительного каскада. Поэтому необходима высокая чувствительность по мощности.

В классе С без труда может быть достигнут анодный к.п.д. порядка 80%, однако желательны большие к.п.д. Основной недостаток усилителей, работающих в классе С, состоит в том, что здесь требуются большие уровни управляющей мощности для достижения высокого к.п.д. Это показано пунктирной кривой на фиг. 1. Применение полупроводникового транзистора в качестве предоконечного каскада обычно ограничивается низкой выходной мощностью, особенно на частотах выше 5 МГц.

ЛИТЕРАТУРА

1. Coblenz A., Owens H. L., Transistor theory and application, McGraw-Hill Book Company, Inc., N. Y., 1955.
2. Stanton J. W., Trans. IRE PGCT, CT-3 (March 1956).

Однако при помощи системы, описанной ниже, можно применить имеющиеся в настоящее время транзисторы для указанных целей. На блок-схеме фиг. 2 показана отрицательная модуляция сетки мощного усилителя частотой, в несколько раз больше той, которая должна усиливаться. Этот метод позволяет добиться снижения управляющей мощности и повышения к.п.д. мощного



Фиг. 2. Отрицательная модуляция сетки высокой частотой.

усилительного каскада. Рассмотрение этой схемы можно упростить, если сделать некоторые допущения. Во-первых, примем, что импульсы анодного тока представляют собой половины синусоид. Во-вторых, приняв за основу работу в классе С, предположим, что смещение равно двойному напряжению отсечки, так что рабочий угол равен 120°. В системе фиг. 2 однополупериодный выпрямитель изменяет выход смещения генератора так, чтобы создать отрицательную синусоидальную полуволну, имеющую амплитуду, достаточную для запираания мощного усилителя. Эти смещающие импульсы появляются на сетке мощного усилителя с частотой повторения, в n раз большей частоты предоконечного каскада. Это позволяет мощному усилителю проводить в течение только половины того времени, за которое он проводит в нормальных условиях.

Примем, что мощный усилитель смещается до отсечки и импульсы анодного тока имеют такую амплитуду, какая должна быть для работы в классе С (см. сплошную линию на фиг. 1). Средний эффективный рабочий угол теперь равен 90° .

Если в мощном усилителе применяется пентод, анодное питание должно быть повышено так, чтобы установить такой же входной уровень постоянного тока, соответствующий работе в классе С, причем это не должно противоречить принятым допущениям. Таким образом можно повысить выходную мощность на 15%.

Большой к.п.д., хотя он и важен, не является наиболее решающим фактором в данном случае. В усилителях класса С теоретически возможно достижение 100%-ного к.п.д.; практически достигают 90%. Дополнительная затрата мощности, необходимой для работы источника смещения, может снизить преимущества метода.

Управляющая мощность

Положительные свойства системы оцениваются понижением управляющей мощности при таком же высоком к.п.д. анодной цепи. Это показано на фиг. 1. Данный метод позволяет применить транзисторы для драйверов и генераторов, тогда как раньше это было невозможно вследствие ограниченной мощности транзисторов.

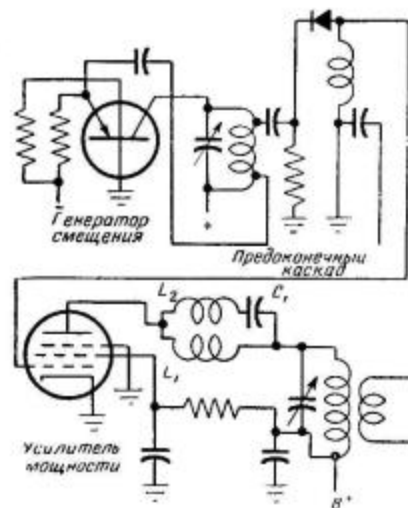
Звуковая модуляция сетки мощного усилителя сходна с этим методом. Такая модуляция повышает к.п.д. каскада так же, как и в описанном здесь методе отрицательного смещения; это относится к модулируемой частоте. К.п.д. по несущей частоте понижается практически в 2 раза, т. е. требуется вдвое большая управляющая мощность, чем в каскаде класса С без модуляции. Предлагаемая система не мешает применению любого известного метода модуляции мощного усилителя.

Генератор смещения, от которого не требуется значительной мощности, может быть выполнен на транзисторе (если этому не препятствует частотный предел), что снижает потребление мощности.

Высокая стабильность здесь несущественна, нужно только избежать быстрых изменений частоты, чтобы предотвратить звуковую модуляцию. В некоторых случаях можно обойтись без генератора, если высокочастотный сигнал можно отобрать в другой точке схемы.

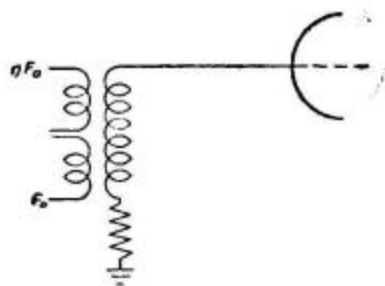
Никаких особых соображений относительно выбора числа n нет, однако следует принять некоторые предосторожности, чтобы избежать биений.

Генерация на боковой полосе может снизить к.п.д. до такой степени, что метод станет неприacticным. Поэтому добротность Q колебательного



Ф и г. 3. Типовая схема, иллюстрирующая новую систему.

контура мощного усилителя должна быть высокой для повышения загараждения. В качестве предохранительной меры рекомендуется применение фильтров гармоник. Выбор максимально

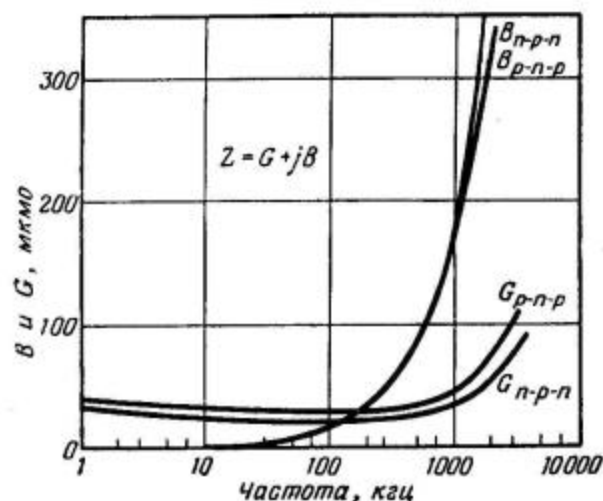


Ф и г. 4. Схема, устраняющая выпрямитель

возможного n поможет снизить влияние отрицательных факторов. На фиг. 3 показана типовая схема описанной системы. Компоненты L_1 , L_2 и C составляют фильтр гармоник. Здесь можно применять транзисторы как для генератора, так и для драйвера.

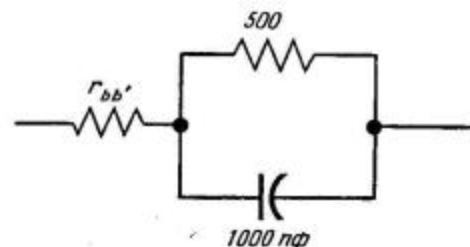
На фиг. 4 показана схема, при помощи которой можно обойтись без выпрямителя. Можно представить себе и другие схемы, в которых бы воплощалась идея уменьшения рабочего угла без увеличения управляющей мощности.

показано на фиг. 6. Схема замещения с точно измеренной величиной $r_{bb'}$ включается на место



Ф и г. 5. Выходные импедансы двух транзисторов.

транзистора, и мост балансируется. Величины определенного таким образом $r_{bb'}$ и измеренного $r_{bb'}$ приведены в таблице, где видно хорошее совпадение.



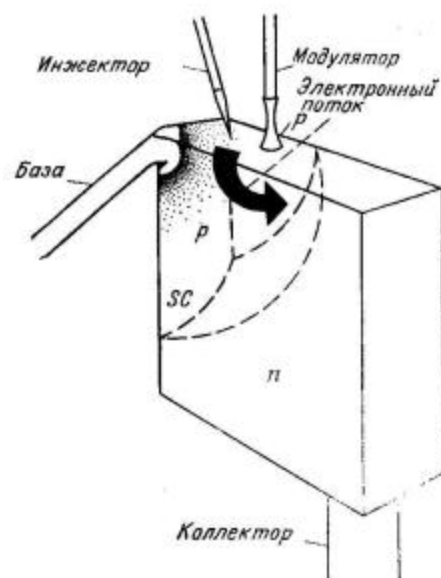
Ф и г. 6. Элементы схемы [замещения транзистора.

Вычисленные $r_{bb'}$	Измеренные $r_{bb'}$	Расхождение, %
99,7	100,4	+0,7
199,9	199,5	-0,2
300,6	299,0	-0,53
400,0	399,0	-0,25
500,0	498,0	-0,5
599,2	596,5	-0,52
699,2	695,0	-0,6
799,0	794,3	-0,6
901,0	894,0	+0,78
1001,0	992,0	-0,9

УСИЛИТЕЛЬ С МАЛЫМ ВРЕМЕНЕМ ПРОЛЕТА НОСИТЕЛЕЙ

Медленная диффузия носителей заряда через базовую область, в которой практически нет поля, является принципиальной причиной частотного ограничения транзисторов. Было сделано много попыток расширить частотный диапазон транзисторов, снижая время пролета путем приложения поля к базовой области. В последнее время в группе таких полупроводниковых приборов появился спэсистор, преимущество которого состоит в наличии большой напряженности поля, создаваемой в области пространственного заряда перехода, смещенного в обратном направлении. Времена пролета электронов здесь таковы, что по предположению прибор сможет усиливать на частоте 10 000 Мгц.

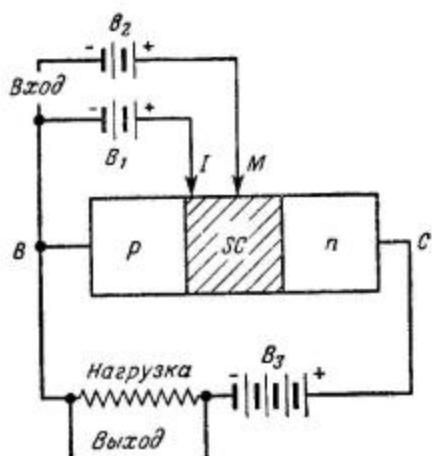
Основную часть спэсистора составляет смещенный в обратном направлении $p-n$ -переход с областью пространственного заряда, обозначенного на фиг. 1 через SC. На фиг. 2 I — инжектор, который представляет собой вольфрамовый проволоочный нажимной контакт, а M — модулятор, представляющий собой контакт из сплава с золотом, в котором содержится примесный материал p -типа.



Ф и г. 1. Конструкция экспериментального спэсистора.

Как показано на фиг. 2, батарея B_1 смещает I отрицательно по отношению к области про-

пространственного заряда SC . Контакт I , однако, остается положительным относительно точки B . Эмиссия электронов из I в SC ограничивается пространственным зарядом.



Ф и г. 2. Основная схема спэсистора.

Модулятор M присоединяется к SC между I и областью n кристалла. Батарея B_2 смещает M отрицательно по отношению к SC , что предотвращает протекание потока дырок из примесного материала p -типа в область SC . В результате через M практически не протекает ток.

Поле, создаваемое M , влияет на всю область пространственного заряда, меняя эмиссию инжектора I и, таким образом, модулируя постоянное смещение с частотой входного сигнала. Модулятор, кроме того, делает смещение инжектора практически независимым от напряжения база — коллектор. В результате этого выходной импеданс больше 30 Мом при токе инжекции $0,3\text{ ма}$. Поскольку имеется широкая область пространственного заряда, выходная емкость оказывается весьма малой ($<1\text{ пф}$).

Имеющиеся в настоящее время экспериментальные спэсисторы имеют крутизну, значительно меньшую, чем у хороших вакуумных ламп. Однако от них можно ожидать работы на частотах выше 1000 Мгц . Эта частота соответствует обратному времени пролета через область пространственного заряда.

Работа спэсистора практически не зависит от времени жизни носителей. Это дает возможность применять другие полупроводниковые материалы (дополнительно к германию и кремнию), которые не пригодны для изготовления транзисторов благодаря малому времени жизни носителей. Полагают, что кремниевикарбидные спэсисторы будут работать при температурах до 500°С .

Выход и вход спэсистора не связаны внутренней обратной связью, как это имеет место у транзисторов; поэтому спэсисторы хорошо подходят для многокаскадных усилителей.

ГЕНЕРАТОР КОЛПИТЦА, ДАЮЩИЙ СТАБИЛЬНОЕ НАПРЯЖЕНИЕ

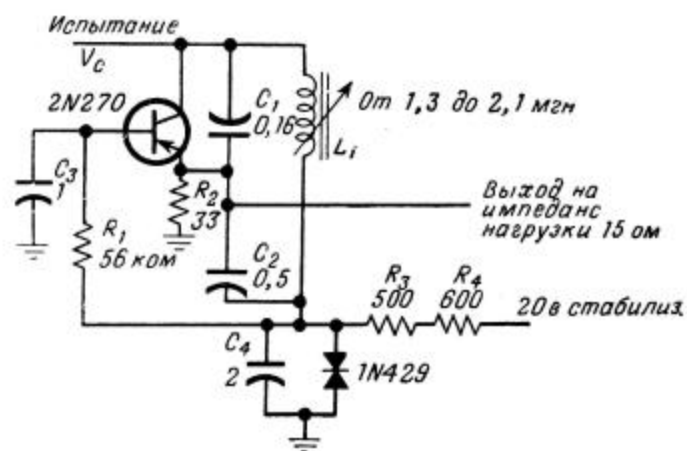
Далбергер

Схема Колпитца, в которой используется один германиевый транзистор и один опорный диод и которая питается от лабораторного стабилизированного источника, позволяет получить синусоидальное напряжение с точной амплитудой

Генератор синусоидального напряжения, работающий на частоте 10 кГц, дает 0,5 в эффективного значения на нагрузке 15 ом. Стабильность амплитуды в диапазоне температур от 30 до 50° С составляет 0,1%. Дрейф частоты, как показывает проверка, не превышает 0,25%.

Описание схемы

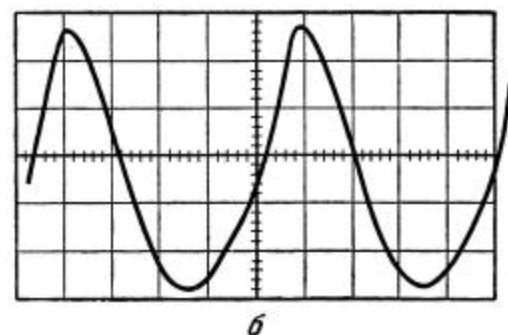
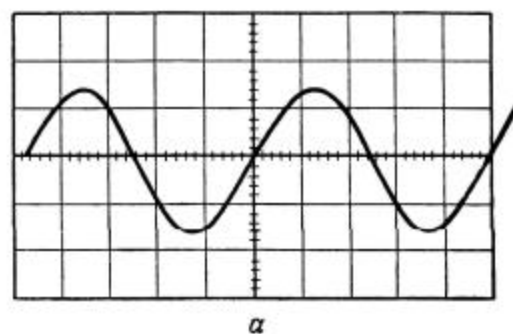
Схема Колпитца, показанная на фиг. 1, работает с помощью зенеровского опорного диода, имеющего температурный коэффициент



Фиг. 1. Полупроводниковый генератор постоянной амплитуды, используемый в качестве источника несущей со стабильной амплитудой, заменяет собой устройство, содержащее несколько ламп, которые необходимо питать от стабилизированного источника.

напряжения 0,01% на 1° С. Лабораторный источник питания, осуществляющий предварительную стабилизацию напряжения, имеет стабильность 0,25% по сети и нагрузке. Он может быть заменен полупроводниковым стабилизатором.

Колебательный контур состоит из катушки регулируемой индуктивности и емкостей C_1 и C_2 , которые служат для грубой настройки,



Фиг. 2. Форма сигнала на эмиттере (а); вертикальная шкала 0,5 в на 1 см; горизонтальная шкала 20 мксек на 1 см. Форма сигнала на коллекторе (б), вертикальная шкала 2 в на 1 см; горизонтальная шкала 20 мксек на 1 см. Выход неискаженный.

а также осуществляют согласование с эмиттерным импедансом. Точная регулировка частоты достигается путем изменения положения сердечника внутри катушки. Небольшое отношение

L и C обеспечивает большой эмиттерный ток и большое падение напряжения на R_2 .

Когда на нагрузке выделяется большой сигнал, в коллекторной цепи появляются искажения в виде среза вершины положительных полуволн. Выходной сигнал, снимаемый с эмиттера, представляет собой неискаженную синусоиду (фиг. 2). При фиксированном напряжении питания R_1 и R_2 подбираются так, чтобы между-пиковое напряжение на коллекторе почти равнялось двойному напряжению питания. Ток смещения база — эмиттер после окончательной регулировки создает приблизительно 2%-ное ограничение максимальной амплитуды на коллекторе (фиг. 2). Емкость C_3 заземляет базу на рабочей частоте. В этих условиях напряжение коллектор — база меняется непосредственно с изменением напряжения питания коллектора.

Работа транзистора

Транзистор 2N270 работает при коллекторном токе, равном 7,6 мА и напряжении питания 6,3 В. Наилучшая стабильность амплитуды получается при междупиковом напряжении 11,6 В на коллекторе. При этом выходное напряжение весьма велико и не годится для работы на нагрузку. Однако эмиттер можно легко нагрузить на 10 Ом и при этом получить 0,5 В эффективного значения без ухудшения работы.

Сопровождающие R_3 и R_4 , регулирующие ток, направляют ток холостого хода через диод. При использовании 1N429 оптимальная регулировка получается при токе 7,5 мА. Емкость C_4 шунтирует диод по переменному сигналу, чтобы обеспечить для сигнала низкий импеданс.

КВАРЦЕВЫЙ ГЕНЕРАТОР ПЕРЕМЕННОЙ ЧАСТОТЫ

Гедней, Давидсон

Двухкаскадный усилитель с кварцевой обратной связью работает на частоте 9,1 кГц и имеет нестабильность частоты, равную нескольким миллионным долям. Рабочая частота может расстраиваться от резонанса при помощи триммера, включенного последовательно с кварцем. Генератор может применяться в качестве мощного источника постоянной частоты для точного гироскопического интегратора, в качестве источника регулируемой несущей частоты для решающего устройства, для промышленных генераторов и фазовых счетно-решающих схем.

Обычная калибровочная регулировка может производиться аналогично тому, как это делается в счетно-решающих схемах, — путем изменения несущей частоты на небольшие, но точно известные величины. В этой статье описывается конструкция генератора фиксированной частоты с малой температурной нестабильностью, равной нескольким миллионным долям, где предусмотрена ручная калиброванная регулировка выходной частоты на несколько герц.

Конструкция

Необходимость высокой стабильности низкой частоты (9,1 кГц) требует применения специального кварца с высоким Q и малым отклонением от номинальной частоты в весьма широком температурном диапазоне.

Для компенсации тока утечки, текущего от коллектора к базе, применяется смещение при помощи отрицательной обратной связи по току. Эта цепь, стабилизирующая смещение, позволяет получить коэффициент стабильности,

равный 2, что ограничивает изменения выходного напряжения в пределах $\pm 5\%$ в температурном диапазоне от -65 до $+65^\circ\text{C}$.

Основная схема, работающая на фиксированной частоте, показана на фиг. 1, а. На эквивалентной схеме, приведенной на фиг. 1, б (где $g_{22} \gg g_{d1} + G_{D1} + G_{p2}$ и $g_{11} \gg G_{p1}$), найдем, что коэффициент усиления тока усилителя равен

$$K \approx \frac{a_{cb1} a_{cb2} G_{L2}}{g_{d2} + G_{D2} + G_{L2}} \frac{G_{\text{кварца}}}{G_1 + G_{\text{кварца}}},$$

где G_D — проводимость коллекторной нагрузки постоянного тока, g_{11} и g_{22} — входные проводимости переменного тока, g_d — выходная проводимость транзистора, G_p — параллельная проводимость цепи смещения, G_{22} — полная проводимость цепи делителя, G_1 — проводимость одного плеча цепи делителя. При резонансе кварца коэффициент усиления тока усилителя меняется от 20 до 500 в зависимости от β .

Выходная амплитуда ограничивается только нелинейностями контура обратной связи.

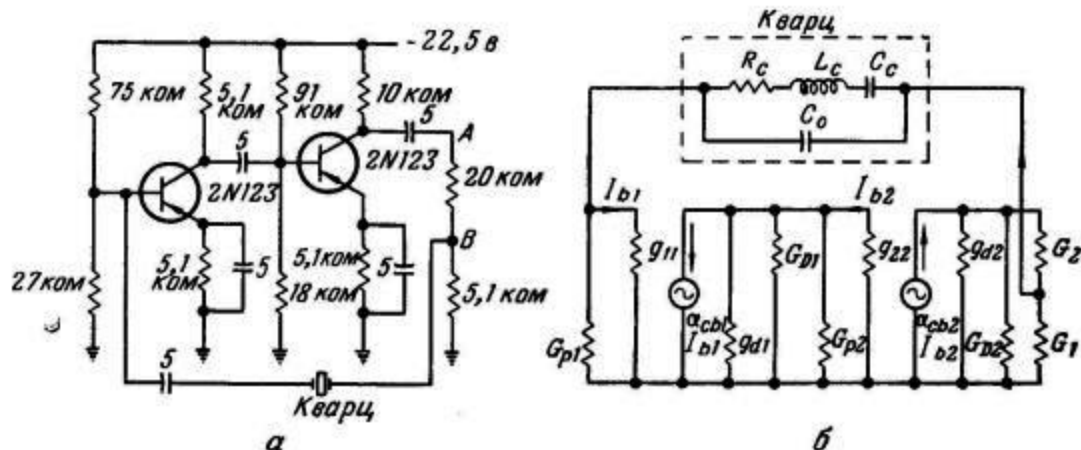
Поскольку для транзистора 2N123 пробивное напряжение составляет 16 в и оно меняется со временем, температурой и от одного транзистора к другому, необходимо принять меры к тому, чтобы выходное напряжение не поднялось выше 16 в. Максимально допустимое напряжение на кварце равно 1 в. Схема должна быть

Действующий реактанс равен

$$X_e \approx \frac{4\pi L \Delta f}{1 - (4\pi L \Delta f / X_{c0})},$$

где R , L и X_{c0} — постоянные кристалла при последовательном резонансе и где

$$f_{\text{пол.}} < f_{\text{пол.}} + \Delta f < f_{\text{резон. токов.}}$$



Ф и г. 1. Двухкаскадный усилитель с кварцем в цепи обратной связи дает стабильную генерацию на фиксированной частоте (а); эквивалентная схема (б) упрощает вычисление коэффициента усиления контура обратной связи.

построена так, чтобы ограничить выходное напряжение до необходимой величины, меньшей пробивного напряжения.

Это достигается путем соответствующего формирования линии нагрузки постоянного и переменного токов. Относительно высокое коллекторное напряжение питания необходимо для стабилизации смещения.

Расстройка кварца от резонанса

Частота генерации может меняться путем включения последовательно с кварцем триммера емкостью от 1 до 100 пф. С его помощью устанавливается нужная частота. Поскольку схема работает только в случае, когда фазовый сдвиг в контуре обратной связи равен нулю, кварц действует как индуктивность на новой резонансной частоте, и при этом коэффициент усиления контура обратной связи больше единицы.

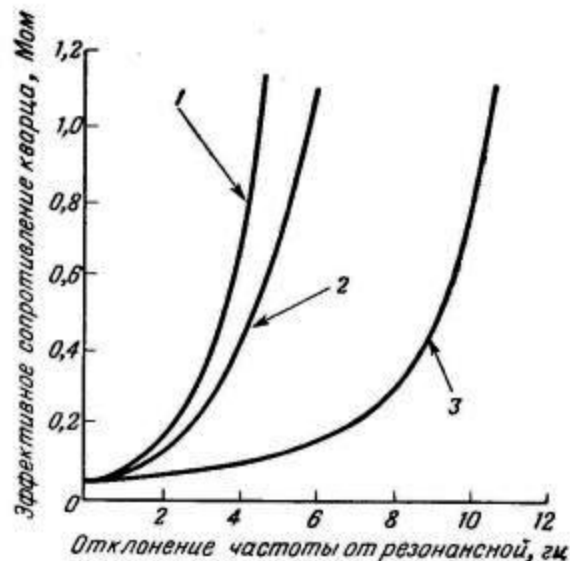
Действующее сопротивление цепи обратной связи увеличивается пропорционально квадрату отклонения частоты от резонанса, в результате чего увеличивается ослабление в цепи обратной связи и требуется больший коэффициент усиления в разомкнутой петле обратной связи.

Действующее сопротивление кварца можно найти из соотношения

$$R_e \approx \frac{R}{[1 - (4\pi L \Delta f / X_{c0})]^2}.$$

Параметры кварца

Необходимо измерить зависимость действующего сопротивления R_e и реактанса X_e кварца



Ф и г. 2. Сопротивление кварца в зависимости от отклонения частоты от резонансной, равной 9100,6 гц, при неполном и полном помещении кристалла в печь.

1 — кварц помещен в печь, полностью закрытую;
2 — кварц помещен в печь, но заслонка не закрыта;
3 — кварц вне печи.

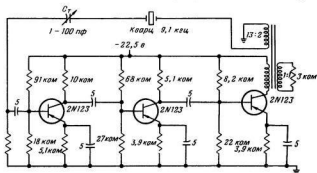
от отклонения частоты Δf от резонанса. Емкость известной величины включается последовательно с кварцем, и частота генератора меняется таким образом, чтобы получить максимальную передачу, и измеряется при максимальной передаче напряжения.

При измерениях кварц полностью помещался в печь, причем поочередно включалось несколько величин емкостей. На фиг. 2 из кривой I видно, что сопротивление цепи обратной связи быстро увеличивается по мере отклонения частоты от резонансной; это показывает, что нужен высокий коэффициент усиления усилителя для того, чтобы получить небольшое отклонение частоты.

базу первого каскада, пропорционален выходному напряжению, деленному на импеданс кварца.

Когда выходное напряжение постоянно, размах базового тока при резонансе в 40—60 раз больше, чем при расстройке на 5 гц от резонанса.

Хотя все усилительные каскады стремятся к насыщению, излишнее насыщение первого каскада нежелательно. Поэтому в схеме должно осуществляться ослабление столь большого тока в базе первого каскада с помощью включения соответствующего сопротивления последовательно с кварцем. Величина этого сопротивления определяется требуемым отклонением частоты. При резонансе, когда коэффициент усиления



Ф и г. 3. Трехкаскадный кварцевый генератор, дающий повышенную выходную мощность.

Если в схеме необходимо свести к минимуму частотный дрейф, кварц должен быть помещен в термостат, чтобы уменьшить влияние изменений температуры. Это увеличивает параллельную емкость кварца и ослабление в цепи при отклонении частоты. Поэтому при том же самом коэффициенте усиления в прямом тракте расстройка кварца не может быть большой. Схема с увеличенным коэффициентом усиления показана на фиг. 3.

Требования к усилителю

Усилитель должен давать достаточный коэффициент усиления, чтобы коэффициент передачи контура обратной связи был равен единице при максимальной расстройке и чтобы фазовый сдвиг контура обратной связи при включенном кварце равнялся 360° . Поскольку в схеме частота должна быть переменной, каждый усилитель подстраивается индивидуально. Ток, текущий через

контура обратной связи максимален, необходимое ослабление должно быть большим; при расстройке от резонанса более чем на 5 гц требуется нулевое ослабление.

Схема на фиг. 1, а дает максимальное отклонение от резонанса на 5 гц.

Импеданс внешней нагрузки при включении в точку А (фиг. 1, а) должен быть около 0,3 Мом или более. Если нагрузка переключена в точку В, нагрузка и ослабляющее сопротивление должны вместе составлять 5 ком.

Большое отклонение частоты

Чтобы получить большие отклонения частоты от резонансной или большие выходные мощности, необходимо иметь в схеме высокий коэффициент усиления. В схеме на фиг. 3 используется трансформатор, который служит для опрокидывания фазы и для ограничения раскочки выходного напряжения транзистора.

ГЕНЕРАТОР С ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

Уитт

Стабильность частоты генератора, который можно разделить на усилитель и цепь обратной связи, может быть улучшена, во-первых, правильным выбором конфигурации, а во-вторых, соответствующим подбором элементов в цепи управления частотой. Даны примеры схем генераторов, сконструированных подобным образом, в которых достигается коэффициент стабильности, больший 25.

При проектировании ламповых и полупроводниковых генераторов, помимо других требований, большое значение имеет стабильность частоты и амплитуды при наличии большой выходной амплитуды. Здесь показано, как можно добиться улучшения стабильности частоты в генераторах обычного типа. Этот метод также позволяет получить минимальные гармонические искажения на выходе генератора.

Данный метод можно применить только к тем генераторам, которые можно разделить на две части — усилитель и цепь обратной связи.

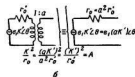
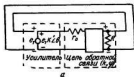
Факторы стабильности

В генераторе с малыми искажениями на конечную стабильность частоты влияют следующие два фактора. Первый состоит в изменении фазового сдвига усилительной части генератора в зависи-

мую реактивная компонента может быть уничтожена при любой частоте и напряжении. Резистивная компонента может быть включена в R как составная часть. Угол θ фазового сдвига является функцией всех внешних параметров, таких, как температура и напряжение. Предполагаем, что θ может быть равным нулю при нормальных статических величинах внешних параметров. Постоянная K сигнала представляет собой действительную положительную величину, и, таким образом, нет искажений формы волны.

Ограничение амплитуды

Если цепь управления частотой линейна, на выходе генератора будет чистая синусоида. В большинстве реальных генераторов имеются искажения, поэтому появляются ограничения амплитуды. Однако правильным выбором



Фиг. 1. Эквивалентная схема Тевенена генератора с обратной связью (а) преобразована в вариант схемы (б), чтобы показать постоянство величин K^2/R_0 .

мости от внешних параметров, таких, как напряжение и температура. Второй состоит в изменении частоты в результате изменения фазового сдвига в цепи обратной связи. Эти факторы должны взаимодействовать таким образом, чтобы полный фазовый сдвиг в контуре обратной связи равнялся нулю.

Блок-схема генератора с обратной связью показана на фиг. 1, а. Усилитель представлен в виде эквивалентного генератора Тевенена, где напряжение $K_e e^{j\theta}$ включено последовательно с сопротивлением R_0 , которое представляет собой часть цепи обратной связи. Входной импеданс усилителя равен бесконечности, поскольку

коэффициента усиления цепи обратной связи k можно эти искажения сделать столь малыми, что не будет большой ошибкой считать их совсем отсутствующими.

Главными факторами, влияющими на стабильность, теперь будут $\phi(f)$ и $\theta(s)$, где s — внешний параметр, влияющий на фазовый сдвиг усилителя и $\phi(f)$ — угол фазового сдвига цепи обратной связи, как функция частоты. Задача состоит в том, чтобы сделать $d\theta/ds$ как можно меньше, а $d\phi/df$ как можно больше. Известно несколько методов уменьшения $d\theta/ds$, однако наибольшего возможного снижения можно добиться в усилителе.

Угол фазового сдвига

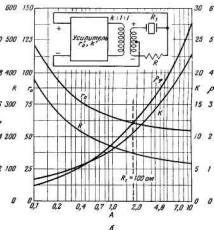
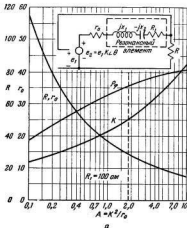
Факторы, влияющие на $\varphi(f)$, состоят в геометрической конфигурации и величинах элементов цепи, управляющей частотой. Выбор конфигурации схемы ограничивается только практически возможными величинами K и r_o . Для большинства усилителей r_o слишком велико для использования с обычными цепями обратной связи. Поэтому необходимо применение трансформаторов или катушек связи для получения необходимых импедансов. Если величины K и r_o усилителя сравнимы с теми же величинами усилителя с трансформатором, отношение K^2/r_o будет оставаться постоянным. Это показано на фиг. 1, б, где K' и r_o' — характеристики усилителя без трансформатора. Либо K , либо r_o могут выбираться так, чтобы обеспечить наилучшие характеристики при заданных величинах элементов цепи обратной связи, однако отноше-

величинами $\theta(s)$ и $K^2/r_o = A$ — учетверенной доступной выходной мощности усилителя при 1 в на входе. Когда A известно, остается только выбрать конфигурацию цепи обратной связи, которая управляет частотой, и привести ее к оптимальному состоянию для получения наилучшей стабильности.

Выбор схемы

Для нахождения оптимальных величин рассмотрим цепь, показанную на фиг. 2, а. Здесь в качестве резонансного элемента можно взять последовательную L — C —цепь или, что лучше, кристалл кварца. Бесконечное входное сопротивление усилителя может быть представлено как часть R .

Параметры усилителя $Ke^{i\theta}$ и r_o могут меняться с тем лишь ограничением, что отношение K^2/r_o остается неизменным.



Фиг. 2. Кривые показывают изменение параметров двух различных конфигураций схемы. На схеме (б) показан случай, когда эффективное значение Q превышает реальную измеренную величину.

ние K^2/r_o должно оставаться постоянным. В практических усилителях с трансформаторной связью потери в трансформаторе и его фазовый сдвиг включаются как составная часть характеристики $Ke^{i\theta}$ и r_o .

Это достигается измерением характеристик усилителя вместе с используемым трансформатором. После этого усилитель с трансформатором могут быть полностью охарактеризованы

Для этой цепи

$$jX = jX_1 - jX_2 \quad (1)$$

и

$$\frac{e_1}{e_2} = Ke^{i\theta} = Ke^{j \arctan \left(\frac{X}{-r_o + R_1} \right)} \quad (2)$$

Уравнение (2) показывает, что вблизи последовательного резонанса $d\varphi/df$ увеличивается с уменьшением $(R + r_o)$. Задача состоит в том,

чтобы найти минимальную величину $(R+r_0)$ при условии существования генерации, так чтобы сделать величину $d\theta/df$ возможно большей.

Для $X=0$

$$R = \frac{(r_0 + R_1)}{(r_0^{1/2} A^{1/2} - 1)}, \quad (3)$$

откуда

$$R + r_0 = \left[\frac{(r_0 + R_1)}{(r_0^{1/2} A^{1/2} - 1)} \right] + r_0. \quad (4)$$

Величина r_0 может быть выбрана так, чтобы сделать $(R+r_0)$ минимальным: для этого уравнение (4) дифференцируем по r_0 . Отсюда $(R+r_0)$ будет минимальным при

$$r_0^{3/2} A^{1/2} - 3r_0 - R_1 = 0. \quad (5)$$

Величина R_1 определяется выбором резонансного элемента, величина A определяется усилителем; отсюда из уравнения (5) можно найти r_0 . Кривые на фиг. 2, а показывают изменение r_0 в зависимости от A как от параметра при постоянном R_1 , равном 100 ом. Для каждого значения r_0 и A постоянная K определяется из выражения $K^2/r_0 = A$. Сопротивление R находим из уравнения (3). На фиг. 2, а также показаны изменения K и R при $R_1=100$ ом. Если и r_0 и R сделать равными нулю, то при наличии генерации изменение частоты при малом фазовом сдвиге усилителя $\Delta\theta$ будет

$$\Delta f = \frac{\Delta\theta \cdot f_0}{2Q}, \quad (6)$$

где Q резонансного элемента равно X_1/R_1 и f_0 равно $1/(2\pi\sqrt{LC})$. При значениях r_0 и R , отличных от нуля, уравнение (6) должно измениться, так как в этом случае $Q = X_1/(R_1 + R + r_0)$. Относительное изменение частоты в практической схеме по сравнению с изменением частоты ненагруженной резонансной цепи при одном и том же $\Delta\theta$ равно

$$Q_{\phi} = \frac{R_1}{(R + r_0 + R_1)}. \quad (7)$$

Таким образом, по величине Q_{ϕ} можно судить о качестве цепи. Если величины Q_{ϕ} двух различных цепей сравнимы, то отношение стабильностей $(S_n)_1$ и $(S_n)_2$ двух генераторов, в которых применяются эти цепи, выражается как

$$\frac{(S_n)_1}{(S_n)_2} = \frac{(Q_{\phi})_1}{(Q_{\phi})_2}. \quad (8)$$

В уравнении (7) Q_{ϕ} выражено только через элементы цепи, показанной на фиг. 2, а; для других цепей нужно написать аналогичные выражения величины Q_{ϕ} .

А. Дж. Карролл

Практические схемы

Для создания практической схемы, использующей цепь фиг. 2, а, сначала выбирают подходящий усилитель. Параметр A находится экспериментально. Затем выбирают подходящий резонансный элемент (кварц, последовательная L - C -цепь и т. д.). Сопротивление R_1 определяется выбором резонансного элемента. После этого из уравнения (5) определяется точное значение r_0 , после чего из уравнения (3) можно найти сопротивление R . Реактанс X как функция частоты может быть вычислен, так как резонансный элемент выбран. Зависимость ϕ от частоты может быть найдена из уравнения (2). Если фазовый сдвиг θ в усилителе как функция напряжения или температуры известен, частота генератора как функция напряжения может быть найдена путем приравнивания ϕ и $-\theta$ при всех напряжениях.

Этот метод дает теоретическую стабильность несколько лучше той, какую можно получить в практической схеме, поскольку мы пренебрегли искажениями и поскольку R обычно не может быть сделано таким малым, как это вытекает из уравнения (3). Если R будет равно минимальной величине, то при наличии фазового сдвига величины R может оказаться недостаточно, чтобы поддерживать незатухающие колебания.

Улучшенную стабильность, полученную путем разгрузки кварца, находят следующим образом. Сначала в уравнение (2) подставляют входное сопротивление усилителя и вычисляют стабильность. Затем в это же уравнение подставляют R (минимальное) и снова вычисляют стабильность. Соотношение этих двух стабильностей дает лучшие результаты, полученные путем правильного выбора R .

Конфигурация схемы

Благодаря этому методу можно добиться выбора постоянных для любой цепи обратной связи.

Для некоторых цепей возможно значение $Q_{\phi} > 1$, что означает, что эффективное Q кварца больше его реальной измеренной величины. Для примера приведем следующие уравнения цепи, показанной на фиг. 2, б:

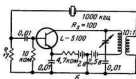
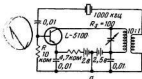
$$K = 1 + \sqrt{1 + R_1 A / 2}, \quad (9)$$

$$R = \frac{[4K^2 + R_1 A (K + 1)]}{A (K - 1)} \quad (10)$$

и

$$Q_{\phi} = \frac{200 (R + 2r_0)}{[(R - R_1) (R + R_1 + 4r_0) - 1]}. \quad (11)$$

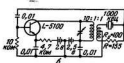
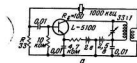
Кривые на фиг. 2,б показывают изменение R , K , r_o , ρ_o при изменении A от 0,1 до 10. Сопротивление R_1 снова выбирается равным 100 ом. При проектировании генераторов кривые на фиг. 2,б используются таким же образом, как и кривые на фиг. 2,а.



Ф и г. 3. Стандартный генератор, в котором используется поверхностно-барьерный транзистор (а), имеет нестабильность 100 к 10%. В схеме (б) осуществлено согласование импеданса между входом и выходом транзистора, нестабильность 13 к 10%.

Непосредственно из уравнений, описывающих какую-либо цепь, важность сопротивления R_1 не видна. Однако можно показать, что при неизменных индуктивности и емкости резонансного элемента стабильность частоты увеличивается с уменьшением сопротивления R_1 . Например, используя уравнения (9)—(11), а также типовую

который не требует большой мощности и имеет сравнительно высокую частоту α -отсечки. Генератор, показанный на фиг. 3,а, не имеет каких-либо специальных конструктивных особенностей. Величины компонентов были выбраны эмпирически и затем изменены так, чтобы обеспечить генерацию.



Ф и г. 4. Схема (а) спроектирована на основе кривых фиг. 2,а, нестабильность 8 к 10%; схема (б) основана на кривых фиг. 2,б, нестабильность 4 к 10%.

величину A , равную 2, получим: для $R_1=1000$ ом $\rho_o=0,795$, для $R_1=100$ ом $\rho_o=2,5$ и для $R_1=10$ ом $\rho_o=7,1$.

Когда кристалл кварца используется в схеме фиг. 2,б, эффективное значение Q больше, чем предполагают.

В схеме же фиг. 2,а ρ_o никогда не может превысить единицы, т. е. увеличения Q здесь не получится.

На фиг. 2,б невозможно подключить к усилителю конечный входной импеданс. В этих условиях уравнения (9)—(11) должны быть преобразованы.

Так образом, возможно, что цепь фиг. 2,а будет обеспечивать лучшую стабильность для данного усилителя и резонатора.

Схема фиг. 3,б была разработана на базе согласования импеданса между входными и выходными клеммами транзистора. Для этого случая нужно только в схеме фиг. 3,а заменить R сопротивлением 17 ом.

Схема, показанная на фиг. 4,а, сконструирована на основе кривых фиг. 2. В этом случае необходимо изменение соотношения витков трансформатора, а также применение сопротивления, подключенного к кварцу. Схема, приведенная на фиг. 4,б, построена исходя из блок-схемы фиг. 2 и разработана на основе данных здесь кривых. Нестабильности генераторов, изображенных на фиг. 3,а и б; 4,а и б, составляют соответственно 100, 13, 8 и 4 к 10% при изменении напряжения питания коллектора на 1%.

СТАБИЛИЗАТОРЫ НАПЯЖЕНИЯ

Лиллеништейн

Описывается источник питания, выполненный на транзисторах и полупроводниковых диодах, который питается от сети 60 гц и имеет непостоянство выходного напряжения 100 мв и пульсации 2,5 мв при изменении нагрузки от нуля до максимума. Источник дает на выходе 70 в и 1,5 а. Приводится также схема источника, питающегося от напряжения 400 гц с усилителем постоянного тока в цепи обратной связи и с использованием в качестве регулирующего элемента четырех параллельно включенных мощных транзисторов. Источник дает на выходе 150 в и 5 а.

Работа схемы

Устройство, показанное на фиг. 1 в виде блок-схемы, питается от сети переменного тока

значениями выходного напряжения постоянного тока.

Этот сигнал переменного тока используется в качестве несущей частоты, усиливается, затем детектируется и фильтруется. Дальнейшее усиление может быть получено в усилителе постоянного тока. Затем выпрямленное напряжение несущей частоты подается на входы мощных транзисторов, включенных последовательно с нагрузкой. Таким образом, любое отклонение постоянного выходного напряжения от заданного усиливается и управляет падением напряжения на мощных транзисторах.

На схеме фиг. 2 переменное напряжение выпрямляется обыкновенным селеновым, германиевым или кремниевым мощным выпрямителем и сглаживается фильтром L_1 и C_1 .



Фиг. 1. Блок-схема стабилизированного источника питания. Усилитель постоянного тока между детектором и регулирующим элементом нужен только тогда, когда частота генератора превышает 30 кц.

частотой 60 гц. Это напряжение трансформируется до нужной величины и затем выпрямляется. На выходе выпрямителя ставится мост с чувствительным к изменению напряжения элементом в одном плече и линейными сопротивлениями в остальных. Мост уравновешен при требуемом выходном напряжении. Выход моста постоянного тока усиливается и преобразуется в сигнал переменного тока, пропорциональный разности между действительным и требуемым

Чувствительный к напряжению мост состоит из трех постоянных сопротивлений (R_2 , R_3 и R_4), одного кремниевого стабилитрона (опорного диода) и переменного сопротивления R_1 . Цепь база — эмиттер транзистора T_2 типа $p-n-p$ включается в диагональ моста.

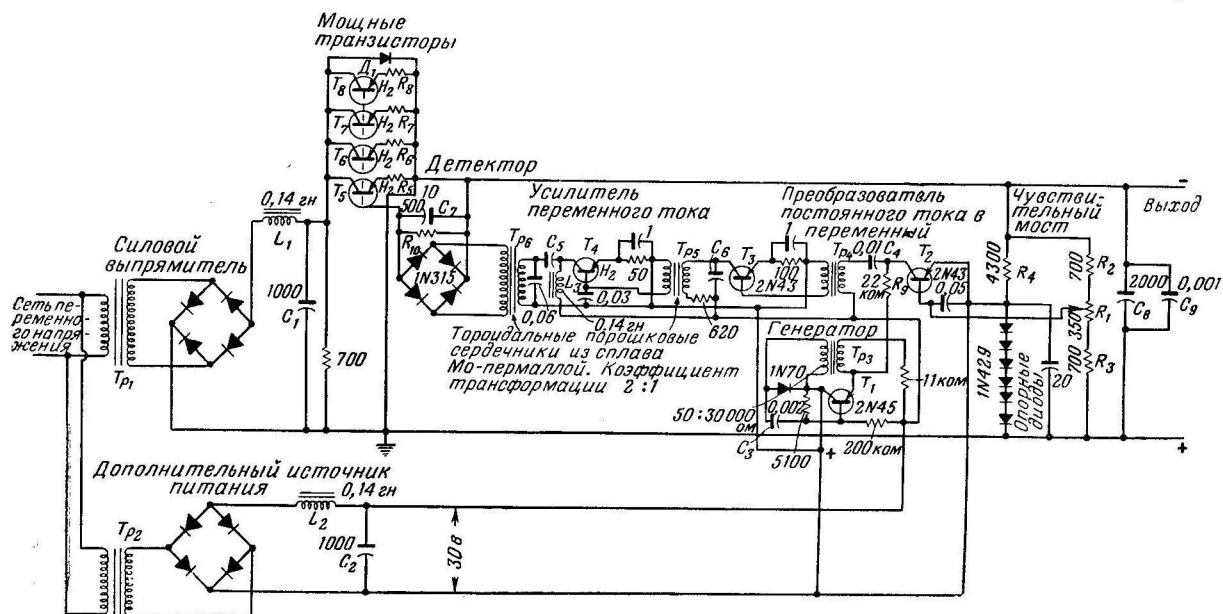
Если напряжение базы несколько меньше, чем эмиттера, то транзистор откроется и сопротивление между эмиттером и коллектором будет близко к нулю. Если базовое напряжение при-

близится к эмиттерному или станет выше его, то транзистор закроется, т. е. между коллектором и эмиттером будет весьма высокое сопротивление. Напряжение, требуемое для перевода транзистора из одного состояния в другое, составляет 0,2 в.

Коллекторное напряжение транзистора T_2 является по существу прерывистым напряжением, полученным от дополнительного источника,

ный ток затем непосредственно через транзистор T_2 идет к положительному полюсу дополнительного источника.

В непроводящем состоянии прерывистое напряжение попадает на коллектор транзистора T_2 , и переменная составляющая через трансформатор T_4 передается на базу транзистора T_3 . Это переменное напряжение зависит от проводимости, которую может обеспечить T_2 , что



Ф и г. 2. Источник питания с транзисторами и диодами, дающий непостоянство 100 мв при выходном напряжении 70 в.

т. е. от транзисторного генератора. Таким образом, коллекторное напряжение меняется с частотой генератора от величины, близкой к нулю, до двойного выходного напряжения выпрямителя.

Генератор представляет собой вариант схемы Хартлея, работающий на частоте около 15 кГц. Активным элементом генератора служит транзистор T_1 . Колебательный контур генератора состоит из обмотки миниатюрного трансформатора связи, изготовляемого для полупроводниковых схем, и конденсатора C_3 для настройки в резонанс.

Положительный полюс дополнительного источника питания присоединен к эмиттеру транзистора T_2 , который в свою очередь подключен к диагонали моста.

Если T_2 полностью открыт, то постоянное и высокочастотное напряжение полностью падают на сопротивлении R_9 , поскольку сопротивление транзистора пренебрежимо мало. Высокочастот-

в свою очередь зависит от напряжения база — эмиттер T_2 .

Транзистор T_3 при помощи трансформатора Tp_5 связан с транзистором T_4 , который производит дальнейшее усиление несущей частоты. Сопротивления и емкости в эмиттерных цепях усилителя переменного тока ограничивают постоянный ток в транзисторах. Емкости C_4 и C_5 предотвращают насыщение трансформаторов постоянным током.

Выход T_4 подается на выпрямительный мост. Выходное напряжение моста пропорционально входному переменному напряжению. Выходное напряжение не должно содержать пульсации несущей частоты, но в то же время оно должно изменяться с частотой пульсаций питающего напряжения 120 Гц. Цепь, состоящая из сопротивления R_{10} и емкости C_7 , имеет постоянную времени, обратная величина которой находится между 120 Гц (двойная частота питающего напряжения) и 30 кГц (двойная несущая частота).

Выходное постоянное напряжение выпрямителя подано на регулирующий элемент, состоящий из транзисторов T_5 — T_8 , которые включены параллельно для пропускания больших токов нагрузки. Сопротивления в цепях эмиттеров служат для выравнивания токов через транзисторы.

Эти транзисторы осуществляют одновременно и регулирующее и сглаживающее действие, поэтому не требуются большие L — C -фильтры.

Если выходное напряжение повышается, опорный диод начинает пропускать больший ток. Это вызывает увеличение напряжения между базой и эмиттером T_2 в отрицательном направлении. Транзистор T_2 начинает проводить, в результате чего на базы транзисторов T_3 и T_4 поступает меньшее переменное напряжение. Поэтому выходное напряжение детектора понижается, и в базы транзисторов T_5 — T_8 поступает меньший ток. В результате этого падение напряжения на регулирующих транзисторах (между их эмиттерами и коллекторами) увеличивается, снижая тем самым напряжение на нагрузке.

Параллельно регулирующим транзисторам включена в обратном направлении одна шайба селенового диода D_1 для предохранения транзисторов от токовых перегрузок.

Источник, питающийся от 400 гц

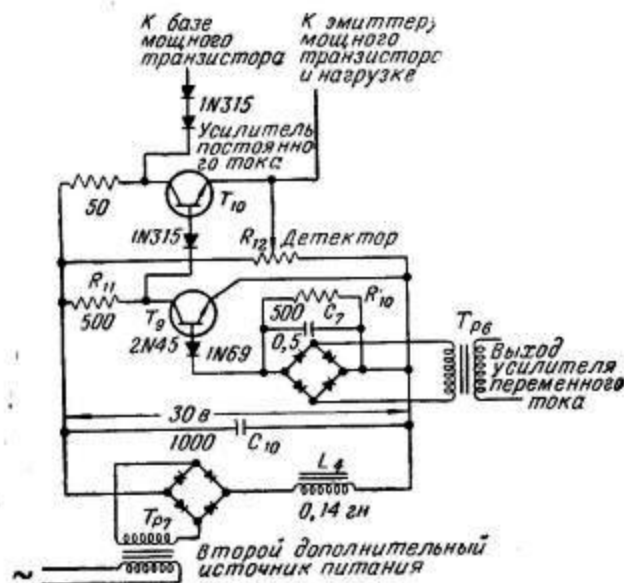
Когда осуществляется выпрямление трехфазного напряжения питающей сети 400 гц, необходима несущая частота больше 15 кгц.

В этом случае нужна несущая порядка 100 кгц. Но, так как мощные транзисторы не могут усиливать такую частоту, детектор должен быть помещен после транзистора T_3 , а не после T_4 , и после детектора должен быть установлен отдельный усилитель постоянного тока. Здесь также необходим дополнительный источник питания. Схема стабилизатора напряжения 400 гц показана на фиг. 3.

Выходное напряжение детектора управляет транзистором T_9 . Если T_9 проводит, почти все напряжение падает на сопротивлении R_{11} ; при этом между коллектором и эмиттером T_9 напряжение порядка 0,3 в. В этом случае напряжение базы транзистора T_{10} приближается к значению, почти равному потенциалу положительного полюса выпрямителя. Кроме того, эмиттер еще смещается делителем R_{12} , в результате чего напряжение базы транзистора T_{10} становится положительным относительно эмиттера, и он запирается.

Таким же образом энергия передается от транзистора T_{10} к мощному усилителю, с той

лишь разницей, что здесь в цепи смещения имеются только германиевые диоды. Эти диоды почти не проводят до тех пор, пока на каждый из них не подано напряжение 0,4 в, т. е. до этого момента никакое увеличение прямого напряжения не вызывает увеличения прямого тока. Поэтому в данном случае до тех пор, пока на коллекторе транзистора T_{10} не будет по крайней мере 0,8 в (два диода), никакого изменения



Фиг. 3. Детектор и усилитель постоянного тока, используемые в стабилизаторе, питающемся от 400 гц.

в состоянии транзисторов T_5 — T_8 не произойдет. Увеличение напряжения между коллектором и эмиттером транзистора T_{10} свыше 0,8 в обуславливает протекание тока в базе мощного усилителя. В результате этого напряжение коллектор—эмиттер транзистора T_5 понижается и напряжение на выходе увеличивается.

Если нужны большие выходные токи, можно включить параллельно большее число мощных транзисторов. В данном случае включалось до 12 транзисторов.

В случае использования усилителя постоянного тока повышенное выходное напряжение заставляет первый маломощный транзистор (преобразователь постоянного тока в переменный) проводить, что понижает сигнал усилителя переменного тока и выход детектора и запирает T_9 . Это в свою очередь заставляет T_{10} проводить, понижая напряжение база—эмиттер транзисторов T_5 — T_8 . Падение на этих транзисторах увеличивается, и выходное напряжение возвращается к прежнему значению.

Рабочие характеристики стабилизаторов обоих типов приведены в таблице.

Характеристики двух источников питания

Частота питающего напряжения, гц	60	400
Число фаз	1	3
Напряжение, в	$115 \pm 10\%$	$115 \pm 5\%$
Выходное напряжение, в	70	150
Ток, а	1,5	5
Непостоянство при изменении нагрузки от нуля до максимума, мв	100	200
Пульсации, мв (эфф.)	2,5	6
Максимальное внутреннее сопротивление от 0 до 22 кзч, ом	0,05	0,1

СХЕМЫ СТАБИЛИЗИРОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ ПИТАНИЯ

Келлер

Уравнения, выведенные для расчета последовательного и шунтового типов стабилизатора, позволяют построить низковольтные источники питания с любой требуемой степенью стабилизации. Обсуждаются реальные схемы, полученные с помощью этих уравнений. Лабораторные испытания показали хорошее совпадение с расчетом.

В настоящее время имеется возможность создавать простые и компактные источники питания, используя в них имеющиеся в наличии транзисторы. Посредством весьма небольших усложнений схем можно добиться почти любой степени стабилизации.

Выходное напряжение источника питания есть функция выходного тока и входного напряжения

$$E_0 = E_0(E_i, I_0), \quad (1)$$

где E_0 — выходное напряжение, E_i — входное напряжение (сетевое), I_0 — выходной ток нагрузки. Так как на практике нагрузка определяется нагрузочным сопротивлением или, что более удобно, проводимостью нагрузки, выходное напряжение можно записать так: $E_0 = E_0(E_i, G_L)$, где G_L — проводимость нагрузки; тогда

$$\Delta E_0 = \left(\frac{\Delta E_0}{\Delta E_i} \right)_{\Delta G_L=0} \Delta E_i + \left(\frac{\Delta E_0}{\Delta G_L} \right)_{\Delta E_i=0} \Delta G_L.$$

Умножая числитель и знаменатель второго члена на $E_0 + \Delta E_0$, получим

$$\Delta E_0 = \left(\frac{\Delta E_0}{\Delta E_i} \right)_{\Delta G_L=0} \Delta E_i + \left[\frac{\Delta E_0}{(E_0 + \Delta E_0) \Delta G_L} \right]_{\Delta E_i=0} (E_0 + \Delta E_0) \Delta G_L.$$

Член $(E_0 + \Delta E_0) \Delta G_L$ отличается от ΔI_0 на величину $\Delta E_0 G_L$. Однако этой величиной можно пренебречь, поскольку в любом удовлетворительном стабилизаторе она мала по сравнению с ΔI_0 .

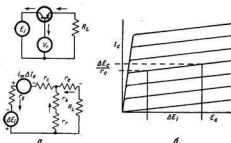
Таким образом,

$$\Delta E_0 = \left(\frac{\Delta E_0}{\Delta E_i} \right)_{R_L=\text{const}} \Delta E_i + \left(\frac{\Delta E_0}{\Delta I_0} \right)_{\Delta E_i=0} \Delta I_0. \quad (2)$$

Это уравнение подтверждается экспериментом, когда при стабилизации напряжения

ния поддерживается постоянным R_L вместо I_0 ; оно представляет собой основное уравнение эквивалентной схемы переменного тока. Изменение выходного напряжения равно входному напряжению минус падение IR . Два члена правой части уравнения (2) должны быть как можно меньше. Следовательно, расчет стабилизатора должен иметь своей главной целью достижения минимальных отношений $\Delta E_0/\Delta E_i$ и $\Delta E_0/\Delta I_0$.

Наиболее простой стабилизатор показан на фиг. 1, а. Здесь применен транзистор, мощность которого составляет 20 вт при температуре



Фиг. 1. Стабилизатор с последовательной регуляцией и его эквивалентная схема (а), использующая характеристики триода (б).

корпуса 25° С. Эмиттер триода смещен в прямом направлении, его потенциал стремится приблизиться очень близко к потенциалу базы, который представляет собой опорное напряжение. Изменение сетевого напряжения почти равно падению напряжения на большом динамическом сопротивлении коллектора; поэтому на эмиттере изменение напряжения значительно меньше. Чтобы определить коэффициенты уравнения (1), предполагается, что работа происходит в линейном режиме. Из эквивалентной схемы для малых сигналов следует

$$\left(\frac{\Delta E_0}{\Delta E_i}\right)_{\Delta I_0=0} = -r_e - (1-\alpha)(r_b + r_r). \quad (3)$$

Таким образом, определяется стабилизация схемы фиг. 1, а относительно изменений нагрузки. Стабилизацию по входному напряжению можно получить, используя эквивалентную схему для малых сигналов:

$$\left(\frac{\Delta E_0}{\Delta E_i}\right)_{\Delta R_{L=0}} = \frac{r_b + r_r}{r_e \left[1 + \frac{(1-\alpha)(r_b + r_r)}{R_L + r_e}\right]} \frac{R_L}{R_L + r_e}. \quad (4)$$

При этом предполагается, что $r_e \gg r_b + r_r + r_e$. R_L — сопротивление нагрузки.

При рассмотрении действия стабилизации по входному напряжению можно заметить, что наклон коллекторных характеристик, показанных на фиг. 1, б, равен приблизительно отношению последовательного сопротивления к изменению входного напряжения. Теперь уравнение (2) примет вид

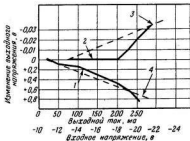
$$\Delta E_0 = \frac{r_b + r_r}{r_e \left[1 + \frac{(1-\alpha)(r_b + r_r)}{R_L + r_e}\right]} \frac{R_L}{R_L + r_e} \Delta E_i - [r_e + (1-\alpha)(r_b + r_r)] \Delta I_0. \quad (5)$$

Подставляя значения типовых параметров мощного транзистора: $r_e = 10 \text{ к}\Omega$, $r_b = 1,5 \text{ ом}$, $r_r = 50$, $\alpha = 0,96$, $R_L = 75$, $r_r = 0$, получим

$$\Delta E_0 = 0,004 \Delta E_i - 3,5 \Delta I_0. \quad (6)$$

Кривые, полученные для схемы фиг. 1, а, приведены на фиг. 2.

Нелинейное расположение экспериментальных точек и их отклонение от теоретических



Фиг. 2. Теоретические и экспериментальные характеристики стабилизатора последовательного типа.

1 — экспериментальная, $V_{\text{вх}} = -20 \text{ в}$; 2 — экспериментальная, $I_{\text{вх}} = 150 \text{ ма}$; 3 — теоретическая, $I_{\text{вх}} = \text{const}$; 4 — теоретическая, $V_{\text{вх}} = \text{const}$.

значений можно считать результатом значительных изменений параметров транзистора с рабочей точкой. Однако это не ограничивает полезности уравнений стабилизации в большинстве практических случаев, так как источники питания обычно работают в узком диапазоне, позволяющем с достаточно хорошей точностью сделать предположение о неизменной рабочей точке.

Уравнение (5), по-видимому, содержит достаточно точные соотношения, на которых могут базироваться дальнейшие расчетные соображения. Можно утверждать, что лучшая стабилизация может быть достигнута при больших α и r_c или при меньших r_b , r_e и (или) r_r .

Основной недостаток схемы фиг. 1, а состоит в том, что в ней потребляется слишком большой опорный ток.

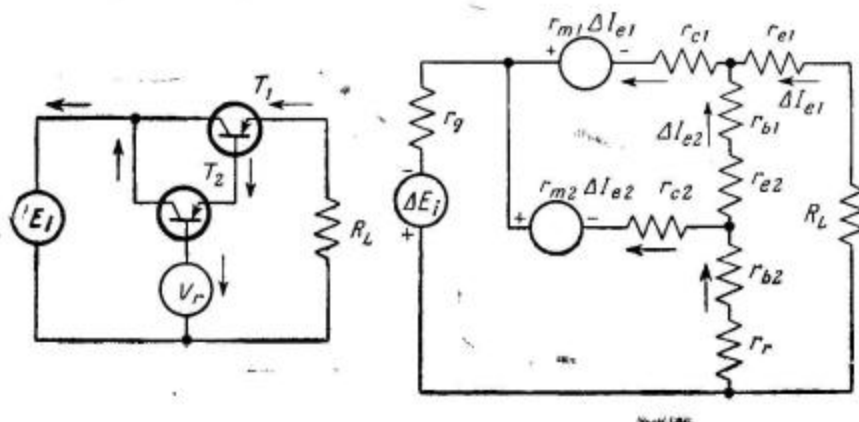
Схема на фиг. 3 дает почти такую же стабилизацию, но с существенно меньшим расходом опорного тока. Так как $I_0 = (1 - \alpha)I_e$, то, полагая

соответствующие большим смещениям. Подходящими величинами для T_2 будут $r_c = 90 \text{ к}$, $r_b = 60 \text{ ом}$, $r_e = 2,5 \text{ ом}$, $r_r = 50 \text{ ом}$, $\alpha = 0,97$. При этом уравнение стабилизации примет вид

$$\Delta E_0 = 0,0067 \Delta E_i - 3,7 \Delta I_0. \quad (9)$$

Результат этого расчета сравнивается с экспериментом (фиг. 4). Совпадение результатов хорошее, так как в уравнение подставлены средние значения параметров десяти транзисторов.

Рассматриваемые схемы являются основными схемами стабилизаторов последовательного



Ф и г. 3. Двухтранзисторная схема стабилизатора, характеристики которого определяются эквивалентной схемой.

транзисторы одинаковыми, опорный ток приблизительно равен $0,002 I_0$. Это соответствует наличию большого α .

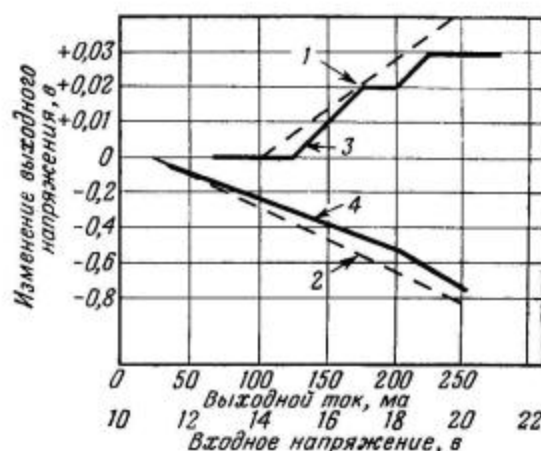
Используя эквивалентную схему фиг. 3, получим уравнения стабилизации

$$\frac{\Delta E_0}{\Delta I_0} = -[r_{e1} + (1 - \alpha_1)(r_{b1} + r_{e2}) + (1 - \alpha_1)(1 - \alpha_2)(r_{b2} + r_r)], \quad (7)$$

$$\frac{\Delta E_0}{\Delta E_i} = \frac{\frac{r_{b1} + r_{e2} + (1 - \alpha_2)(r_{b2} + r_r)}{r_{c1}} \frac{(r_{b2} + r_r)}{r_{c2}}}{1 + \frac{(1 - \alpha_1)}{R_L + r_{e1}} [r_{b1} + r_{e2} + (1 - \alpha_2)(r_{b2} + r_r)]} \frac{R_L}{R_L + r_{e1}}. \quad (8)$$

Эти уравнения показывают, что опорное сопротивление может быть много больше, чем в одностридной схеме. Поскольку T_1 должен пропускать полный ток нагрузки и поскольку схема должна проводить ток, близкий к предельному току T_1 , то α и r_c этого транзистора могут быть значительно меньше тех значений, которые получаются при малых токах смещения. Применяя уравнения (7) и (8), было бы неправильно использовать одинаковые величины параметров обоих транзисторов. Для расчета одностридного стабилизатора применяли параметры,

типа, использующих коллекторное сопротивление для гашения излишка входного напряжения.



Ф и г. 4. Рабочие характеристики двухтранзисторной схемы стабилизатора.

1 — теоретическая, $I_{\text{вых}} = \text{const}$; 2 — теоретическая, $V_{\text{вх}} = \text{const}$; 3 — экспериментальная, $I_{\text{вых}} = 150 \text{ ма}$; 4 — экспериментальная, $V_{\text{вх}} = 30 \text{ в}$.

Величина гасящего сопротивления зависит от разности напряжения на нагрузке и базового

или опорного напряжения. Стабилизация зависит от разности выходного и опорного напряжений. Эту разность можно сделать незначительной путем достаточного уменьшения сопротивления или силы тока цепи.

Ясно, что величина изменения опорного тока зависит от усиления контура обратной связи, которое используется для стабилизации выходного напряжения.

Когда применяется один транзистор, реагирующий на разность выходного и опорного напряжений, то стабилизацию можно выразить следующими уравнениями:

$$\frac{\Delta E_{\text{в}}}{\Delta I_{\text{в}}} = \frac{\left[\frac{r_{\text{ef}}}{1-a_f} + r_{\text{в}} + r_r \right]}{G_{\text{св}}}, \quad (10)$$

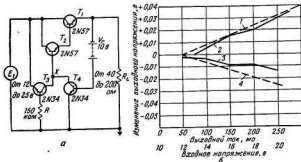
$$\frac{\Delta E_{\text{в}}}{\Delta E_1} = \frac{\left[\frac{r_{\text{ef}}}{1-a_f} + r_{\text{в}} + r_r \right]}{G_{\text{св}} R}. \quad (11)$$

Здесь индекс f относится к параметрам транзистора первого усилительного каскада или каскада, где выходное напряжение сравнивается

каскадный усилитель обратной связи. Динамическое гасящее последовательное сопротивление представлено транзисторами T_1 и T_2 . Транзистор T_4 представляет собой каскад усиления. Транзистор T_3 подает постоянный по величине ток к точке X , где ток распределяется между базой T_2 и коллектором T_4 .

Если выходное напряжение уменьшается в результате увеличения тока нагрузки, то напряжение базы T_4 должно приблизиться к потенциалу земли, в результате чего проводимость T_4 уменьшится. Ток, который при нормальном состоянии проходил через T_4 , теперь потечет через T_2 . В результате этого T_1 и T_2 будут проводить больше, что эквивалентно уменьшению последовательного регулирующего сопротивления; в результате выходное напряжение увеличивается, стремясь скомпенсировать снижение выходного напряжения.

Транзистор T_3 должен быть включен инверсно, используя эмиттер как коллектор. Температурная стабильность транзистора с большим сопротивлением в базе мала, если коэффициент усиления тока α недостаточно велик. При инверсном



Ф и г. 5. Стабилизатор на четырех транзисторах с однокаскадным усилителем обратной связи (а), который дает хорошее совпадение практических результатов с теоретическими.

1 — теоретическая, $I_{\text{вх}} = \text{const}$; 2 — экспериментальная, $I_{\text{вх}} = 150$ ма; 3 — экспериментальная, $V_{\text{вх}} = 20$ в; 4 — теоретическая, $V_{\text{вх}} = \text{const}$.

с опорным; $G_{\text{св}}$ — общий коэффициент усиления тока в управляющей части и последовательном сопротивлении источника питания; R — общее параллельное сопротивление между зажимом входного напряжения и точкой соединения последовательного сопротивления и управляющей части.

На фиг. 5, а для примера показан стабилизатор напряжения, в котором используется одно-

включение α получается весьма малым. Кроме того, хорошее качество этого соединения как источника постоянного по величине тока состоит в том, что он не зависит от α .

При определенных условиях лучшая стабилизация может быть получена путем использования транзистора T_3 в качестве дополнительного каскада усиления в усилителе и путем включения сопротивления между входной клеммой

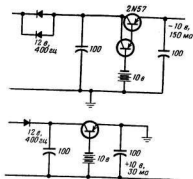
и базой T_2 , чтобы обеспечить необходимый ток. Это может зависеть большей частью от того, насколько входное напряжение больше выходного, и от необходимого диапазона регулирования. Уравнение диапазона регулирования можно записать следующим образом:

$$\Delta E_0 = \frac{r_{e1} + (1 - a_1)(r_{b1} + r_r)}{a_1 R \frac{1 - a_2}{a_2}} \Delta E_i - \frac{(1 - a_1)(1 - a_2)}{a_2 a_1} [r_{e1} + (1 - a_1)(r_{b1} + r_r)] \Delta I_0. \quad (12)$$

Используя типовые параметры, находим решение уравнения (12)

$$\Delta E_0 = 0,004 \Delta E_i - 0,13 \Delta I_0.$$

Сравнение этого уравнения с экспериментом показано на фиг. 5, б.



Фиг. 6. Стабилизатор, спроектированный для полевого артиллерийского оборудования.

На фиг. 6 показаны источники питания, дающие выходное напряжение $+10\text{В}$ и -10В .

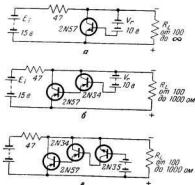
Температурная зависимость

Однотриодный стабилизатор фиг. 1, а имеет 2,5%-ный уход выходного напряжения при изменении температуры от 25 до 80°С. Схема фиг. 3 имеет 5%-ное изменение выходного напряжения в том же температурном диапазоне. Этот температурный дрейф может быть скомпенсирован путем использования источника опорного напряжения с отрицательным температурным коэффициентом.

В более сложных схемах стабилизаторов, использующих сервоусилители с большим коэффициентом усиления, основная температурная проблема возникает в усилителе и в основном в первом каскаде, где сравниваются опорное и выходное напряжения. Кремниевые элементы, которые могут быть использованы, облегчают достижение температурной стабильности, но и в этом случае все же необходима компенсация изменения напряжения между базой и эмиттером в первом каскаде, где сравниваются опорное и выходное напряжения.

Схемы шунтового типа

Схемы источников питания со стабилизаторами шунтового типа, показанные на фиг. 7,



Фиг. 7. Три стабилизатора параллельного типа для низковольтных источников.

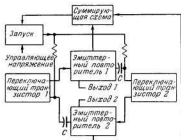
анализируются таким же образом, как и источники питания со стабилизаторами последовательного типа. Стабильность первых (шунтовых) хуже, чем вторых (последовательных), но в небольшом диапазоне стабильность шунтовых может быть такой же, как и последовательных.

Схема на фиг. 7, а, работая в небольшом диапазоне изменения входного напряжения, имеет положительную особенность. Ее источник опорного напряжения заземляется одной стороной, что дает возможность использовать опорные диоды. Стабилизация такой схемы сравнима со стабилизацией лучшей трехтранзисторной схемы последовательного типа.

увеличивает ширину и частоту повторения импульса, отключающего сеть при помощи ключевого транзистора. Таким образом, среднее значение напряжения на нагрузке остается постоянным.

Мультивибратор с частотой, управляемой напряжением

На фиг. 2 показана блок-схема мультивибратора с изменяющейся частотой, а на фиг. 3 —



Фиг. 2. Блок-схема мультивибратора.

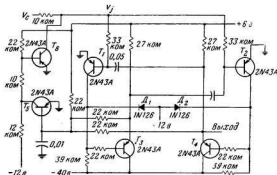
принципиальная схема. Основное отличие транзисторов от вакуумных ламп в данном приме-

Транзисторный мультивибратор будет генерировать при заземленных базах, однако при этом форма сигнала не будет удовлетворительной и, кроме того, период будет зависеть от температуры параметров транзисторов и замены транзисторов.

Подключение баз к отрицательному полюсу источника (в случае транзисторов типа $p-n-p$) через соответствующее сопротивление обеспечивает такой ток через базу, что транзистор остается в насыщенном состоянии. Если теперь менять напряжение на базовых сопротивлениях, частота мультивибратора будет меняться пропорционально этому базовому напряжению.

Коллекторы транзисторов T_1 и T_2 присоединены к высокому напряжению и фиксируются на уровне малого напряжения диодами D_1 и D_2 , которые работают только в течение времени нарастания. Между коллекторами и базами противоположных транзисторов включены эмиттерные повторители, которые повышают базовое сопротивление закрытого транзистора, тем самым ускоряя нарастание напряжения. Емкость, определяющая длительность полупериода, заряжается через малый выходной импеданс эмиттерного повторителя, который, кроме того, уменьшает выброс выходного напряжения.

Таким образом, коллекторное сопротивление может быть довольно большим, как показано на фиг. 3. Одно из преимуществ транзисторного мультивибратора состоит в том, что изменения



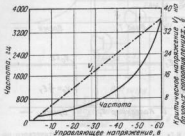
Фиг. 3. Мультивибратор, частота которого определяется напряжением на сопротивлениях без транзисторов T_1 и T_2 .

нения заключается в том, что для управления транзисторами требуется затрата мощности в базе, в то время как для управления лампами затраты мощности на сетке не требуется.

напряжения на базах малы по сравнению с изменением напряжения на сетке лампы. Длительность регенерации мала относительно длительности полупериода.

Стартовые характеристики

Базовые сопротивления могут быть присоединены непосредственно к меняющемуся напряжению, но, если управляющее напряжение будет большим, схема не запустится. При больших базовых токах оба транзистора будут насыщены. Преимущество этой схемы заключается в том,



Ф и г. 4. Характеристики генератора переменного частоты, схема которого показана на фиг. 3.

что она запускается всегда, как только напряжение на базе станет равным нулю. Базовые сопротивления присоединяются к коллектору T_3 , на который в свою очередь подается управляющее напряжение.

Когда схема генерирует, на эмиттерах обоих эмиттерных повторителей T_3 и T_4 получаются

живаается в насыщенном состоянии. Это в свою очередь обуславливает такое смещение для T_6 , что он не проводит тока.

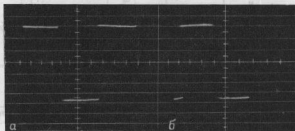
В этих условиях управляющее напряжение подводится к базовому сопротивлению через сопротивление 10 ком, соединенное с коллектором транзистора T_6 . Если схема перестает генерировать в результате перегрузки, потенциалы на эмиттерах T_3 и T_4 станут равными нулю, транзистор T_3 заперется, а триод T_6 откроется, заземлив базовое сопротивление; в этих условиях схема начинает генерировать, и напряжение V_c управляет рабочей частотой.

Расчет рабочей частоты при $V_c = -20$ в дает период, равный 2750 мксек, что близко к измеренному значению 2500 мксек.

Характеристики

На фиг. 4 приведена зависимость частоты от напряжения для схемы, показанной на фиг. 3. Приведена также зависимость критического базового напряжения от управляющего напряжения. Это позволяет определить нагрузку T_6 при наличии генерации. Схема дает на выходе сигнал прямоугольной формы с частотой повторения от 100 до 3600 гц. Выходное напряжение сверх рабочей области фиксируется диодами на постоянном уровне 12 в.

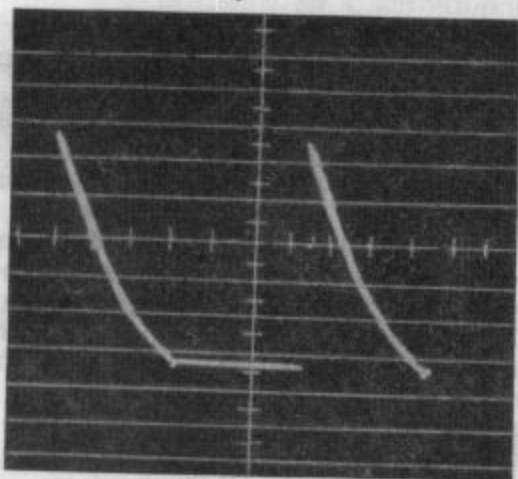
На фиг. 5 показаны формы выходных сигналов при значениях управляющего напряжения вблизи краев диапазона. На фиг. 6 приведена форма кривой на базе. Заметим, что экспонента



Ф и г. 5. Управляющие напряжения 5,5 и 52 в, подводимые к мультивибратору (фиг. 3), дают соответственно выходной импульс длительностью 6500 мксек (а) и 600 мксек (б).

прямоугольные сигналы. Эти оба сигнала суммируются на сопротивлении 22 ком, присоединенном к базе T_3 , в результате чего T_3 поддер-

при входе в область проводимости имеет значительный наклон, что обуславливает хорошую стабильность полупериода.

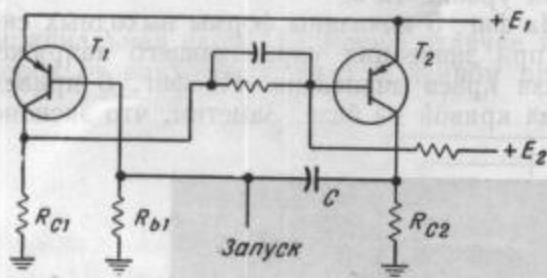


Ф и г. 6. Форма кривых на базе T_1 (фиг. 3) при длительности периода 6500 мксек.

Одноходовой мультивибратор

Действие регулятора основано на использовании одновибратора, ширина импульса которого — функция управляющего постоянного напряжения.

Схема обычного одновибратора показана на фиг. 7. Транзистор T_1 при отсутствии запускающего импульса поддерживается в открытом

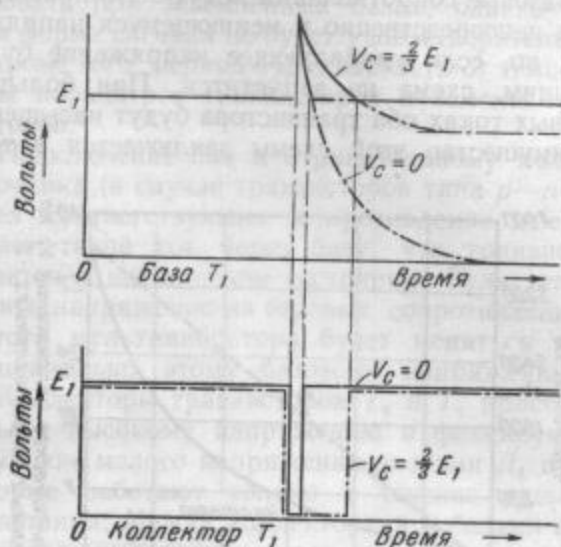


Ф и г. 7. Схема одновибратора.

состоянии током, текущим через R_{b1} . Коллектор T_1 находится под потенциалом $+E_1$, и ток от положительного источника $+E_2$ поддерживает T_2 в непроводящем состоянии.

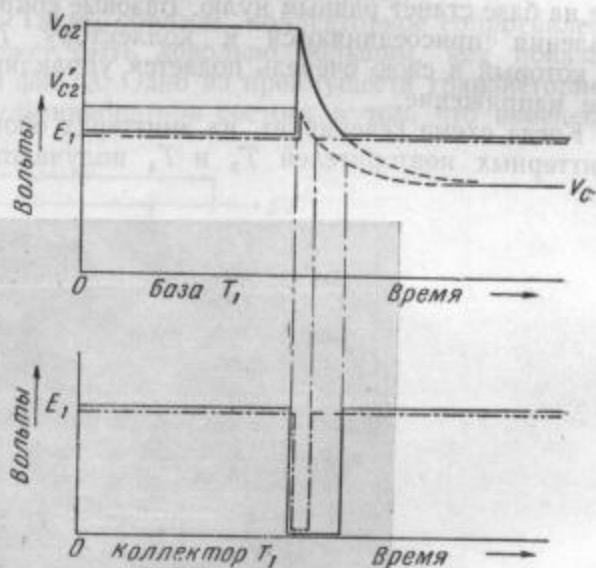
Положительный импульс прикладывается к базе T_1 и запирает его; напряжение на коллекторе этого транзистора падает до потенциала земли, вызывая большой ток через базу транзистора T_2 , который открывается и поддерживается в состоянии насыщения. Когда напряжение коллектора транзистора T_2 поднимается до $+E_1$, с емкости C на базу транзистора T_1 подается положительное напряжение и запирает его.

Если на R_{b1} подать напряжение V_c , отличное от потенциала земли, ширина импульса начнет



Ф и г. 8. Влияние изменения критического напряжения на ширину импульса.

меняться. На фиг. 8 показано влияние изменения V_c . Диапазон изменения ширины импульса

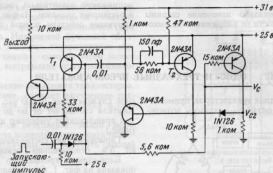


Ф и г. 9. Влияние изменения фиксирующего напряжения на коллекторе T_2 на ширину импульса.

ограничен, поскольку тока, текущего через R_{b1} , становится недостаточно для поддержания T_1 во включенном состоянии при отсутствии импульсов, когда V_c приближается к E_1 . Это

положение, может быть частично исправлено путем увеличения сопротивления R_{c1} . При этом транзистор T_1 можно держать в насыщенном

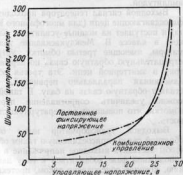
Чтобы увеличить степень регулировки, коллектор T_2 может фиксироваться изменяемым напряжением V_{c2} .



Фиг. 10. Одновибратор с переменной шириной импульса с комбинированным управлением.

состоянии при меньшем базовом токе. Однако это влечет за собой увеличение R_{c2} , что в результате снижает предел величины R_{c1} .

На фиг. 9 показано изменение ширины импульса в зависимости от этого фиксирующего напряжения, причем напряжение на емкости, управ-



Фиг. 11. Рабочие характеристики одновибратора фиг. 10.

Использование эмиттерных повторителей в цепях связи дает возможность сильно увеличить R_{c1} и R_{c2} , а также сделать выходы низкоомными



Фиг. 12. Регулировка при различных входных уровнях напряжения сети.

вляющей длительностью времени выдержки, остается постоянным.

Фиксирующее напряжение отбирается от уси-

лителя с общим эмиттером (фиг. 10), база которого управляется напряжением V_c . Этот усилитель обеспечивает необходимое опрокидывание фазы и дополняет влияние V_c на ширину импульса.

На фиг. 11 показано изменение ширины импульса в зависимости от напряжения на емко-

сти, определяющей длительность импульса при постоянном фиксирующем напряжении, а также зависимость ширины импульса от напряжения комбинированной схемы фиг. 10. Фиксирующее напряжение значительно увеличивает крутизну и расширяет диапазон. На фиг. 12 показано регулирующее действие полной схемы.

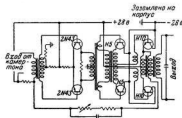
ОДНО- И ТРЕХФАЗНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

При помощи мощных транзисторов, применяемых в источниках питания, оказалось возмож-



Фиг. 1. Трехфазный преобразователь.

ным выполнить преобразователь малого веса мощностью 30 ватт, работающий в сервосистемах второй ступени ракеты «Авангард».



Фиг. 2. Типовой однофазный преобразовательный усилитель.

Показанный здесь образец дает трехфазную мощность частоты 400 гц, питается от источника постоянного напряжения 28 в и управляется камертонным генератором. Преобразователь весит около 2,5 кг и имеет предположительный

срок службы более 10 000 час. К. п. д. преобразователя составляет от 60 до 70%, в то время как вращающийся унормер имеет к. п. д. 40% (макс.).

Гармонические составляющие не превышают 5% относительно основной гармоники. Блок-схема трехфазного преобразователя показана на фиг. 1. Схема типового однофазного преобразовательного усилителя показана на фиг. 2.

Генератор. Синусоидальное напряжение, генерируемое камертоном, в небольших пределах управляется кремниевым опорным диодом. Схема стабилизации амплитуды генератора сравнивает выходное напряжение с опорным.

Результирующий разностный сигнал подается на смещение транзистора, управляющего амплитудой.

Выходной сигнал генератора проходит через фазосдвигающие цепи (для многофазного варианта) и поступает на мощные усилители, работающие в классе В. Междукаскадные трансформаторы, имеющие третью обмотку, устраняют отрицательную обратную связь по переменному току в эмиттерной цепи. Эта третья обмотка, намотанная параллельно первичной, осуществляет обратную связь на базу. В такой схеме можно увеличить сопротивление первичной обмотки, что повышает температурную стабильность.

Выходной трансформатор имеет обмотку обратной связи, присоединенную таким образом, чтобы заставить выходное напряжение в противоположной фазе добавляться к тому напряжению, которое обусловлено током, протекающим по сопротивлению первичной обмотки. Таким образом, применяется комбинированная обратная связь — отрицательная по напряжению и положительная по току. При этом выходной импеданс уменьшается вдвое по сравнению с тем случаем, когда имеет место только обратная связь по напряжению.

ТРАНСФОРМАТОР—ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ПОСТОЯННОГО ТОКА В ПОСТОЯННЫЙ

Повышение напряжения аккумулятора до величины, пригодной для питания обычной электронной схемы, обычно выполнялось при помощи вибратора. Интересной функцией обычных транзисторов является генерирование ими переменного напряжения, которое затем может быть повышено и выпрямлено полупроводниковыми диодами.

Низкое напряжение насыщения транзисторов, показанных на схеме, снижает внутреннее рассеяние мощности при их использовании в преобразователе.

Получающаяся в результате малая величина саморазогрева позволяет применить теплоотводы малой величины и получить малый объем компоновки.

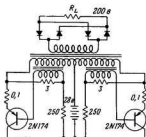


Схема преобразователя постоянного тока в постоянный.

ИНДИКАТОРНЫЙ СЧЕТЧИК С НЕОНОВЫМИ ЛАМПАМИ

Чисхольм

Включенные каскадно двоичные ячейки на кремниевых сплавных транзисторах зажигают неоновые индикаторы цифрового частотомера при скоростях счета до 100 000 в 1 сек. Приведены расчеты, позволяющие спроектировать двоичные каскады. Счетчик был подвергнут испытаниям в течение 14 600 час. непрерывной работы, и при этом не произошло выхода из строя ни одной детали и ухудшения формы сигнала.

Счетные схемы на транзисторах успешно проектируются, но построение систем индикации счета встречало существенные трудности. Однако благодаря особенностям характеристики сопротивления насыщения, которые проявляются при применении триодов в переключающих схемах, становится практически осуществимым каскадирование двоичных схем с целью получения десятичного счетчика. Такая система, как описано в данной статье, обеспечивает получение потенциалов, достаточных для надежного зажигания неоновых ламп обычными средствами.

Считывающие индикаторы

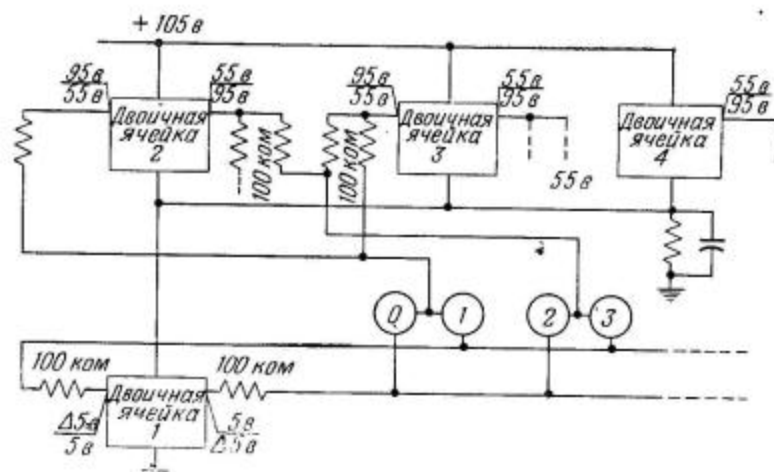
Эксперимент показывает, что продолжительная периодическая работа неоновой лампы типа NE-2A требует потенциалов зажигания не менее

85 в, причем потенциалы гашения не должны превышать 55 в. В десятичном счетчике возможна работа ламп при эффективном смещении 50 в и наложенным на него изменением напряжения 40 в.

Основная схема счетчика показана на фиг. 1. Входной сигнал поступает на двоичную ячейку 1, которая запускает двоичную ячейку 2 один раз на каждые два входных импульса. В свою очередь двоичная ячейка 2 запускает двоичную ячейку 3 один раз на два входных импульса (ячейки 2); аналогичным образом двоичная ячейка 3 запускает двоичную ячейку 4.

Чтобы упростить пример, показана матрица сопротивлений только для четырех ламп.

Провода, идущие от двоичных ячеек, присоединены к коллекторам транзисторов этих ячеек. Верхнее напряжение указывает постоянное



Ф и г. 1. Индикаторная система счетчика, в которой используются неоновые лампы типа NE-2A.

напряжение коллектора при нулевом отсчете, в то время как нижнее напряжение указывает потенциал второго стабильного состояния двоичной ячейки. Амплитуда выходного напряжения каждой двоичной ячейки составляет 40 в. Неоновая лампа работает при токе 0,2 ма при помощи потенциалов, которые меняются на обеих ее выводах.

Двоичная ячейка 1 в результате своей работы выбирает четную или нечетную лампу, в то время как другие двоичные ячейки выбирают пары ламп через матрицы сопротивлений. Систему можно понять наилучшим образом, если рассмотреть положение при нулевом счете.

Двоичная ячейка 1 прикладывает потенциал 5 в к четным лампам и потенциал 45 в — к нечетным. Потенциал точки соединения пары ламп равен среднему значению потенциала, возникающего на концах сопротивлений. Сопротивления, присоединенные к паре ламп «ноль — единица», оба имеют на своих концах потенциалы 95 в. Следовательно, до того как наступит зажигание, к лампе «ноль» будет приложено 90 в, а к лампе «единица» 50 в; лампа «ноль» будет зажжена, а лампа «единица» не будет гореть.

Ток, протекающий через лампу «ноль», ограничивается последовательными сопротивлениями. Матрица сопротивлений устроена таким образом, что потенциал 90 в не может при этом присутствовать ни на какой-либо другой лампе.

Единичный импульс, входящий на счетчик, переводит двоичную ячейку 1 в ее второе стабильное состояние и меняет знаки потенциалов, приложенных к четным и нечетным лампам. Лампа «ноль» гаснет, в то время как лампа «единица» зажигается. Следующие импульсы обеспечивают такую комбинацию стабильных состояний двоичных ячеек, какая соответствует счету, накопленному в десятичном счетчике.

Требования к транзисторам

При скорости счета 100 кгц необходимо иметь времена нарастания импульсов порядка 1 мсек. Следовательно, чтобы транзистор не был при этом ограничивающим фактором, его частота отсечки альфа должна равняться 2—3 Мгц.

Высокий коэффициент усиления тока здесь не нужен, поскольку при этом потребуются большие перекрестные сопротивления двоичной ячейки, чтобы ограничить базовый ток. Это может увеличить время спада сигнала и ограничить максимальные частоты счета.

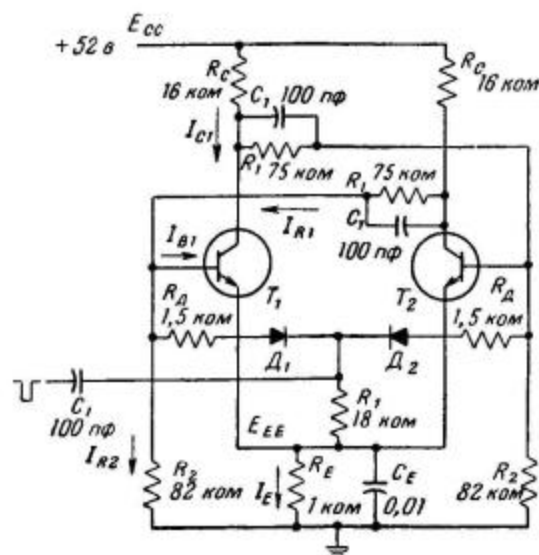
Рабочие температуры находятся в диапазоне от -20 до $+50^{\circ}\text{C}$. Формирователь импульсов

требует, чтобы при самой низкой температуре выбранный транзистор сохранял коэффициент усиления большого сигнала. При высоких температурах требуется, чтобы ток утечки триода I_{c0} не увеличивался до большой величины, что может вызвать уменьшение выходной амплитуды. Эти потери могут серьезно повлиять на рабочие потенциалы неоновых ламп.

Требованиям высокого рабочего напряжения и высокой частоты отсечки альфа удовлетворяет кремниевый плоскостной транзистор типа 903. Максимально допустимое напряжение для этого образца составляет 30 в, но коллекторный переход имеет пробивное напряжение, превышающее 50 в.

Проектирование двоичной ячейки

Поскольку мы имеем дело с двоичными ячейками насыщенного типа, особенно важно знать требования к базовому току при наименьшем



Ф и г. 2. Основная двоичная ячейка счетчика.

коэффициенте усиления и в наихудших рабочих условиях. Транзистор типа 903 имеет β в диапазоне от 9 до 19. В двоичной схеме более важную роль играет коэффициент усиления большого сигнала B , который меняется для данного типа от 7,5 до приблизительно 17.

Для полной взаимозаменяемости транзисторов необходимо, чтобы двоичная ячейка функционировала при всех значениях B ; поэтому необходимо рассчитать схему, исходя из самой малой величины.

Полная схема

Полная схема десятичного счетчика дана на фиг. 3. Группировка четырех двоичных ячеек здесь такая же, как показано на фиг. 1; двоичные ячейки идентичны, исключение составляет небольшое различие в их управляющих цепях. Сопротивления матрицы индикаторных ламп шунтируют коллекторные нагрузки величиной 18 ком, так что их действующие значения равны 16 ком. Верхняя величина потенциала каждого коллектора служит для нулевого счета, а нижний потенциал имеет величину, которая переключает двоичную ячейку в нужной последовательности.

Основной счетчик, состоящий из четырех двоичных ячеек, рассчитан на коэффициент пересчета, равный 16. Для того чтобы сделать счет десятичным, после восьмого входного импульса на счетчик подается строб-импульс и затем после десятого входного импульса производится возвращение в исходное нулевое состояние. Первые три двоичные ячейки работают нормально до восьмого входного импульса.

После поступления восьмого входного импульса двоичная ячейка 4 переводится в ее второе стабильное состояние. Коллекторный потенциал транзистора T_4 поднимается до 95 в и через сопротивление R_1 прикладывается к общей точке направляющих диодов двоичной ячейки 2. Диоды вследствие этого смещаются в обратном направлении приблизительно на 40 в, и входные импульсы, поступающие от двоичной ячейки 1 через емкость связи C_1 , блокируются. При этих условиях лампа 8 ионизируется.

Девятый входной импульс запускает двоичную ячейку 1 и переключает потенциал ионизации с лампы 8 на лампу 9. Десятый входной импульс возвращает двоичную ячейку 1 в ее нормальное устойчивое состояние. Во время этого регенеративного переключения импульс через емкость C_2 прикладывается к базовой управляющей цепи транзистора T_3 четвертой двоичной ячейки, которая возвращается в свое нормальное устойчивое состояние и завершает цикл десятичного счета. Выходной импульс может быть взят с четвертой двоичной ячейки и использован для запуска второго десятичного счетчика, который будет вести счет десятков.

Стробирование постоянного тока

Метод стробирования счетчика по постоянному току прост и надежен. Два направляющих диода двоичной ячейки 2 являются специфическими

только в отношении их обратного импеданса и пробивного напряжения, которые должны быть достаточно высоки, чтобы противостоять обратному смещению 40 в. Сравнительно высокий ток утечки здесь в известных условиях достаточен для того, чтобы запустить ячейку 2 и снести к нулю результат стробирования.

Кремниевые плоскостные диоды в данном схемном узле работают неудовлетворительно, поскольку емкость перехода достаточно велика, чтобы в известных условиях передать запускающий импульс.

При нулевом счете четные (или правые) транзисторы находятся в проводящем состоянии, и нулевая лампа ионизирована. При счете 8 правые транзисторы трех первых двоичных ячеек снова возвращаются к проводящему состоянию. При этом имеются два высоких потенциала, которые стремятся ионизировать лампы 0 и 8. Лампа 0 предохранена от ионизации посредством приложения потенциала 55 в к транзистору T_5 через диод CR_1 и R_2 к общей точке ламп 0 и 1.

На пути тока от коллектора транзистора T_4 к общей точке ламп 8—9 исключено токоограничивающее сопротивление. Эти две лампы работают при токе 300 мка, который обусловлен матрицей сопротивлений, соединенной с двоичной ячейкой 1. В результате этого происходит подъем потенциалов, приложенных к нижним выводам нечетных и четных ламп, а также предотвращение ионизации нулевой лампы.

Возврат в исходное состояние

Схема возврата в исходное состояние состоит из двух цепей, выполняющих идентичные функции. Необходимое условие возврата состоит в приведении схемы в состояние нулевого счета, при котором все правые транзисторы проводят. Это выполняется путем приложения импульса, который выключает те левые транзисторы, которые оказываются перед этим в проводящем состоянии. В базовую возвратную цепь, которая соответствует в приведенных вычислениях сопротивлению R_2 , включается диод.

Отрицательный импульс, приложенный к аноду диода, переводит транзистор в непроводящее состояние. Базовые сопротивления возврата двоичных ячеек 2, 3 и 4 через общий диод CR_2 все вместе возвращаются к потенциалу смещения. Импульс возврата в исходное состояние должен иметь амплитуду 50 в и длительность 40 мксек.

УВЕЛИЧЕНИЕ СКОРОСТИ ПЕРЕКЛЮЧЕНИЯ

Бэкер

Рассмотрены свойства транзисторов, влияющие на временные характеристики переключающих схем, и даются основные схемы, позволяющие получить максимальный к. п. д. преобразования энергии. Комбинированное применение $p-n-p$ и $n-p-n$ транзисторов дает схемную симметрию, которая позволяет использовать присущие транзисторам преимущества. В числе других схем описываются насыщенные и ненаасыщенные токовые полувибраторы с одиночным или двойным запуском, обладающие максимальной надежностью при нормальных вариациях компонентов схемы и входных импульсов.

Нормальный трехслойный плоскостной транзистор (исключая транзистор дрейфового типа) представляет собой медленное устройство по сравнению с вакуумным электронным триодом. В лампе движение электронов от катода к аноду осуществляется при помощи сильных электрических полей, в то время как в транзисторе перенос носителей (электронов или дырок) происходит только благодаря диффузии.

При проектировании транзисторных схем с высокими скоростями переключения разработчик должен иметь в виду нормальные интегрирующие влияния шунтирующих емкостей, а также время задержки или время переноса носителей между эмиттером и коллектором. Когда транзистор работает с насыщением, имеет место еще один дополнительный эффект, который состоит в накоплении дырок и называется задержкой, вызванной насыщением.

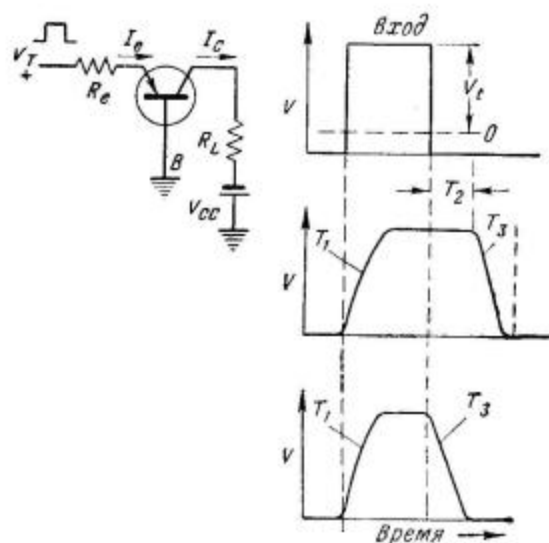
Временные характеристики

Однотранзисторная схема может иметь до трех временных характеристик, зависящих от вида работы; это есть время нарастания, задержка накопления или насыщения и время спада. Все эти три времени показаны на фиг. 1. Если величины R_L , R_e , V_{cc} и V_T выбраны таким образом, что полярность напряжения на коллекторном переходе оставляет коллекторный переход под обратным смещением в момент максимума выходного импульса, задержка насыщения пропадает.

Величины характеристических времен различны для каждой из трех основных схем включения. Однако при всех видах работы время переключения зависит от постоянных схемы и от величины перегрузки на входе.

Наиболее важным фактором, влияющим на скорость переключения, считают частотную характеристику самого транзистора. Минимальное переходное время будет тогда, когда коэффициент усиления тока α_N равен 1. Существует

много способов получения высокочастотных транзисторов посредством использования с неравномерным распределением примесей в базе и других конфигураций. Однако изготовители транзисторов решали этот вопрос, создавая транзисторы



Фиг. 1. Времена реакции транзистора с задержкой накопления (средняя кривая) и без задержки (нижняя кривая).

T_1 —время нарастания; T_2 —задержка насыщения; T_3 —время спада. Насыщение: $\alpha_N \frac{V_T}{R_e} > \frac{V_{cc}}{R_L}$; без насыщения:

$$\alpha_N \frac{V_T}{R_e} < \frac{V_{cc}}{R_L}.$$

с весьма узкой базовой областью для улучшения частотной характеристики. Это в известной степени дает положительные результаты, однако имеется оптимальная ширина базы, которая дает минимальное время переключения в практических переключающих схемах. Оптимальная ширина базы обычно различна для трех основных схем включения.

В транзисторных схемах время перехода носителей через базовую область обуславливает

абсолютный минимум ширины входного импульса. Это в свою очередь увеличивает минимальное значение величин емкостей для данной схемы, в результате чего возникает проблема времени переброса (восстановления), которая может оказаться более серьезной, чем проблема времени нарастания.

Уровни сигнала

Поскольку транзисторы представляют собой устройства с весьма эффективным преобразованием напряжения, уровни сигналов обычно определяются как системой, так и свойствами самого транзистора.

Нижний предел напряжения устанавливается автоматически, если допускается насыщение транзисторов, и в первую очередь определяется скоростными требованиями.

Верхний предел напряжения определяется полным потреблением мощности в системе, а также пробойными и лавинными явлениями в транзисторе.

Амплитуда напряжения сигнала во всех системах, полностью составленных из транзисторов, обычно выбирается в результате компромисса между двумя присущими полупроводникам противоположно действующими эффектами. Когда уровень сигнала (полная амплитуда) увеличивается, то увеличивается количество энергии, рассеиваемой в процессах заряда и разряда емкости. Это означает, что уровень сигнала должен быть низким. С другой стороны, для удобства проектирования схемы уровень сигнала должен быть большим по сравнению с диапазоном сигналов «включено — выключено», который составляет для германиевых транзисторов 0,2 в и для кремниевых 1 в.

К. п. д. преобразования энергии

В транзисторе, так же как в вакуумной лампе, усиление основывается на изменении рассеяния. В отличие же от ламп транзисторы имеют входное сопротивление значительно более низкое, чем выходное. Поэтому при конструировании транзисторных систем возникает серьезная проблема, относящаяся к мощности, необходимой для управления последующим каскадом. Это положение осложняет проектирование высокоскоростных систем, поскольку для достижения высоких скоростей переключения оказывается необходимым во время переходных процессов перегружать каскады. Это свидетельствует о необходимости применения большого числа транзисторов для построения систем, сравнимых с эквивалентными ламповыми системами.

Приведенные соображения показывают, что в задачу проектирования схемы входят получение максимальной выходной мощности и использование максимальной части полезной выходной мощности для управления другими транзисторами. Далее, поскольку высокочастотные транзисторы представляют собой чрезвычайно маломощные устройства (для SBT-100 при 50 МГц и 10 мвт критерий качества имеет величину порядка 0,5 МГц·вт), проектирование схемы должно предусматривать получение максимально возможного к. п. д. преобразования энергии. Поэтому отношение n_1 мощности полезного выходного сигнала к мощности рассеяния транзистора должно стремиться к бесконечности.

В схеме с минимальным потреблением отношение n_2 мощности полезного выходного сигнала к мощности, отбираемой от источника питания, должно стремиться к единице.

Произведение n_1 и n_2 должно быть сделано возможно большим. Отношение, представляемое величиной n_1 , может быть сделано большим, если заставить транзистор насыщаться или управлять напряжением между коллектором и базой через фиксирующие диоды. Однако системы с минимальной мощностью можно строить, выполняя только одно требование — приближение n_2 к единице (это должно быть справедливо, когда существует минимальный уровень мощности, достаточный для выявления информации).

В большинстве современных транзисторных устройств большой процент полезной выходной мощности транзисторов рассеивается на сопротивлении нагрузки. Это в особенности верно для логических схем с непосредственной связью. Поэтому величина n_2 может быть значительно увеличена посредством уменьшения мощности, рассеиваемой в этом месте.

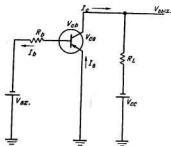
Далее, техника проектирования схем указывает, как величины n_1 и n_2 могут быть увеличены для получения минимального рассеяния мощности, максимальной скорости и минимальной чувствительности к разбросу параметров деталей и самих транзисторов и дрейф транзисторов.

Схемы с максимальным к. п. д.

Помимо устранения рассеяния мощности в нагрузочных сопротивлениях можно получить увеличение к. п. д. по мощности, используя схемы, которые потребляют мощность от источника питания соответственно выходной мощности. Это всегда влечет за собой применение обратной связи. Такими схемами являются катодный повторитель и эмиттерный повторитель (общий коллектор), но они обладают тем

недостатком, что не имеют усиления напряжения.

Транзисторная схема, в которой коэффициент усиления напряжения больше единицы, что позволяет превращать мощность постоянного тока в мощность сигнала так, как этого требует нагрузка, показана на фиг. 2. Рассеяние на транзисторе мало, и входная мощность высока при коллекторных токах, меньших максимального выходного тока. Большая часть мощности, потребляемой от источника, выделяется на выходе и рассеивается на сопротивлении нагрузки, так



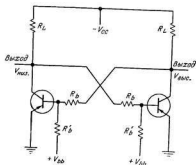
Ф и г. 2. Метод обратной фиксации, дающий усиление напряжения при хорошем к. п. д.

что η приближается к единице, и схема потребляет от источника только ту мощность, которая рассеивается на R_L и на R_b (пренебрегая малым рассеянием на транзисторе). В состоянии проводимости единственным параметром транзистора, имеющим значение, является минимальный коэффициент усиления тока база — коллектор β_N .

Чтобы проиллюстрировать метод расчета этой схемы, примем, что $\beta_N = 20$, входное постоянное напряжение $V_{bx} = 5$ в, сопротивление r_b базы транзистора при насыщении равно 50 ом, $V_{cx} = 10$ в, $R_L = 10$ ком и $R_E = 1$ ком. Кроме того, I_b составляет около 0,5 ма, $I_{c \text{ макс.}} = 10$ ма и I_e составляет их сумму и равно 10,5 ма. Мощность полезного выходного сигнала равна $\frac{1}{2} V_{cx} I_c$ или 50 мвт, причем рассеяние транзистора составляет $10,5 \times 0,2$ мвт, так что η равно ~ 24 . Потребление от источника равно $50 + 2,5$ мвт, так что η составляет около 0,95.

Две схемы на фиг. 2 могут быть с весьма небольшими изменениями соединены в двухстабильную схему, показанную на фиг. 3. Однако она имеет некоторые недостатки. Низковольтный

уровень не фиксируется и поэтому зависит от I_{c0} и других факторов. Мощность, рассеиваемая на внутреннем нагрузочном сопротивлении R_L (которое шунтирует полезную нагрузку), может



Ф и г. 3. Двухстабильная схема с насыщением, имеющая меньший к. п. д. при низкой выходной мощности.

составить ощутимый процент, особенно при малых выходных мощностях. Для достижения быстрого спада (когда транзистор выключается) R_L должно быть малым.

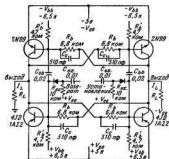
Токовая схема

Схема, в которой удается избежать этих недостатков, показана на фиг. 4. Здесь весь выходной ток (ток коллектора) используется в нагрузке R_L .

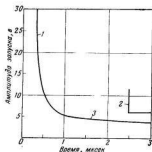
Потребляемая мощность весьма низка; когда нагрузка отсутствует, мощность, снимаемая с источника питания, равна приблизительно рассеянию $2I_b R_b$ на базовых сопротивлениях. Как высокое, так и низкое напряжения фиксируются (транзисторы насыщаются). Разброс сопротивлений может быть велик (порядка 50%).

Работа схемы фактически не зависит от параметров транзисторов. Стабильность схемы определяется ее нечувствительностью к напряжению питания. В этой схеме получаются малые времена нарастания и спада, поскольку имеет место большая перегрузка на входе. Три последних преимущества обеспечиваются конфигурацией схемы, которая позволяет транзисторам занимать их собственные уровни. Некоторые рабочие характеристики схемы показаны на фиг. 5.

Однако в схеме на фиг. 4 имеется задержка в кольце, возникающая благодаря насыщению

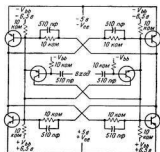


Ф и г. 4. Насыщенная токовая схема с одним запуском с транзисторами на 1 МГц.

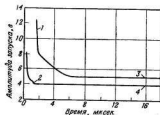


Ф и г. 5. Характеристики схемы с одним запуском, показанной на фиг. 4.

1—ширина запускающего импульса, частота равна 10 кГц, $C_{10}=0,002$; 2—время установления—возврат, $C_{10}=0,002$; 3—остается неизменной до 7100 Асек.

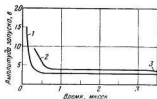


Ф и г. 6. Насыщенный токовый полуавтор с двойным запуском с транзисторами на 1 МГц.



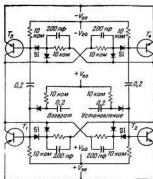
Ф и г. 7. Характеристики схемы с двумя запусками, показанной на фиг. 6.

1—время установления—возврат; 2—ширина запускающего импульса для времени установления—возврат 10 микросек; 3—остается постоянной при 6 в; 4—остается постоянной при 4 в.

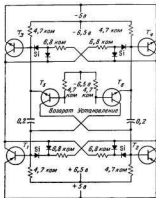


Ф и г. 8. Характеристики схемы с двойным запуском, в которой используются транзисторы на 5 МГц.

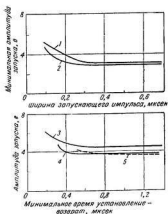
1—ширина запускающего импульса для времени установления—возврат 10 Асек; $C_{10}=200$ пФ, $C_{10}=200$ пФ, $C_{10}=0,002$, $L=500$ Асек; 2—время установления—возврат; 3—уменьшается до 3,5 в при 10 Асек.



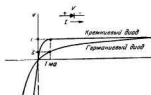
Ф и г. 9. Ненасыщенный токовый полувибратор с одним запуском.



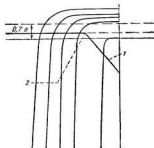
Ф и г. 10. Високоскоростной ненасыщенный токовый полувибратор с двойным запуском.



Ф и г. 11. Пусковые характеристики полувибратора, показанного на фиг. 10. 1—коллекторная нагрузка 330 ом, индуктивная емкость 220 пф; 2—резистивная коллекторная нагрузка 330 ом; 3—ширина запускающего импульса 0,1 мкс; 4—ширина запускающего импульса 0,2 мкс; 5—ширина запускающего импульса 0,5 мкс.



Ф и г. 12. Характеристики диодов. 1—переход у кремниевого диода $\approx 0,7$ в; 2—перепад у германиевого диода при $1 \text{ мкс} = 0,2$ в.

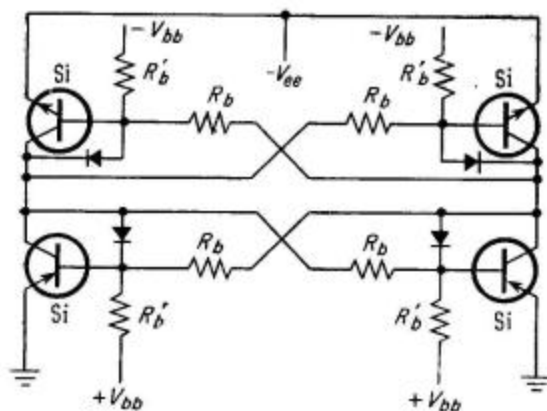


Ф и г. 13. Семейство коллекторных характеристик кремниевого транзистора. 1—линия нагрузки $V_d(1 \text{ мкс}) = 0,2$ в; 2—проводит диод обратной фиксации.

состоянию проводящих транзисторов. Эта трудность может быть сведена к минимуму путем применения двойного запуска (одновременного запуска всех четырех транзисторов). На фиг. 6 показана схема полувибратора, обладающая этими особенностями; ее характеристики показаны на фиг. 7. На фиг. 8 приведены характеристики схемы, в которой используются транзисторы на 5 Мгц и все емкости 510 пф заменены на 200 пф.

Описанная здесь техника может быть применена к ненасыщающимся схемам. При проектировании схем для работы в ненасыщенном режиме первичный коэффициент усиления понижает время переключения. На фиг. 9 показана типовая конфигурация, работающая в ненасыщенном режиме и имеющая одиночный запуск. На фиг. 10 показан высокоскоростной вариант с двойным запуском, а на фиг. 11 приведены условия запуска схемы. Диодные характеристики на фиг. 12 показывают, как эти обратно фиксирующие схемы не позволяют транзисторам насыщаться.

Если в ненасыщающихся схемах применяются кремниевые транзисторы, то четырех кремниевых диодов не требуется. Это можно видеть из коллекторных характеристик кремниевого транзистора (фиг. 13). Основная схема с кремниевыми транзисторами показана на фиг. 14.



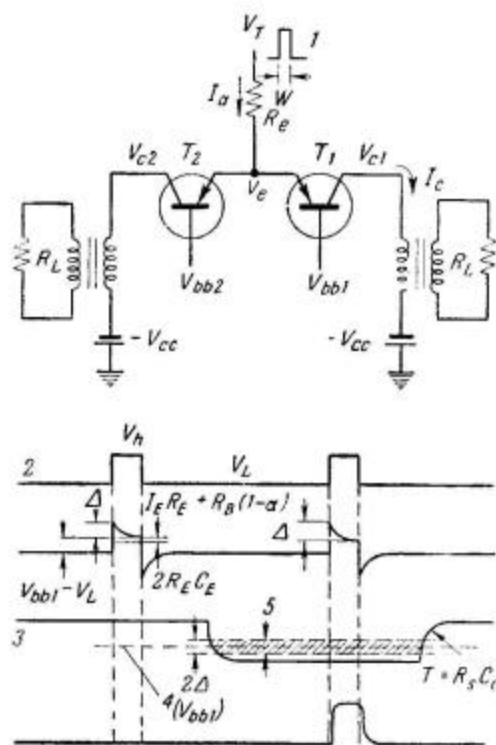
Ф и г. 14. Основная схема ненасыщенного токового одновибратора на кремниевых транзисторах.

Особенности насыщающихся схем с обратной фиксацией состоят в следующем: малое рассеяние на транзисторах, высокий к. п. д. преобразования, нечувствительность к компонентам схемы и параметрам транзисторов (не требуется постоянство нагрузочных сопротивлений), нечувствительность к дрейфу напряжений питания, максимальный к. п. д. системы (потребление мощности от

источника соответственно требованиям нагрузки), малые времена нарастания и спада (перегрузка на входе) и задержка в контуре обратной связи, (вызванная временем насыщения). Ненасыщенные схемы имеют повышенную скорость работы ввиду отсутствия времени насыщения, а во всем остальном имеют те же свойства.

Стробующие схемы

Проектирование максимально надежных переключающих систем в большой степени зависит от надежности импульсного стробирования



Ф и г. 15. Конфигурация и формы импульсов стробующей схемы.

1—импульс синхронизации; 2—входной импульс синхронизации; 3—форма строб-импульса; 4— V_{bb1} (опорное); 5—неопределенная область.

уровня напряжения. Для обеспечения максимальной надежности системы (обеспечение срабатывания при пуске и подавление паразитных запусков) стробующие схемы должны быть независимы от ширины импульса, амплитуды импульса, частоты повторения и уровня (в данных пределах), а также должны быстро реагировать на импульсные изменения и изменения уровня. Конструкция схемы, кроме того, должна обеспечивать нечувствительность к величинам компонент и параметров транзистора, потреблять мини-

маленькую мощность, отдавать большую выходную мощность, создавать постоянство нагрузки для источника импульсов и стандартность выходного импульса и уровня амплитуд.

Конфигурация схемы, в которой выполняется высокая степень надежности характеристик, показана на фиг. 15 вместе с формой строб-импульса.

Заключение

Надежность транзисторных переключательных систем непосредственно зависит от конструкции схемы. Проектировщик схемы должен учитывать дрейф рабочей точки, вызываемый старением и изменением окружающей температуры из-за саморазогрева. В высокоскоростных схемах из-за недостатка высокоскоростных транзисторов необходимо применять перегрузку на входе, что позволяет повысить скоростные характеристики

схемы. Транзисторы по своим свойствам являются высокоэффективными устройствами (как по напряжению, так и по мощности). Этот факт, а также возможность использования транзисторов двух типов ($n-p-n$ и $p-n-p$) позволяют получать схемы с чрезвычайно высоким к. п. д. относительно потребления от источника при данной мощности выходного сигнала.

Транзисторы, будучи высокоэффективными, надежными и малогабаритными устройствами, могут применяться в схемах в таких же количествах, как обычные сопротивления и конденсаторы.

Учитывая это качество, а также тот факт, что они представляют собой в основном трех-полосные пассивные устройства, способные давать усиление мощности, можно использовать их в цепях, где широко используется техника обратной связи.

ВЫСОКОСКОРОСТНЫЕ ПОЛУВИБРАТОРЫ (ТРИГГЕРЫ С БЕСКОНЕЧНОЙ ПАМЯТЬЮ)

Рипп, Уонг

Полувибраторы для цифровых вычислительных устройств могут выполняться тремя способами: с непосредственной связью, с эмиттерной связью и с резистивной связью. Здесь обсуждаются времена задержки передачи этих схем под нагрузкой и без нагрузки. Кроме того, даются ненасыщенные схемы и обсуждается влияние нагрузки от нуля до четырехкратного базового сопротивления.

Благодаря транзисторам можно построить электронные счетные машины, занимающие незначительный объем и потребляющие весьма небольшую часть мощности по сравнению с тем, что требуется для эквивалентного лампового устройства.

В настоящей статье сравниваются максимальные скорости изменения состояний трех типов схем, в которых применяются поверхностно-барьерные транзисторы.

Основные импульсные усилители

На фиг. 1 показаны три основные схемы импульсных усилителей: с непосредственной связью, с резистивной связью и со связью через эмиттерный повторитель.

На фиг. 1, а показан простейший способ соединения каскадов типа общий эмиттер путем подсоединения выхода одного каскада непосредственно к входу следующего [1].

Вариант схемы, показанной на фиг. 1, б, позволяет преодолеть одно из принципиальных огра-

ничений скорости переключения транзисторов — накопление неосновных носителей в базовой области насыщенного транзистора. Это накопление обуславливает задержку на коллекторе при приложении выключающего сигнала.

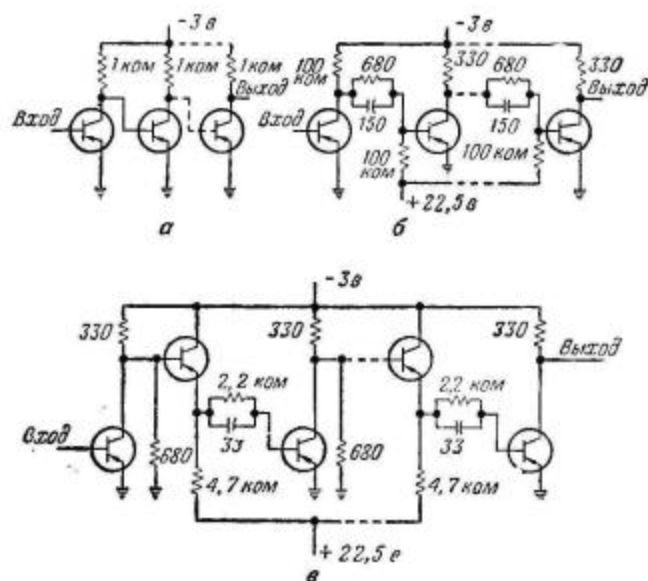
Обычный способ уменьшения временной задержки при выключении состоит в том, что в базовый провод включается сопротивление, которое ограничивает базовый ток. Емкости, шунтирующие базовые сопротивления, увеличивают скорость выключения схемы.

На фиг. 1, в показано использование эмиттерного повторителя в качестве активной цепи связи. В эмиттерном повторителе не происходит накопления дырок, а его низкий выходной импеданс допускает высокие зарядные токи, необходимые для устранения влияния паразитных и внутренних емкостей, являющихся обычно ограничивающим фактором при быстрой импульсной работе.

На фиг. 2 представлены полувибраторы, в которых осуществлены три типа связи, данные на фиг. 1. Фиг. 2, а представляет собой схему

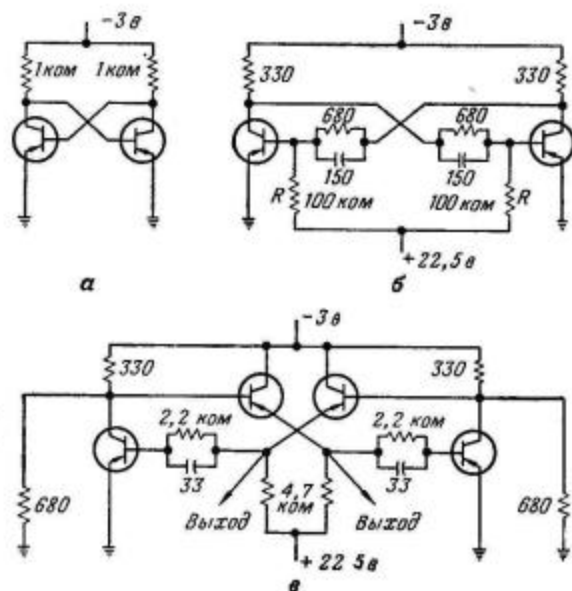
простого полувибратора, содержащего минимум деталей.

0 1 Н



Фиг. 1. Каскадирование импульсных усилителей: непосредственная связь (а), резистивная связь (б), связь через эмиттерный повторитель (в) с в пф.

Полувибратор, показанный на фиг. 2, б, аналогичен схеме Икклса — Йордана. Он может



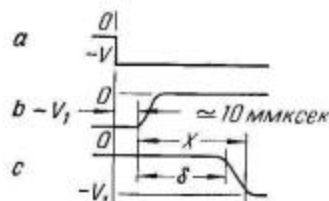
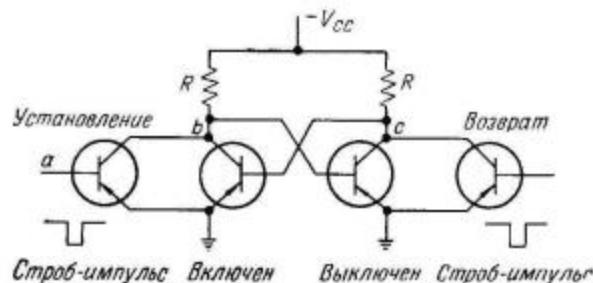
Фиг. 2. Полувибраторы, построенные на основе схемных конфигураций, показанных на фиг. 1. Схема (а) содержит минимум деталей. С в пф.

работать без цепи смещения, состоящей из источника $+22,5$ в и сопротивлений R , поскольку эта цепь не влияет на скорость, хотя увеличивает надежность.

Каскады эмиттерных повторителей на фиг. 2, в производят буферное действие, следовательно, обеспечивают нужный выход.

Времена переключения

Полувибратор с непосредственной связью, показанный на фиг. 2, а, изображен на фиг. 3, чтобы проиллюстрировать времена переключения, служащие критерием скоростной работы.



Фиг. 3. Критерий времени переключения полувибратора с непосредственной связью для высокоскоростной работы на симметричные нагрузки.

δ — время задержки; X — время передачи; все времена измерены от точки 10% до точки 90%.

Время задержки δ представляет собой временной интервал между точкой, где коллекторный потенциал изменяется на 10% от его полной амплитуды, и точкой, где коллекторный потенциал выключаемого транзистора падает на 10% от его полной амплитуды.

Полное время передачи X представляет собой задержку плюс время спада коллекторного напряжения выключаемого транзистора. Время спада — это то время, которое требуется на прохождение коллекторным напряжением выключаемого транзистора промежутка от 10 до 90% его амплитудного значения.

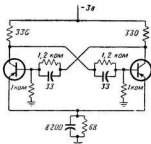
Измерение времени

Времена задержки и передачи измерялись для полувибраторов, нагружаемых симметрично от нуля до величины, равной сопротивлению

четырёх пар баз транзисторов. Благодаря большому отношению между коллекторным и базовым токами схема с резистивной связью имеет значительно меньшую задержку, чем схема с непосредственной связью. Время передачи является более показательной величиной для скорости работы, поскольку оно представляет собой полное время, необходимое для того, чтобы полувибратор перешел в новое состояние. Используя время передачи в качестве критерия быстрогодействия, можно определить, что схема с резистивной связью требует приблизительно на 18% меньше времени, чем схема с непосредственной связью, а дополнительное усложнение — применение эмиттерного повторителя для связи — снижает время передачи на 70%.

Скорость

Скорость схемы с непосредственной связью увеличивается почти вдвое по сравнению с ее величиной при отсутствии нагрузки, когда она

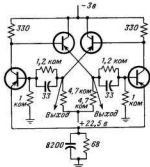


Фиг. 4. Ненасыщенный полувибратор с резистивной связью и с обратной связью по постоянному току. С в пф.

нагружается на четыре пары баз, в то время как в схеме с резистивной связью при добавлении нагрузки происходит замедление. Буферное действие эмиттерных повторителей позволяет сделать полувибратор со связью через эмиттерный повторитель сравнительно не зависящим от нагрузки.

В ненасыщенном полувибраторе с резистивной связью [2], показанном на фиг. 4, применяются небольшие сопротивления, присоединенные между каждой базой и землей, которые образуют делители напряжения, ограничивающие

амплитуду базового напряжения. Включение в схему общего эмиттерного сопротивления образует обратную связь по постоянному току, которая делает эмиттер на 0,3 в более положительным, чем база проводящего транзистора. Поскольку этот потенциал база — эмиттер не зависит от эмиттерного сопротивления, выбором



Фиг. 5. Ненасыщенный полувибратор со связью через эмиттерный повторитель, в котором применено эмиттерное смещение. С в пф.

этого сопротивления можно управлять эмиттерным током. Теперь, когда базовое напряжение и эмиттерный ток фиксированы, коллекторный ток тоже определен. Если коллекторное сопротивление мало, то для предотвращения насыщения необходимо, чтобы коллекторное напряжение проводящего транзистора было в достаточной степени отрицательно относительно базы.

В ненасыщенном полувибраторе со связью через эмиттерные повторители, показанный на фиг. 5, также применяется метод эмиттерного смещения для предотвращения насыщения.

Устранение насыщения позволяет более чем на 60% уменьшить время передачи в схеме со связью через эмиттерные повторители. Предотвращение насыщения в этой схеме дает в результате чрезвычайно малое время передачи, равное 22 микросек.

ЛИТЕРАТУРА

1. Beter R.H., Bradley W.E., Brown R.H., Rubinoff M., *Electronics*, p. 132 (June 1955).
2. McMahon R.E., *Electronics Design*, p. 24 (October 1955).

ИМПУЛЬСНЫЙ ГЕНЕРАТОР С ПЕРЕМЕННОЙ ШИРИНОЙ ИМПУЛЬСА

Фуллер

Импульсный генератор на транзисторах дает амплитуду отрицательного импульса 28 в и положительного 50 в при плавно изменяемой ширине от 1 до 10 мксек и времени нарастания и спада 0,3 мксек. Возбуждаемые внутри генератора частоты повторения меняются ступенчато от 50 до 5000 импульсов в секунду; может производиться внешний запуск положительными или отрицательными импульсами. Время задержки меняется от 1 до 100 мксек.

При проектировании и выполнении транзисторного импульсного генератора было очевидно, что существующие в настоящее время плоскостные и поверхностно-барьерные транзисторы вносят известные ограничения для требуемого режима. Выполненный образец представляет собой некоторое приближение к решению проблемы, особое внимание уделено тому, как преодолеть указанные ограничения и какие нужны мероприятия, чтобы удовлетворить определенным требованиям. Использование транзисторов дает несколько преимуществ: прекрасные возможности для применения печатного монтажа, экономию потребления мощности, надежную работу в течение длительного периода времени, малые размеры.

Основная схема

На фиг. 1 показана основная блок-схема. Полная принципиальная схема показана на фиг. 2.

Используемая схема с общим эмиттером производит реверс фазы между базой и коллектором.

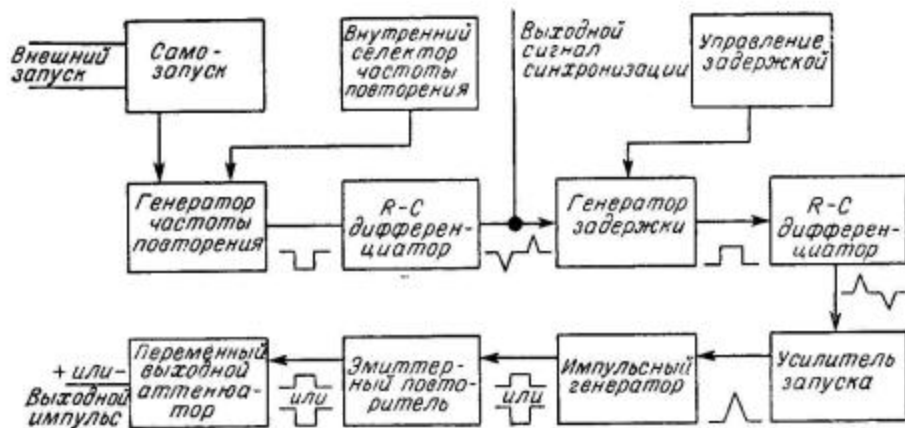
Применяемые кремниевые плоскостные $n-p-n$ -транзисторы типа 904 допускают коллекторный потенциал 30 в и коллекторный ток 25 ма.

Общий эмиттер

Типовые измеренные характеристики схемы с общим эмиттером показаны на фиг. 3. Чтобы получить амплитуду около 22 в, линия нагрузки должна проходить через точки: $I_c=0$, $V_c=30$ в и $I_c=10$ ма, $V_c=0$. Подсчитанное сопротивление нагрузки равно 22 в/0,010 а = 2,2 ком.

Линия нагрузки пересекается базовым током $I_b=300$ мка при $V_c=8$ в, что позволяет достигнуть коллекторной раскачки 22 в. Поэтому величина R_b должна определяться для $I_b=300$ мка и, как показывает вычисление, равна 100 ком.

Величины емкостей связи определяются из постоянной времени $R-C$, необходимой



Фиг. 1. Транзисторный импульсный генератор, включающий генератор частоты повторения как самовозбуждающийся, так и запускаемый извне. Задержка получается при помощи одновибратора и дифференцирующей $R-C$ -цепи

Генератор частоты повторения представляет собой астабильный мультивибратор, который можно переключать на режим одновибратора, так что он может работать от внешнего запуска.

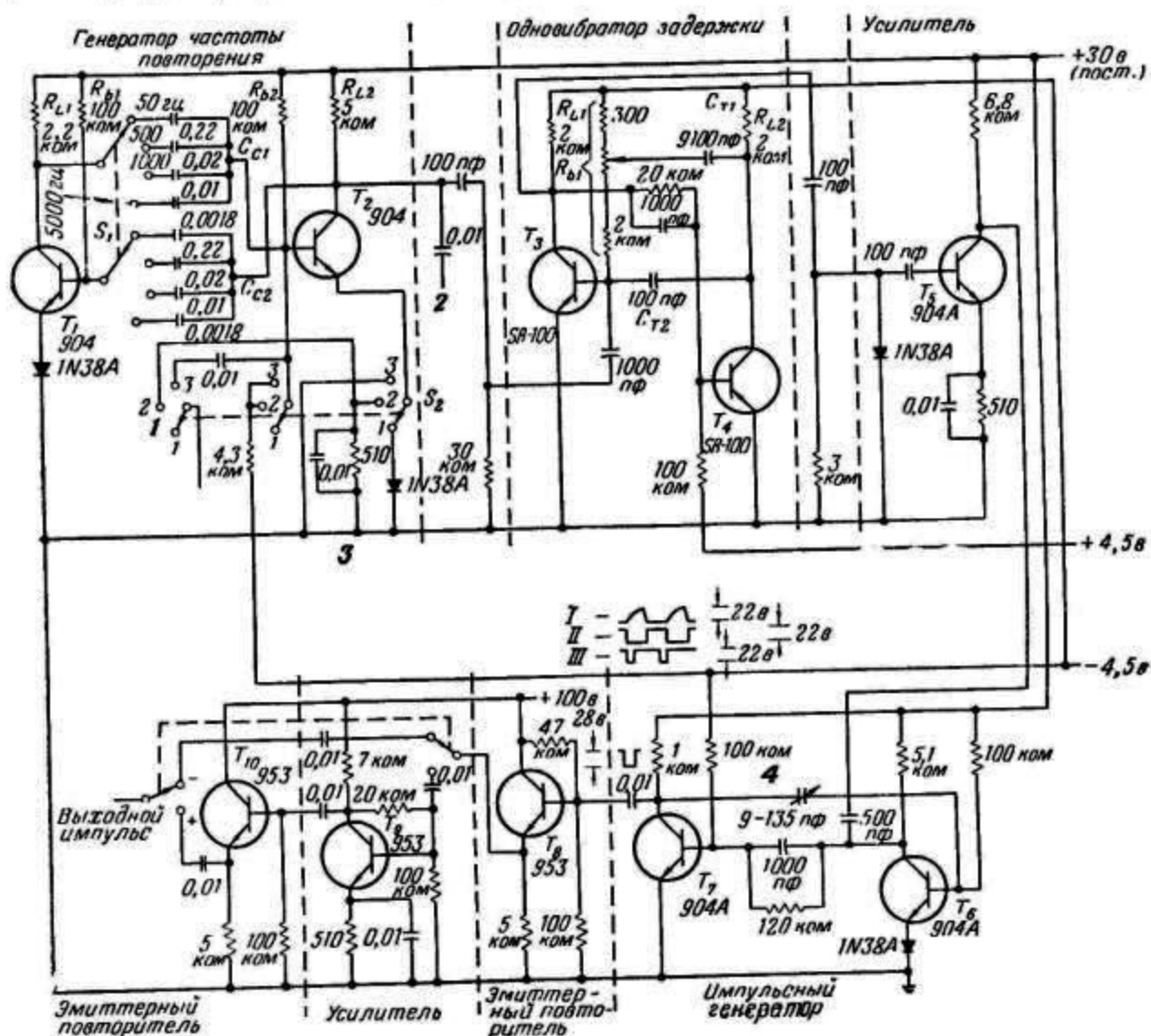
для генерации определенной частоты повторения. Поскольку внутреннее сопротивление между базой и эмиттером транзистора значительно меньше, чем величина R_b , емкость C_c будет

разряжаться через базу и эмиттер транзистора на землю, ограничивая таким образом постоянную времени $R-C$. Для гарантии того, чтобы постоянная времени $R-C$ определялась в основном R_b и C_c , между эмиттером и землей включается диод. Обратное сопротивление диода столь велико, что C_c будет разряжаться через R_b .

по постоянному току, что оказывает серьезное влияние на форму напряжения.

Запуск

Для получения одностабильного режима работы одновибратором к базе T_2 прикладывается

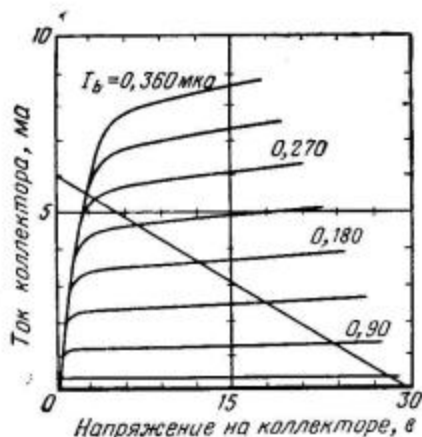


Фиг. 2. Импульсный генератор, в котором используются плоскостные транзисторы типа 904, дает на выходе амплитуду импульса 100 в с шириной, плавно меняющейся от 0,1 до 10 мксек. I—вход внешнего запуска $\pm 5,5$ в с минимальной шириной 0,7 мксек; 2—выход синхронизирующего сигнала; 3—переключатель S_2 одностабильного или астабильного режима: позиция I—астабильный режим; позиция II—одностабильный режим с отрицательным запуском; позиция III—одностабильный режим с положительным запуском; 4—ширина импульса 1—10 мксек.

При свободных колебаниях схема несимметрична в широком диапазоне частот повторения, особенно при величинах до 500 импульсов в секунду (где R_{L2} приблизительно вдвое меньше R_{L1}). Для достижения большого изменения частоты повторения величина C_c меняется от 0,018 до 0,22 мкф, поскольку изменение величины R_b меняет рабочую точку транзистора

отрицательное смещение. Схема допускает как самозапуск, так и внешний запуск импульсом любой полярности. Для запуска генератора в режиме одновибратора требуется внешний сигнал с амплитудой $\pm 5,5$ в и с шириной меньше 0,7 мксек. Когда на эмиттер T_2 подается положительный запуск, эмиттер непосредственно заземляется в отличие от случая режима свободных

колебаний, когда он заземляется через диод. Это позволяет одновибратору запускаться от меньшего сигнала, чем при наличии диода. Форма выходного сигнала показана на фиг. 2.



Фиг. 3. Характеристики схемы с общим эмиттером.

Задержка

Для получения задержки одновибратор с переменной шириной импульса включается вместе с дифференцирующей $R-C$ -цепью. Чтобы добиться ширины импульса менее 1 мксек, используется транзистор с высокой частотой отсечки β .

В схеме с общим эмиттером частота отсечки β равна $f_{c\beta} = f_{ca}(1-\alpha)$, где α и f_{ca} — коэффициент усиления и полоса пропускания в схеме с общей базой.

Был рассмотрен транзистор типа 904А. Для этого транзистора α колеблется от 0,981 до 0,964 и f_{ca} колеблется от 7,5 до 15 МГц, что дает величины $f_{c\beta}$ от 0,171 до 0,480 МГц. Кроме того, рассматривался поверхностно-барьерный транзистор типа SB-100. Для них величина f_{ca} превышала 50 МГц у всех проверявшихся образцов и α колеблется от 0,944 до 0,978, что дает величины $f_{c\beta}$ более 1,1 МГц.

Максимальное коллекторное напряжение 4,5 в и максимальный коллекторный ток 5 ма ограничивают величину выходного сигнала на уровне 4,5 в, но этого достаточно для генератора задержки.

Поверхностно-барьерные транзисторы дают значительно более узкий импульс в схеме одновибратора, чем какой-либо из плоскостных транзисторов. Были получены длительности импульсов 0,3 мксек при времени нарастания 0,03 мксек и времени задержки 0,05 мксек.

Величина R_{L1} была определена, исходя из амплитуды коллекторного напряжения, равной

4,2 в, а величина базового сопротивления находилась при помощи линии нагрузки таким же образом, как это было описано для генератора частоты повторения.

Каскад T_1 нормально включен, а T_2 закрыт положительным смещением на базе.

Чтобы изменять ширину импульса от величины, меньшей 1 мксек, до 100 мксек, постоянная времени $R-C$ -цепи должна меняться. В генераторе частоты повторения применяется обычная $R-C$ -цепь, которая позволяет менять только C . В диапазоне от 1 до 100 мксек динамический диапазон конденсатора чрезмерно велик. Поэтому изменение ширины импульса выполняется при помощи специальной $R-C$ -цепи.

Форма импульса

Базовое сопротивление T_1 равно 27,3 ком, а емкость C определяется как последовательное соединение величин C_{T1} и C_{T2} . Емкость C_{T1} отделяет коллектор T_2 от базового сопротивления T_2 , а переменное сопротивление 25 ком позволяет варьировать ширину импульса от приблизительно 0,8 мксек до 100 мксек. Хотя при помощи транзисторов SB-100 может быть получен импульс с шириной менее 0,8 мксек, величины $R-C$ будут непрактичными, если в той же самой схеме нужно получить импульсы шириной 100 мксек.

Наилучшую форму импульса можно получить, если заставить транзисторы насыщаться, в результате чего получается плоская вершина. Время разброса может быть улучшено путем снижения величины R_{L2} , что способствует насыщению транзистора. Величины меньше 2 ком соответствуют коротким импульсам, но препятствуют получению импульсов шире 10 мксек, так как при этом чрезмерно падает амплитуда импульса.

На фиг. 4 показана форма импульса одновибратора задержки для длительностей 1, 10 и 100 мксек. Амплитуда импульса положительна и равна 4,2 в. Дифференцированный импульс дает остроконечный, положительный пик напряжения величиной 1,1 в, который может задерживаться.

Формирование импульса

Форму импульса создает одновибратор. Поскольку поверхностно-барьерные транзисторы SB-100 допускают максимальную амплитуду напряжения 4,3 в, выходной импульс должен значительно усиливаться, что делает непрактичным их применение в данном случае.

Выдерживать сигнал величиной в 100 в могут кремниевые $n-p-n$ -транзисторы типов

953 и 970, максимальное коллекторное напряжение которых достигает 120 в. В схеме одновибратора была сделана попытка применить транзисторы типа 953.



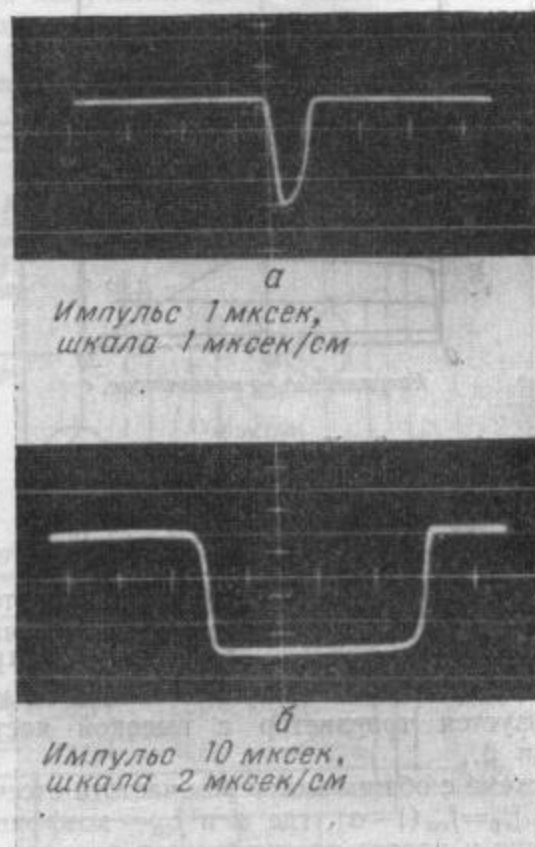
Фиг. 4. Форма выходного импульса одновибратора задержки для длительностей 1, 10, 100 мксек при амплитуде 4,2 в.

Выбор транзистора

Однако, когда выходные импульсы имеют амплитуду более 100 в, минимальная ширина импульса, которую можно получить, составляет от 3 до 4 мксек при плохом переднем фронте и при плохих временах задержки. Кроме того, выходной импеданс схемы с общим эмиттером высок, что делает необходимым применение эмиттерного повторителя, который создает низкий импеданс, так что выходной каскад одновибратора оказывается ненагруженным.

Окончательно был выбран плоскостной $n-p-n$ -транзистор типа 904А, который имеет

f_{ca} более 8 Мгц и максимальный коллекторный потенциал +30 в. Этот транзистор обладает наилучшими высокочастотными характеристиками из всех высоковольтных транзисторов (максимальное коллекторное напряжение не меньше



Фиг. 5. Минимальная и максимальная длительности импульсов на выходе импульсного генератора.

25 в) и позволяет достигнуть наилучшего компромисса между коллекторным напряжением и полосой пропускания.

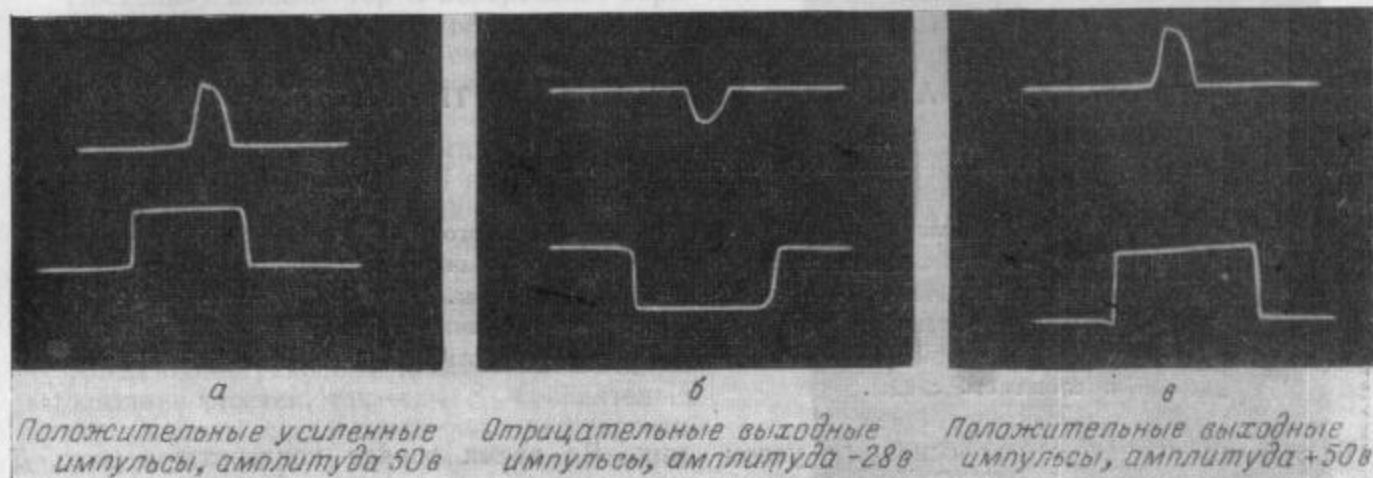
Переменный конденсатор C_c меняет емкость от 9 до 135 пф, давая при этом плавное изменение ширины импульса от 1 до 10 мксек. Ширина импульса может, кроме того, меняться таким же образом, как в описанном выше генераторе задержки. На фиг. 5 показаны минимальная и максимальная длительности выходного импульса. Отрицательная амплитуда равна 29 в.

Усилитель запуска

Отрицательный пик напряжения, получившийся в результате дифференцирования импульса, поступающего с коллектора T_4 , имеет амплитуду 1,1 в, что недостаточно для запуска

импульсного генератора; поэтому необходимо усиление. Закрывание нормально проводящего транзистора в импульсном генераторе дает лучшую форму сигнала, чем открывание нормально закрытого. Поэтому запускающий сигнал должен

Входной сигнал величиной 28 в могут пропускать и усиливать только транзисторы типов 953 и 970. Эмиттерный повторитель T_8 представляет более высокий импеданс для коллектора T_7 и предохраняет от влияния нагрузки, так как



Фиг. 6. Форма выходного сигнала усилителя (а) для импульсов 1 и 10 мксек. Отрицательные (б) и положительные (в) импульсы на базах эмиттерных повторителей соответственно T_{10} и T_8 .

сниматься с коллектора T_3 . Важно, чтобы этот пик оставался возможно более узким, так как его ширина определяет минимальную ширину импульса генератора.

В усилителе используется транзистор типа 904А. Напряжение усиливается в 6 раз без заметных потерь в точности воспроизведения. Этот сигнал запускает импульсный генератор импульсом с шириной менее 1 мксек.

Эмиттерный повторитель

Выходной импульс, снимаемый с коллектора T_7 , имеет отрицательную полярность. Положительный импульс на коллекторе T_8 имеет плохую форму и непригоден для использования в качестве положительного выходного импульса.

Чтобы получить хороший положительный импульс, необходимо изменить полярность отрицательного импульса при помощи каскада с общим эмиттером, который дает реверс фазы.

Усиление входа

Схема с общим эмиттером имеет низкий входной импеданс, который нагружает выход одновибратора. Таким образом, чтобы выдать положительный импульс, отрицательный импульс должен быть пропущен через эмиттерный повторитель и затем усилен.

Выходной импеданс T_8 мал. Сопротивление 47 ком, включенное между коллектором и базой T_8 , создает необходимое положительное смещение на базе, так что большой отрицательный импульс проходит хорошо.

Усилитель T_9 изменяет фазу этого отрицательного импульса, а T_{10} представляет собой эмиттерный повторитель, который создает низкоомный выход.

На фиг. 6, а показаны формы выходных сигналов усилителя с длительностью 1 и 10 мксек. Отрицательный и положительный импульсы на базах эмиттерных повторителей T_{10} и T_8 соответственно показаны на фиг. 6, б и в.

Результаты

Были достигнуты следующие результаты: 1) амплитуда отрицательного импульса 28 в, амплитуда положительного импульса 50 в; 2) ширина импульса плавно меняется от 1 до 10 мксек; 3) времена нарастания и спада порядка 0,3 мксек; 4) собственно генерируемые частоты повторения меняются ступенями от 50 до 5000 импульсов в секунду; 5) может применяться внешний запуск любой полярности с любой частотой повторения от 50 до 5000 импульсов в секунду; 6) внутренняя задержка меняется от 1 до 100 мксек.

Эти результаты выявляют два присущие современным транзисторам недостатка — низкий

коллекторный потенциал и ограниченная частотная характеристика. Однако применение недавно разработанных транзисторов позволит увеличить амплитуду импульса и генерировать более узкие импульсы.

ЛИТЕРАТУРА

1. Shea R. F., Principles of Transistor Circuits, John Wiley and Sons, Inc., N. Y., 1953.
2. Krugman L., Fundamentals of transistors, John F. Rider Publisher, Inc., N. Y.

МУЛЬТИВИБРАТОР НА ОДНОПЕРЕХОДНОМ ТРАНЗИСТОРЕ

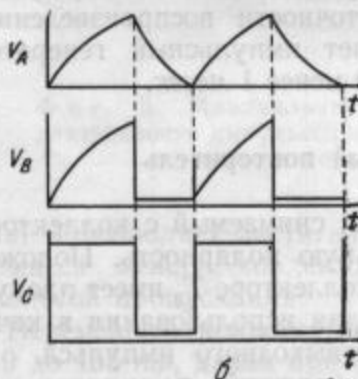
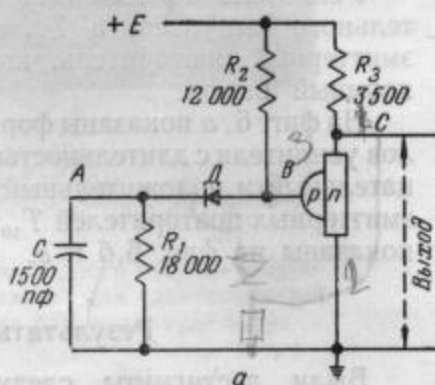
Кенджан, Сьюрен

Мультивибратор, состоящий из трех сопротивлений, одного конденсатора, одного диода и одного однопереходного транзистора, дает двойную экономию в схемных деталях по сравнению с обычным транзисторным мультивибратором. Схема может работать как в одностабильном, так и в астабильном режиме и предназначена преимущественно для работы в цифровых вычислителях и счетчиках, где могут быть ограничены стоимость деталей и сложность схемы.

В счетных схемах самым основным узлом можно считать мультивибратор. Описанная здесь полупроводниковая схема может рассматриваться как диодный мультивибратор. Его активным элементом является однопереходный транзистор, который представляет собой трехвыводное устройство с отрицательным сопротивлением и с одним выпрямляющим переходом [1—3].

Мультивибратор на однопереходном транзисторе уменьшает почти вдвое количество деталей,

Во время заряда конденсатора диод D проводит, а однопереходный транзистор находится в состоянии отсечки. Когда потенциал на конденсаторе становится равным или большим критического потенциала однопереходного транзистора, последний становится нестабильным и переключается в состояние проводимости. Затем потенциал перехода в точке B падает (фиксируется) почти до потенциала земли, и диод D закрывается.



Фиг. 1. Основная схема мультивибратора на однопереходном транзисторе (а) и формы напряжений в астабильном режиме (б).

требуемое для транзисторного мультивибратора обычной конфигурации, а также повышает простоту схемы, миниатюрность и экономичность.

Работа схемы

Основная схема мультивибратора на однопереходном транзисторе показана на фиг. 1.

При работе в астабильном режиме емкость C через R_2 и диод D заряжается от источника пита-

Поскольку теперь D не проводит, точка A почти изолирована от точки B . Конденсатор разряжается через R_1 до тех пор, пока потенциал точки A не приблизится к потенциалу перехода однопереходного транзистора. При этом диод снова становится проводящим.

Когда диод меняет свое состояние проводимости, ток, текущий через переход однопереходного транзистора, понижается и последний

переходит в состояние отсечки. Конденсатор C затем снова перезаряжается, и цикл повторяется.

Формы сигналов

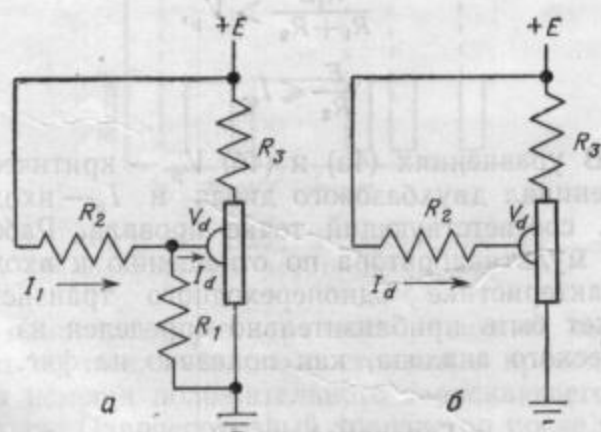
Поскольку конденсатор C попеременно заряжается и разряжается соответственно через сопротивления R_2 и R_1 , форма сигнала в точке A состоит из периодических экспонент, возрастающих и спадающих.

В течение того времени, когда диод D проводит, форма сигнала в точке B почти такая же, как и в точке A . Однако, когда однопереходный транзистор становится проводящим, потенциал точки B падает почти до потенциала земли и остается таким, пока конденсатор не закончит свой разрядный цикл.

Когда однопереходный транзистор находится в состоянии отсечки, ток через R_3 сравнительно низок. Однако, когда однопереходный транзистор переключается в состояние проводимости, сопротивление его стержня падает на порядок, и ток через R_3 увеличивается. Таким образом, ток через R_3 или велик, или мал в зависимости от рабочего состояния однопереходного транзистора, и форма напряжения в точке C оказывается прямоугольной. Частота и симметрия этого сигнала зависят от постоянных времени, соответствующих сопротивлениям R_1 , R_2 и емкости C .

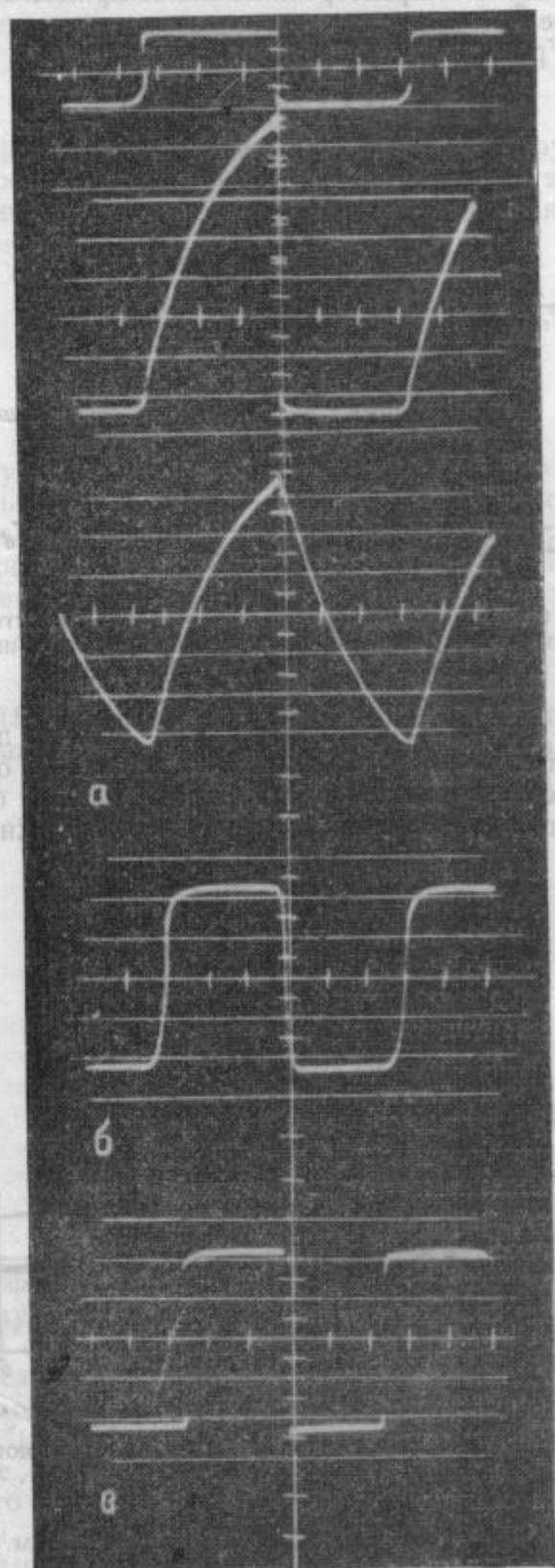
Графический анализ

Чтобы лучше понять работу мультивибратора, необходимо рассмотреть его эквивалентную



Ф и г. 2. Эквивалентные схемы для постоянного тока (а) и для стабильного состояния (б).

схему. На фиг. 2, а показана эквивалентная схема по постоянному току однопереходного транзистора, когда диод D проводит. Емкость



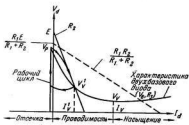
Ф и г. 3. Формы сигналов в схеме фиг. 1 при работе в астабильном режиме на частоте 10 кГц (а); форма выходного напряжения на частоте 55 кГц (б) и 7 кГц (в).

при этом можно не принимать во внимание, а диод имеет пренебрежимо малое прямое сопротивление.

Уравнения для данной схемы будут

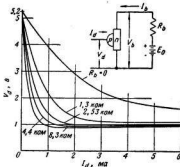
$$E = (R_1 + R_2) I_1 - R_1 I_d, \quad (1a)$$

$$0 = -R_1 I_1 + R_1 I_d + V_d. \quad (16)$$



Фиг. 4. Графический анализ характеристик однопереходного транзистора посредством линии нагрузки.

В уравнении (16) $V_d = f(I_d, E, R_2)$, что представляет собой входную характеристику однопереходного транзистора при напряжении батареи питания E и сопротивлении нагрузки R_2 .



Фиг. 5. Характеристики экспериментального транзистора, аналогичного типу 4JDS5A1.

Рассматривая V_d как функцию I_d , имеем

$$V_d = \frac{R_1}{R_1 + R_2} E - \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} I_d. \quad (2)$$

Когда D не проводит, получается эквивалентная схема устойчивого состояния, показанная

на фиг. 2,б. Принято, что R_1 существенным образом изолировано от однопереходного транзистора обратным сопротивлением диода. Для этой схемы

$$V_d = E - R_2 I_d. \quad (3)$$

Применение уравнений (2) и (3) к рабочим характеристикам однопереходного транзистора и проведение линии нагрузки позволяют произвести графический анализ, показанный на фиг. 4.

Когда диод проводит, линия нагрузки входной цепи при устойчивом состоянии определяется уравнением (2) и представлена пунктирной линией. Пересечение линии нагрузки с осью ординат дает точку $V_d = E[R_1/(R_1 + R_2)]$, а наклон линии нагрузки равен эквивалентному сопротивлению двух параллельных сопротивлений R_1 и R_2 .

Когда диод не проводит, линия нагрузки определяется уравнением (3) и представлена сплошной линией (наклон равен R_2) на фиг. 4.

Астабильный режим

Для того чтобы мультивибратор был астабилен, т. е. находился в режиме свободных колебаний, входная линия нагрузки не должна пересекать характеристику однопереходного транзистора в области отсечки, когда диод проводит.

Когда же диод не проводит, входная линия нагрузки должна пересекать рабочую характеристику однопереходного транзистора в области проводимости или отрицательного сопротивления. Схема будет находиться в условиях

$$\frac{R_1 E}{R_1 + R_2} > V_p, \quad (4a)$$

$$\frac{E}{R_2} < I_p. \quad (46)$$

В уравнениях (4a) и (46) V_p — критический потенциал двухбазового диода и I_p — входной ток, соответствующий точке провала. Рабочий ход мультивибратора по отношению к входной характеристике однопереходного транзистора может быть приблизительно определен из графического анализа, как показано на фиг. 4.

Генератор на 10 кГц

На фиг. 5 показаны характеристики экспериментального однопереходного транзистора, аналогичного типу 4JDS5A1, который использовался в схеме фиг. 1 для получения симметричного сигнала с частотой 10 кГц и с максимальным выходным напряжением 3,7 в.

Период колебаний может быть определен из соотношения

$$t_T = -R_1 C \left\{ \frac{R_2}{R_1 + R_2} \times \right. \\ \left. \times \ln \left[\frac{1 - \left(\frac{V_p}{E} \right) \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1} \right)}{1 - \left(\frac{V_p'}{E} \right) \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1} \right)} \right] + \ln \frac{V_p'}{V_p} \right\}, \quad (5)$$

где все параметры определены на фиг. 1 и 4.

Меняя величину C от 300 до 2000 пф, можно получать рабочие частоты соответственно от 55 до 7 кГц.

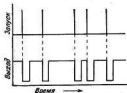
Одновибратор

Возвращаясь снова к основной схеме на фиг. 1, можно сказать, что мультивибратор будет одностабильным, если

$$\frac{R_1 E}{R_1 + R_2} < V_p \quad (6)$$

$$\frac{E}{R_2} < I_c. \quad (7)$$

Уравнение (6) фиксирует стабильную рабочую точку однопереходного транзистора в области отсечки, а уравнение (7) определяет, что это — единственная стабильная рабочая точка. Если уравнения (6) и (7) удовлетворяются,



Фиг. 6. Вход и выход при одностабильной работе схемы фиг. 1.

то однопереходный транзистор можно переводить из выключенного состояния в проводящее при помощи положительного запускающего импульса. Однопереходный транзистор после этого будет оставаться в проводящем состоянии до тех пор, пока конденсатор не разрядится через сопротивление R_1 .

Когда диод в конце разряда емкости открывается, транзистор становится непроводящим. Поскольку это состояние отсечки стабильно, мультивибратор остается стабильным до тех пор,

пока не придет запускающий положительный импульс. Длительность выходного импульса определяется следующим образом:

$$t_D = -R_1 C \ln \frac{V_p'}{V_p}. \quad (8)$$

На фиг. 6 показана форма сигнала, генерируемая одновибратором. Минимальная ширина запускающего импульса определяется постоянными времени схемы.

С другой стороны, если

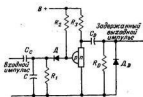
$$\frac{R_1 E}{R_1 + R_2} > V_p, \quad (9)$$

$$\frac{E}{R_2} > I_c, \quad (10)$$

получится одностабильная схема, имеющая стабильную рабочую точку, соответствующую проводящему состоянию однопереходного транзистора. В этом случае для запуска схемы нужен отрицательный импульс.

Генератор задержанных импульсов

Использование одновибратора в качестве генератора задержанных импульсов показано на фиг. 7. Здесь R_D и C_D используются в качестве

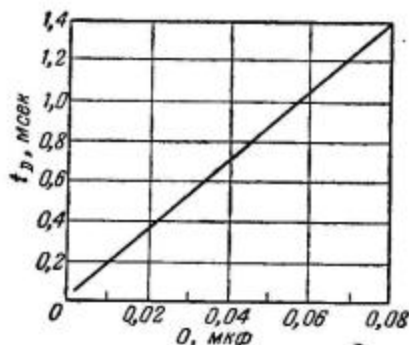
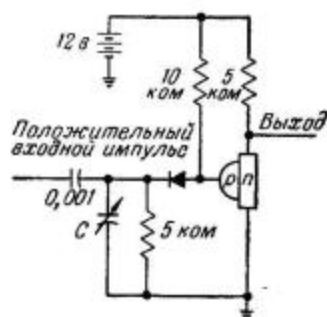


Фиг. 7. Основная схема генератора задержанных импульсов.

дифференцирующей цепи, а D_1 отфильтровывает импульсы ненужной полярности. Выходной сигнал состоит из импульсов, которые получают в результате дифференцирования заднего фронта выходного импульса мультивибратора.

Диод D_1 отфильтровывает импульсы, которые возникают из-за переднего фронта выходного импульса мультивибратора. Таким образом, выход генератора задержанных импульсов представляет собой цепочку импульсов, имеющих ту же полярность и частоту повторения, что и входные импульсы, но задержанных на промежуток времени t_D , который определяется временными постоянными одностабильной схемы.

На фиг. 8 иллюстрируется соотношение между временем задержки импульса t_d и емкостью C для указанной схемы экспериментального генератора задержанных импульсов.



Фиг. 8. Экспериментальный генератор задержанных импульсов и характеристика задержки. Используется транзистор, аналогичный 4JD5A1.

Для работы этой схемы должны выполняться условия, определяемые уравнениями (6) и (7). Были получены времена задержки от 50 мксек до 2 мсек при частотах повторения от 0 до 5 кГц. Время задержки линейно зависит от величины C . Это обуславливает удобство и простоту конструирования простых генераторов импульсов с переменной задержкой.

ЛИТЕРАТУРА

1. Leak J. A., Mathis V. P., *IRE Conv. Rec.*, p. 2 (1953).
2. Shea R. F., *Principles of Transistor Circuits*, p. 466, John Wiley and Sons, Inc., N. Y., 1953.
3. Suran J. J., *Electronics*, p. 198 (March 1955).
4. Suran J. J., Keonjian E., *Proc. IRE*, p. 814 (July 1955).

ГЕНЕРАТОР ЗАПУСКА И ГЕНЕРАТОР С ЗАДЕРЖКОЙ

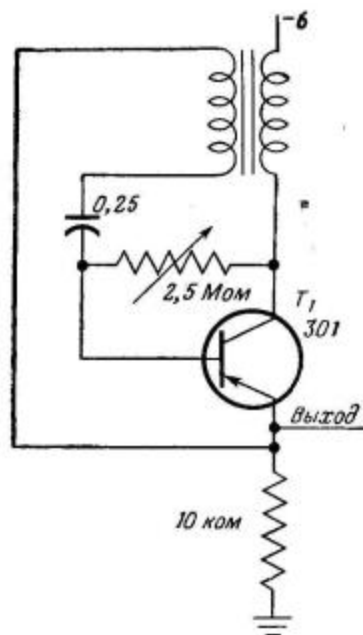
Армстронг

Импульсная техника используется в весьма разнообразном современном электронном оборудовании, включая цифровые вычислительные устройства, импульсные кодовые модулирующие системы, телеметрию и радиолокацию. Преимущества транзисторов обуславливают их все большее и большее использование в этих импульсных схемах.

Здесь даются примеры генератора запуска типа блокинг-генератора и генератора с задержкой одновибраторного типа.

Генератор запуска

Схема, показанная на фиг. 1, представляет собой триггерный генератор, который вырабатывает сравнительно узкие импульсы с регулируемой частотой повторения. Трансформатор для блокинг-генератора не является нормальным импульсным трансформатором, а представляет собой миниатюрный трансформатор звуковой частоты, дающий понижение 3:1

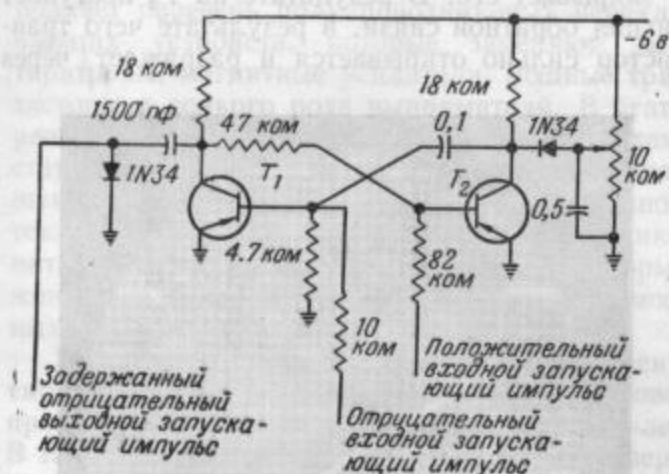


Фиг. 1. Для создания положительной обратной связи в блокинг-генераторе используется трансформатор звуковой частоты.

от коллектора к базе. Переменное сопротивление 2,5 Мом регулирует частоту повторения.

Генератор с задержкой

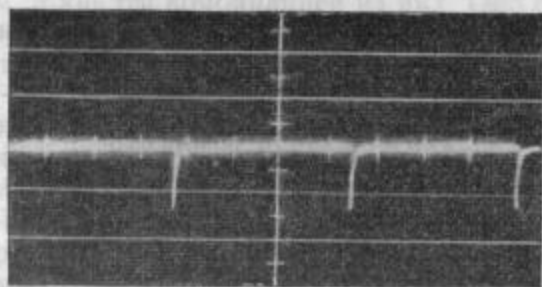
Часто требуется ввести управляемую задержку где-либо в импульсной схеме. Например, чтобы видеть передний фронт импульса мультивибратора, нужно развертку осциллографа запустить раньше импульса мультивибратора. Это



Фиг. 3. Выход генератора запуска. Масштаб: вертикальная шкала 2 в/см, горизонтальная шкала 3 мсек/см.

может быть сделано с помощью генератора с задержкой, показанного на фиг. 2.

Выход генератора запуска может непосредственно запускать развертку осциллографа



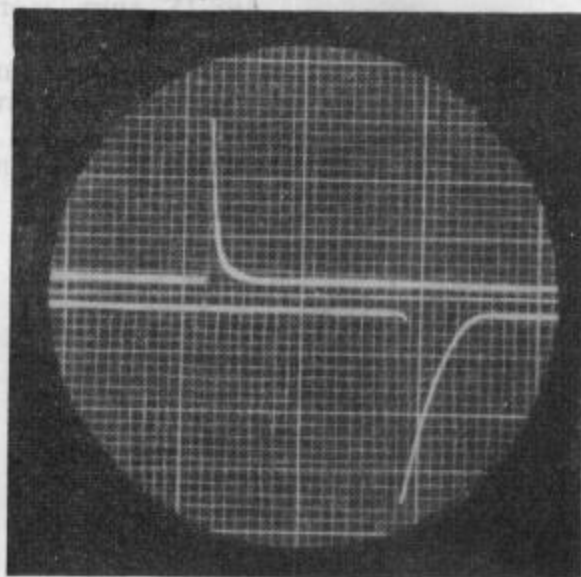
Фиг. 2. С помощью транзисторного одновибратора могут быть получены положительный или отрицательный задержанные импульсы.

и в то же время подаваться на генератор с задержкой (фиг. 3, 4). После определенного

времени генератор с задержкой выдаст импульс, который должен запустить мультивибратор.

Генератор задержки представляет собой транзисторный одновибратор. Передний фронт импульса на коллекторе T_1 заостряется и используется в качестве задержанного запуска. Задержка управляется потенциометром 10 ком. В некоторых случаях можно обойтись без потенциометра так же, как без соответствующих диода и емкости.

Задержка может управляться посредством переключения на другую емкость вместо 0,1 мкф, которая связывает T_2 с T_1 . Переменное



Фиг. 4. На двухлучевом осциллографе видны положительный входной запускающий импульс и отрицательный выходной запускающий импульс генератора с задержкой.

сопротивление величиной до нескольких килоом, включенное последовательно с этой емкостью, также обеспечивает необходимую регулировку задержки.

Эти схемы весьма экономны относительно потребления мощности от батарей. Генератор с задержкой потребляет около 1 ма, половина которого приходится на потенциометр 10 ком, управляющий задержкой. Генератор запуска при типовом использовании потребляет всего 15 мка.

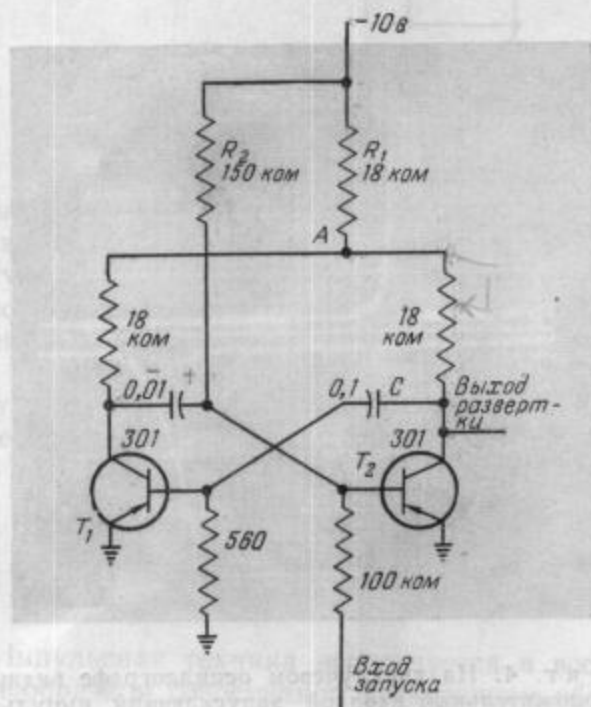
Хотя в данных схемах используются транзисторы типа $p-n-p$, транзисторы типа $n-p-n$ могут работать точно так же. При этом все полярности должны быть заменены на обратные, и диоды, используемые в генераторе с задержкой, должны быть переключены.

МУЛЬТИВИБРАТОРНЫЙ ГЕНЕРАТОР РАЗВЕРТКИ

Армстронг

Транзисторные мультивибраторы могут работать в качестве запускающих или автоколебательных генераторов развертки.

Схема генератора ждущей развертки показана на фиг. 1. Первоначально T_2 сильно проводит, поскольку сопротивление R_2 обеспечивает достаточный ток смещения, в результате которого коллектор T_2 почти полностью насыщен.



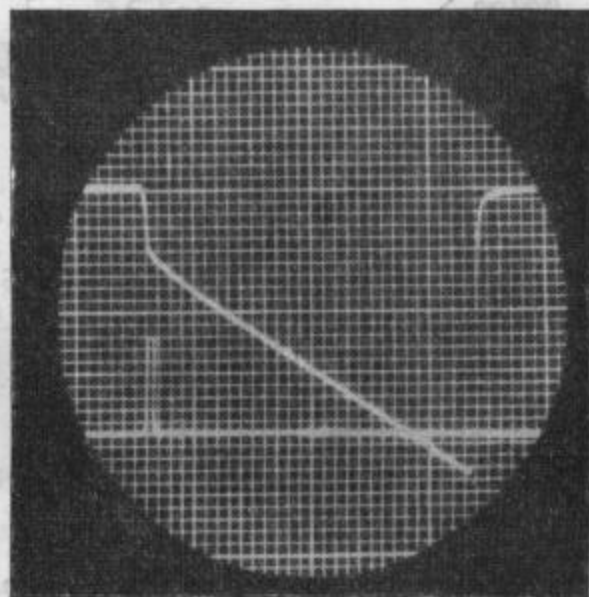
Фиг. 1. Генератор ждущей развертки может быть сделан автоколебательным увеличением величины сопротивления R_2 .

Транзистор T_1 при этом закрыт. Положительный запускающий импульс запирает T_2 , и его коллекторное напряжение быстро увеличивается по абсолютной величине. Этот подъем, который вызывает первоначальный скачок сигнала на фиг. 2, передается на T_1 , открывая его. Затем сигнал с коллектора T_1 передается на T_2 , закрывая его.

Ток, потребляемый T_1 , через сопротивление R_1 снижает напряжение в точке A по абсолютной величине. Это напряжение начинает заряжать емкость C , и зарядный ток поддерживает T_1 в проводящем состоянии. Когда C кончает заряжаться, скорость заряда (наклон развертки) стремится понизиться. Это заставляет T_1 проводить меньший ток. При этом напряжение в точке

A увеличивается по абсолютной величине, стремясь поддерживать постоянной скорость развертки. Эта обратная связь улучшает линейность развертки.

В конце развертки T_2 начинает проводить. Изменение напряжения на коллекторе, которое происходит вследствие этого, передается на T_1 и закрывает его. В результате на T_2 поступает сигнал обратной связи, в результате чего транзистор сильно открывается и разряжает через



Фиг. 2. Запускающий импульс и форма выхода простого транзисторного генератора развертки.

себя C . Таким образом, в конце развертки происходит обратный перелет луча.

При использовании транзисторов $n-p-n$ типа все полярности должны быть заменены на обратные, и при этом получится положительная развертка. Схема может быть переведена в режим автоколебаний путем замены R_2 на большую величину. Получаемая при этом форма сигнала такая же, как и в ждущем режиме.

На фиг. 2 показаны формы сигналов для ждущего режима. Запускающий импульс, показанный ниже, представляет собой пикообразный импульс тока величиной 80 мкА. Его длительность не критична. Форма выходного сигнала развертки показана сверху. Его линейная часть имеет амплитуду около 0,5 в и длительность около 2 мсек.

Выход мультивибратора может быть значительно нагружен, так чтобы управлять обычным усилительным каскадом с общим эмиттером. В одном из случаев возможно присоединить

выход прямо через сопротивление 10 ком к базе усилительного каскада, что не изменяет форму сигнала.

КРЕМНИЕВЫЙ УПРАВЛЯЕМЫЙ ВЫПРЯМИТЕЛЬ ¹⁾

Френзел, Гутцвиллер

Кремниевый управляемый выпрямитель дополняет перечень полупроводниковых переключающих устройств, которые заменяют реле, тиратроны, магнитные усилители, мощные транзисторы и всякого рода выпрямители. В статье рассматриваются и обсуждаются типовые схемы статических переключателей, синхронизированных инвертеров, преобразователей постоянного тока в постоянный, регулируемых источников питания, а также схемы динамического торможения, подавления бросков напряжения и мощных полувибраторов (триггеров).

Разработка кристаллического эквивалента тиратрона — одна из задач полупроводниковой промышленности на протяжении многих лет. В таком устройстве требуется электронное переключение с крайне высокого импеданса на низкий.

Тиратрон имеет обычные недостатки ламп, а также малую скорость переключения и большое прямое падение напряжения. Ртутно-дуговые выпрямители обладают достаточно большой мощностью, но имеют также большое прямое падение напряжения.

Только кремниевые управляемые выпрямители позволяют решить проблему. Это устройство не является ни транзистором, ни выпрямителем, а как бы комбинацией из них. Оно открывает новые области применения полупроводников, некоторые из которых будут описаны здесь.

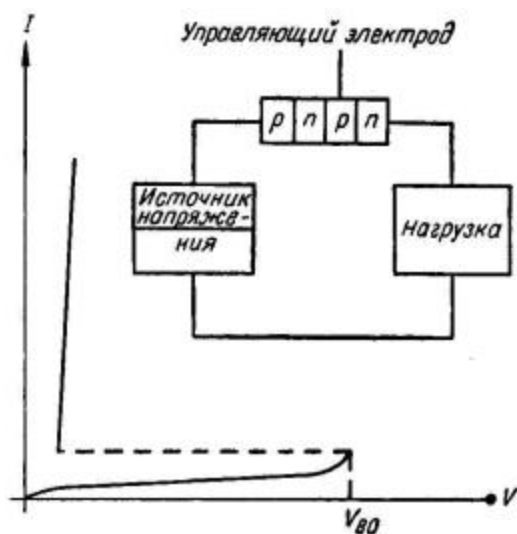
Механизм переключения

При конструировании прибора стремились получить величины токов, сравнимые с токами тиратронов, переключаемые напряжения, при которых прибор может использоваться в промышленных схемах, управление током без каких-либо дополнительных схем, частоту переключения порядка маломощных транзисторов, к. п. д., как у кремниевых выпрямителей, конструкцию с высокой повторяемостью параметров и доступ-

ную стоимость. В результате выполнения этой программы фирмой «Дженерал электрик» был разработан кремниевый управляемый выпрямитель типа ZJ-39A.

Чтобы понять работу прибора как двухпозиционного переключателя, необходимо рассмотреть фиг. 1.

Выпрямитель не пропускает ток в обоих направлениях до тех пор, пока не превышено



Фиг. 1. Прямая вольт-амперная характеристика управляемого выпрямителя типа ZJ-39A.

пробивное напряжение V_{B0} . При этом напряжении в центральном $p-n$ -переходе начинается лавинный процесс. Ток через прибор быстро увеличивается до тех пор, пока коэффициент усиления тока, равный сумме двух коэффициентов, относящихся к двум частично перекрывающимся друг друга $p-n-p$ - и $n-p-n$ -структурам, не превысит единицу.

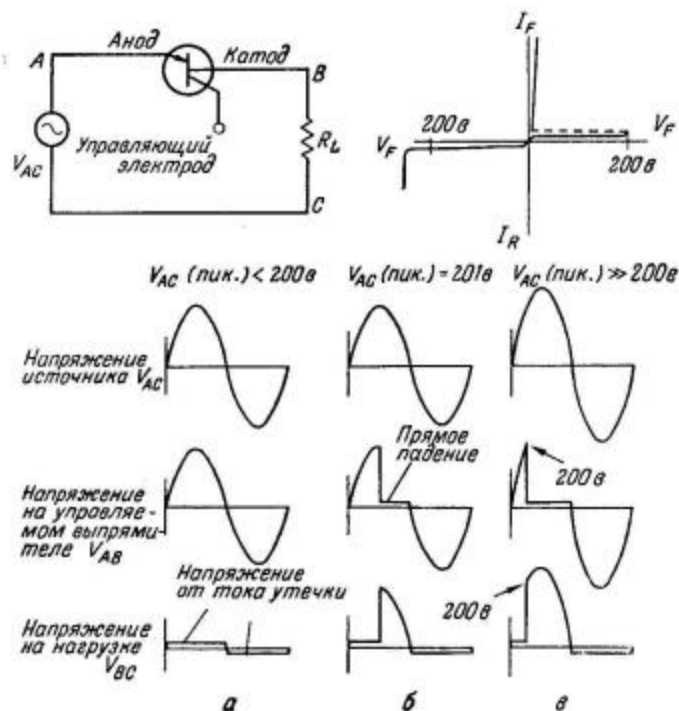
Этот уровень тока сравнительно низок. Когда он достигнут и превышен, смещение центрального $p-n$ -перехода меняется на обратное. Напряжение на приборе становится низким, и ток ограничивается в основном лишь внешним нагрузочным сопротивлением.

¹⁾ Frenzel R. P., Gutzwiller F. W., *Electronics*, 31 (13), 52 (March 28, 1958).

Третий электрод является управляющим. Он представляет собой омический контакт к центральной p -области и позволяет производить переключение из непроводящей области в проводящую без необходимости превышения пробивного критического напряжения V_{B0} . Прибор может включаться при помощи весьма коротких импульсов. При импульсной работе на частоте 60 Гц отношение переключаемой мощности к средней мощности управления достигает $25 \cdot 10^6$ к 1.

Работа схемы

Работу кремниевого управляемого выпрямителя в схеме можно лучше понять, если сравнить его с тиратроном, причем третий электрод



Фиг. 2. Простая схема, иллюстрирующая работу управляемого выпрямителя при отсутствии сигнала на управляющем электроде. Кроме того, показана вольт-амперная характеристика и формы кривых напряжения. Потери на прямое падение и ток утечки в данном масштабе сильно преувеличены.

выпрямителя будет соответствовать сетке тиратрона. В случае тиратрона состояние проводимости достигается посредством превышения некоторого критического напряжения анод — катод или посредством подачи мощности на сетку. В тиратроне эта мощность зажигания обычно подается приложением положительного напряжения сетка — катод. В выпрямителе эту роль выполняет ток между управляющим электродом и катодом, так как механизм «зажигания» выпрямителя зависит от тока, а не от напряжения.

Поскольку вольт-амперная характеристика участка управляющий электрод — катод аналогична характеристике включенного в прямом направлении полупроводникового диода, падение напряжения между управляющим электродом и катодом при критическом токе «зажигания» через управляющий электрод не превышает 1—2 в.

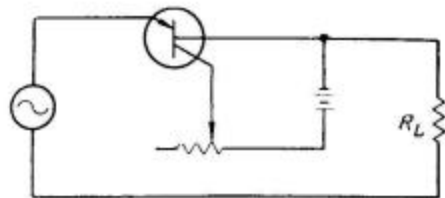
Чтобы проиллюстрировать работу управляемого выпрямителя, рассмотрим его поведение при отсутствии сигнала на управляющем электроде и напряжении $V_{B0} = 200$ в. Примем, что обратный пробой наступает при значительно более высоком напряжении. Если амплитуда напряжения источника не превышает 200 в, то, как показано на фиг. 2, а, все напряжение источника как в прямом, так и в обратном полупериоде упадет на выпрямителе. На нагрузке будет весьма малое напряжение, создаваемое током утечки, который практически близок к нулю.

Пусть теперь амплитуда напряжения источника поднимется до 201 в. Когда напряжение достигнет 200 в, за то время, пока оно будет подниматься до 201 в, произойдет пробой в прямом направлении, что вызовет сразу смещение на 90° , как показано на фиг. 2, б. В оставшуюся половину прямого полупериода напряжение источника за вычетом 1—2 в прямого падения на выпрямителе упадет на нагрузке.

Если напряжение источника значительно превышает 200 в, то выпрямитель будет «зажигаться» раньше, как показано на фиг. 2, в. Если обратное пробивное напряжение не превышено, прибор не будет пропускать ток обратного полупериода, как обыкновенный выпрямитель. Он также будет задерживать ток в начале прямого полупериода до тех пор, пока не будет достигнуто V_{B0} . Затем он «зажжется» и будет проводить до тех пор, пока прямое напряжение не снизится почти до нуля. Чтобы поддерживать проводящее состояние, необходимо наличие небольшого остаточного тока.

Теперь рассмотрим работу управляемого выпрямителя, когда на его управляющий электрод подается сигнал, как показано на фиг. 3. Источник сигнала обычно имеет сравнительно высокое сопротивление и напряжение порядка нескольких вольт. Управляющее напряжение может быть как постоянным, так и переменным. Для «зажигания» напряжение на управляющем электроде должно быть положительным относительно катода. Входной импеданс управляющего электрода колеблется от 10 до 100 ом, а точка «зажигания» зависит от необходимого тока «зажигания» и от специфики характеристики управляющего электрода.

После пробоя управляющий электрод теряет способность управлять и выпрямитель может быть закрыт только снижением напряжения



Ф и г. 3. Однополупериодный управляемый выпрямитель, использующий простую схему управления постоянного тока.

анода и тока до нуля. Это аналогично потере сеткой тиратрона способности управлять.

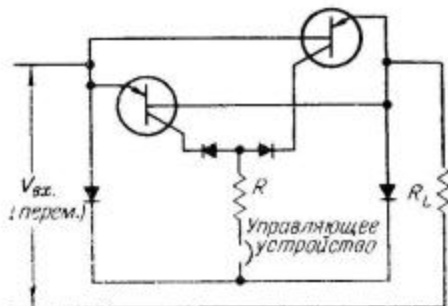
На фиг. 3 показана упрощенная схема «зажигания». «Зажигание» может быть выполнено при помощи различных методов так же, как производится зажигание тиратронов.

Схемные применения

При проектировании схем с управляемым выпрямителем нужно учесть следующие факторы:

1. Как и в других полупроводниковых устройствах, максимальное обратное напряжение и максимальный нагрузочный ток не должны превышать.

2. Управляемый выпрямитель должен соответствующим образом охлаждаться, поскольку



Ф и г. 4. Статический переключатель с высокой скоростью переключения мощных нагрузок.

его удовлетворительная работа сильно зависит от температуры.

3. Для предотвращения искажений характеристик выпрямителя необходимо ограничивать обратный ток управляющего электрода. Для этой цели в цепи управляющего электрода используются диоды в различных схемных вариантах.

4. Характеристики управления меняются от температуры перехода и от анодного напряжения, причем для разных приборов по-разному, для точного временного или фазового управления необходимо использовать импульсы с крутым фронтом. Для этой цели хорошо подходят такие, например, импульсные устройства, как однопереходные транзисторы. Для точного переключения необходимо подавать управляющий ток с некоторым избытком над током «зажигания».

Примеры новых применений показаны на фиг. 4—10. Конфигурация схем и величины номиналов носят ориентировочный характер и не претендуют на оптимальное значение.

Статический переключатель переменного тока

На фиг. 4 показана схема для скоростного переключения мощных нагрузок. Это устройство позволяет исключитьдребезжание контактов и механический износ реле и контакторов. Управляющее устройство может быть присоединено к термостату, датчику давления, реле тока или датчику напряжения. Для переключения больших мощностей в качестве управляющих элементов могут использоваться магнитные усилители, транзисторы или лампы. Сопротивление R ограничивает ток управляющего электрода. Его величина зависит от напряжения источника и величины тока, необходимого для «зажигания».

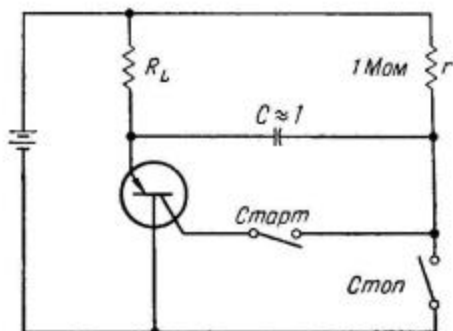
Эта схема может быть использована в комбинации с обыкновенным выпрямителем, что даст возможность сочетать переключение и выпрямление в одном устройстве. При включении контактов токочувствительного реле последовательно в цепь управляющего электрода можно осуществлять переключение даже на протяжении одного полупериода.

Статический переключатель постоянного тока

На фиг. 5 показан один из способов переключения постоянного тока с помощью управляемого выпрямителя. Для замыкания переключателя цепь управляющего электрода мгновенно замыкается на какой-либо источник постоянного тока через сигнальное устройство. Это устройство изображено на фиг. 5 в виде нажимной кнопки. В тот момент, когда кнопка «Старт» разомкнется, емкость C будет заряжена до напряжения источника через сопротивление r . Когда кнопка «Стоп» будет включена, положительный полюс емкости окажется под потенциалом земли. Это вызовет появление отрицательного напря-

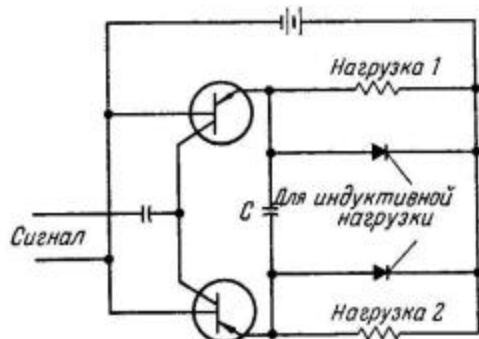
жения на управляемом выпрямителе на несколько микросекунд, что достаточно, чтобы перевести его в непроводящее состояние.

В схеме на фиг. 6 напряжение попадает то на одну, то на другую нагрузку, как только на управляющий электрод попадает импульс.



Ф и г. 5. Статический переключатель постоянного тока.

Наилучшие схемы этого типа позволяют достигнуть времен переключения порядка 1 мксек. Величина емкости C зависит от сопротивления нагрузки и от энергии, запасенной в цепи выпрямителя. При использовании в схеме образца

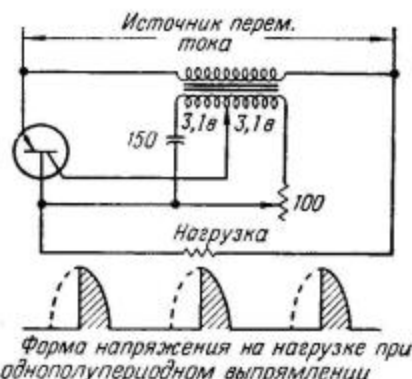


Ф и г. 6. Мощный полувибратор или статический релейный переключатель с временем переключения 1 мксек.

типа ZJ-39A емкости 5 мкф вполне достаточно, чтобы переключать 1—5 а при напряжении 12 в.

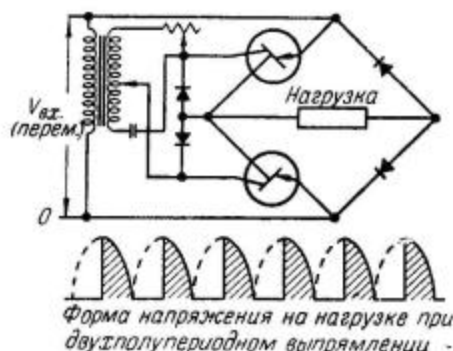
На фиг. 7 показана схема, позволяющая при помощи потенциометра сдвигать фазу переменного сигнала в цепи управляющего электрода от 0 до 180° по отношению к анодному напряжению питания. Этот фазовый сдвиг регулирует точку, при которой происходит «зажигание» выпрямителя в течение каждого периода. Среднее выходное напряжение может меняться от нуля до 0,45 в среднеквадратичного значения напряжения питания.

На фиг. 8 показан однофазный двухполупериодный мост, использующий управляемые



Ф и г. 7. Однополупериодный постоянный источник питания с фазовым управлением.

выпрямители в двух плечах. Выпрямитель регулирует среднее выходное напряжение от 0 до 0,9 эффективного значения напряжения источника. Кроме показанной $R-C$ схемы, хорошие



Ф и г. 8. Двухполупериодный источник питания с фазовым управлением.

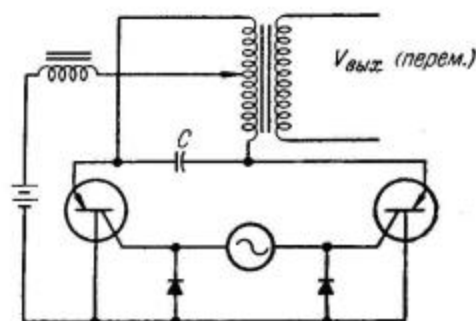
фазосдвигающие схемы могут быть построены при помощи транзисторов и устройств с насыщающимися сердечниками. Эти схемы регулируют выход автоматически при помощи сигнала рассогласования напряжений и токов. При таком типе управления управляемый выпрямитель представляет собой идеальный элемент для схем стабилизаторов.

Синхронизированный преобразователь

На фиг. 9 изображены два выпрямителя в схеме, генерирующей переменное напряжение при питании от источника постоянного напряжения. Для запуска может служить синусоидальный сигнал, серия импульсов или прямо-

угольный сигнал. Однопереходный транзистор может служить источником запуска, обеспечивая надежный старт и постоянную частоту. Введение соответствующей обратной связи делает

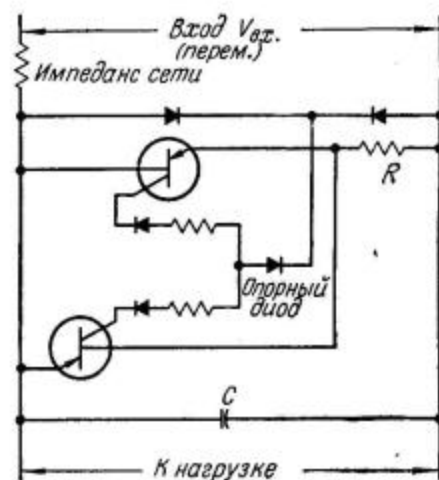
ный ток в пределах, допускаемых мощностью прибора. Для бросков с продолжительностью менее одного периода R может быть выбрано так, чтобы ограничить максимальный анодный ток



Ф и г. 9. Синхронизированный инвертер. Обратная связь делает его самозапускающимся.

преобразователь самозапускающимся. Выпрямляя выходное напряжение, мы получим преобразователь постоянного напряжения.

Схема, показанная на фиг. 10, используется для защиты транзисторов и выпрямителей от опасных бросков напряжения в сети. Когда напряжение сети превышает заданную величину, один из управляемых выпрямителей «зажигается». Это вызывает ток, достаточный для того, чтобы погасить излишек напряжения на внутреннем сопротивлении сети. Величина сопротивления R выбирается так, чтобы ограничить анод-



Ф и г. 10. Схема для подавления бросков. Емкость предотвращает перегрузку.

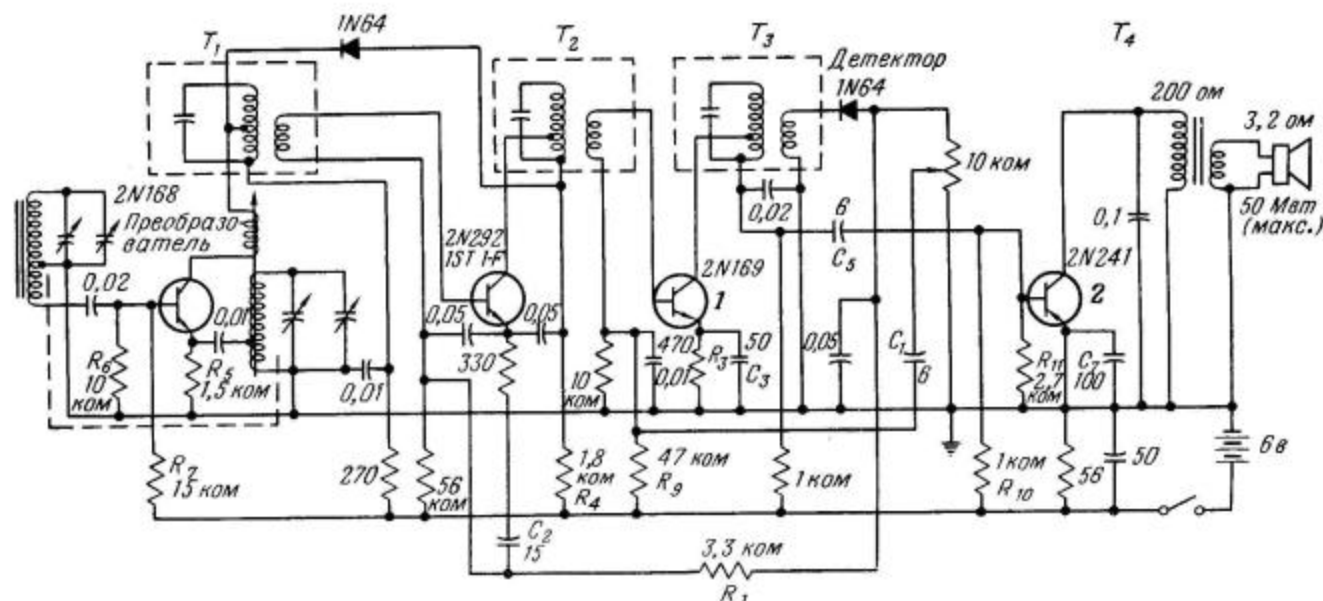
в пределах 150 а. Уровень напряжения, при котором начинается подавление бросков, зависит от пробивного напряжения опорного диода. Когда температурные изменения не чрезмерны, сопротивление r может быть использовано вместо диода для управления «зажиганием» управляемого выпрямителя.

РЕФЛЕКСНЫЙ ПРИЕМНИК НА ЧЕТЫРЕХ ТРАНЗИСТОРАХ

Готлиб

Применение рефлексной схемы (схемы двойного действия) в радиоприемнике, собранном на четырех транзисторах при одном и том же напряжении питания 6 в, позволяет получить при более низкой стоимости улучшенные характеристики по сравнению с характеристиками приемника на пяти транзисторах, имеющего чувствительность 20 мкв/м и выходную мощность 50 мвт при 10% искажений. Приемник, собранный на обычных серийных транзисторах, имеет качество воспроизведения и искажения не хуже, чем средний приемник второго класса.

шумов, несмотря на то что разработка электронных ламп с большим напряжением отсечки и применение низкоомных анодных нагрузочных сопротивлений привело к значительным их усовершенствованиям. Современное бурное развитие полупроводниковых приборов вновь пробудило большой интерес к приемникам такого типа, так как при использовании в схеме транзисторов отпала необходимость в источниках питания накалов. При этом экономия, получаемая в случае применения транзисторов, является настолько эффективной, что этим вопросам в настоящее время уделяется серьезное внимание.



Ф и г. 1. Принципиальная схема портативного рефлексного радиоприемника на четырех транзисторах питающегося от батареек 6 в.

1—рефлексный каскад; 2—усилитель мощности.

Рефлексные приемники на электронных лампах были достаточно широко распространены в США и Австралии до второй мировой войны, а в Австралии используются и до настоящего времени. Недостатками этих приемников являются значительные искажения и высокий уровень

Характеристики

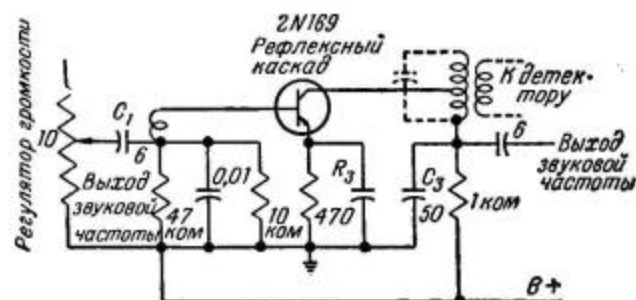
Принципиальная схема приемника приведена на фиг. 1. Выходной каскад собран на одном транзисторе, работающем в классе А при токе коллектора 23 ма и напряжении коллек-

тор — база около 4,5 в. При этом мощность рассеяния составляет около 100 мвт. Использование промышленного выходного трансформатора в данной схеме позволяет получить максимальную выходную мощность 50 мвт при искажениях в 10% и 40 мвт при искажениях в 5%.

Температурная стабильность и изменения напряжения смещения отвечают требованиям нормальной работы транзистора типа 2N241A без опасности его повреждения при окружающей температуре до 55°С.

Предоконечный усилитель является частью рефлексной схемы. Он может быть выполнен отдельно, так как между нагрузками звуковой

Так как R_L и h_{ib} имеют достаточно постоянные величины при перегрузках по промежуточной частоте, то наилучшее усиление может быть получено при высоких h_{je} , которые для 2N169 составляют приблизительно 50—200. Этот транзистор также имеет узкий разброс параметров

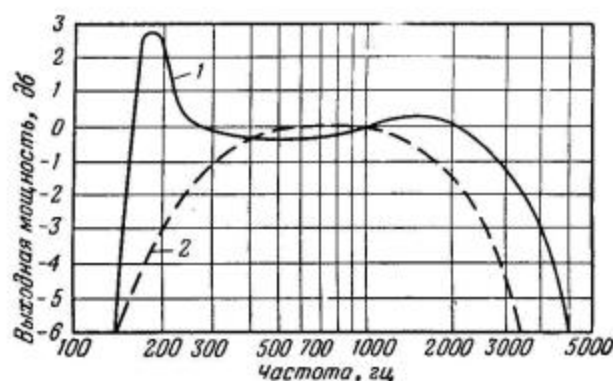


Фиг. 2. Действие рефлексного каскада в качестве усилителя звуковой частоты.

и промежуточной частоты имеется незначительное взаимодействие. Характеристики транзисторов существенно не зависят от напряжения коллектора в интервале напряжений от 3 до 12 в, и поэтому сравнительно большое сопротивление в цепи коллектора оказывает малое влияние на усиление промежуточной частоты, так как при малых токах положение рабочей точки изменяется незначительно. Нагрузка звуковой частоты должна быть зашунтирована для сигналов промежуточной частоты. На промежуточной частоте нагрузка почти коротко замкнута для звуковых частот; таким образом, возможно разделение входной и выходной нагрузок.

Звуковая частота через конденсатор C_1 с регулятора усиления подается на базу 2N169, который одновременно используется как предоконечный каскад для усиления звуковой и как второй усилитель промежуточной частоты. На фиг. 2 подробно рассматривается работа этого каскада только для звуковых частот. Добавочное усиление этой рефлексной схемы в основном определяется как усиление мощности усилителя на $R-C$, которое приблизительно равно

$$P_G = h_{je} \left(\frac{R_L}{h_{ib}} \right).$$



Фиг. 3. Общая тональная характеристика. 1—нагрузка громкоговорителя; 2—омическая нагрузка.

h_{je} [1]. Приемник при наличии регулятора усиления имеет чувствительность такую же, как и приемник на пяти транзисторах, собранный по схеме с $R-C$ связью. Полная частотная характеристика приемника изображена на фиг. 3.

Детектор и второй каскад усиления промежуточной частоты

В детекторном каскаде работает маломощный диод с прямым смещением в режиме квадратичного детектирования, осуществляемого на кривизне характеристики $I=f(E)$. С этого каскада одновременно снимается напряжение автоматической регулировки усиления (APУ), которое выпрямляется, фильтруется и служит для регулировки усиления. Это напряжение пропорционально уровню сигнала и подается через цепь фильтра R_1-C_2 АРУ к базе первого транзистора промежуточной частоты так, что при повышении уровня сигналов ток коллектора уменьшается.

Рабочая точка первого каскада промежуточной частоты выбирается при токе 0,6 ма для того, чтобы получить почти оптимальное усиление при малой мощности, которая необходима для эффективного действия автоматической регулировки усиления.

Второй каскад промежуточной частоты является стандартным. Рабочая точка транзистора соответствует току коллектора 1 ма. Этим достигается почти максимальное усиление

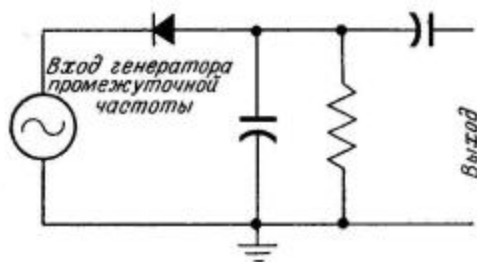
при условии сравнительно малого потребления тока питания. Однако при использовании второго каскада промежуточной частоты в качестве рефлекторного каскада возникают две важные особенности. Первая заключается в большой величине конденсатора C_3 , шунтирующего эмиттер. Конденсатор шунтирует сопротивление R_3 как для промежуточных, так и для звуковых частот, вследствие чего должен иметь низкий импеданс при обеих частотах. Второе и более важное отличие заключается в выборе трансформатора промежуточной частоты. При напряжении питания 6 в, рабочей точке 1 ма и суммарном сопротивлении нагрузки эмиттера и коллектора 1500 ом остаточное напряжение коллектор — база составляет только 4,5 в.

При высоких уровнях сигнала полный размах колебаний переменного напряжения может достигнуть этой величины, что вызовет ограничение сигналов, которое приведет к искажениям и регенерации.

Анализ перегрузки

Минимальная громкость звучания и перегрузка являются в полупроводниковой рефлексной схеме следствием одной общей причины.

Размах сигнала коллектора (междупиковое значение) стремится превысить приложенное постоянное напряжение, вызывая ограничение



Ф и г. 4. Эквивалентная схема детектора.

в тех каскадах, в которых сигналы усиливаются до высоких уровней. Особенно ощутимо это явление при низких напряжениях источника питания.

Эквивалентная схема классического детектора изображена на фиг. 4. Диод (база — коллектор) имеет заметное обратное смещение, вследствие чего он работает только при высоких сигналах. При его работе огибающая модулированных колебаний изменяется в следующей последовательности. Когда наблюдается первое ограничение, то преобразование огибающей принимает

прямоугольную форму и это сопровождается заметным увеличением процента модуляции, как показано на фиг. 5, в. В рефлексной схеме это приводит к регенерации, как видно из фиг. 5, г. Когда входной сигнал имеет дальнейшее увеличение, происходит «сжатие» модулированных колебаний, приводящее к явлению уменьшения процента модуляции, как указано на фиг. 5, д и е. Так как входной сигнал в дальнейшем еще увеличивается, то огибающая стремится к точке почти полной ликвидации модуляции. В результате такой сильной перегрузки на нагрузке детектора вообще прекращается выделение колебаний звуковой частоты. Это обстоятельство не является результатом рефлексного усиления, так как может встречаться в любом радиоприемнике, собранном на транзисторах, в котором отсутствуют вспомогательные или комбинированные каскады АРУ.

Однако в рефлексных схемах в результате этого ограничения сигналов возникает ряд других затруднений.

Из рассмотрения фиг. 4 можно установить, что ограниченный и детектированный сигнал в виде сигнала обратной связи вновь появляется на том же нагрузочном сопротивлении, на котором выделяются сигналы промежуточной частоты. Так как оба сигнала находятся в фазе, то это приводит к регенерации с большим сжатием сигнала, как показано на фиг. 5, г.

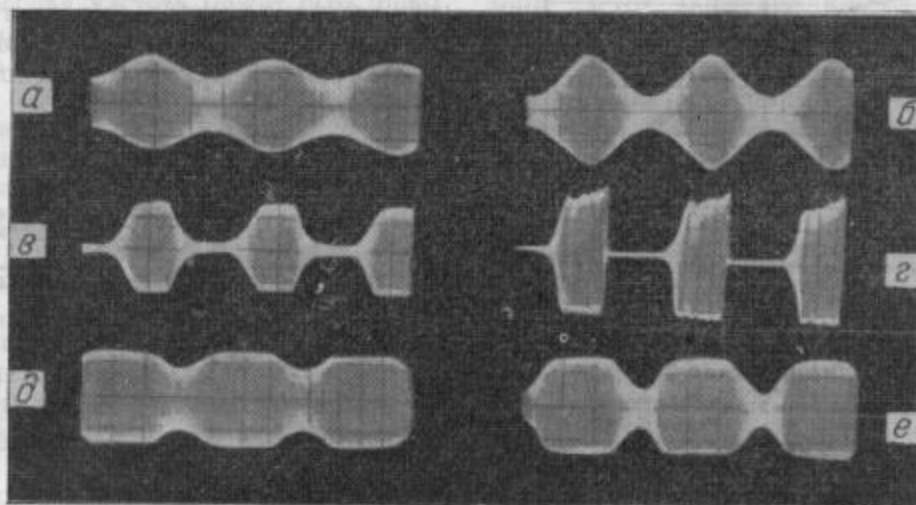
Ограничивающими факторами величины ограничения сигналов являются напряжение питания и значение импеданса нагрузки для промежуточной частоты. Если последний очень мал, то с выходного каскада должна быть получена большая мощность прежде, чем наступит ограничение сигналов промежуточной частоты. Таким образом задерживается ограничение больших входных сигналов.

Таким образом, из конструктивных соображений в этом приемнике необходимо, чтобы не происходило ограничения сигналов промежуточной частоты прежде, чем звуковой каскад получит достаточное возбуждение, чтобы отдать максимальную мощность. В этот момент АРУ должна принимать полное значение и сохранять сигнал достаточно большой величины, но такой, чтобы на выходном трансформаторе промежуточной частоты не происходило ограничения сигналов.

Таким образом, высокий коэффициент усиления низкой частоты, наиболее возможное напряжение источника питания, низкий импеданс трансформатора промежуточной частоты и надежная автоматическая регулировка усиления являются теми составными частями, без которых

немыслимо успешное применение рефлексной схемы в приемниках на транзисторах. Усиление по низкой частоте в данном радиоприемнике складывается из усиления рефлексного предоконечного каскада и усиления выходного каскада, работающего в классе А. Это составляет около 60 дБ. Напряжение источника питания устано-

новое напряжение приближается к напряжению источника питания 6 в, создавая этим прямое смещение диода, вследствие чего его сопротивление становится весьма малым и диод шунтирует трансформатор T_1 . В результате этого усиление в этот момент снижается. Характеристика АРУ приведена на фиг. 6.



Фиг. 5. Формы модулированных колебаний сигналов, различных уровней на детекторе. На средних сигналах с модуляцией 30% (а) и 60% (б) искажений не происходит. Остальные виды иллюстрируют ограничение или регенерацию.

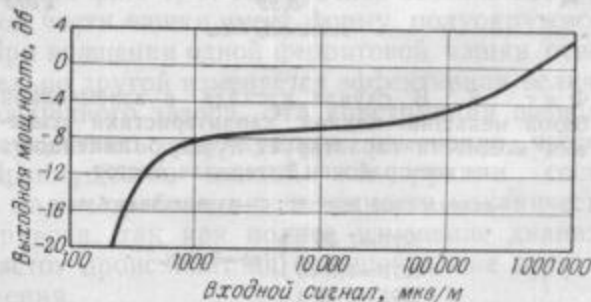
влено в 6 в, импеданс связи трансформатора промежуточной частоты составляет только 3600 ом, и вспомогательная автоматическая регулировка усиления обеспечивает достаточную отдачу.

Первый каскад промежуточной частоты, АРУ и преобразователь

Первый каскад промежуточной частоты собран по стандартной схеме. В цепи АРУ к первичной обмотке трансформатора промежуточной частоты первого каскада присоединен диод. Потенциал этой обмотки определяется рабочей точкой конвертерного транзистора и равен 5,75 в.

Когда статическая нагрузка первого каскада усилителя промежуточной частоты присоединяется к сопротивлению R_4 , этот диод имеет обратное смещение около 0,75 в и его сопротивление становится очень большим. Когда на детекторе уровень сигнала создает потенциал автоматической регулировки усиления, то ток коллектора первого каскада промежуточной частоты падает и напряжение на R_4 увеличивается. При высоком уровне сигнала это постоян-

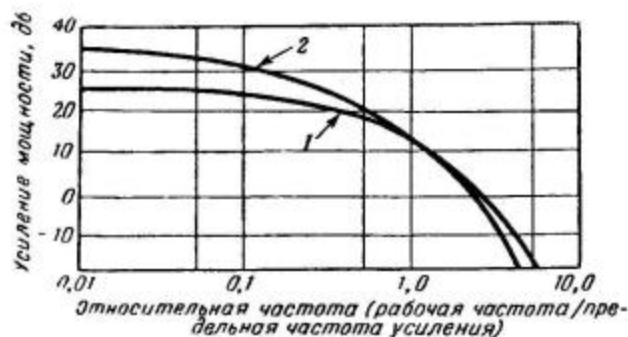
ное напряжение приближается к напряжению источника питания 6 в, создавая этим прямое смещение диода, вследствие чего его сопротивление становится весьма малым и диод шунтирует трансформатор T_1 . В результате этого усиление в этот момент снижается. Характеристика АРУ приведена на фиг. 6.



Фиг. 6. Сильное искривление характеристики автоматического контроля усиления необходимо для предотвращения ограничений сигналов.

усилению схемы с общим эмиттером по сравнению со схемой с общей базой во всем интервале

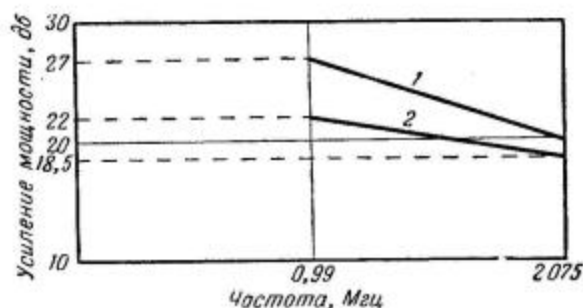
радиовещательных частот. Однако включение транзистора по схеме с общей базой дает меньшую крутизну и большую линейность усиления для данной полосы частот.



Ф и г. 7. Схема с заземленным эмиттером обеспечивает большее усиление звуковых частот.

1 — заземленная база; 2 — заземленный эмиттер.

Коэффициент стабильности смещения выражается в виде $(1/R_8)/(1/R_8 + 1/R_7)$ и в этом случае равен 4, что позволяет производить замену конвертерного транзистора без больших изменений



Ф и г. 8. В случае каскада с заземленной базой меньший наклон характеристики усиления мощности гарантирует лучшую линейность во всем рабочем интервале частот.

1 — заземленный эмиттер; 2 — заземленная база.

$$\left. \begin{array}{l} \Delta GE = 7 \text{ дБ} \\ \Delta GB = 3,5 \text{ дБ} \end{array} \right\} f_{ab} = 5 \text{ МГц},$$

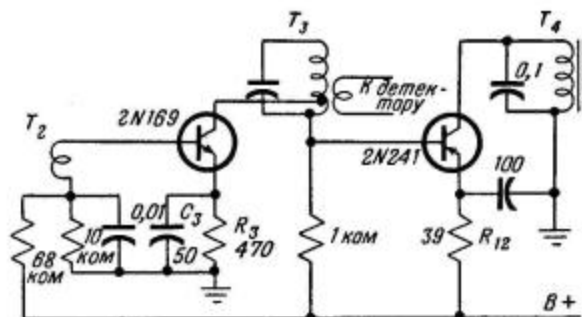
$$\left. \begin{array}{l} \Delta GE = 3 \text{ дБ} \\ \Delta GB = 1 \text{ дБ} \end{array} \right\} f_{ab} = 10 \text{ МГц}.$$

его режима. Генератор сохраняет способность работать при снижении напряжения питания до половины от исходной величины.

При этом заметного ухода частоты не наблюдается.

Непосредственная связь

Преимущества приемников с рефлексной схемой заключаются в экономии размеров и стоимости, так как в этом случае могут быть исключены три сопротивления и один транзистор. Дальнейшая экономия может быть достигнута при использовании транзистора типа $n-p-n$ для раскачки каскада, собранного на транзисторе типа $p-n-p$. При этом возможна непосредственная связь между ними. Как показано на фиг. 9,



Ф и г. 9. Вариант схемы с непосредственным соединением усилителя промежуточной частоты с выходным усилителем.

элементы C_5 , R_{10} и R_{11} могут быть полностью исключены, и напряжением смещения базы выходного транзистора в этом случае может служить падение напряжения на сопротивлении R_9 . Это напряжение является достаточно постоянным, так как сравнительно хорошая стабильность каскада предварительного усиления определяет ток коллектора. Путем уменьшения сопротивления R_{12} и изменением коэффициента стабильности предоконечного каскада может быть достигнута различная степень стабильности выходного каскада.

Использование данной схемы позволяет повысить чувствительность до 120 мкВ/м на частоте 1000 кГц . Это улучшение следует из устранения первоначального соединения и цепи смещения, которые вносили потери 1 дБ .

Кроме того, этим достигается понижение потребления тока приемником на $1-2 \text{ ма}$, которое определяется током смещения выходного каскада, а также снижаются размеры и стоимость приемника дополнительно за счет исключения одного электролитического конденсатора и двух сопротивлений.

ЛИТЕРАТУРА

1. Sylvan T. P., *Electronics*, p. 188 (April 1957).

МИНИАТЮРНЫЙ ФЕРРИТОВЫЙ БЛОК НАСТРОЙКИ ДЛЯ РАДИОВЕЩАТЕЛЬНОГО ДИАПАЗОНА ЧАСТОТ

Аббот, Лафер

Посредством механических перемещений в ферритовых сердечниках специальной формы получено линейное изменение частоты от 0,5 до 1,6 Мгц, рабочая частота может быть повышена до 15 Мгц.

Настройка в каждом диапазоне выполняется вращением на 270° вместо 180° при использовании обычных конденсаторов.

Все более широкое распространение транзисторов в радиоаппаратуре привело к поискам и исследованию миниатюрных электронных приборов. Миниатюрные высокочастотные блоки настройки, работающие в диапазоне частот от 0,5 до 50 Мгц, более удобно и намного легче выполнить на принципе магнитной настройки, чем при использовании емкостной настройки. Кроме того, магнитная настройка менее чувствительна к вибрациям и ударным воздействиям.

В данной статье описывается линейное устройство магнитного типа настройки, рассчитанное на трехкратное перекрытие интервала частот, максимальное значение Q и минимальное отклонение величины Q от расчетного значения для данной частоты.

Настройка изменением воздушного зазора

Современные устройства настройки могут быть подразделены на следующие типы: устройства настройки с помощью сердечника, настройка изменением величины зазора, вариометры и настроенные устройства, работающие на принципе изменения числа витков катушки.

Магнитная настройка с переменным зазором является наилучшим компромиссным решением проблемы настройки, в котором удовлетворяются как электрические, так и механические требования.

В этом устройстве используется движение относительно друг друга двух ферритовых чашек или ферритовой чашки и пластины или двух сердечников специальной формы.

Хотя материал сердечника всегда помещается внутри катушки, индуктивность является различной при изменении величины воздушного зазора магнитопровода.

Настроенное устройство, основанное на принципе изменения воздушного зазора магнитопровода, изображено на фиг. 1, а.

Выбранный принцип настройки позволяет изготовить устройство миниатюрного размера, так как для трехкратного перекрытия диапазона частот движение крышки не превышает 3 мм. Изменение частоты не является линейной функцией движения крышки. Первоначальное перемещение крышки на 0,25 мм вызывает изменение частоты на 250 кгц. В конце пути крышки такое же перемещение сопровождается изменением частоты только на 25 кгц.



Ф и г. 1. В блоке настройки (а) изменение индуктивности происходит вследствие изменения воздушного зазора магнитопровода. Поворот одной чашки относительно другой в блоке настройки типа D (б) изменяет величину воздушного зазора.

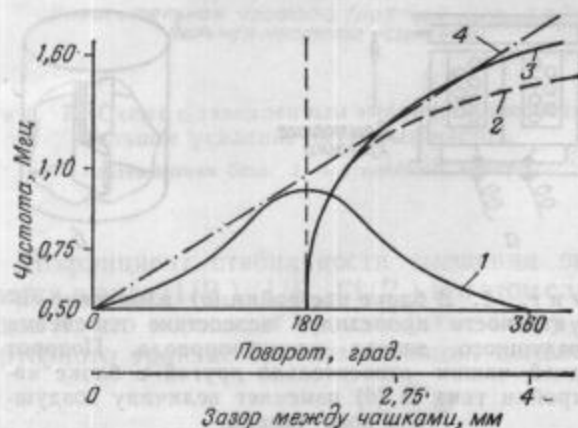
Для полного перекрытия диапазона частот необходима механическая система, при помощи которой можно было бы осуществлять точное перемещение подвижного элемента на расстояние 3 мм.

Другой тип устройства настройки изображен на фиг. 1, б. Поперечное сечение центральной части чашки имеет форму полуокружности. При вращении одной ферритовой чашки относительно другой изменяется эффективная величина воздушного зазора. Эта конструкция позволяет осуществить двухкратное изменение частоты. Преимущество данной конструкции состоит в малых требованиях к точности механического привода, так как полное изменение диапазона частот происходит на большой длине пути вращения.

Настроенное устройство, работающее на принципе изменения воздушного зазора магнитопровода, которое создается осевым вращательным движением одной чашки относительно другой, сочетает преимущества обоих рассмотренных устройств настройки: устройство с сердечником в виде полуокружности обеспечивает

небольшое изменение частоты, а устройство, принцип работы которого основан на изменении величины воздушного зазора, позволяет осуществить изменение частоты в широких пределах. Это устройство состоит из двух пар ферритовых сердечников горшочкового типа и заземленного центрального сердечника, поперечное сечение которого выполнено в виде полуокружности.

Характеристики устройства настройки приведены на фиг. 2. Кривая 1 изображает частотную характеристику, получаемую вращением двух ферритовых чашек с центральными сердечниками без отделения вращаемых чашек от неподвижных. При вращении чашки вначале частота изменяется медленно, приближается



Фиг. 2. Кривая 4 представляет собой линейную частотную характеристику блока настройки вращательно-поступательным перемещением сердечника. Она обеспечивается комбинацией характеристики 1 D-образного центрального сердечника и характеристики 3 катушки с отводами, имеющей внутри сердечник.

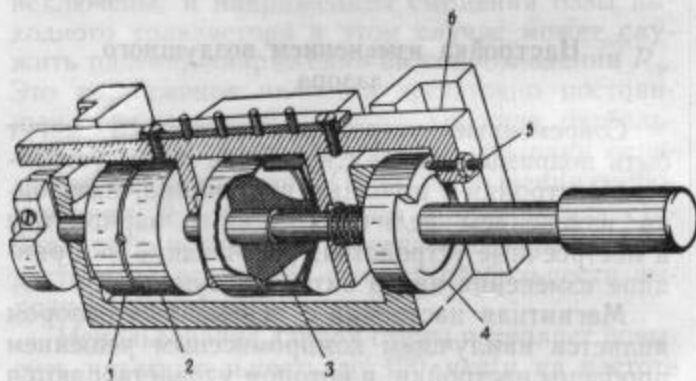
к максимуму, которому соответствует положение зеркального изображения сердечников, сдвинутых на 180° друг относительно друга, а затем частота медленно уменьшается. Кривая симметричная, колоколообразная. Частотная характеристика при разъединении чашек сердечника без их вращения выражается кривой 2. Сначала частота изменяется быстро, а затем достигается такая точка, где увеличение зазора оказывает на изменение частот малое влияние.

Частотная характеристика для случая, когда внутри сердечника помещается коническая катушка, изображается кривой 3. В этом случае предельная частота на 100 кГц выше, чем для кривой 2. Кривая 4 представляет собой сумму кривых 1 и 3. Так как эффективный зазор, на

который разъединяются чашки сердечника, мало, то изменение частоты в начальный момент определяется главным образом вращением чашек. Вследствие этого частота сначала изменяется сравнительно медленно. При первоначальном изменении частоты на 250 кГц настройка осуществляется путем вращательного движения, что обеспечивает более точную настройку, чем грубое осевое перемещение. С того момента, когда чашки переместятся относительно друг друга на 180° , основное влияние на изменение частоты начнет оказывать увеличивающийся между чашками сердечника воздушный зазор. Таким образом, в данном устройстве настройки правая часть колоколообразной кривой не оказывает существенного влияния на изменение частоты. Линейный участок изменения частоты на результирующей кривой 4 охватывает интервал от 0,5 до 1,6 МГц. Дальнейшее увеличение конусности катушки может привести к расширению линейного участка частотной характеристики вплоть до 1,7 МГц. Максимальная возможная добротность равна 151.

Описание конструкции

Осевое перемещение чашек сердечников осуществляется при помощи кулачка, показанного на фиг. 3.



Фиг. 3. Поперечный разрез блока настройки с вращательно-поступательным движением сердечников.

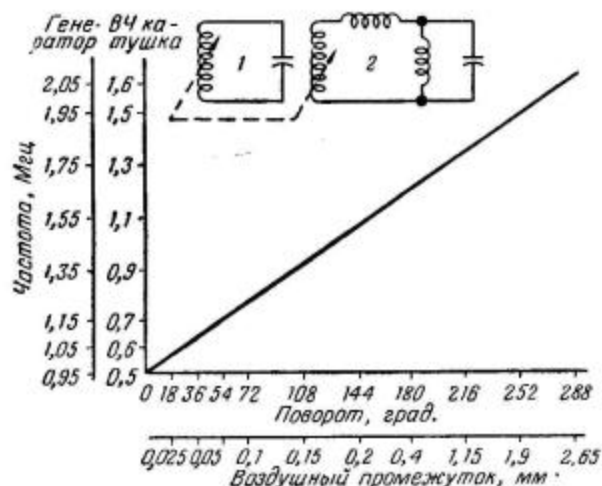
1 — вращающаяся чашка; 2 — продольно перемещающаяся чашка; 3 — катушка; 4 — кулачок; 5 — упорный винт кулачка; 6 — корпус.

Рабочая поверхность кулачка опирается на упорный винт. При помощи упорного винта устанавливается начальное положение кулачка. Винт закрепляется контргайкой. Регулировкой достигается линейное осевое перемещение чашек, которое происходит в соответствии с формой кулачка. Осевой люфт при линейном переме-

щении чашек выбирается при помощи пружины. Часть приводного валика, которая находится непосредственно в районе как вращающихся, так и осевых чашек, выполнена из диэлектрического материала. Сопряжение высокочастотной катушки по трем точкам производится путем включения шунтирующих и последовательных катушек одновременно с определенными настроенными конденсаторами, которые включаются параллельно высокочастотной катушке. Достигается перекрытие частотного диапазона 2:1.

Кривая настройки генератора изображена на фиг. 4.

На фиг. 5 показан один из вариантов применения блока настройки в схеме на транзисторах. В этой схеме контурная катушка



Фиг. 4. Прямо частотная характеристика блока настройки с вращательно-поступательным движением сердечников.

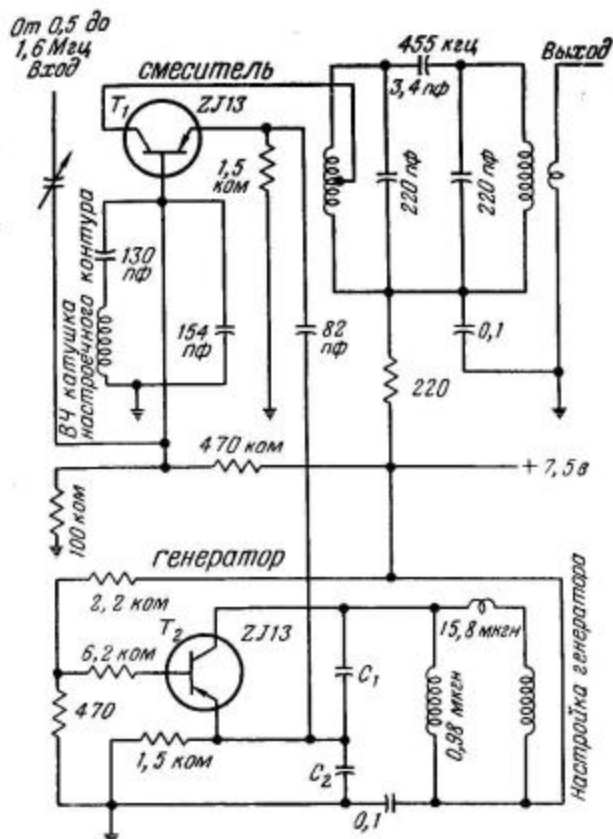
1 — высокочастотная катушка; 2 — генератор.

через емкостный делитель связывается с входом схемы смесителя.

Промежуточная частота смесителя постоянная и равна резонансной частоте контура, настроенного на 455 кГц. Катушка генератора устройства настройки соединяется с коллектором транзистора T_2 через две настроенные катушки. Возбуждаемые генератором Клеппа колебания через разделительный конденсатор подаются на эмиттер смесительного каскада. При помощи регулировки, необходимой для компенсации паразитных емкостей монтажа, можно добиться линейной характеристики

устройства настройки, подобной той, которая изображена на фиг. 4.

Описанные устройства настройки, перекрывающие диапазоны 1,5—5 МГц и 5—15 МГц, имеют такие же характеристики, какими обладают обычные радиовещательные устройства, и поэтому могут быть использованы со стандартными кулачковыми приводами. По этому же принципу может быть создано полупостоянное



Фиг. 5. Схема на транзисторах для проверки высокочастотного блока настройки, характеристика которого указана на фиг. 4.

$C_1 + C_2 = 80$ пФ.

устройство настройки. Для этого катушки должны иметь отводы, которые последовательно отключаются после каждого оборота кулачка. Катушка, намотанная с несколькими отводами, помещается в ферритовый сердечник (чашку), и ее параметры замеряются на специальном высокочастотном стенде настройки. Полосы частот от 0,5 до 1,5 МГц и от 1,5 до 5 МГц легко перекрываются при наличии отводов у катушки. Для этого устройства настройки высшая частота ограничивается 7,3 МГц и общее частотное перекрытие составляет приблизительно 14,6:1.

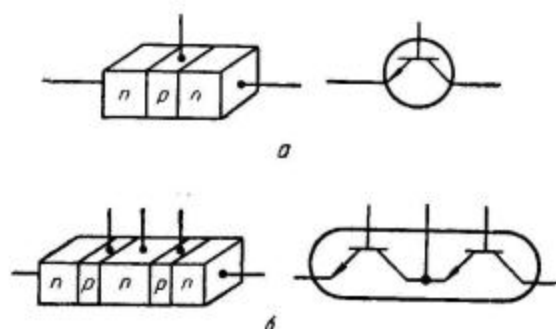
УПРОЩЕННАЯ СХЕМА ПРИЕМНИКА НА ТРАНЗИСТОРАХ С ЧЕТЫРЬМЯ ПЕРЕХОДАМИ

Фарбер

Двухтриодные транзисторы значительно уменьшают количество элементов схем. Описана схема супергетеродинного приемника на этих приборах.

Более широкое использование в конструкциях плоскостных транзисторов приводит к новым интересным изобретениям, которые успешно могут быть применены в радиовещательных приемниках. Некоторые изменения обычных схем, конечно, потребуются для получения оптимальной отдачи.

Транзистор типа $n-p-n$, символически часто представляемый в виде бруска с тремя зонами,



Ф и г. 1. Изображение обычного транзистора (а) и четырехпереходного транзистора (б).

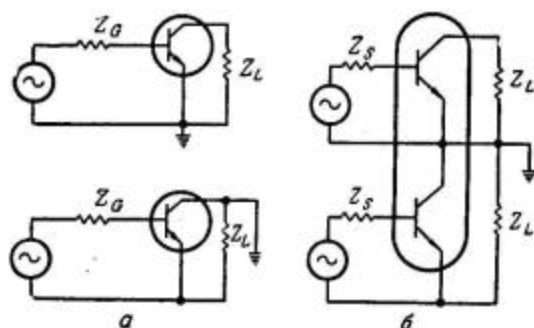
как это изображено на фиг. 1, а, служит прототипом бруска, составленного из двух транзисторов, как это указано на фиг. 1, б, который представляет собой единый элемент.

Когда начались работы в этом направлении, они основывались на предположении, что новое направление может привести к значительной экономии в стоимости радиовещательного приемника вследствие снижения стоимости транзисторов. Первоначально полученные результаты подтвердили предположения. В настоящее время в технике изготовления полупроводниковых приборов, по-видимому, составные транзисторы являются последним достижением.

В четырехпереходном транзисторе эмиттер одного транзистора и коллектор другого являются частями одной и той же германиевой области, что, естественно, ограничивает способы включения такого транзистора. Поэтому схема на составном транзисторе до некоторой степени получается более запутанной, чем схема на электровакуумном двойном триоде.

Общие замечания

Так как использование транзистора в схеме с общим эмиттером обеспечивает наибольшее усиление мощности, обычно желательно, чтобы обе секции четырехпереходного транзистора работали именно в этом включении. Если входной сигнал подается на транзистор между базой и эмиттером, а выходное напряжение снимается между коллектором и эмиттером, при этом эмиттер общий для входа и выхода. Следовательно, транзистор будет обеспечивать максимальное усиление мощности, которое является



Ф и г. 2. Схемы дают максимальное усиление мощности независимо от заземленной точки. Центральная область коллектора — эмиттера не вызывает взаимодействия между секциями.

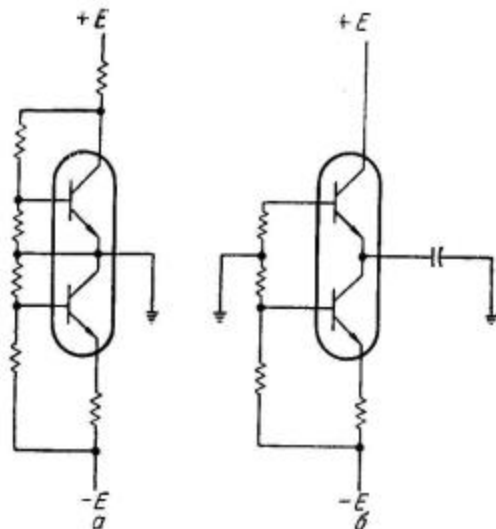
независимым от заземляемой в схеме точки, как изображено на фиг. 2, а. Все схемы, изображенные на этой фигуре, имеют одинаковое усиление мощности. На схеме фиг. 2, б работа обоих транзисторов может быть независимой. Любая точка может быть заземлена. Как показано в приемнике, описываемом в данной статье, такой точкой была избрана область коллектора — эмиттера. Действие обеих половин четырехпереходного транзистора происходит следующим образом: верхняя половина включена по стандартной схеме с заземленным эмиттером. При этом способе включения обе половин действуют полностью.

В данной схеме включения нет взаимодействия между обеими секциями четырехпереход-

ного транзистора из-за использования одного общего слоя *n*. Очевидных доказательств такого взаимодействия не имеется.

Смещение

Вообще используются два метода для обеспечения смещением обеих секций четырехпереходного транзистора.



Ф и г. 3. Смещение четырехпереходного транзистора может быть обеспечено прямым присоединением к земле области коллектор — эмиттер (а) или путем заземления этой области только по переменной составляющей (б).

Первый метод заключается в присоединении центральной области непосредственно к земле. В этом случае обе половины независимы друг от друга как по постоянному, так и по переменному току (фиг. 3, а).

При втором методе центральная область заземляется только по переменному току. В этом случае ток смещения для обеих половин фактически подается с элемента смещения одной нижней половины (фиг. 3, б).

Выбор какого-либо из методов смещения в большей степени зависит от типа создаваемой схемы. Однако второй метод обычно дает некоторую экономию элементов, составляющих схему.

Таким образом, четырехпереходный транзистор является прибором, которым можно заменить в некоторых применяющихся схемах приемников два обычных транзистора.

Поперечное сечение четырехпереходных транзисторов должно быть незначительным для улучшения усиления слабых напряжений про-

межуточных и звуковых частот. При помощи двух таких четырехпереходных транзисторов, диода и других элементов схемы можно выполнить все функции приемника, включая предоконечный усилитель. Такие транзисторы могут работать в выходных каскадах в классе А или В без ограничений сигналов.

Проблемы

Когда предпринимается попытка использовать четырехпереходный транзистор в схеме готового стандартного приемника, возникает ряд проблем, обусловленных наличием общей точки между эмиттером и коллектором, которая по переменной составляющей обычно заземляется.

Так как обе половины четырехпереходного транзистора соединены последовательно, то требуется более высокое напряжение батарей питания, чтобы достигнуть между коллектором и базой такого же напряжения, которое применяется при использовании двух отдельных транзисторов в обычном включении.

В обоих случаях, однако, потребляемая мощность будет одной и той же. Кроме того, в некоторых случаях желательно, чтобы батарея имела средний вывод.

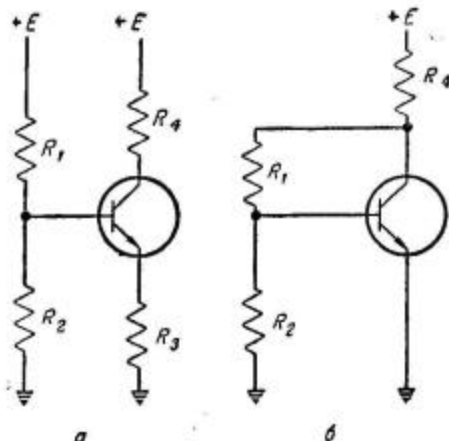
Наличие среднего вывода источника питания в описываемом приемнике позволяет получить некоторые преимущества. Так, например, в выходном двухтактном каскаде на транзисторах с переходом типа *p-n-p* используется полное напряжение батареи независимо от соединений в других местах приемника.

Стабилизация

Цепи стабилизации требуют внимательного рассмотрения. Обычный метод смещения усилителя на транзисторах изображен на фиг. 4, а. Здесь отрицательная обратная связь по постоянному току вносится сопротивлением R_3 , что уменьшает зависимость рабочей точки от изменений температуры, а также позволяет использовать в схеме транзисторы, имеющие разброс параметров.

Однако в некоторых схемах четырехпереходных транзисторов центральная часть обычно заземляется. Поэтому стабилизирующее сопротивление не может быть включено между эмиттером верхнего транзистора и землей. Чтобы получить желаемую степень стабилизации для верхнего транзистора, можно применить схему, изображенную на фиг. 4, б, в которой сопротивление R_1 вносит необходимую степень отрицательной обратной связи.

Однако для какой-либо определенной степени стабилизации сопротивление в цепи коллектора значительно больше по величине, чем



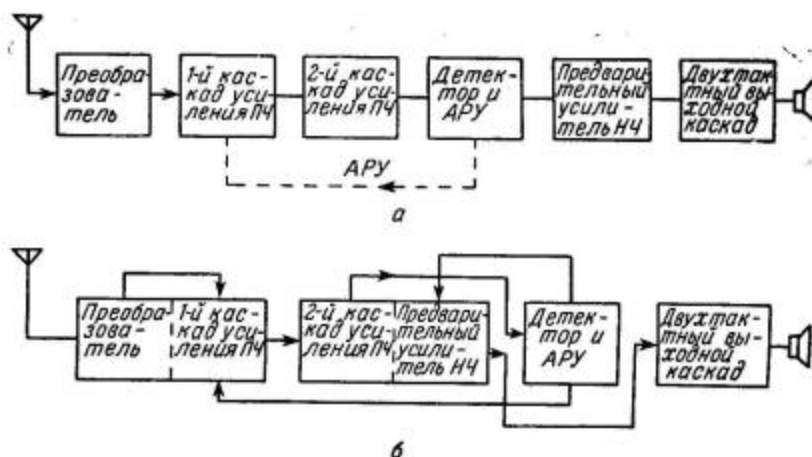
Фиг. 4. Типовая схема смещения для температурной компенсации (а); ее вариант, обеспечивающий необходимую степень стабилизации верхнего триода четырехпереходного транзистора (б).

сопротивление, которое можно использовать для достижения той же степени стабилизации, в цепи эмиттера. Таким образом, при определенном напряжении батареи, а следовательно, и каком-либо конкретном значении тока транзистора

торной связью (фиг. 2, б) оба конца катушки связи, включенной на вход база — эмиттер, по отношению к земле являются достаточно высокими. В результате этого иногда возможно возникновение нежелательных связей с другими цепями. Элементы схемы постоянного тока, служащие для подачи смещения на базы, обычно составляют шунтирующие цепи по отношению к земле, в результате чего повышение стабильности схемы сопровождается одновременным уменьшением усиления. Кроме того, емкость между базой и землей (например, паразитная емкость) приводит к возникновению обратной связи между коллектором и базой, так как коллектор заземлен. Эти паразитные связи могут потребовать нейтрализации.

Описание приемника

Блок-схема стандартного приемника на полупроводниковых транзисторах, которая также применима и для случая использования в ней четырехпереходных транзисторов, приведена на фиг. 5, а. Приемник состоит из гетеродинного преобразователя, двух каскадов промежуточной частоты, диодного детектора, с которого одновременно снимается напряжение автоматической регулировки усиления, и предоконечного каскада звуковой частоты, работающего



Фиг. 5. Блок-схемы обычного супергетеродинного приемника на обычных транзисторах (а) и такого же приемника на четырехпереходных транзисторах (б).

в первом случае имеет место большее падение напряжений на сопротивлении, и, следовательно, меньшее напряжение будет подводиться к транзистору.

Применение техники искусственной линии к нижней половине вносит некоторые дополнительные затруднения. В каскаде с трансформа-

в классе А, который управляет двухтактным выходным каскадом. Последний работает в классе В.

На фиг. 5, б приведен вариант блок-схемы, на которой изображены каждая половина четырехпереходных транзисторов, а также два выходных транзистора типа 2N241.

лей, что определяет нежелательные паразитные связи.

Распределенная первичная обмотка обеспечивает перекрытие диапазона частот от 535 до 1610 *кГц* при использовании переменного конденсатора с максимальной емкостью 220 *пф*. Вторичная обмотка передает энергию в цепь база — эмиттер транзистора, используя схему искусственной линии. Это достигается путем присоединения, во-первых, непосредственно к базе и, во-вторых, через катушку обратной связи генератора и через конденсатор 0,01 *мкф* к общей точке входной и выходной цепей. Первичная обмотка трансформатора промежуточной частоты включена между эмиттером и ответвлением колебательного контура генератора. Так как импеданс цепи между этой последней точкой и заземленным коллектором на промежуточной частоте является весьма малым, то можно считать, что трансформатор служит нагрузкой промежуточной частоты между коллектором и эмиттером.

В первом усилителе промежуточной частоты использована верхняя половина четырехпереходного транзистора, включенного по схеме с общим заземленным эмиттером. Выходной импеданс преобразователя согласован с входным импедансом (500 *ом*) первого усилителя промежуточной частоты посредством входного трансформатора промежуточной частоты.

Правильная стабилизация достигается путем соединения базового делителя напряжения 33 *ком* с коллекторным сопротивлением 2,2 *ком* у коллектора. Любые изменения тока коллектора из-за разброса значений токов для различных образцов транзисторов или происходящие вследствие колебаний температуры приводят к изменению напряжения на делителе. Это в свою очередь будет поддерживать величину тока около 1 *ма*.

Делитель в цепи базы и связанные с ним цепи рассчитаны таким образом, чтобы обеспечить смещение первого транзистора усилителя промежуточной частоты при токе 1 *ма*. Таким же образом устанавливается точная величина прямого смещения диода (около 0,1 *в*), которая обеспечивает удовлетворительное действие автоматической регулировки усиления, фильтрацию без чрезмерного ослабления сигналов звуковой частоты и обеспечивает достаточную стабильность и удовлетворительную нагрузку для диодного детектора. Внутренняя емкость обратной связи в отдельно взятом транзисторе достаточно мала, так что в большинстве случаев не требуется дополнительной схемы нейтрализации.

Междукаскадные соединения

Выходной импеданс первого каскада усилителя промежуточной частоты, равный 15 *ком*, согласован с входным импедансом 0,5 *ком* второго каскада той же частоты при помощи междукаскадного трансформатора промежуточной частоты. Вторичная обмотка этого трансформатора послышная. По сравнению с бифилярной обмоткой она имеет меньшую емкость по отношению к земле. Сопротивления 150 и 33 *ком* в цепи базового делителя должны удовлетворять двум требованиям: обеспечению достаточной стабильности и наименьшему шунтированию нагрузки каскада. Сопротивление 1000 *ом* в цепи эмиттера обеспечивает необходимую для стабильности отрицательную обратную связь по постоянному току.

Второй каскад промежуточной частоты также обеспечивается смещением током в 1 *ма*. Так как этот каскад и каскад предоконечного усиления звуковой частоты соединены последовательно, причем отсутствует связь центральной области коллектора — эмиттера с землей по постоянному току, то последний каскад также стабилизируется постоянным током в 1 *ма*.

Нагрузка этого каскада промежуточной частоты включена между эмиттером и землей. Присоединение нижнего конца первичной обмотки к эмиттеру предпочтительнее, чем присоединение его к отводу катушки. Это дает возможность снять с отвода напряжение обратной связи для повышения точной нейтрализации. Напряжение подводится к первичной обмотке междукаскадного трансформатора. Конденсатор 0,5 *пф* обеспечивает обратную связь для того, чтобы нейтрализовать связь коллектора с базой, возникающую вследствие наличия паразитной емкости между базой и землей. Коллектор зашунтирован конденсатором 100 *мкф*, что служит эффективной развязкой второго усилителя промежуточной частоты и каскадов звуковой частоты. Коллектор по существу находится при потенциале земли, потому что база верхней половины четырехпереходного транзистора присоединена к земле через потенциометр регулировки громкости 2,5 *ком*. Падение напряжения на этом потенциометре и эмиттерном переходе мало.

Второй детектор собран на точечном диоде (1N295 или эквивалентный ему) по принципу выпрямителя. Диод имеет незначительное прямое смещение для обеспечения максимальной чувствительности к слабым сигналам. Выходной импеданс второго усилителя промежуточной частоты, равный 15 *ком*, согласован с входным импедансом детектора, который составляет около

1 ком, посредством выходного трансформатора. Потенциометр регулировки громкости, сопротивление которого равно 2,5 ком, служит нагрузкой детектора. Для шунтирования промежуточной частоты параллельно потенциометру включен конденсатор 0,01 мкф. Напряжение АРУ подается через сопротивление 1,8 ком и конденсатор 25 мкф. Постоянная времени этой цепочки равна 0,045 сек.

Ток смещения устанавливается током во втором каскаде промежуточной частоты. База, по существу, находится под потенциалом земли, о чем говорилось выше. Трансформатор предоконечного каскада обеспечивает выходную нагрузку этого каскада приблизительно 40 ком. Этот импеданс выбирается так для того, чтобы напряжение коллектора предоконечного усилителя было бы такое же, как и напряжение остальных коллекторов.

Выходной каскад звуковой частоты

Выходной каскад представляет собой двухтактный усилитель класса В с общим эмиттером, в котором используются два транзистора типа $p-n-p$. Небольшая величина прямого смещения достигается включением в цепь база — эмиттер делителя из сопротивлений 1,5 ком и 47 ом. Это позволяет снизить перекрестные искажения. Сопротивления в 10 ом в цепи эмиттеров, не зашунтированные конденсаторами, вносят отрицательную обратную связь по току, повышают стабильность работы выходных транзисторов, тем самым понижают искажения этого каскада. Частотная характеристика выходного каскада ограничивается конденсатором 0,22 мкф, шунтирующим первичную обмотку выходного трансформатора.

Чтобы свести к минимуму искажения, применяется режим малого тока и высокого напряжения. Выходной каскад включен на полную батарею 9 в. Когда нагрузкой служит громкоговоритель 12 ом, выходной трансформатор

представляет нагрузку приблизительно 1100 ом между коллекторами. Величина этой нагрузки определяется компромиссом между усилением и выходной мощностью и может быть изменена в зависимости от желаемых характеристик приемника. В данном приемнике максимальная выходная мощность получается равной 200 мвт и неискаженная мощность выхода около 150 мвт.

Рабочие характеристики приемника приведены в таблице.

Характеристики приемника с выходной мощностью 50 мвт

Чувствительность	350—500 мкв/м, от 66 до 69 дб ниже 1 в/м
Максимальная чувствительность	От 15 до 20 мкв/м, от 94 до 97 дб ниже 1 в/м
Полоса на уровне 6 дб (частота 1 мГц)	6 кГц
Критерий качества АРУ	32 дб
Общее потребление тока	23 ма

Имеются некоторые соображения о возможности конструирования четырехпереходных транзисторов из брусков, имеющих большее поперечное сечение, чем у современных образцов. Несмотря на то что такие транзисторы будут иметь большие емкости, они также будут способны работать с большими пиковыми токами и, таким образом, будут пригодными для применений при больших уровнях звуковых сигналов.

РЕФЛЕКСНЫЙ ПРИЕМНИК НА ДВУХ ТРАНЗИСТОРАХ

В схеме приемника на двух транзисторах применен рефлексный усилитель для усиления высокой и звуковой частот. Высокочастотный сигнал усиливается транзистором и через конденсатор C_1 поступает на кристаллический детектор. Детектированная звуковая частота затем снова подается через конденсатор C_2 на транзи-

стор T_1 для дальнейшего усиления. Выходной сигнал звуковой частоты с T_1 поступает на усилитель мощности T_2 через дроссель L_1 и конденсатор C_3 .

В схеме используется набор деталей для детекторного приемника, выпускаемый фирмой «Эллайд рейдио корпорейшн».

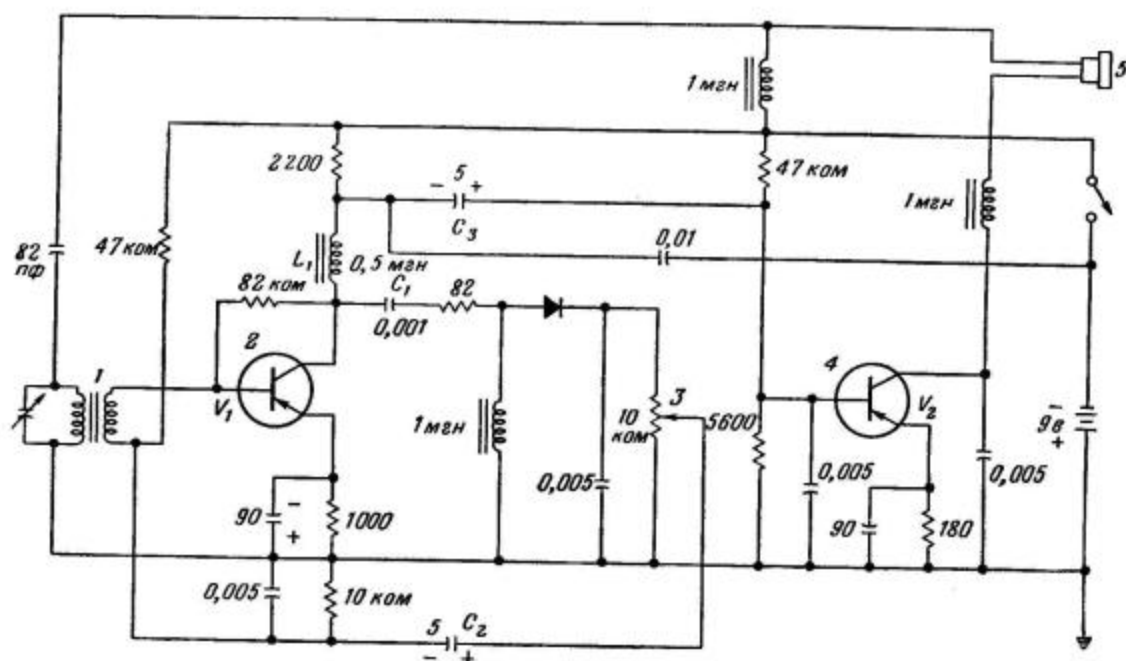


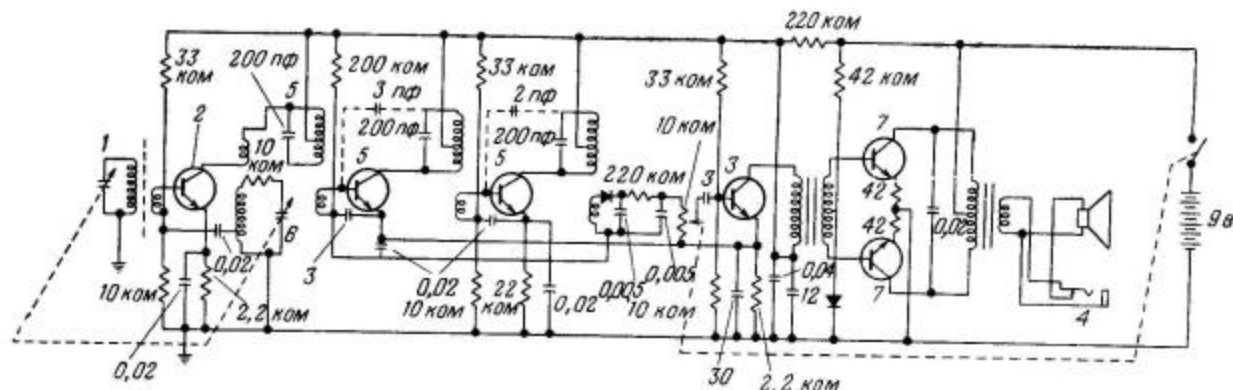
Схема приемника на двух транзисторах.

1 — стержневая антенна; 2 — высокочастотный и низкочастотный усилители; 3 — регулятор громкости; 4 — усилитель мощности; 5 — головной телефон.

РАДИОВЕЩАТЕЛЬНЫЙ ПРИЕМНИК С ДВУХТАКТНЫМ ВЫХОДОМ

Самым поздним из серий компактных японских широкополосных приемников является карманный приемник TR-63, в котором применены шесть транзисторов и варистор, предназначенный для того, чтобы избежать повреждений в случае включения батареек с обратными полярностями.

Варистор также компенсирует влияния температуры. Чувствительность приемника равняется 1 мВ, и его максимальная неискаженная мощность составляет 20 мВт. Избирательность приемника приблизительно равна 15 дБ при расстройке на 10 кГц.



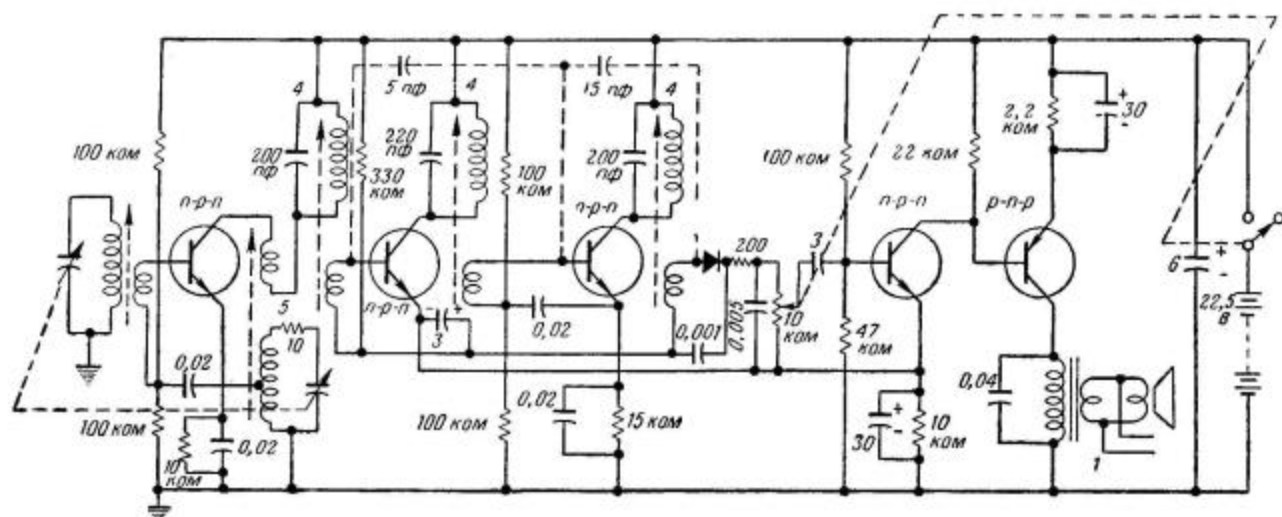
Приемник с двухтактным выходом.

1 — антенна; 2 — преобразователь; 3 — предоконечный усилитель; 4 — гнездо для головного телефона; 5 — ПЧ; 6 — генератор; 7 — усилитель мощности.

ШИРОКОВЕЩАТЕЛЬНЫЙ ПРИЕМНИК НА ПЯТИ ТРАНЗИСТОРАХ

Приемник TR-57, подобный ранее описанному приемнику TR-55, служит наглядным доказательством упрощения схемы транзисторного приемника. В этом приемнике, несмотря на батарею питания с напряжением 22,5 в, используется меньшее количество частей. Чув-

ствительность его более высокая и равняется ~ 1 мкв/м. Избирательность не меньше 15 дБ, а максимальная неискаженная мощность на выходе составляет 20 мвт. В выходном каскаде применен специальный транзистор сплавного типа с переходом $n-p-n$.



Приемник на пяти транзисторах.

1 — наушники; 2 — сплавной транзистор типа $n-p-n$; 3 — сплавной транзистор типа $p-n-p$; 4 — ПЧ; 5 — генератор.

УПРОЩЕННАЯ СХЕМА РЕФЛЕКСНОГО ПРИЕМНИКА

Салливан

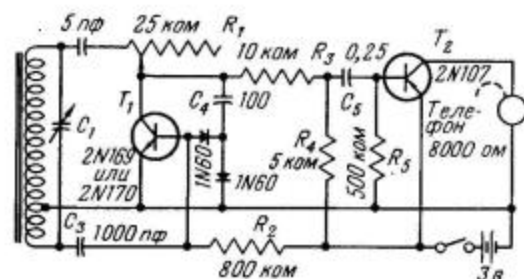
Достаточно хорошая чувствительность и избирательность транзисторного приемника могут быть достигнуты при минимальном количестве элементов схемы. Схема представляет собой одну из разновидностей схемы рефлексного приемника.

На фиг. 1 приведена полная принципиальная схема приемника. Высокочастотный сигнал поступает на базу транзистора T_1 и затем через емкость C_4 подводится к диодам. Сопротивление R_3 действует как высокочастотный дроссель.

Сигналы звуковой частоты с выхода диодов направляются обратно на базу T_1 , который в этом случае выполняет функцию предварительного усилителя звуковой частоты. Сигналы звуковой частоты через конденсатор C_5 поступают на базу транзистора выходного каскада. Регенерация контролируется сопротивлением R_1 . Номинальное значение сопротивления R_2 равно 800 ком. Однако в процессе наладки приемника

точная величина этого сопротивления подбирается опытным путем.

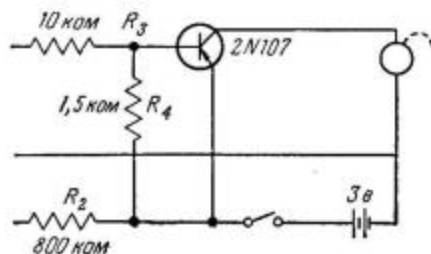
Характеристики приемника могут быть улучшены заменой сопротивлений R_3 и R_4 высоко-



Фиг. 1. Транзистор T_1 используется, с одной стороны, в регенеративной схеме в качестве усилителя высокой частоты и, с другой стороны, в качестве рефлексного предварительного усилителя звуковой частоты. Триод T_2 выполняет только функции усилителя мощности.

частотным и низкочастотным дросселями. Однако размеры приемника и его стоимость при этом возрастут.

При использовании непосредственной связи в схеме выходного каскада, изображенного на фиг. 2, емкость C_5 и сопротивление R_5 исключаются, но сопротивления R_2 и R_4 становятся зависимыми друг от друга и определение оптимальных значений их величин затрудняется. Кроме того, наблюдается некоторая потеря выходной мощности из-за шунтирования входа транзистора T_2 сопротивлением R_4 . Иногда можно подобрать в качестве T_2 такой транзистор, характеристики которого позволяют также исключить сопротивление R_4 .



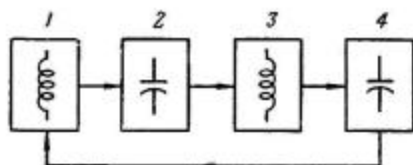
Фиг. 2. Вариант схемы выходного каскада, в которой емкость C_5 и сопротивление R_5 исключены. Величины сопротивлений R_2 и R_4 в этом случае должны подбираться опытным путем.

ВЫСОКОЧАСТОТНАЯ СХЕМА ОТКЛОНЕНИЯ ЛУЧА ЭЛЕКТРОННО-ЛУЧЕВОЙ ТРУБКИ

Гугги

Один мощный транзистор, работающий ключом, создает достаточное отклонение луча катодной трубки для стандартной горизонтальной телевизионной развертки с нелинейностью 5%. Амплитуду развертки можно плавно регулировать без влияния на линейность.

Мощность, потребляемая в стандартных телевизионных приемниках для обеспечения строчной горизонтальной развертки, до сих пор определяется не точно, так как общая полезная работа по отклонению луча равняется нулю.



Фиг. 1. Наглядное изображение принципа действия схемы.

1 — катушка развертки; 2 — конденсатор развертки; 3 — дроссель; 4 — емкость обратного хода.

Полная, подводимая к отклоняющему блоку мощность, обычно около 45 Вт или несколько больше, в случае цветного телевидения является безвозвратной потерей.

Описываемая отклоняющая система, полностью собранная на транзисторах, предназначена для уменьшения этих потерь и снижения потребляемой мощности в три-четыре раза.

Кроме того, эта схема позволяет избежать основных затруднений, связанных с переходными процессами, которые вызывают рост затухающих колебаний, возникающих при ударном возбуждении. Элементарная система позволяет получить линейность в $\pm 5\%$ и даже лучше. Добавление простых пассивных элементов улучшает линейность до $\pm 2\%$ и более.

Из блок-схемы, изображенной на фиг. 1, легко уяснить основной принцип ее работы, который заключается в распределении энергии между различными реактивными элементами при помощи маломощных переключателей.

Основная схема

На фиг. 2 изображена схема в различных состояниях вместе с графиками напряжений и токов для трех различных частей полного периода развертки. На фиг. 2, а приведена диаграмма напряжения на отклоняющей катушке, развивающегося немедленно после включения ключа S_1 . На фиг. 2, б показан соответствующий ток развертки, а на фиг. 2, в изображен ток, протекающий через ключ.

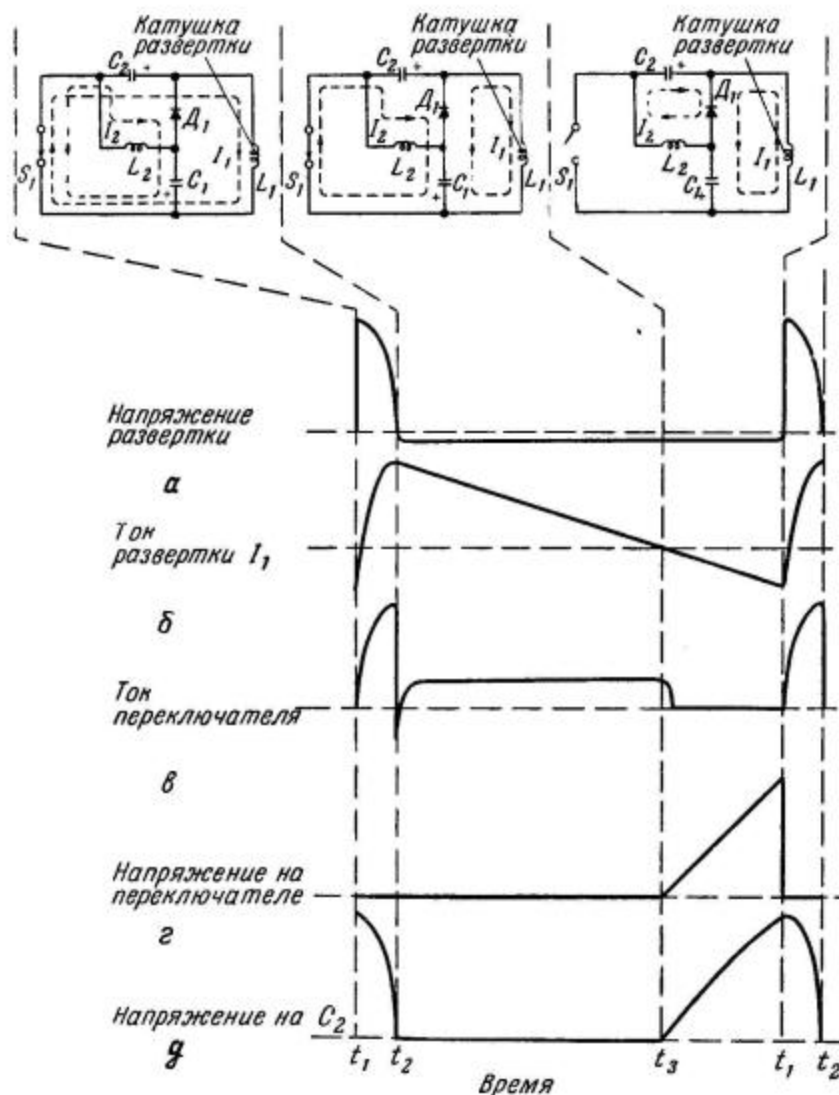
Допустим, что конденсатор обратного хода C_2 зарядился полностью с полярностями, изображенными на фигуре; в этот момент (t_1) ключ будет находиться в замкнутом состоянии. В этих условиях к катушке L_1 будет приложено полное напряжение конденсатора. Закрытый ключ

образует настроенный контур L_1-C_2 , возбуждающий токи i_1 и i_2 .

В пределах одной четверти периода резонансной частоты контура L_1-C_2 вся энергия с конденсатора C_2 передается на катушку L_1 . Дiode D_1 в течение этой первой четверти периода не пропускает ток через ветвь C_1-D_1 .

через цепь $L_2-C_1-S_1$ и продолжает возрастать. Это можно заметить на фиг. 2, б в интервале t_1-t_2 .

На фиг. 2, в можно наблюдать, что в точке выключения t_3 через транзистор течет сравнительно небольшой ток, являющийся следствием запаздывания напряжения по крайней мере



Фиг. 2. Диаграмма токов и напряжений в эквивалентной схеме генератора развертки.

К моменту времени t_2 конденсатор C_2 полностью разряжается. Однако две независимые компоненты тока продолжают протекать по двум разветвлениям схемы.

В течение периода t_2-t_3 ток развертки I_1 продолжает течь через цепь $L_1-C_1-D_1$, а ток I_2 , который представляет собой лишь малую долю пикового тока развертки, в это время течет

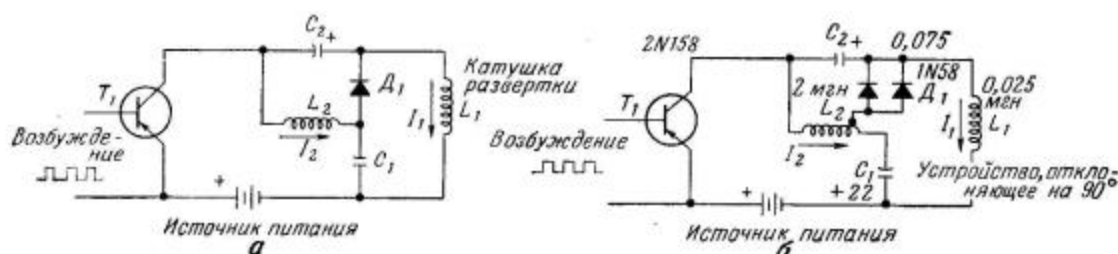
на несколько микросекунд; в течение этого времени переключения транзистора наблюдается его наивысший импеданс, прежде чем создается некоторое заметное напряжение. Поэтому процесс переключения в любом направлении поддерживается самой схемой и происходит при сравнительно низкой мгновенной пиковой мощности рассеяния транзистора.

Для отклонения луча в горизонтальном направлении эта характерная особенность схемы становится особенно важной вследствие заметного запаздывания характеристик переключения в случае применения на этих частотах мощных транзисторов.

Процесс переключения

Характеристики переключения промышленного мощного транзистора, примененного в этой схеме, приведены на фиг. 4, где они сравниваются с его характеристиками переключения в случае чистой омической нагрузки. При частоте 15 кГц переключение на активную нагрузку

идеальной линейной функции при условии использования конденсатора развертки большой емкости или источника постоянного напряжения. Однако в практических схемах в течение каждого цикла развертки имеет место логарифмическое послесвечение экрана, вызывающее искажение отклонения, которое затем усугубляется относительным увеличением сопротивления диода при уменьшении тока развертки. В результате этого происходит постоянное увеличение сжатия развертки, которое ограничивает линейность развертки до величины приблизительно $\pm 5\%$. Эта величина характерна для схемы, в которой применяются обычные стандартные элементы.



Ф и г. 3. Основная схема развертки на транзисторах (а) и схема (б) с компенсацией искажений развертки.

при том же уровне мощности рассеяния должно быть запрещено из-за сравнительно медленного перехода режима транзистора через область чрезмерной мощности рассеяния. Однако рабочие условия в этой отклоняющей схеме таковы, что максимальные пиковые напряжения могут достигаться без превышения максимально допустимой мощности рассеяния.

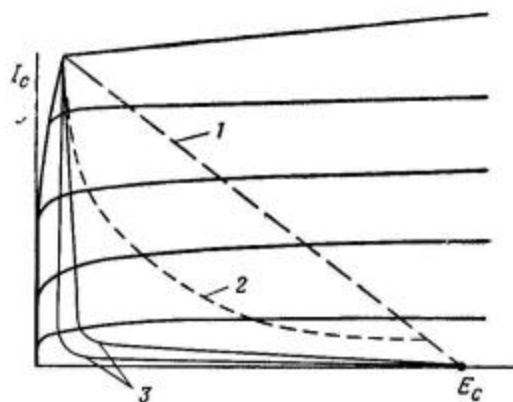
Пиковый отклоняющий ток протекает через транзистор в течение небольшой части времени обратного хода развертки, которая, как видно из фиг. 2, в, составляет несколько микросекунд. Пиковое высокое напряжение также образуется в течение очень короткого времени, как указано на фиг. 2, г.

Эти два фактора допускают увеличение пиковых значений тока и напряжения коллектора без превышения допустимой мощности рассеяния коллектора. Не возникают переходные процессы высокого напряжения, присущие обычным отклоняющим схемам и накладывающие требование использования неэкономичных низких напряжений. Поэтому мощные транзисторы могут применяться в данном случае с большей эффективностью.

Если имеются отклоняющая катушка и диод, в которых не происходит потерь мощности, то отклоняющий ток должен изменяться согласно

Схема компенсации

Для компенсации сжатия развертки был разработан метод, суть которого заключается



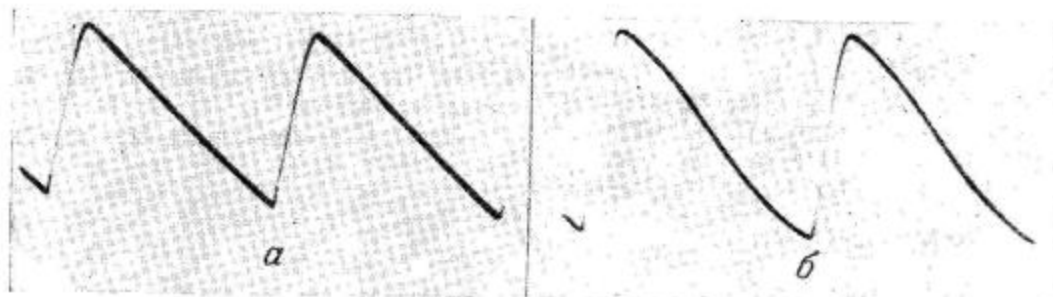
Ф и г. 4. Характеристика переключения типового мощного транзистора.

1 — нормальная работа переключателя с активной нагрузкой; 2 — кривая предела максимального рассеяния; 3 — характеристики переключения в схеме развертки.

в простом добавлении к отклоняющему напряжению подходящего компенсирующего напряжения пилообразной формы, которое может быть легко снято с другой части этой схемы

развертки. На фиг. 3, б показана усовершенствованная схема.

В течение времени t_3-t_1 пилообразное напряжение возрастает как на катушке L_2 , так и на конденсаторе C_2 . Для получения достаточного компенсирующего напряжения развертки сигнала служит вторичная обмотка с низким импедансом, которая добавляется к катушке L_2 . На фиг. 5, а показан компенсирующий отклоняющий ток, обладающий большой степенью линейности.



Ф и г. 5. Ток развертки в схеме фиг. 3, б, (а) и ток для широкоугольного отклонения (б).

Несмотря на то, что эта схема была разработана для обеспечения линейного, устойчивого без переходных процессов тока развертки, в некоторых случаях может потребоваться дополнительная коррекция.

В частности, требуется коррекция искажений развертки, вызываемых геометрией отклоняющих систем, рассчитанных на большой угол отклонения луча в электронно-лучевых трубках с плоским экраном.

Компенсация в данной схеме может быть осуществлена путем введения электрического сжатия развертки. Начальная часть отклоняющего тока может быть скомпенсирована соответствующим подбором емкости развертки, которая допускает такое изменение тока развертки, которое необходимо для обеспечения ее линейности в начальном участке синусоиды. Отрицательная часть тока развертки может корректироваться путем снижения, отключения или переключения компенсирующего сигнала, получаемого при помощи схемы, изображенной на фиг. 3, б, или путем присоединения к отклоняющей катушке добавочного сопротивления.

На фиг. 5, б изображена степень линейности скорректированного отклоняющего тока, которая может быть получена при компенсации искажений развертки, вызываемых геометрией электронно-лучевой трубки с плоским экраном.

Рабочие характеристики

При использовании ускоряющего напряжения 16 кВ и отклоняющей 90-градусной системы было получено отклонение луча 60° . При этом угле не достигается максимальный к. п. д.; требуется входная мощность 6 Вт.

Мощность рассеяния, использованного в этой схеме транзистора, приблизительно равна 3 Вт. Амплитудные значения напряжения и тока входят соответственно до 180 В и 5 А.

Мощность управления, равная приблизительно 1 Вт, подводится к базе транзистора через трансформатор от синхронизирующего импульсного генератора.

Трансформаторная связь сохраняется до момента времени t_3 , в который происходит размыкание ключа S_1 .

Ток I_2 переносит энергию с конденсатора C_1 в катушку L_2 . Когда S_1 открыт, т. е. после момента времени t_3 , ток I_2 продолжает течь по катушке L_2 . Этот ток протекает по контуру $L_2-D_1-C_2$, перенося энергию с L_2 на C_2 . На это указывает нарастание напряжения на S_1 (фиг. 2, е) и на C_2 (фиг. 2, д).

Конденсатор C_2 выбирается сравнительно небольшой величины, и так как значительная энергия была запасена в L_2 , то в период времени t_3-t_1 происходит повышение напряжения на C_2 , достаточное для того, чтобы получить хорошую характеристику обратного хода, в то время как S_1 снова будет замкнут.

Возвращаясь обратно к фиг. 2, б, можно отметить, что ток развертки в это время пересекает нулевую линию и становится отрицательным. Это дает возможность в течение последней части цикла развертки (t_3-t_1) при помощи тока I_2 , который течет по замкнутому контуру $L_2-D_1-C_2$, осуществить прохождение тока I_1 через диод D_1 в обратном направлении. При этом ток I_1 вычитается из тока I_2 .

Отклоняющий ток внезапно прекращается. Это происходит в том случае, когда его возрастающая величина достигнет значения уменьшающегося тока I_2 . В это мгновение S_1 замыкается и C_2 снова начинает разряжаться на L_1 . Однако часть энергии развертки будет уже возвращена с C_1 на L_1 , так как отклоняющий ток в течение времени $t_3 - t_1$ течет в обратном направлении. Напряжение обратного хода, подводимое к катушке L_1 , поэтому возрастает до более высокого значения, чем пиковое напряжение на S_1 , вследствие чего S_1 не управляет всей энергией, циркулирующей в схеме развертки.

В качестве ключа S_1 может быть использован, как показано на фиг. 3, а, транзистор, электронная лампа или другой подходящий переключающий элемент.

Анализ работы

Некоторые желательные рабочие характеристики становятся очевидными при дальнейшем анализе этой системы. Когда S_1 замкнут, то ток внутри переключающего элемента (в данном случае транзистора) изменяется не по закону ступенчатой функции, а по синусоидальному закону, вследствие чего имеется достаточный промежуток времени, в течение которого импеданс транзистора достигает своей наименьшей величины, прежде чем появится заметный ток базы без дополнительного источника смещения. Рабочий цикл приблизительно соответствует 60% проводящего состояния транзистора и 40% запертого.

Эта оценка произведена на основании результатов, полученных из данной экспериментальной схемы, работающей с половиной мощности, необходимой для отклонения луча на 90° .

Для отклонения луча на 90° мощность для полупроводниковой схемы с высоким к. п. д. составляет 15 *вт* при ускоряющем напряжении 16 *кв*.

Постоянное напряжение питания должно быть приблизительно 20 *в*. Величина этого напряжения зависит от импеданса схемы, который определяется характеристиками транзистора.

Для коррекции составляющей постоянного тока в этой схеме развертки необходимо использовать либо выходной трансформатор, емкостную развязку, либо постоянные магниты.

Для получения с этой схемы высокого напряжения должна предусматриваться возможность замены индуктивности L_2 повышающим автотрансформатором и выпрямителем. Для работы

транзистора с низким импедансом необходимо использовать схемы умножения напряжения для того, чтобы избежать затруднений, появляющихся при использовании больших коэффициентов трансформации.

Измерения показывают, что в случае применения такого трансформатора может быть достигнута сравнительно большая мощность без какой-либо интерференции колебаний развертки, а также без увеличения пикового значения тока развертки.

Расчетные формулы

Для большинства практических расчетов можно сделать допущение, что в схеме не происходит потерь.

Расчеты выполняются по основным формулам:

$$I = \sqrt{\frac{2W}{L}}, \quad (1)$$

$$E = \sqrt{\frac{2WL}{T}}, \quad (2)$$

где W — энергия, накапливаемая в индуктивности (*дж*), L — индуктивность (*гн*), I — пиковое значение тока развертки (*а*), E — приложенное постоянное напряжение (напряжение обратного хода) (*в*) и T — длительность времени действия приложенного напряжения (время обратного хода) (*сек.*).

Эти формулы выражают максимальный ток и напряжение, при которых наблюдается линейное изменение тока. Они также могут быть использованы для определения пиковых значений напряжения и тока переключающего устройства схемы развертки.

Характеристика переключения

Характеристика переключающей схемы может быть определена из соотношения

$$IE = \frac{2W}{T}, \quad (3)$$

где T — время обратного хода (*сек.*), I — пиковое значение прямого или обратного тока развертки, E — пиковое значение напряжения обратного хода на отклоняющей катушке и W — энергия, необходимая для отклонения луча. Это произведение эквивалентно требующейся пиковой мощности для схемы переключения и диода.

Для определенной выбранной переключающей схемы величины пикового тока и пикового

напряжения известны; индуктивность отклоняющего устройства L_1 может быть вычислена из уравнения (1) или (2).

Величина емкости C_1 определяется как функция формы тока развертки; линейность повышается с увеличением емкости. В большинстве случаев ограничивающим фактором являются габариты конденсаторов.

Величина емкости C_2 вычисляется по формуле

$$C_2 = \frac{1}{(\omega^2 L)}, \quad (4)$$

где $\omega = \pi/2T$, а время обратного хода луча T равно $1/4$ периода резонансной частоты.

Дроссель L_2 должен иметь индуктивность в несколько раз больше индуктивности L_1 . Диод D_1 желательнее использовать полупроводникового типа вследствие того, что, во-первых, импеданс схемы весьма мал, а во-вторых, потому, что токи развертки сравнительно велики.

Напряжение питания определяется потерями схемы и может быть выбрано сравнительно низким.

Отношение длительности включенного состояния переключающего устройства к выключенному может быть определено экспериментально. Расчет характеристики весьма трудоемок.

Так как форма волны обратного хода синусоидальная, то напряжение обратного хода фактически больше в $\pi/2$ раз значения, вычисленного для импульса постоянного напряжения, для которого уравнение (3) верно. Однако в то же время требования к величине пикового напряжения понижаются приблизительно в $2/3$ раза вследствие энергии, которая возвращается в отклоняющую катушку в последнюю часть цикла развертки.

Поэтому уравнение (3) совершенно достаточно для практических расчетов: нет необходимости вводить какие бы то ни было корректирующие коэффициенты, так как $(\pi/2)^2 \approx 1$.

ПРЕДВАРИТЕЛЬНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ ДЛЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ЗВУКОСНИМАТЕЛЯ

Барр

Ниже описывается усилитель, сконструированный для использования с низкоомными электромагнитными патефонными звукоснимателями, такими, например, как широко распространенные звукосниматели с переменным магнитным сопротивлением. Усилитель работает на транзисторах, питается от батареи и по своим характеристикам не уступает усилителям на электронных лампах, которые широко используются в настоящее время для этих целей в системах с высоким качеством воспроизведения.

Чтобы повысить линейность усилителя и стабилизировать рабочее усиление, применяется отрицательная обратная связь. Усиление напряжения в середине полосы частот порядка 40 дБ вполне достаточно для патефонного звукоснимающего усилителя. Усиление каскада около 40 дБ легко осуществляется на плоскостных транзисторах, в которых происходит увеличение тока в коллекторе по сравнению с током базы приблизительно в 40 раз. Поэтому вполне возможно применение в двухкаскадном усилителе сильной обратной связи. Два плоскостных транзистора без обратной связи обеспечивают усиление в 78 дБ. Когда цепь обратной связи

замкнута, усиление на частоте около 1 кГц близко к 40 дБ.

Когда напряжение обратной связи снимается с анодной цепи выходной электронной лампы и подается на катод входной лампы, достигаются преимущества увеличения входного импеданса и уменьшения выходного импеданса системы. Желательно, чтобы выходной импеданс предварительного усилителя был минимальным. Это необходимо в тех случаях, когда предварительный усилитель и усилитель мощности располагаются отдельно друг от друга и связываются длинными экранированными кабелями, обладающими большой общей шунтирующей емкостью.

Усиление

Усиление, необходимое для патефонного предварительного усилителя, может быть вычислено на основании входных и выходных уровней сигнала.

Большинство высококачественных динамиков удовлетворительно работает при уровнях сигнала порядка 1 в (эфф.). Выходное напряжение электромагнитного звукоснимателя фирмы «Дженерал электрик», типа элемента

с переменным магнитным сопротивлением, равно приблизительно 10 мв при скорости движения иглы 4,8 см/сек. Эта скорость приблизительно соответствует средней скорости записи многих промышленных долгоиграющих звукозаписывающих аппаратов, скорость вращения в которых равна $33\frac{1}{3}$ об/мин. Мгновенные скорости приблизительно на 10 дБ выше средней скорости. Таким образом, предварительное усиление напряжения в 40 дБ (1 в/10 мв) оказывается подходящим.

Два идентичных каскада с заземленными эмиттерами, изображенные на принципиальной схеме, соединены между собой и работают от напряжения источника питания 22,5 в. Существенная часть напряжения батареи падает на большом сопротивлении, включенном в цепь эмиттера. Это обеспечивает хорошую температурную стабильность схемы и высокую степень нечувствительности схемы к изменениям параметров транзисторов.

Почти любой плоскостной транзистор, имеющий усиление тока коллектора относительно тока базы около 30 или более, должен удовлетворительно работать в этой схеме. Подходящими для нее являются транзисторы типа 2N43, 2N104; 2N105 и 2N175.

амплитудного напряжения. Общее потребление тока усилителем составляет 1,2 ма.

Коррекция

Цепь обратной связи состоит из элементов, изображенных в нижней части схемы. Если усилитель имеет плоскую частотную характеристику, то импеданс обратной связи должен быть активным сопротивлением. Этот усилитель предназначен для воспроизведения граммафонной записи при помощи электромагнитного звукоснимателя, чувствительность которого по существу определяется скоростью.

Стандартные требования

Согласно действующему стандарту, амплитудно-частотная характеристика усилителя должна соответствовать эталонной кривой воспроизведения. Эта неплоская частотная характеристика компенсирует подчеркивание некоторых частот, которое происходит при первоначальной звукозаписи. Кривая точно определена тремя постоянными времени (3180, 318 и 75 мксек), представляющими соответственно

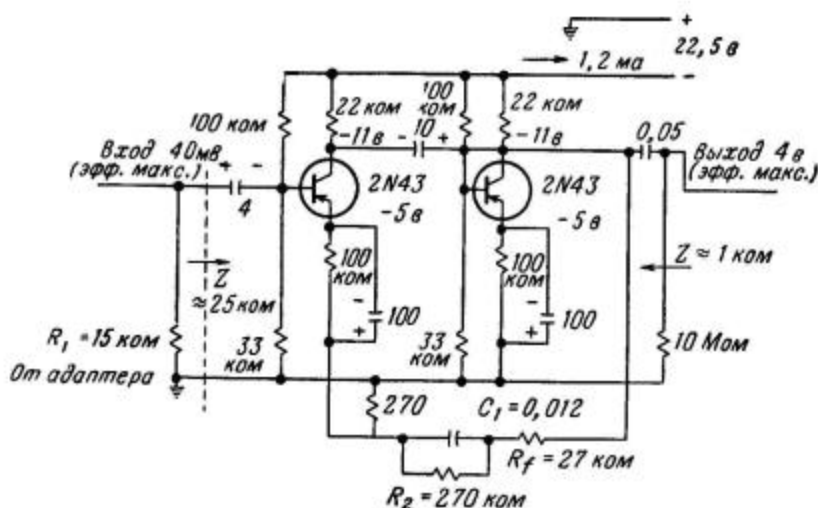


Схема транзисторного предусилителя для магнитного адаптера.

Напряжение батареи ограничивает амплитуду выходного напряжения усилителя. Для всех исследованных транзисторов ограничение наблюдается при уровне выхода, приблизительно равном 4 в (эфф.). Поскольку усиление равно 40 дБ, максимальный допустимый входной сигнал на частоте 1 кГц будет 40 мв (эфф.) или 56 мв

низкие, средние и высокие частоты звукового спектра. Она может быть синтезирована в усилителе, охваченном обратной связью, посредством надлежащего расположения элементов цепи обратной связи.

Постоянная времени 318 мксек обеспечивается конденсатором C_1 и сопротивлением R_1 ,

постоянная времени 3180 мксек — конденсатором C_1 и сопротивлением R_2 . Высокочастотная постоянная времени, равная 75 мксек, получается путем включения соответствующей величины нагрузочного сопротивления R_1 параллельно входной цепи усилителя так, чтобы последовательная индуктивность звукоснимателя вызвала желаемую форму высокочастотной характеристики. Это сопротивление для адаптеров фирмы «Дженерал электрик» равно 15 ком.

Рабочие характеристики

Отношение полезного сигнала к уровню шумов и нелинейные искажения — это наиболее важные характеристики предварительного усилителя.

В приборах звуковой частоты обычно наблюдается специфический шум на выходе усилителя, который имеет определенное значение для заданного уровня выходного сигнала.

Для рассматриваемого усилителя заданный уровень принят равным 3 в (эфф.), т. е. при-

близительно равен максимальному мгновенному уровню сигналов адаптера при проигрывании долгоиграющих пластинок.

При этом заданном уровне 3 в отношение сигнал — шум для 16 различных типов транзисторов равно 80 дб, или, другими словами, напряжение шумов на выходе усилителя составляет 0,3 мв. Выходные шумы усилителя, следовательно, на 70 дб ниже среднего уровня сигнала 1 в, снимаемого с долгоиграющей пластинки.

Динамический диапазон данного усилителя вполне достаточен для воспроизведения обычной звукозаписи, так как он ограничивается поверхностными шумами грампластинки величиной 50 дб. Это, в частности, определяется тем, что в усилителе нет напряжения фона.

Нелинейные искажения для описываемого усилителя были измерены на четырех частотах при трех уровнях выходного сигнала. В каждом случае искажения были менее 1% ($\sim 0,95$ дб) при 40 гц и меньше 0,12% при 400 гц. Напряжение выхода при этом было равным 1 в.

ПРЕДВАРИТЕЛЬНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ ДЛЯ КЕРАМИЧЕСКОГО ЗВУКОСНИМАТЕЛЯ

Невитт

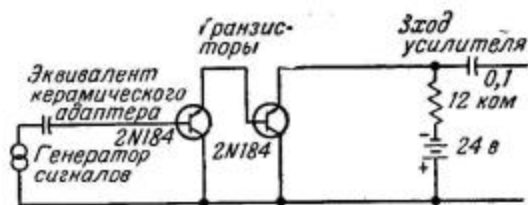
Желательно, чтобы керамический звукосниматель имел низкий выходной импеданс и чтобы выходное напряжение его было сравнимо с выходным напряжением магнитоэлектрического звукоснимателя. Также должно быть предусмотрено такое усиление мощности, чтобы керамический элемент мог быть лучше магнитоэлектрического звукоснимателя, обладающего высокой чувствительностью.

Усиление мощности может быть обеспечено транзисторным усилителем. Непосредственная близость расположения усилителя и звукоснимателя может обеспечить минимальные фон и шум звукоснимателя, а также минимальные потери, величина которых зависит от шунтирующей емкости.

Наибольший входной импеданс, который может быть обеспечен транзистором, достигается в схеме с общим коллектором. Так как входной импеданс зависит также для этой схемы включения в большой степени от выходной нагрузки, то наиболее удовлетворительные результаты получаются в схеме последовательного (тандемного) типа.

Два транзистора используются в каскаде с общим коллектором, в котором входной импеданс выходного транзистора служит нагрузкой входного транзистора.

На фигуре показана экспериментальная схема, в которой применены транзисторы типа 2N184. На вход этой схемы могут подаваться сигналы до 2 в (эфф.) без внесения искажений.



Простой усилитель на транзисторах может быть смонтирован внутри кронштейна звукоснимателя.

Когда к входу усилителя присоединен эквивалент керамического звукоснимателя, внутренняя емкость которого равна 500 пф, частотная

характеристика при разомкнутом выходе линейна в пределах 0,25 дБ в интервале частот от 35 гц до 40 кгц. Выходной импеданс равняется 120 ом при частоте 1 кгц.

Транзисторная сборка помещена в небольшую феноловую трубку около 9 мм диаметром и 18 мм длиной. С каждого конца трубки выходят выводы, которые допускают непосредственное присоединение к звукооснимателю. Фактическая характеристика подтверждает результаты, полученные с эквивалентом керамического звукооснимателя. Общая потеря усиления, происходящая вследствие такого включения транзисторов, равняется 0,25 дБ.

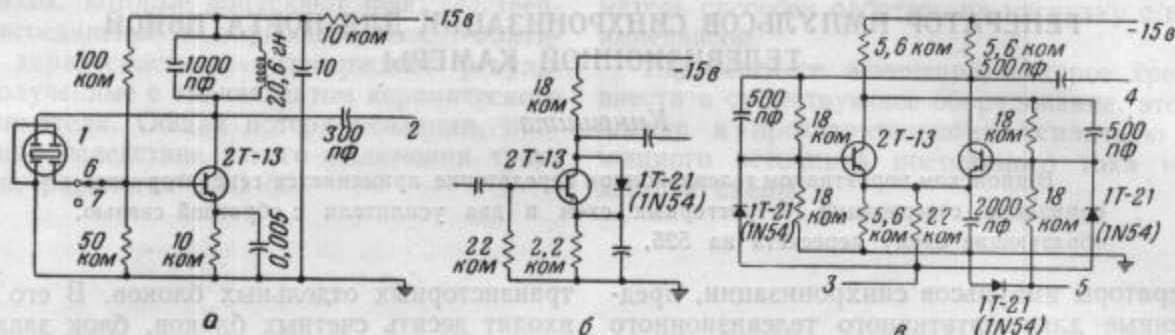
На частоте 1 кгц импеданс звукооснимателя, обладающего емкостью 500 пф, равен приблизительно 32 ком. Увеличение чувствительности по мощности звукооснимателя при присоединении транзисторов достигает 300. Таким образом обеспечивается усиление мощности порядка 25 дБ, вследствие чего керамический звукоосниматель способен работать на нагрузку с низким импедансом.

Единственное изменение, которое требуется внести в существующее оборудование, это добавление к предварительному усилителю мало-мощного источника постоянного тока и двух деталей схемы.

ичных счетных ячеек, охваченных двумя отдельными цепями обратной связи. Одна счетная цепь делит на 25 основную частоту, равную 31,5 кГц, а другая счетная цепь производит дальнейшее деление на 21. Общее понижение частоты задающего генератора, производимое

Когда ключ отключен, то схема работает, как обычный резонансный усилитель.

На схеме фиг. 2, б между коллектором и эмиттером включен диод для того, чтобы довести до минимума эффект накопления дырок и этим ограничить сигнал задающего генератора,



Фиг. 2. Основные схемы. Выходной сигнал задающего генератора, стабилизированного кварцем (а), ограничивается схемой (б) и запускает триггерные счетчики (в).

1 — кварц, 31,5 кГц; 2 — синусоидальная волна, 31,5 кГц; 3 — запускающий импульс; 4 — к следующему триггеру; 5 — обратная связь; 6 — внутр.; 7 — внешн.

всем счетчиком, равняется 525. Деление основной частоты в 525 раз позволяет получить частоту, которая равняется 60 Гц. Сигналы с частотой кадровой развертки снимаются с десятого каскада счетчика, усиливаются и подаются в систему телевизионного передатчика.



Фиг. 3. Типичная динамическая характеристика включающей схемы плоскостного транзистора.

В задающем генераторе (фиг. 2, а) применен для стабилизации его частоты специальный миниатюрный кристалл кварца, рассчитанный на частоту поперечных колебаний, равную 31,5 кГц. При включенном положении ключа кварц присоединяется к цепи обратной связи между коллектором и базой транзистора и тем самым стабилизирует колебания генератора.

что необходимо для запуска последующих каскадов счетчика. Каждый счетчик, как показано на фиг. 2, в, состоит из двухтранзисторного триггерного каскада. Импульс обратной связи подается к выбранным счетчикам, у которых обратное сопротивление базы одного из транзисторов последовательно включено с германиевым диодом. Пусковой импульс подводится к точке соединения другой цепи, состоящей из диода и сопротивления, которая также действует как буфер.

Время нарастания импульса на коллекторе приблизительно равно 3 мксек, тогда как время задержки на каскад примерно составляет 0,5 мксек. Отношение амплитуды минимального пускового импульса к амплитуде выходного пускового сигнала приблизительно равно двум.

Основное внимание при конструировании этого генератора импульсов синхронизации было направлено на разработку триггерных схем. Выбор соответствующей рабочей точки на кривой динамической характеристики, связанный с переключающими схемами плоскостного транзистора при больших сигналах, в данном случае имеет большое значение. Такая кривая приведена на фиг. 3.

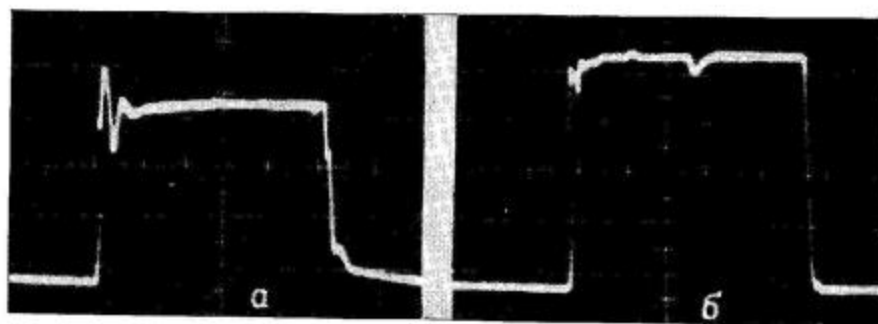
Если рабочая точка выбирается в точке С, то влияние неосновных носителей тока в транзисторе вызывает значительную задержку и нечувствительность схемы. Для предотвращения этого элементы схемы были выбраны таким образом, чтобы рабочая точка располагалась

на активном участке характеристики. В данном случае выбор был основан на отношении между постоянными времени схемы и входного импульса.

Если рабочая точка устанавливается в точке B_1 , то на импульсе, снимаемом с коллектора,

каскаде счетчика, что в конечном счете приведет к выключению какого-либо из триггеров, а следовательно, к прекращению работы пересчетной схемы.

Посредством регулирования элементов схемы рабочую точку можно поместить в точку B_2 ,



Ф и г. 4. Формы коллекторного импульса, показывающие выброс, вызванный работой в точке B_1 на фиг. 3 (а), и импульс без выброса (б), который получается при работе в точке B_2 на той же кривой динамической характеристики.

как показано на фиг. 4, а, наблюдается заметный выброс на переднем фронте. Этот выброс будет увеличиваться в каждом последующем

что сведет к минимуму выброс, как показано на фиг. 4, б. Этим достигается устойчивая работа пересчетной схемы.

ДЕЛИТЕЛЬ ЧАСТОТЫ ДЛЯ ГЕНЕРАТОРА ИМПУЛЬСОВ СИНХРОНИЗАЦИИ НА ОДНОВИБРАТОРАХ

Аронсон

Применение транзисторов с дополнительной симметрией уменьшает время восстановления одновибратора, что предотвращает ошибочные срабатывания при использовании в схеме телевизионного генератора синхронизации. Схема относительно нечувствительна к разбросу параметров транзисторов и работает в диапазоне температур от -50 до $+70^\circ\text{C}$ при входной частоте от 250 гц до 1 Мгц.

Основная функция, общая для всех генераторов импульсов синхронизации, состоит в обеспечении точной генерации частот строк и кадров телевизионных разверток. Обычно это выполняется путем включения стабильного высокочастотного кварцевого генератора и деления частот в точном соотношении, которое необходимо для получения требуемых частот. Деление частоты часто осуществляется с помощью мультивибраторов.

Одновибратор

В одной из схем одновибратора используется свойство дополнительной симметрии транзисторов, как это следует из фиг. 1. Транзисторы T_1

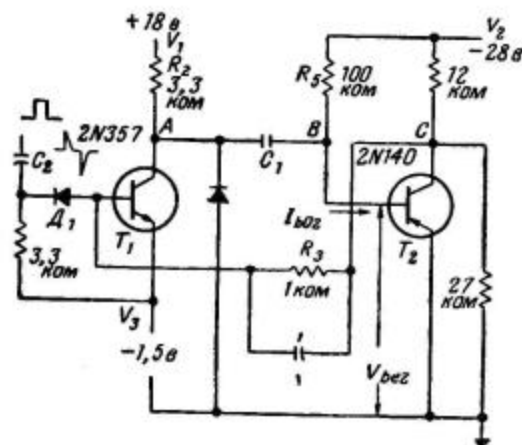
и T_2 смещены так, что оба они открыты. При подаче отрицательного пускового импульса транзистор T_1 выключается, вследствие чего напряжение в точке А устанавливается немного менее, чем V_1 . Поскольку напряжение на конденсаторе C_1 не может изменяться мгновенно, то в точке В, а следовательно, и на базе T_2 установится такое же напряжение, как и в точке А. По этой причине транзистор T_2 заперется. Конденсатор C_1 через сопротивления R_2 и R_3 начнет разряжаться в направлении V_2 .

Когда напряжение в точке В станет отрицательным, транзистор T_2 начнет проводить ток и отперет транзистор T_1 . В данном случае конденсатор C_1 разряжается через сопротивление насыщенного транзистора T_1 и через входное

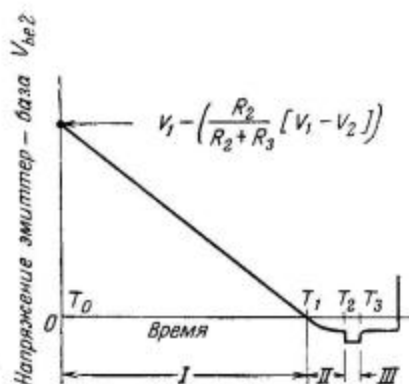
сопротивление транзистора T_2 . После того как конденсатор C_1 окончательно разрядится, транзисторы T_1 и T_2 снова начнут проводить ток и схема с этого момента устанавливается в свое нормальное устойчивое состояние и будет способна к повторению следующего цикла работы, который наступит, если на вход схемы будет подан следующий пусковой импульс. Деление частоты осуществляется посредством регулирования продолжительности времени выключения транзисторов T_1 и T_2 . Это дает возможность осуществлять запуск такой схемы не от каждого

ном случае при совпадении пускового импульса с процессом разряда конденсатора C_1 , возможно нарушение работы схемы.

В обычной схеме одновибратора хранирующий конденсатор разряжается через сопротивление нагрузки коллектора одного транзистора и входное сопротивление другого [1, 2]. В данной же схеме конденсатор разряжается через сопротивление насыщения одного транзистора и через входное сопротивление другого. Поскольку суммарная величина этих сопротивлений весьма мала, то в рассматриваемой схеме



Ф и г. 1. Схема одновибратора, в которой используется принцип дополнительной симметрии транзисторов для уменьшения времени восстановления.



Ф и г. 2. Напряжение восстановления база — эмиттер транзистора, изображенное для трех интервалов цикла работы одновибратора. Интервалы II и III даны в увеличенном масштабе.

импульса, а через определенное количество пусковых импульсов (при поступлении которых на базу T_1 схема не срабатывает).

Преимущества

Использование транзисторов с дополнительной симметрией вместо транзисторов с проводимостью одного типа обеспечивает более высокое отношение тока заряда к току разряда храниющего конденсатора, определяющего длительность возбужденного состояния схемы. Кроме того, оба транзистора в течение цикла хронирования выключаются, вследствие чего уменьшается влияние изменений параметров транзисторов на точность хронирования.

Отношение тока заряда к току разряда конденсатора

Для устойчивой работы схемы необходимо, чтобы отношение тока заряда к току разряда было достаточно большим, так как в против-

отношение токов заряда к разряду конденсатора может быть легко получено равным 5 и даже больше.

На фиг. 2 представлена диаграмма восстановления напряжения V_{be2} на базе транзистора T_2 для трех различных интервалов цикла. Когда $T > T_1$ и кривая напряжения V_{be2} пересекает ось абсцисс, т. е. проходит через нуль, транзистор T_2 начинает проводить ток. Ток заряда конденсатора C_1 управляется диодом база — эмиттер транзистора T_2 . Интервал III представляет собой время разряда конденсатора C_1 . Интервалы II и III, каждый в отдельности, составляют около 2% от общего времени восстановления.

Продолжительность промежутка времени от подачи пускового импульса до момента времени, когда напряжение V_{be2} становится равным нулю и которое на фиг. 2 соответствует интервалу I, может быть представлена следующим соотношением:

$$T_1 = (R_2 + R_5) C_1 \ln \left\{ \frac{V_2 - I_{b02} R_5 - V_1 + A}{V_2 - I_{b02} R_5} \right\},$$

где

$$A = \left[\frac{R_2}{(R_2 + R_3)} \right] (V_1 - V_2).$$

Величины C_1 и C_2 являются функцией рабочей частоты и требующихся постоянных времени.

Надежность схемы

Когда оба транзистора выключены (заперты) при комнатной температуре, хронирование определяется главным образом пассивными элементами. Однако при повышенных температурах



Фиг. 3. Сдвиг момента восстановления T_2 фиг. 2.

1 — кремниевый транзистор T_2 ; 2 — германиевый транзистор T_2 .

обратный ток насыщения I_{b02} для транзистора с переходом $p-n-p$ приблизительно удваивается при повышении температуры на каждые 7 °C.

понижить путем уменьшения сопротивления R_5 ; однако это нежелательно, так как с уменьшением R_5 происходит уменьшение отношения тока заряда к току разряда.

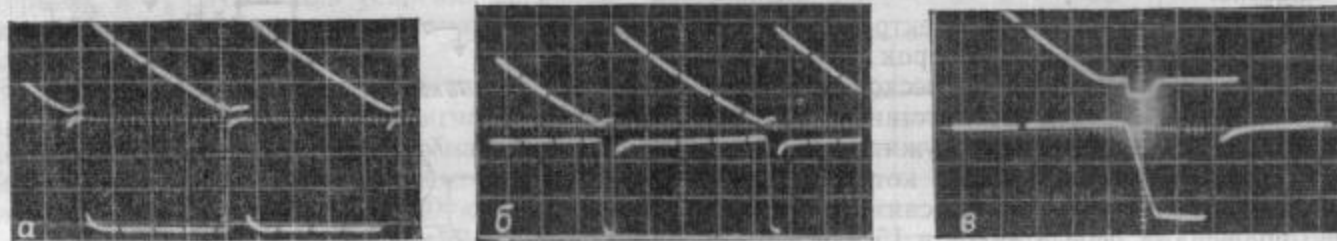
Использование кремниевого транзистора T_2 уменьшает ток I_{b02} в 100 раз и представляет собой наилучшее средство снижения влияния температуры на время восстановления схемы.

Повышение надежности схемы, в которой в качестве T_2 используется кремниевый транзистор, иллюстрируется характеристиками, изображенными на фиг. 3. На этой кривой приведен сдвиг точки переключения T_2 (см. фиг. 2) в зависимости от температуры для схемы счетчика, имеющей коэффициент пересчета 5:1. Сдвиг к 0 или к 100% показывает неправильный пересчет, т. е. коэффициент пересчета становится равным 4 или 6 соответственно. Для умеренных диапазонов изменения температуры германиевый транзистор T_2 дает удовлетворительные результаты.

Сопротивление R_3 способствует уменьшению мощности пускового импульса, необходимой для запирающего транзистора T_1 ; это обеспечивается ограничением тока базы T_1 . Диод, включенный между коллектором и землей, предотвращает транзистор от насыщения, понижая требуемую мощность пускового импульса.

Применение

Генератор импульсов синхронизации может быть сконструирован на основании этой схемы в виде небольшого блока, занимающего объем



Фиг. 4. Осциллограммы входного сигнала частотой 1 кГц для схемы делителя частоты. Формы волны показывают напряжение эмиттер — база V_{b02} (сверху) и напряжение коллектора (внизу) транзистора T_2 (а); масштаб осциллограммы: одна клетка сетки соответствует 5 в напряжении и 1 мксек времени развертки. На осциллограмме (б) приведено напряжение эмиттер — база (сверху) и напряжение коллектора (внизу) транзистора T_1 , масштаб такой же, как и на фиг. 4, а. На фиг. 4, в показана форма импульса (б) в увеличенном масштабе.

Падение напряжения на сопротивлении R_5 , вызванное током I_{b02} при высоких температурах, достаточно велико для того, чтобы влиять на время заряда конденсатора C_1 . Влияние тока I_{b02} на время заряда конденсатора можно

около 900 см³ и имеющего вес около 450 г. Потребляемая им мощность приблизительно равна 0,7 вт.

Схема делителя частоты надежно работает в интервале частот входного пускового импульса

от 250 гц до 1 Мгц. Входные сигналы различной формы для частоты 1 кгц приведены на фиг. 4, а и б. Для того чтобы показать изменение формы волны напряжения восстановления (которое происходит вследствие влияния диода база — эмиттер транзистора T_2), на фиг. 4, в напряжение на базе изображено в увеличенном масштабе.

Описанная схема работает надежно с вход-

ными пусковыми сигналами, напряжение которых лежит в интервале от 0,2 до 20 в.

ЛИТЕРАТУРА

1. Hunter L. P., Electronics, p. 15—11, McGraw-Hill Book Co. Inc., N. Y., 1956.
2. Millman J., Taub H., Pulse and Digital Circuits, pp. 174, 599, McGraw-Hill Book Co. Inc., N. Y., 1957.

РАДИОМИКРОФОН

Монтгомери

Микрофон и транзисторный частотно-модулированный передатчик находятся у лектора. Индукционное поле 460 кгц воздействует на ламповый приемник на расстоянии нескольких метров. Уровень излучения меньше предела, установленного стандартами.

Радиомикрофоны могут найти широкое применение в студийных и лекционных аудиториях в тех случаях, когда перемещение лектора или докладчика не должно ограничиваться микрофонным кабелем. Описываемое здесь устройство состоит из блока динамического микрофона и отдельного самостоятельного радиопередатчика.

Применение

Как радиомикрофонный передатчик, так и радиоприемник были первоначально разработаны для главной лекционной аудитории Национального бюро стандартов.

В радиомикрофонах обычно применяются ламповые передатчики, которые в большинстве случаев работают в ультравысоком частотном диапазоне.

Потребление мощности электронными лампами зачастую ограничивает срок службы батареи питания передатчика до нескольких часов. Кроме того, большим препятствием в работе на ультракоротких волнах служит ограничение радиоизлучения передатчика, которое установлено Федеральной комиссией связи для незарегистрированных передатчиков в 15 мкв/м в диапазоне $\lambda/2\pi$, где λ — длина волны.

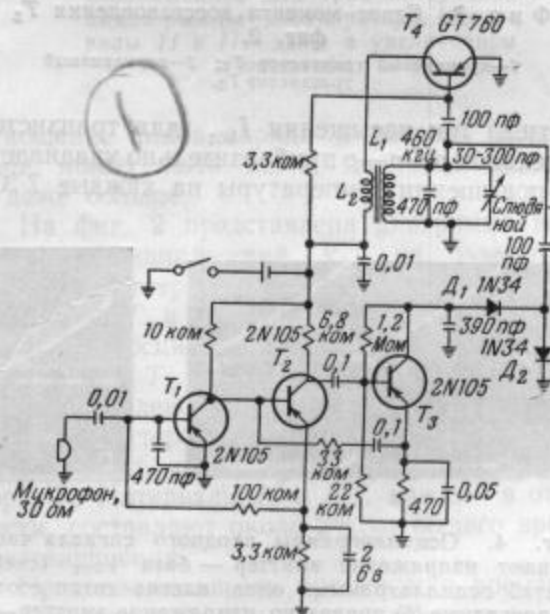
Технические данные

Для умеренных расстояний между передатчиком и приемником сигнал с достаточно высоким соотношением сигнала к шуму не может быть передан без превышения норм Федеральной комиссии связи. Описываемый здесь передатчик работает на транзисторах, что увеличивает срок службы батареи питания и позволяет работать

на частоте 460 кгц, на которой поле индукции может быть создано вокруг передатчика на расстоянии в несколько метров без превышения ограничений радиоизлучения.

Передатчик

На фиг. 1 приведена принципиальная схема передатчика. В нем применена частотная моду-



Фиг. 1. Схема радиомикрофонного передатчика. Работающий на частоте около 500 кгц передатчик непосредственно с колебательного контура излучает мощность около $2,2 \cdot 10^{-13}$ вт.

ляция вследствие присущей ей автоматической регулировки громкости. Передатчик излучает

Максимальные размеры приемной рамочной антенны зависят от местного поля помех. Была использована приемная антенна размером 5 м². Размеры петлевой приемной антенны можно увеличить путем использования большой мощности передатчика или же путем снижения местных помех, таких, например, как помехи, генерируемые электрическими машинами.

Экранирование

В местах, где имеются большие помехи, полезно применять экранированные приемные

антенны, приготовленные из небольшого коаксиального кабеля. Один конец внутреннего проводника присоединяется к незаземленной клемме антенны приемника, а другой конец внутреннего проводника и оплетка экрана присоединяются к зажиму «земля». С точки, находящейся в середине петли, наружная оплетка обрезается и снимается с кабеля на длине от 2,5 до 5 см.

Экранирование эффективно понижает электростатические наводки от близко расположенных источников помех.

ДВУХКАНАЛЬНЫЙ СМЕСИТЕЛЬ ДЛЯ ЛЕНТОЧНОГО МАГНИТОФОНА

Феррара

Двухканальный смеситель звуковой частоты на транзисторах, описываемый здесь, может быть применен в качестве управляющего входного устройства в ленточных магнитофонах или других звуковоспроизводящих системах.

Схема

Изображенная на фигуре схема смесителя собрана на двух транзисторах *p-n-p*-типа 2N107. Каждый канал содержит пружинный переключатель (джек), регулятор усиления, транзистор и схему фильтра. Вход смесителя подается на базу транзистора с потенциометра регулировки усиления, сопротивление которого 250 ком. Напряжение эмиттера фильтруется цепочкой, состоящей из сопротивления 2 ком и конденсатора 40 мкф. Ток коллектора течет через нагрузочное сопротивление 10 ком. Выходные сигналы каждого канала снимаются с нагрузочных сопротивлений, через блокировочные конденсаторы по 10 мкф складываются и поступают на выходной джек. Конденсатор 100 мкф используется как фильтр, параллельный источнику питания, и способствует увеличению срока службы батарей. Мощность, тре-

бующаяся для схемы смесителя, отбирается от батареи 1,5 в. Ток, потребляемый схемой,

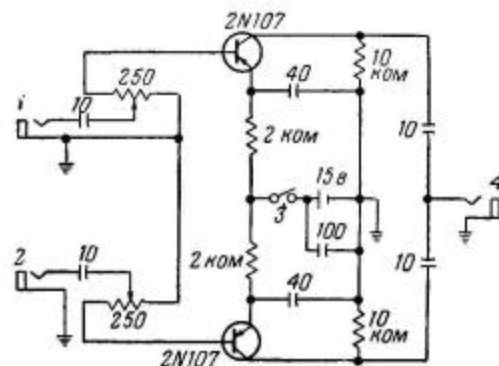


Схема двухканального смесителя звуковых частот. Микрофоны, адаптеры и звуковые катушки громкоговорителей могут использоваться для комбинирования звуковых частот. Число звуковых каналов может быть больше двух.

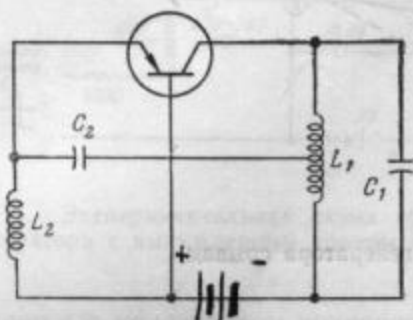
1 — вход № 1; 2 — вход № 2; 3 — выключатель; 4 — гнездо выхода.

весьма мал. Вообще данная схема хорошо отфильтрована относительно шумов.

СУПЕРРЕГЕНЕРАТИВНЫЙ ПРИЕМОПЕРЕДАТЧИК С РАБОЧЕЙ ЧАСТОТОЙ 52 Мгц

Чоу

Основные преимущества суперрегенеративного приема такие, как чувствительность и простота схемы, благодаря свойствам транзисторов приобретают все большее значение.



Фиг. 1. Принципиальная схема генератора на плоскостном транзисторе.

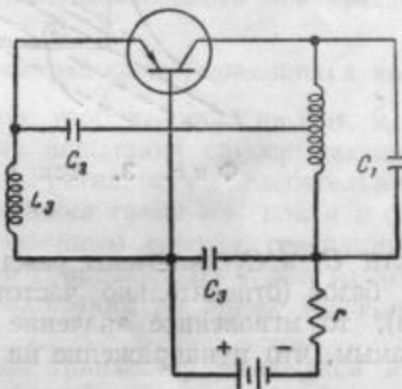
Вследствие зависимости параметров транзисторов от рабочей точки коэффициент усиления по замкнутому контуру генератора может управляться изменением тока эмиттера или же напряжением коллектора. Это свойство дает возможность управлять транзистором при помощи внешнего сигнала, подавляющего генерацию.

На фиг. 1 приведена схема генератора на плоскостном транзисторе. Индуктивность L_1 и емкость C_1 образуют колебательный контур, а емкость C_2 обеспечивает обратную связь. Дроссель L_2 препятствует замыканию сигнала обратной связи на землю.

Суперрегенеративный генератор

Если схема генератора составлена так, что сопротивление схемы между эмиттером и базой мало, а в цепи коллектора, как показано на фиг. 2, включено активное сопротивление, и если, кроме того, конденсатор C_3 обладает достаточной емкостью, то такая схема будет способна работать как суперрегенеративный генератор.

В начальный момент постоянный ток смещения эмиттера очень мал. Он обусловливается падением напряжения постоянного тока на участке эмиттер — база. Так как ток коллектора тоже очень незначительный, то падение постоянного напряжения на сопротивлении r (фиг. 2)



Фиг. 2. Генератор срывающихся колебаний для суперрегенеративного детектирования.

невелико и напряжение смещения коллектора V_c практически равно напряжению источника питания.

Если при таких начальных условиях смещения постоянного тока усиление контура обратной связи схемы генератора достаточно, то возникает генерация и амплитуда колебаний будет увеличиваться. В то же время мгновенный ток эмиттера возрастает согласно огибающей генерации, что происходит вследствие выпрямляющего действия эмиттерного диода. Сначала влияние возрастания тока эмиттера больше, чем эффект медленного повышения смещения коллектора. Таким образом, усиление контура обратной связи повышается.

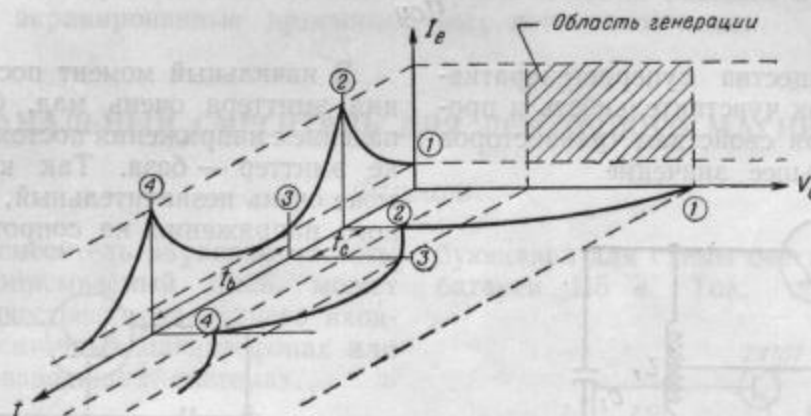
Генерация возрастает с большой скоростью, что сопровождается соответствующим увеличением токов эмиттера и коллектора. Благодаря

наличие в цепи коллектора сопротивления r напряжение коллектора уменьшается.

Вскоре амплитуда колебаний достигнет такой величины, при которой ток эмиттера будет большим, а смещение коллектора станет малым. В тот момент, когда усиление контура обратной связи становится меньше единицы, генерация быстро прекращается, а токи эмиттера и коллектора в это же время уменьшаются; напряжение V_c начинает восстанавливаться, но так

рации. Амплитуда колебаний уменьшается, а напряжение V_c возрастает.

Когда V_c достигнет точки 3, генерация снова начинает увеличиваться. Время t_c , необходимое для зарядки конденсатора, плюс время t_b , требующееся для возрастания амплитуды колебаний до максимального значения, определяют частоту срыва генерации. Когда имеется высокочастотный радиосигнал или сигнал помех, время t_c сокращается.



Фиг. 3. Ток и напряжение смещения генератора срывающихся колебаний.

как емкости C_3 и C_2 включены между коллектором и базой (относительно частоты срыва генерации), то мгновенное значение V_c будет тем же самым, что и напряжение на конденсаторе.

Заряд этих конденсаторов происходит через сопротивление r ; для этого требуется определенное время. Если время, которое требуется для заряда этих обоих конденсаторов, больше времени, которое необходимо для прекращения генерации, то схема будет работать в режиме суперрегенерации, т. е. такой генератор будет вырабатывать периодически срывающиеся колебания.

Изменение смещения

На фиг. 3 показано качественное изменение во времени тока и напряжения смещения суперрегенеративного генератора. Заштрихованная площадь графика указывает область генерации, в которой величины I_e и V_c определяют необходимую рабочую точку смещения транзистора.

В момент времени $t=0$ ток I_e и напряжение V_c имеют величины, соответствующие точке 1. Когда амплитуда колебаний возрастает, I_e и V_c достигают значений, отмеченных точкой 2. В этой точке усиление транзистора становится недостаточным для поддержания гене-

рации. Частота срыва модулируется огибающей радиосигнала. Так как амплитуда генерации одинакова для всех частот срыва генерации, то увеличение частоты означает увеличение площади под огибающей колебаний. Следовательно, происходит усиление I_e , который изменяется в соответствии с огибающей высокочастотного сигнала.

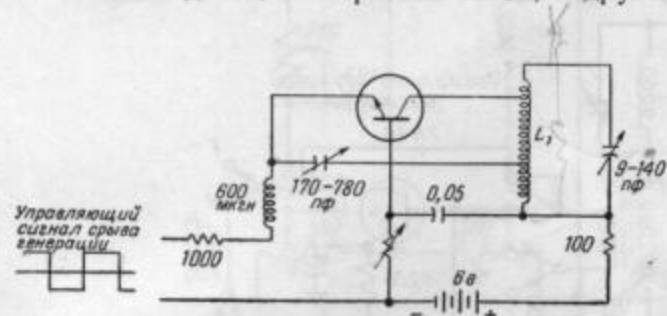
Вынужденный срыв колебаний

Можно настроить схему так, что будут получены устойчивые колебания генератора, происходящие без самопроизвольных срывов; однако колебания могут быть сорваны вспомогательным сигналом. Этот вспомогательный сигнал срыва генерации смещает рабочую точку транзистора на участок характеристики, на котором усиление контура обратной связи схемы генератора слишком мало для того, чтобы поддерживать генерацию.

Если сигнал срыва генерации представляет собой периодическую волну, то генерация будет запускаться и срываться с каждым периодом сигнала. Длительность интервала времени, в течение которой генерация отсутствует, всецело зависит от свойств генератора и от величины и частоты сигнала, срывающего генерацию.

Если схема генератора не обладает свойством самовозбуждения, то внешний сигнал срыва должен быть в состоянии запустить генератор и поддерживать его колебания в течение какого-то определенного отрезка времени. Принцип управления запуском и срывом колебаний генератора подобен действию суперрегенеративной схемы на электронных лампах.

На фиг. 4 приведена схема управления генератора с вынужденным срывом колебаний. Катушка L_1 имеет два средних отвода: один предназначается для цепи обратной связи, а другой



Фиг. 4. Экспериментальная схема транзисторного генератора с вынужденным срывом генерации.

соединяется с коллектором транзистора. В случае присоединения коллектора к отводу катушки (вместо включения в цепь коллектора полной индуктивности катушки L_1) нагрузочный эффект транзистора на добротность Q колебательного контура снижается. Добротность катушки на частоте 1 МГц равна 120.

Переменное сопротивление в цепи базы служит для регулирования смещения базы. Смещение базы регулируется таким образом, чтобы при отсутствии сигнала срыва или же при наличии сигнала несоответствующей полярности генерация колебаний не возникала бы. Сопротивление в цепи коллектора мало, поэтому потенциал V_c изменяется не слишком сильно. Следовательно, точка смещения транзистора определяется главным образом током эмиттера.

Когда подаются прямоугольные колебания с частотой 10 кГц, то продолжительность каждого полупериода частоты срыва генерации вполне достаточна для того, чтобы колебания генератора успевали нарастать и уменьшаться до такой малой величины, что огибающая колебаний управляется внешним высокочастотным сигналом. Так как продолжительность полупериода, в течение которого происходит возрастание колебаний, заведомо достаточна для развития колебаний вплоть до насыщения, то развитие генерации происходит по экспоненциальному закону.

Если продолжительность возрастания генерации сокращается, то генерация развивается по линейному закону. Однако длительность периода срыва имеет вполне определенную минимальную величину. Когда этот период меньше по длительности минимальной величины, генерация не может уменьшиться менее уровня шума или внешних высокочастотных сигналов. Следовательно, генератор генерирует в этом случае непрерывно и не может управляться внешними сигналами.

В случае подачи на эмиттер сигналов срыва с частотой 25 кГц продолжительность периода срыва колебаний недостаточна для образования срывающихся колебаний. При использовании срывающихся сигналов с частотой 25 кГц срывающиеся колебания могут быть получены путем увеличения скорости затухания колебаний. Это может быть достигнуто путем уменьшения добротности колебательного контура.

Проверка самосрывающихся колебаний

Схема, изображенная на фиг. 2, использовалась для испытания самосрывающихся колебаний. Индуктивность колебательного контура была выбрана такой же, как и в случае схемы с вынужденным срывом генерации. Конденсатор C_3 и сопротивление r для изучения частоты срыва колебаний во время эксперимента изменялись.

Когда транзистор включался в схему при отсоединенной цепи обратной связи, рабочая точка его определялась следующими величинами: $I_e = 90$ мкА и $V_c = 6$ В. После включения цепи обратной связи возникала генерация. Ток смещения эмиттера увеличивался вследствие выпрямления эмиттером переменного напряжения обратной связи.

Изменение величины C_3 и r приводит к изменению частоты срыва автоколебаний.

Приемопередатчик с длиной волны 6 м

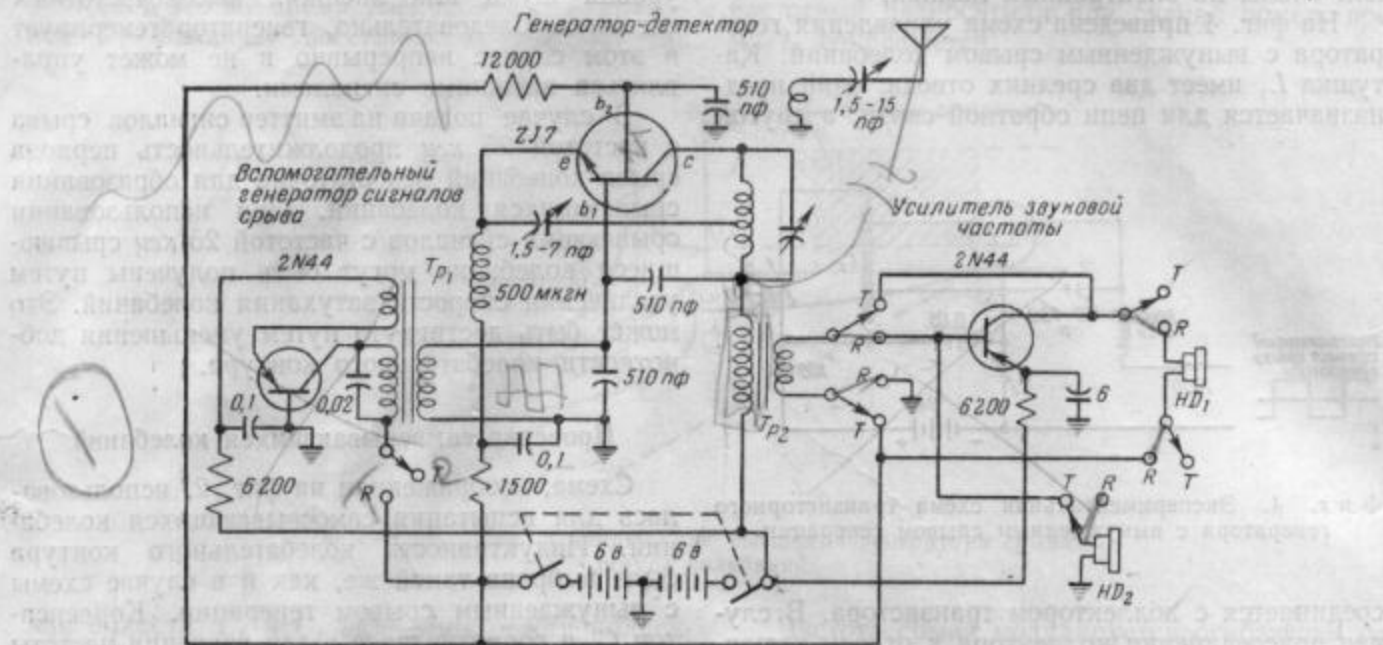
На фиг. 5 приведена схема приемопередатчика, работающего на волне 6 м. Схема полностью выполнена на транзисторах. Полупроводниковый тетрод ZJ7 используется как для целей передачи, так и для целей приема. В первом случае он работает в качестве генератора с частотой генерации 52 МГц, а во втором — как суперрегенеративный детектор. Один плоскостной транзистор типа 2N44 работает в схеме вспомогательного срывающего генератора, другой такой же транзистор — в качестве усилителя звуковой частоты. В схеме используются два

головных телефона с сопротивлением по 2000 ом. Один работает в качестве динамического микрофона, а другой используется как громкоговоритель.

При работе схемы в режиме приема срывающей генерацию сигнал частоты 20 кГц вспомогательного генератора подается через трансфор-

не подается на тетрод, и последний генерирует колебания на фиксированной частоте 52 МГц.

Во время передачи звуковая частота с динамического микрофона усиливается и подается через трансформатор T_2 в коллекторную цепь тетрода. Вследствие этого генератор модулируется по амплитуде звуковой частотой.



Ф и г. 5. Приемопередатчик с длиной волны 6 м, в котором в качестве динамического микрофона используется высокоомный головной телефон.

матор T_1 на базу тетрода b_1 . Следовательно, генерация тетрода периодически прерывается, что обеспечивает работу суперрегенеративного детектора. Выходной сигнал звуковой частоты через трансформатор T_2 подается на базу звукового усилителя.

В режиме передатчика питание коллектора от вспомогательного генератора отключено. В этом случае сигнал, срывающий генерацию,

Модулированная высокая частота передается в антенну с генератора, индуктивно связанного с антенной.

Измерения напряженности поля двух приемопередатчиков показали, что они могут обеспечить надежную связь на расстоянии 0,8 км.

Расход питания каждого приемопередатчика при приеме равен 48 мвт, а при передаче — 60 мвт.

ПЕРЕДАТЧИК С ДЛИНОЙ ВОЛНЫ 40 м

Стабилизированный кварцем передатчик, избороженный на схеме, питается от двух батарей для карманного фонаря и работает в любительском диапазоне 7 МГц; он используется для связи всеми радиолюбителями в США и частично в Канаде и на Гавайских островах.

Мощность передатчика, необходимая для работы, составляет 120 мвт. Для обеспечения стабильной работы были предприняты некоторые меры предосторожности. Например, заземлен-

ная база в усилителе понижает обратную связь, что позволяет избежать применения нейтрализации. Небольшая величина конденсатора обратной связи обеспечивает регенерацию, но не приводит к нестабильному режиму работы.

Стабилизация

Небольшое сопротивление в цепи эмиттера вполне достаточно для обеспечения температур-

ной стабильности схемы и уменьшает опасность чрезмерного увеличения тока. Последовательные гасящие сопротивления сведены к минимуму. Конденсатор C_1 служит для фазовой

регулировки, и при его помощи удается добиться наилучшей стабилизации при работе ключом. Он также позволяет слегка изменять частоту.

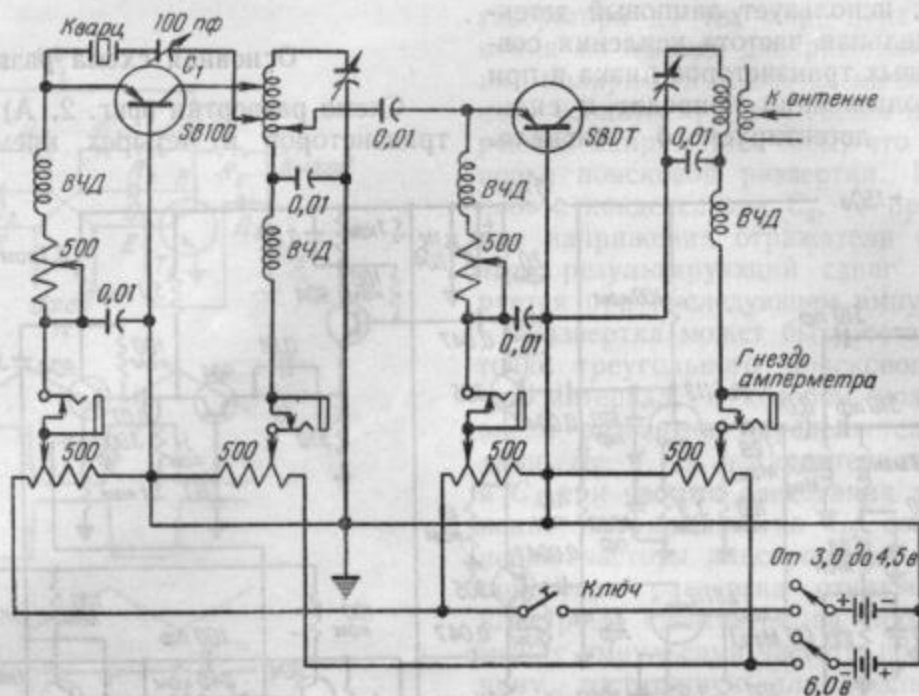


Схема двухтранзисторного передатчика.

ВЧД — высокочастотный дроссель.

АВТОМАТИЧЕСКАЯ ПОДСТРОЙКА ЧАСТОТЫ, ИСПОЛЬЗУЮЩАЯ ТРЕУГОЛЬНУЮ ПОИСКОВУЮ РАЗВЕРТКУ

Ходж, Спотен

В радиолокаторах необходима автоматическая подстройка частоты для того, чтобы поддерживать разность частот между местным клистронным генератором и магнетроном, равную частоте усилителя промежуточной частоты.

Изменение частоты магнетрона может происходить вследствие затягивания его частоты развертки, в то время как частота магнетрона и частота клистрона будут изменяться при изменениях мощности питания и температуры. Ширина полосы приемника должна пропускать сигнал даже при условии ухода частоты магнетрона. Но так как работа приемника ухудшается при возрастании полосы частот, то автоматическая подстройка частоты должна удерживать частоту местного генератора в жестких пределах; допус-

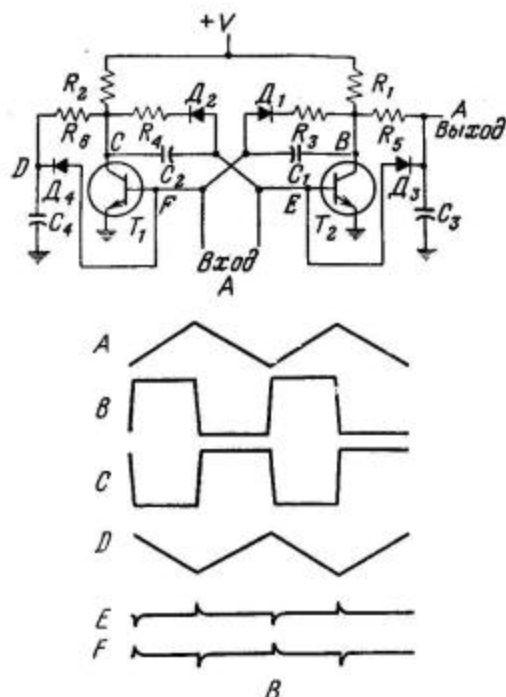
каются изменения этой частоты порядка 200 кГц, когда промежуточная частота равна 30 МГц.

В стандартных системах автоматической подстройки частоты небольшая доля выходного напряжения магнетрона смешивается в кристаллическом смесителе с выходом местного генератора.

Разностная частота детектируется схемой дискриминатора. Детектированный сигнал проходит через дифференциальный усилитель и запускает одновибратор, имеющий одно устойчивое состояние, которое задерживает развертку обзора и в эти интервалы времени корректирует частоту местного генератора с частотой повторения.

Стандартный блок автоматической подстройки частоты потребляет от 10 до 20 Вт.

номинального значения пробоя диода D_2 , который блокирует таким образом схему насыщенного транзистора T_2 . В этот момент потенциал точки B на несколько вольт выше земли, а транзистор T_1 находится в запертом состоянии.



Ф и г. 2. Развертки и формы напряжений в ее точках.

Точка C теперь находится под высоким потенциалом, и конденсатор C_4 заряжается через R_2 и R_6 до тех пор, пока его напряжение не превысит номинальное значение пробоя диода D_4 .

Одновременно конденсатор C_3 разряжается через сопротивление R_5 и через транзистор T_2 , который находится в состоянии насыщения. Когда будет достигнуто номинальное значение

напряжения пробоя диода D_1 , мультивибратор изменит свое состояние, при этом C_4 будет разряжаться, а C_3 — перезаряжаться.

Результирующие колебания треугольной формы волны подаются на отражатель местного генератора до тех пор, пока действуют изменения на выходе дискриминатора. Эти изменения полярности подаются на вход широкополосного усилителя, и тем самым производится коррекция напряжения базы, что приводит к остановке поисковой развертки. Когда заряд стекает с конденсатора C_3 , то происходит изменение напряжения отражателя (клистрона). При этом результирующий сдвиг частоты детектируется при последующем импульсе магнетрона.

Развертка может быть остановлена в любой точке треугольного поискового раstra. Рабочий интервал, в котором может быть остановлена развертка, определяется опорными диодами D_3 и D_4 . Характеристики цепочки R_6 и C_3 при частоте следования таковы, что изменение напряжения на C_3 соответствует изменению частоты клистрона на 200 кГц. Поэтому поисковая развертка отключается и частота клистрона сдвигается за промежуток времени между импульсами частоты повторения на величину, достаточную для обеспечения необходимой разностной промежуточной частоты. В результате пилообразная развертка впадает в синхронизм посредством напряжения 0,2 в (между-пиковых), которое находится в полосе приемника.

Цепь охвачена отрицательной обратной связью, и поэтому устойчивость схемы вполне достаточна, чтобы предотвратить ее от ложных срабатываний из-за паразитных излучений. Собранный блок имеет небольшие размеры: основание его равно 15×15 см, а высота — около 6 см. Более высокая надежность и меньшие размеры могут быть достигнуты при использовании маломощных элементов и полупроводниковых устройств.

ЧЕТЫРЕХКАНАЛЬНЫЙ ТЕЛТАЙП

Врей

Сигналы четырехканального телетайпа накладываются на систему многократного уплотнения для передачи по одной и той же цепи радиосвязи. При применении 572 транзисторов и 739 германиевых диодов вес установки достигает 125 кг вместо 657 кг веса старой модели на 357 электронных лампах. Упрощенный кольцевой счетчик и цифровой синхронизатор обеспечивают большую скорость передачи до 100 слов в минуту.

Малогабаритная легкая установка многократного телеграфирования, разработанная Морским бюро, имеет дополнительные каналы теле-

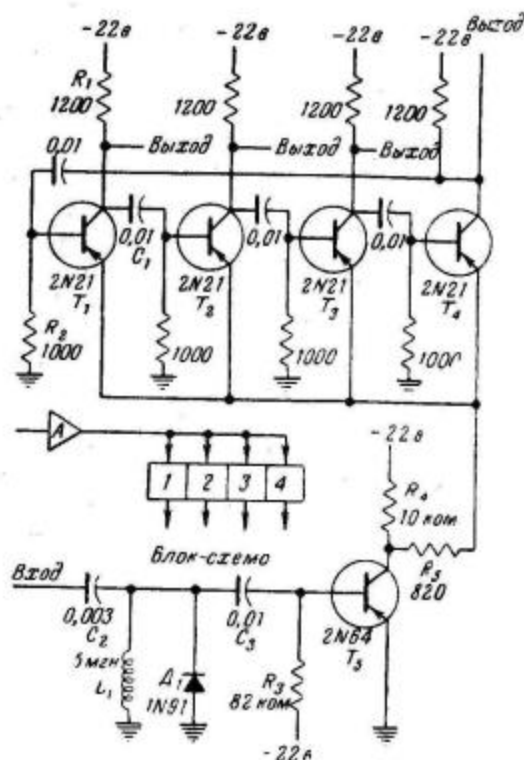
тайпа для связи с движущимися судами. Применение транзисторных схем уменьшает объем установки на 80%, а потребление мощности—

на 95% по сравнению с моделью на электронных лампах, которая была разработана раньше для неподвижных наземных станций. Применяется оборудование многократного временного уплотнения для передачи по одному радиоканалу двух, трех или четырех каналов информации телетайпа.

Хотя некоторые блоки транзисторной модели телетайпа были позаимствованы из быстро растущей области транзисторной импульсной техники, были также разработаны и некоторые оригинальные узлы. Здесь описаны два из них: упрощенный кольцевой счетчик и цифровой дискретный синхронизатор.

Упрощенный кольцевой счетчик

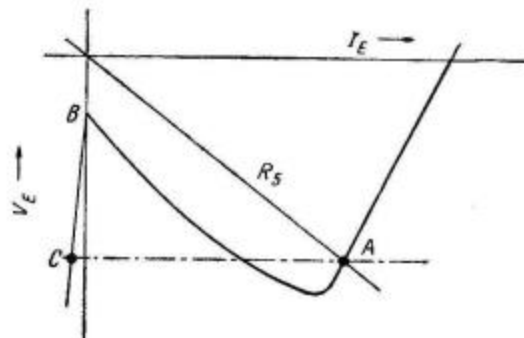
Схема кольцевого счетчика была необходима, чтобы осуществить основную функцию распределения (преобразование между последовательной и параллельной формами информации).



Фиг. 1. Схема кольцевого счетчика и возбуждающего усилителя.

Так как полная система многократной передачи требует 12 таких кольцевых распределителей, то поэтому важно, чтобы схема счетчика была бы максимально простой и составлена из минимального числа деталей.

Простота схемы нового кольцевого счетчика достигается посредством использования основной характеристики точечного транзистора, т. е. характеристики отрицательного сопротивления. Кроме транзистора, в одном каскаде требуются только три элемента.



Фиг. 2. Характеристики элемента типового кольцевого счетчика.

Схема упрощенного счетчика приведена на фиг. 1. Показаны только четыре каскада, но в случае необходимости в кольцо может входить столько каскадов, сколько потребуется, причем кольцо содержит всегда больше двух каскадов. Кольца этого типа надежно работают при числе каскадов более 26.

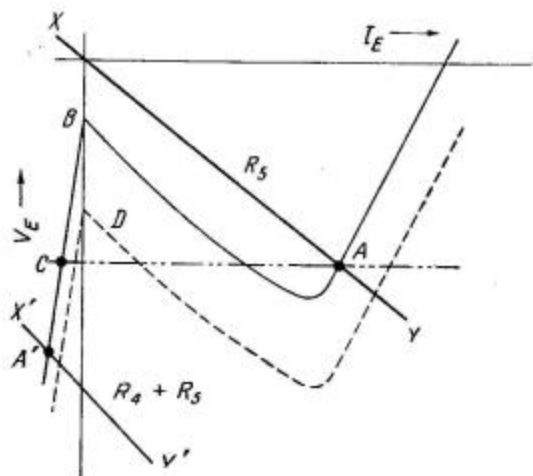
При включении напряжения питания транзистор T_5 будет проводить в области насыщения, так как отрицательное смещение подается на его базу через сопротивление R_3 . В результате потенциал коллектора T_5 будет приблизительно на уровне земли. Одновременно транзистор счетчика с наибольшим током утечки коллектора I_{c0} и с наибольшим усилением тока будет проводить в области насыщения. Ток, протекающий через общее сопротивление, включенное в цепи эмиттеров R_6 , создает падение напряжения, которое будет действовать как напряжение смещения на эмиттеры всех остальных транзисторов и таким образом предотвращать их проводимость.

На фиг. 2 приведена характеристика входного отрицательного сопротивления, т. е. зависимость напряжения эмиттера от тока эмиттера типового каскада кольцевой схемы. Когда рассматриваемый транзистор не проводит, то напряжение в точке B будет главным образом результатом протекания тока утечки I_{c0} через внешнее базовое сопротивление R_3 . В проводящем состоянии рассматриваемый транзистор будет стабилен в точке A . Так как общее сопротивление в цепях эмиттеров создает одно и то же

напряжение на открытые и закрытые транзисторы, то рабочие точки закрытых транзисторов должны быть в точке C . Закрытые транзисторы удерживаются в этой точке, которая соответствует немного отрицательному эмиттерному току, поскольку напряжение смещения равно BC .

Ступенчатое действие

Проводимость в счетчике передается от одного транзистора к другому ступенчато, посредством отрицательных импульсов, вызывающих эту ступенчатую передачу. Каждый импульс прилагается к точке соединения всех эмиттеров



Ф и г. 3. Характеристики, поясняющие ступенчатую работу счетчика.

и вызывает переход в непроводящее состояние того транзистора, который перед этим находился в состоянии проводимости.

Когда коллекторное напряжение проводящего транзистора переходит от малого к большому отрицательному значению, то продифференцированная отрицательная волна проходит через конденсатор связи C_1 и прилагается к внешнему базовому сопротивлению последующего транзистора, и, таким образом, создаются условия проводимости этого транзистора. Когда пусковой импульс прекращается, то этот транзистор переходит в состояние насыщения.

Переключение проводящего транзистора в непроводящее состояние показано как смещение линии нагрузки XY в новое положение $X'Y'$, что в результате вызывает переход рабочей точки из A в A' (фиг. 3). Как уже было сказано, когда коллекторное напряжение проводя-

щего транзистора переключается от малого к большому отрицательному значению, продифференцированная отрицательная волна генерируется и прилагается к базе последующего транзистора. Это смещает характеристическую кривую указанного последующего транзистора в положение, отмеченное пунктиром. Эмиттер этого транзистора теперь более положителен (относительно базы на величину напряжения, равного BD), чем у всех других транзисторов кольцевой схемы.

Постоянная времени цепи связи распределителя рассчитана таким образом, чтобы удерживать условия, благоприятные для проводимости (относительно всех других транзисторов кольцевой схемы) в течение времени, более длительного, нежели длительность пусковых импульсов. Поэтому когда триггерный импульс снимается, что указывается сдвигом линии нагрузки от $X'Y'$ обратно до XY , то только рассмотренный последующий транзистор будет находиться в состоянии проводимости.

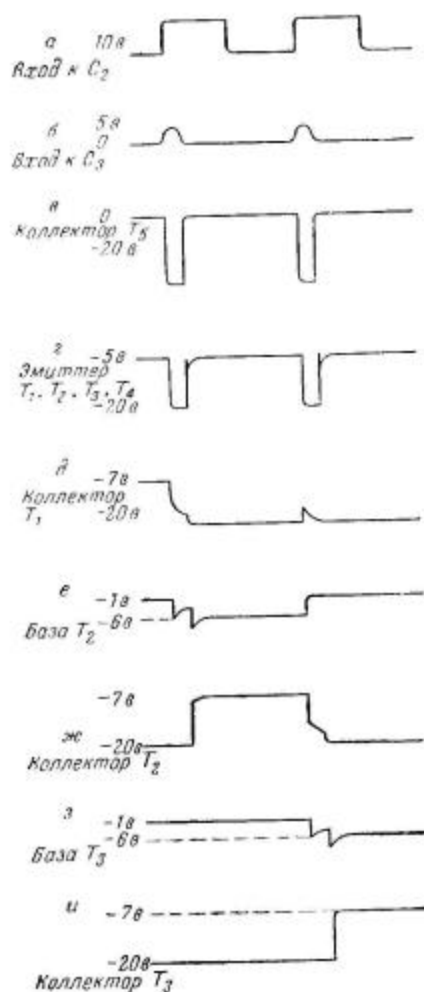
Для каждого кольцевого счетчика нужен запускающий усилитель (T_5 , см. фиг. 1) для подачи отрицательных пусковых импульсов требуемой ширины и длительности, для передачи проводимости от одного транзистора к последующему транзистору в данном кольце. Транзистор T_5 управляется входной квадратной волной сигнала, приложенной к резонансному контуру C_2-L_1 кольцевой схемы. Резонансная частота приблизительно 50 кГц. Положительный край квадратной волны производит ударное возбуждение резонансного контура, в котором возникают затухающие колебания.

Фиксирующий диод D_1 допускает только первый полупериод колебаний и все дальнейшие колебания срезает посредством рассеяния энергии в резонансной цепи, когда переменное напряжение станет отрицательным. В результате получается единственный положительный импульс выходной шириной приблизительно 10 мксек. Этот положительный импульс через емкость C_3 подается на базу нормально проводящего транзистора T_5 , выводит его из насыщения и вводит в отсечку в течение длительности импульса. На выходе T_5 с его коллектора снимается пусковой импульс шириной 10 мксек, отрицательный относительно земли приблизительно на -20 в.

Формы волн кольцевого счетчика

На фиг. 4 показаны формы волн кольцевого счетчика и пускового усилителя. Кривая фиг. 4, б

представляет собой положительный выходной импульс, полученный с кольцевой схемы и приложенный к транзистору T_5 . Результирующий 10-микросекундный импульс показан на фиг. 4, в.



Фиг. 4. Формы волн напряжения в кольцевом счетчике.

В момент, когда приходит пусковой импульс, на базу поступает -6 в посредством продифференцированного отрицательного импульса, полученного от предыдущего запираемого транзистора (фиг. 4, з). Затем базовое напряжение начинает спадать, и, когда оно достигает приблизительно -4 в, в этот момент пусковой импульс прекращается. В этот момент напряжение базы последующего транзистора (для которого создаются предпочтительные условия проводимости) приблизительно на 3 в более отрицательно, чем у всех остальных транзисторов кольца, поэтому последующий транзистор проводит, как показано на фиг. 4, ж и и.

Удовлетворительные запасы надежной работы упрощенной кольцевой схемы достигаются без регулировки постоянных схемы. Точечный транзистор, т. е. основной элемент кольцевой схемы, смещается в стабильное состояние только в условиях проводимости; линия нагрузки эмиттерного сопротивления R_5 пересекает эмиттерную входную характеристику только один раз. Цепи стабилизации не требуются.

В этой схеме используются транзисторы, имеющие $\alpha=1,8$ и ток коллектора 3 ма при 20 в и 60° С.

Применение кольцевого счетчика

Принципиальная схема полной цепи многократной передачи показана на фиг. 5. Она состоит из нескольких групп передатчиков и приемников и из телеграфного и радиооборудования. На стороне передачи независимые передатчики вырабатывают старт-стопные телеграфные сигналы (случайно распределенные во времени) и посылают их на индивидуальные передающие групповые кодовые конверторы.

Кольцевой счетчик-распределитель в каждом конверторе содействует преобразованию информации из последовательной в параллельную форму. Выходы конверторов разветвляются (сканируются) канал за каналом другим распределителем, находящимся внутри модуляторного устройства многократной связи, и снимают полную информацию с каждого канала. Сигналы, содержащиеся в этой информации, затем передаются поочередно под контролем третьего кольцевого счетчика на внешнее оборудование в виде скорости частоты многократной передачи.

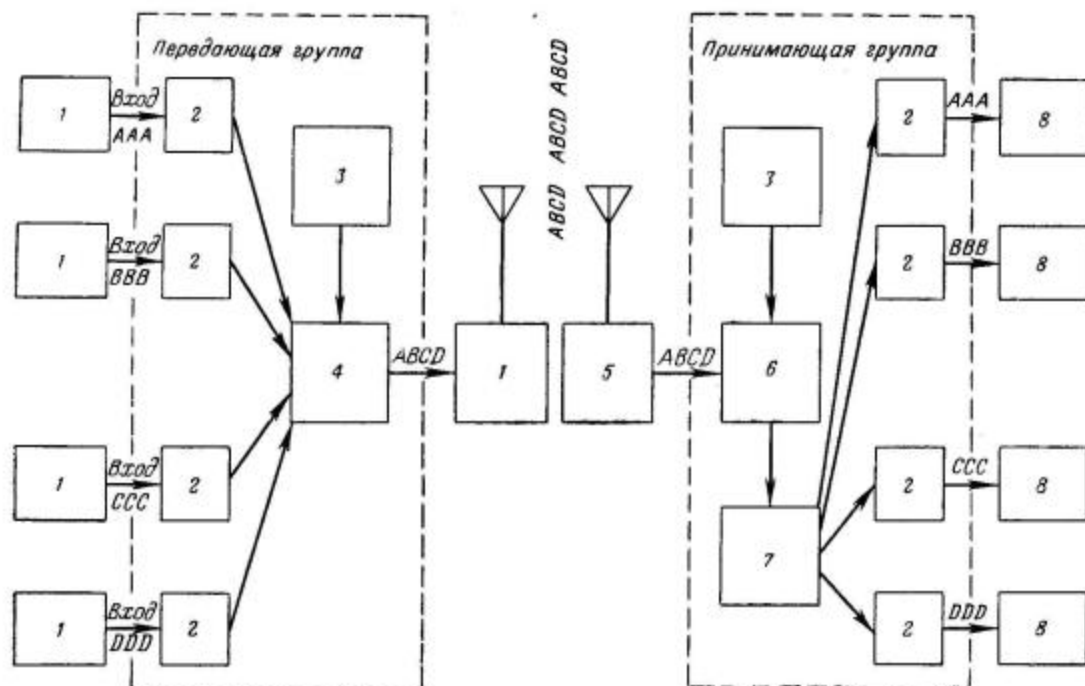
На приемном конце все операции точно обратны тем, которые применялись на передающем конце, и распределители выполняют дополнительные функции. Информация, содержащая входные сигналы многократной передачи, разделяется по каналам последовательно во времени и передается на соответствующие преобразователи-конверторы кода. Старт-стопные сигналы затем воспроизводятся и посылаются на телеграфные приемники. Необходимо начальное распределение приемных каналов кольцевых распределителей для того, чтобы информация попадала строго в соответствующие каналы на приемной стороне.

Рабочая скорость на выходе каждой группы контролируется стандартом частоты, в котором используется транзисторный кварцевый генератор. Чтобы получить высокую стабильность, генераторы работают на относительно высокой частоте 63 кГц. Применяются кольцевые счет-

чики, понижающие эту высокую частоту до требуемого значения частоты сканирования благодаря их простоте. На приемных выводах синхронизатор работает совместно с делителями частоты, чтобы обеспечить точную синхронизацию

только во времени канал за каналом в выходные сигналы мультипликатора.

Сигнальное кольцо содержит шесть транзисторов, что соответствует шести импульсам, содержащимся в сигнальном коде. Сигнальное



Ф и г. 5. Полная принципиальная схема системы многократного уплотнения.

1 — передатчик; 2 — преобразователь кода; 3 — стандарт частоты; 4 — мультипликатор; 5 — приемник; 6 — синхронизатор; 7 — демультипликатор; 8 — печатающее устройство.

между приходящим сигналом и демультипликатором.

На фиг. 6 показана принципиальная схема генератора, делителя частоты и цепи распределения мультипликатора, используемые в передающей выходной группе. Выход генератора приложен непосредственно к транзисторному задающему усилителю, работающему на первый кольцевой счетчик. Выходная квадратная волна первого транзистора кольца возбуждает второй кольцевой счетчик. Эта же процедура продолжается во всех остальных цепях деления и распределения. Таким образом, на вход первого счетного кольца поступают сигналы 63 кГц, а на выходе четвертого кольца получают импульсы 150 Гц, т. е. в 420 раз меньшей частоты. Частоты 150 Гц и есть частота возбуждения сигнального кольца мультипликатора.

Сигнальное кольцо, кольцо канала и матрица сигнала составляют передающую выходную часть мультипликатора. Здесь вход от каждого из кодовых конверторов (состоящий из шести параллельных цепей) преобразуется последова-

тельно во времени канал за каналом в выходные сигналы мультипликатора. Сигнальное кольцо содержит четыре каскада, что соответствует четырем каналам информации. Сигнальная матрица состоит из 24 диодов и клапанов типа «и». Каждый клапан «и» имеет три входа: от сигнального кольца, от кольца канала и выхода кодового конвертора. Сигналы на все эти входы должны поступать одновременно, только в этом случае схема типа «и» даст выходной сигнал. Выходные сигналы 24 клапанов типа «и» затем комбинируются посредством диодных клапанов типа «или» в чередующиеся (т. е. последовательные во времени) выходные сигналы мультипликатора.

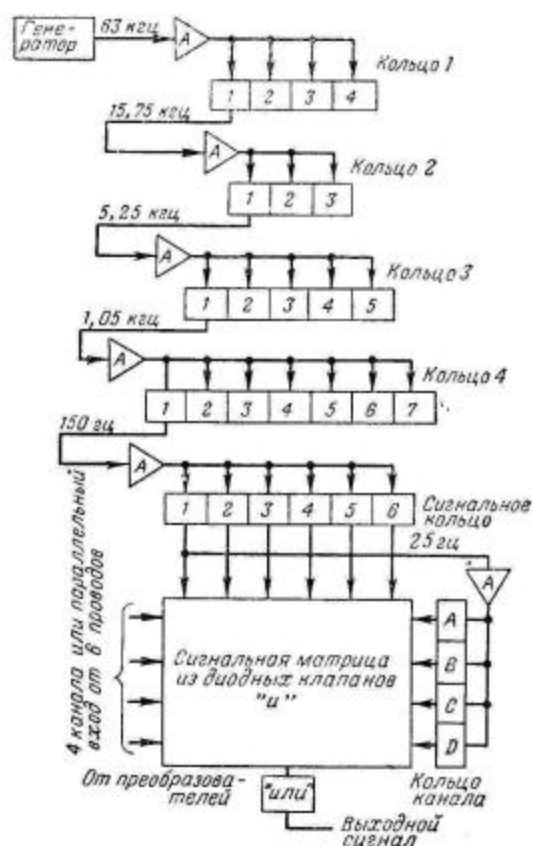
Дискретный синхронизатор

Чтобы поддержать точную синхронизацию на приемных зажимах относительно приходящих сигналов многократной передачи, необходимо компенсировать дрейф генератора и долговременные искажения сигнала, возникающие в радиопередающем тракте. Это выполняется посредством новой уникальной схемы дискретного

синхронизатора, сконструированного для работы совместно с приемными делителями частоты. Замечая распределение времени прохождения и непрохождения приходящих сигналов многократной передачи, можно точно установить точное фазовое соотношение между приходящим сигналом и частотой возбуждения сигнального кольца демультипликатора.

Общий генератор

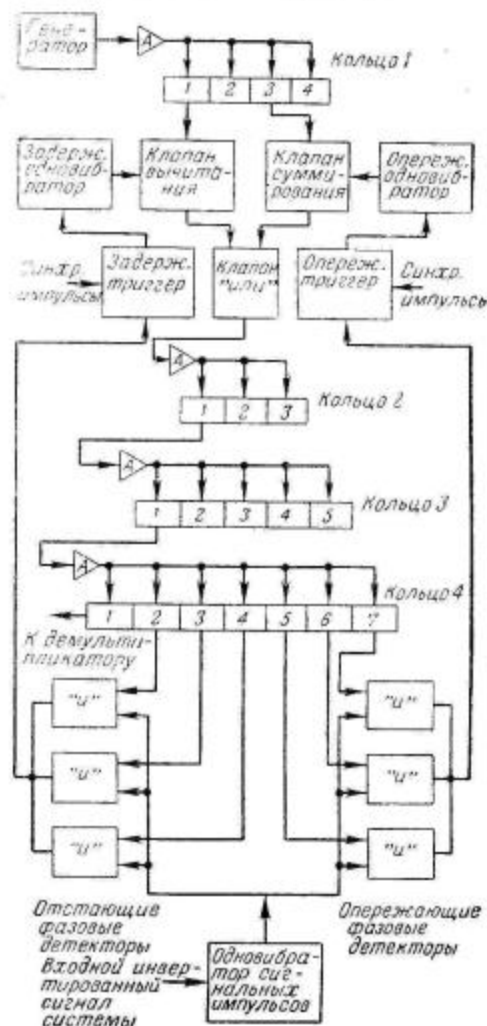
Действие синхронизатора выполняется посредством добавления или вычитания возбуждающих импульсов на второй каскад делителя



Ф и г. 6. Схема делителей частоты и мультипликатора передатчика.

частоты до тех пор, пока не будет достигнуто требуемое временное соотношение. Эта система синхронизации допускает применение одного кварцевого генератора для возбуждения и передающей и приемной групп в данной установке, так как частота кварцевого генератора остается неизменной.

Блок-схема генератора и цепей делителей частоты, применяемых в приемной выходной группе, показана на фиг. 7. Эти цепи и схема демультипликатора не показаны подробно, так как они в основном такие же, как и в передающей группе. К схеме на фиг. 7 необходимо добавить цепи синхронизации (фиг. 8).



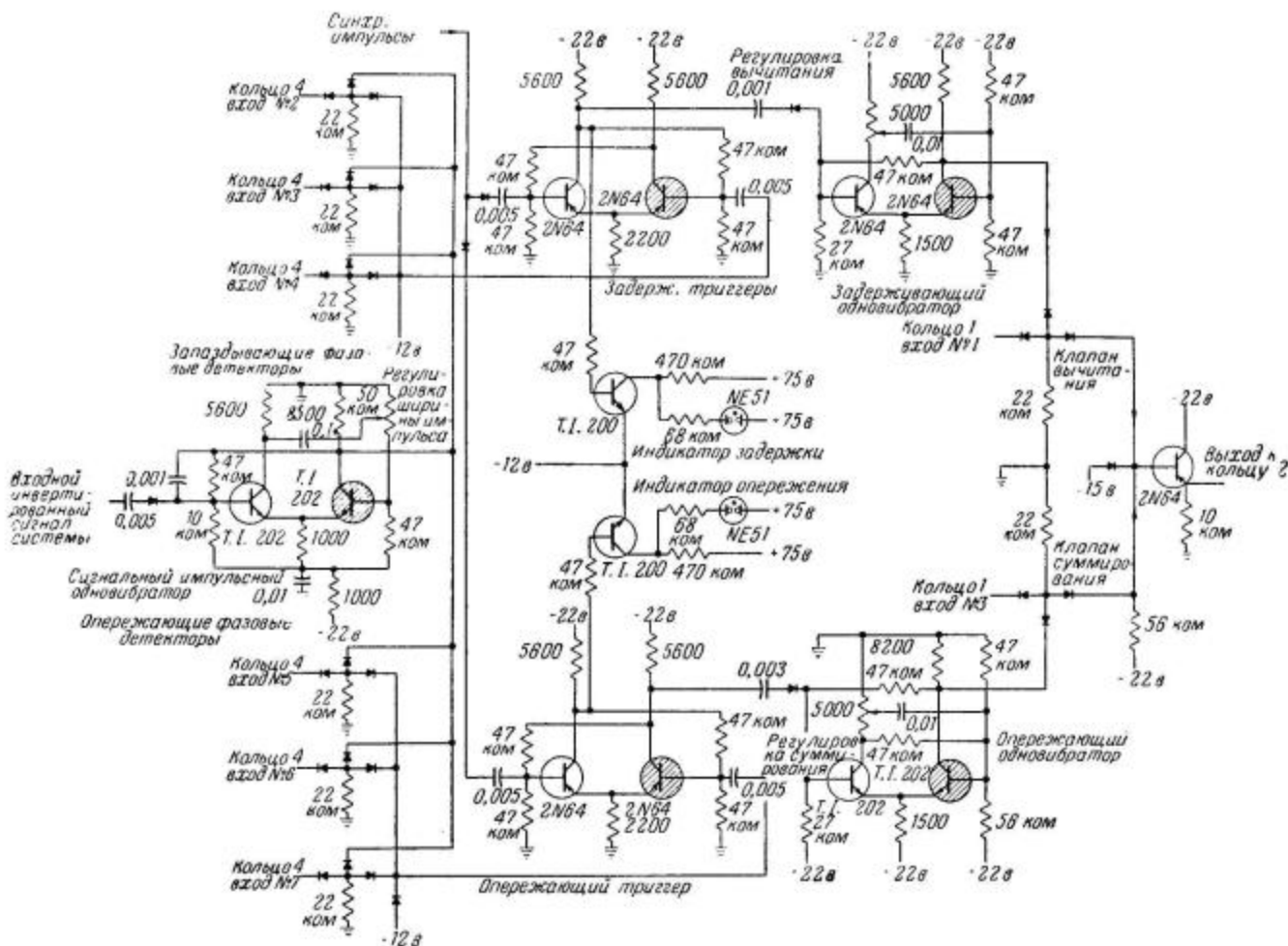
Ф и г. 7. Схема делителей частоты и синхронизатора приемника.

Нормально открытый клапан вычитания включен последовательно с нормальным входом возбуждения делящего кольца 2 (фиг. 7). Это позволяет вычесть импульсы возбуждения из нормальных, синхронизирующих импульсов, ведущих кольцо 2. Кроме того, выход с третьего каскада кольца 1 присоединен через нормально замкнутый клапан типа «и» к нормальному

входу возбуждения кольца 2. Эта схема позволяет добавить внешние ведущие импульсы к нормальным импульсам возбуждения.

Цепи синхронизации также включают в себя группу фазодетектирующих клапанов. Любое отклонение приходящих сигналов многократной

рировании импульсов при каждом отрицательном сигнале системы многократной передачи. Этот импульс регулируется по ширине таким образом, чтобы его длительность была бы немного меньше, чем длительность проводящего состояния одного транзистора кольца 4, и при-



Фиг. 8 Схема синхронизатора компенсирует влияние дрейфа генератора и долговременных искажений сигнала в радиоканале.

передачи от частоты развертки демультипликатора будет обнаружено, и начнется соответствующее действие клапана суммирования или вычитания.

Когда приемник находится в точном синхронизме с приходящими сигналами системы многократной передачи, то передний фронт транзистора T_1 (находящегося в состоянии проводимости) кольца 4 будет совпадать с задним фронтом приходящих сигнальных кодовых импульсов системы многократной передачи. Эти приходящие сигналы мультипликатора инвертируются и прилагаются к сигнальным импульсам одновибратора, функция которого состоит в гене-

лагается к шести фазодетектирующим клапанам типа «и».

Второй вход фазодетектирующего клапана получается от кольца 4.

От транзистора T_1 кольца 4 нет никаких соединений к фазодетектирующему клапану. Поэтому, когда выводы приемной системы находятся в синхронизме с приходящими сигналами системы многократной передачи, выход сигнального импульсного одновибратора будет уменьшаться внутри границ изменения выходного параметра транзистора T_1 и не будет выходного сигнала на выходе любого фазодетектирующего клапана.

Если приходящий сигнал системы многократной передачи должен быть отстающим, то выходной импульс от сигнального импульсного одновибратора перекрывается с выходными импульсами транзисторов T_2 , T_3 или T_4 кольца 4. Это совпадение будет продетектировано запаздывающими фазовыми детекторами, и ждущий одновибратор переходит в проводящее состояние. Таким образом, необходимость задержанного действия запасается. Аналогично, если приходящий сигнал системы многократной передачи опережает, детектирование будет выполнено одним из опережающих фазовых детекторов и необходимость опережающего действия будет запасена упреждающим триггером.

Величина коррекции

Клапаны суммирования и вычитания контролируются одновибратором. Таким образом, когда задержанный одновибратор срабатывает, то клапан вычитания замкнут в течение времени, равного длительности возбужденного состояния одновибратора. Когда упреждающий одновибратор срабатывает, то клапан суммирования будет открыт в течение времени, определяемого одновибратором.

Величина коррекции, осуществляемой в течение цикла коррекции, управляется посредством регулирования времени работы упреждающего и задержанного одновибраторов. Посредством изменения периода работы одновибратора можно добавить или вычесть один или большее число возбуждающих импульсов на один цикл. Каждый добавленный или вычитаемый импульс будет опережать, или задерживать последующее кольцо приблизительно на 63 мксек, или на 1% длительности проводящего состояния транзистора сигнального кольца.

Скорость коррекции

Скорость цикла коррекции устанавливается действием задержанного или упреждающего триггера.

Генерированные внешние импульсы синхронизации прилагаются через периодические интервалы к задержанному или упреждающему триггеру. Если один из них был предварительно в состоянии проводимости благодаря реакции на условия несовпадения по фазе, то появление следующего синхронизирующего импульса будет восстанавливать этот триггер и возбуждать другой одновибратор.

Таким образом, скорость коррекции может контролироваться регулированием частоты входных синхронизирующих импульсов. Скорость коррекции можно изменять от 6,25 импульсов в секунду до 1 импульса в течение 20 сек. Медленная скорость коррекции вообще применяется для замедления действия синхронизирующих цепей в течение периодов, когда поступают плохие сигналы.

Так как фазовые детекторы реагируют на каждое изменение фазового соотношения между приходящим сигналом системы многократной передачи и сигналом кольцевого делителя частоты приемного демультипликатора, то цепи синхронизатора будут стремиться установить совпадение по фазе не только с нормальными сигналами, но и со всеми случайными импульсами шума и искажений, которые могут быть приняты.

ЛИТЕРАТУРА

1. Biggam F. D., *AIEE Trans.*, Paper № 56-987.
2. Hansen T. A., Slayton R. D., *AIEE Trans.*, 70, 1 (1951).

КАМЕРТОННЫЙ СТАНДАРТ ДВОЙНОГО ТОНА

Кретцман

Обычный метод настройки селективных усилителей конвертора звуковой частоты (имеющего запроектированный сдвиг 850 гц), используемого в радиотелетайпе, состоит в применении звукового генератора переменной частоты. Точное определение частоты генератора производится либо по стандартным отметкам, либо по сигналам, передаваемым радиостанциями; если необходимо, применяются частоты 2125 и 2975 гц.

Обычно принято сравнивать частоту генератора переменной частоты с камертонным стандартом 425 гц. В используемых в этом случае фигурах Лиссажу, рассматриваемых на экране осциллографа, применяются отношения количества пиков по осям 5:1 или 7:1. Такой метод измерения неудобен, когда частота звукового генератора непостоянна. Ниже описан камертонный стандарт частоты, выдающий непосредственно частоты 2125 и 2975 гц. При использовании этого стандарта нет необходимости применять генератор переменной звуковой частоты или даже катодный осциллограф для настройки конвертора. Эксплуатация упрощается при применении транзисторов и батареи питания. Габариты схемы уменьшаются при использовании техники печатных схем. Транзисторный генератор — это импульсный генератор, возбуждаемый камертоном, имеющим собственную частоту 425 гц. Транзисторный усилитель настраивается на пятую или седьмую гармонику для усиления частот 2125 и 2975 гц.

Магнитная цепь

Первоначально в качестве стандарта применяли камертон на 425 гц. На вилке камертона делали пропил круглым напильником, чтобы уменьшить частоту данного образца по сравнению с другим камертоном, имеющим стандартную частоту. Требуется небольшой пропил, чтобы изменить частоту на 10 гц. Катушки от высокоимпедансных телефонных наушников применяли в качестве катушек возбуждения камер-

тона. Сопротивление каждой катушки постоянному току составляло 1 ком. Постоянное магнитное поле в камертоне было получено посредством постоянного магнита диаметром и длиной 12 мм, вынутого из небольшого динамика. Стальные шестимиллиметровые болты с шестигранными головками были припаяны к каждому концу магнита, чтобы удлинить магнитную цепь до полюсных наконечников катушки. Между каждым полюсным наконечником и концом камертона оставался воздушный зазор 0,4 мм. На ручке камертона нарезалась резьба, посредством которой камертон привертывался к треугольной монтажной скобе.

Электрическая цепь

Генератор собран на транзисторе 2N107 типа $p-n-p$.

Схема представляет собой импульсный генератор, частота повторения которого управляется механическим резонансом камертона. В усилителе применяется реостатно-емкостная связь; в каждом усилительном каскаде используется транзистор одного и того же типа в схеме с общим эмиттером. В выходных коллекторных цепях транзисторов включены параллельные резонансные контуры, настроенные на соответствующие гармоники. В качестве индуктивностей применяются тороидальные дроссели. Каждая коллекторная цепь имеет емкостную связь с другой аналогичной настроенной цепью, чтобы получить более острую настройку на желаемой частоте. Индуктивности тороидов были по 88 мкн, и для настройки на частоты 2125 и 2975 гц потребовались емкости приблизительно по 0,053 и 0,028 мкф соответственно.

Выходное напряжение 2—3 в (эфф.), выходное сопротивление велико. Искажения, измеренные на резонансных частотах, были менее 3%; это — обычные значения. Посредством тщательного выбора емкостей резонансных контуров для возможно более точной настройки контуров в резонанс оказалось возможным сделать

искажения меньшими 1%. Нагрузка выходной цепи увеличивает искажения. Во всех случаях, когда это возможно, связь этой схемы с усили-

телем во время настройки должна осуществляться на сетку лампы через блокирующий конденсатор.

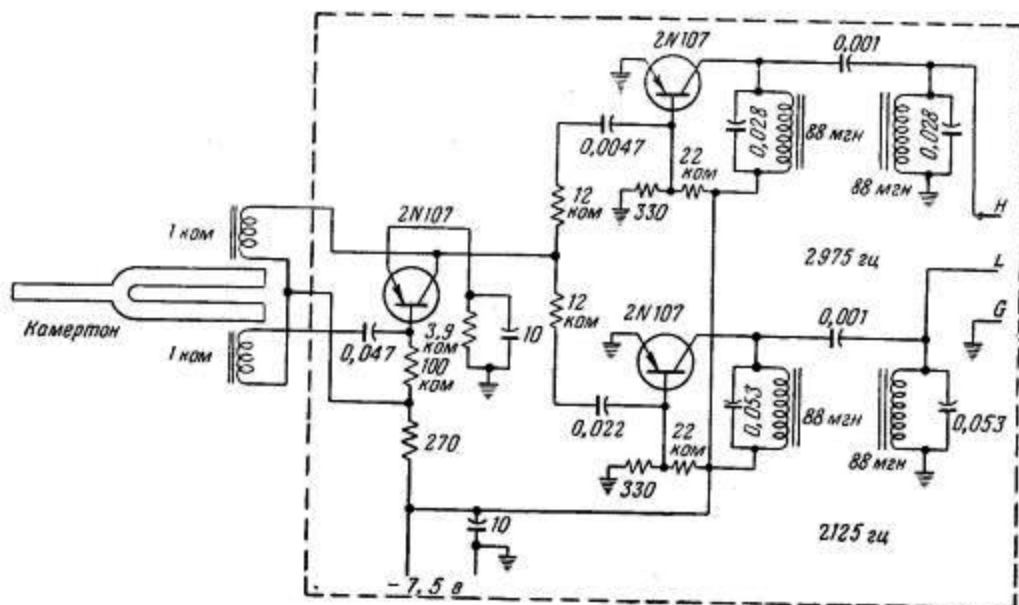


Схема генератора с двумя выходными стандартными частотами.

РЕГУЛИРОВКА ШУМА В САМОЛЕТНОЙ УСИЛИТЕЛЬНОЙ УСТАНОВКЕ, ОБСЛУЖИВАЮЩЕЙ ПассажиРОВ

Тьюксбери

В усилительной самолетной установке используется один предусилитель и пять усилителей мощности и динамики для равномерного распределения звука по площади кресел. Различия в уровне окружающего шума в воздухе и на земле компенсируются выключением. Транзисторы используются как согласующие устройства вместо трансформаторов на входе и на выходе и как электронные фильтры шума.

Успешное проектирование усилительной самолетной установки, обслуживающей пассажиров, должно быть достаточно гибким, чтобы компенсировать различия в уровне шума от одного типа самолета к другому для изменения уровней окружающего шума в разных местах одного и того же самолета и для компенсации различия уровня шума самолета, находящегося в полете и на земле. На фиг. 1 приведены кривые изменения шума вдоль типового самолета, когда он находится в полете и на земле. Улучшение конструкции самолетов уменьшило уровень окружающего шума до величины, при которой становятся возможными применение усилительной системы, обслуживающей пасса-

жиров и передающей радиовещание, связь посредством этой системы команды с пассажирами,

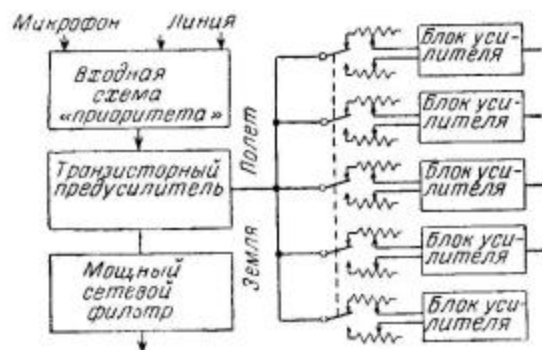


Фиг. 1. Распределение на самолете уровня шума, наводимого на входы усилителей.

передача сообщений с магнитной ленты и другие операции.

Описываемый усилитель полностью работает на транзисторах и предназначен для обслуживания пассажиров на самолетах. Его гибкость и высокий к. п. д. объясняются особенностями его конструкции.

При использовании этого усилителя площадь кресел на самолете разделяется на несколько акустических зон (до пяти) в зависимости от типа самолета. Усилитель штепсельного типа



Ф и г. 2. Схема широковещания, работающая на 5 акустических зон на большом самолете.

отдает 8 вт звуковой мощности в одну зону. Отдельные потенциометры в каждом усилителе служат для независимой регулировки силы звука. Чтобы компенсировать различия уровня звука на земле и в воздухе, имеется выходной выключатель «воздух — земля», действующий на все усилители одновременно.

На принципиальной схеме (фиг. 2) показана возможность использования отдельных усилителей. Предусмотрены три входных цепи для работы от угольных микрофонов, динамических микрофонов и магнитофонов. Порядок приоритета операции переключения таков: пилот — пассажиры, стюардесса — пассажиры.

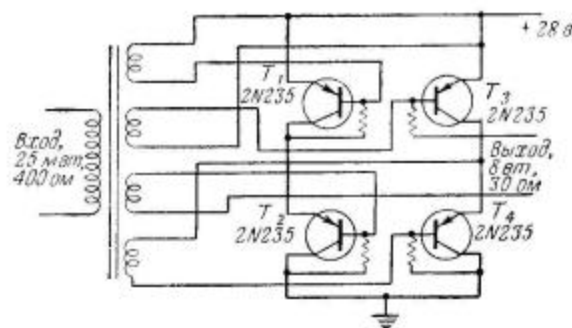
Исключение трансформаторов

При использовании двухтактных выходных трансформаторов на транзисторе получается удвоенное напряжение питания. Имея бортовую сеть 28 в, получим на транзисторе 56 в при максимальной нагрузке. Это требует применения транзисторов с высоким напряжением пробоя. Но такие транзисторы относительно дороги, и их характеристики недостаточно линейны для данного применения.

Детали схемы

Эти трудности исключаются применением мостовой схемы, показанной на фиг. 3. Тран-

зисторы T_1 и T_4 проводят в течение половины периода, тогда как транзисторы T_2 и T_3 проводят в течение другого полупериода. Максимальное значение напряжения, приложенного



Ф и г. 3. Схема усилительного блока.

к нагрузке, 28 в, а значение тока 0,96 а при 8 вт на выходе. Хотя транзистор 2N235 способен отдать пиковую мощность 26 вт на выходе в классе В, применяем сопротивления смещения по 1200 ом для того, чтобы работа протекала в классе АВ.

Один источник входного сигнала имеет внутреннее сопротивление 200 ом, двухтактный выход, величину помех 50 дб на уровне 1 мв. Обычно для такого датчика применяется двухтактный трансформатор. Экономия в весе и объеме достигается при использовании схемы фиг. 4, а, входная часть которой полностью эквивалентна трансформатору.

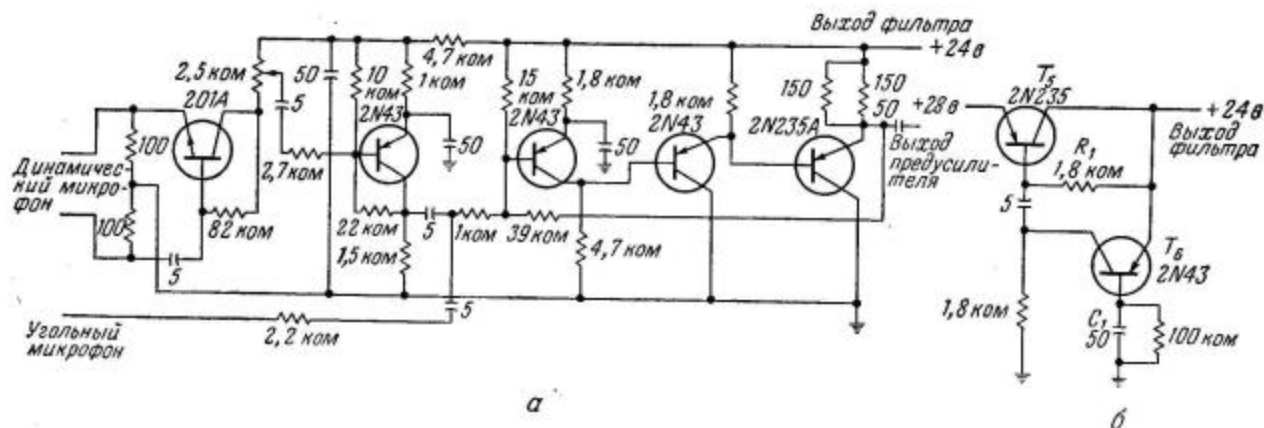
Фильтрация шума

В бортовой сети 28 в всех пассажирских самолетов имеется большая компонента шума, она может достигать 2 в (эфф.). Этот шум необходимо отфильтровать, чтобы предотвратить его попадание на вход предусилителя. Фильтрация осуществляется посредством специального электронного фильтра, схема которого показана на фиг. 4, б. Сопротивление R_1 создает такое смещение базы транзистора T_5 , что ток нормально проходит в цепи и на выходе фильтра получается отфильтрованное напряжение 24 в; приблизительно до этого напряжения заряжается конденсатор C_1 . Любое изменение напряжения на выходной стороне фильтра усиливается транзистором T_6 и прилагается к транзистору T_5 таким образом, что это изменение компенсируется. Результаты экспериментов подтверждают, что схема действует так же, как если бы емкость C_1 была в 1000 раз больше, чем в действительности, т. е. равна не 50,

а 50 000 мкф. Так как коллекторное сопротивление очень велико, то нет необходимости фильтровать напряжение питания мостовых усилителей. Поэтому небольшой шум переменного напряжения попадает в выходную низкоимпедансную нагрузку моста.

Рассеяние тепла

Неспособность транзисторов работать при высоких температурах является наиболее важным фактором, ограничивающим применение их для указанных целей. Проблемы рассеяния тепла детально изучались.



Фиг. 4. Схема предусилителя (а). Первый транзистор исключает необходимость применения трансформатора с двухтактным входом и одноктактным выходом. Схема электронного фильтра пульсаций и бортовой сети 28 в (б).

Коллекторный ток усилителя почти не зависит от коллекторного напряжения.

Ток базы образуется напряжением входного сигнала. Ток в коллекторной цепи во много раз больше, чем ток базы, и достигает насыщения.

Таким образом, выходная нагрузка почти полностью изолирована от какой бы то ни было компоненты переменного тока, наложенной на напряжение питания постоянного тока.

Средняя мощность рассеяния определяется равенством

$$P_{\text{ср}} = \frac{1}{2\pi} \left[E \left(\frac{2P}{Z} \right)^{1/2} - \frac{\pi P}{2} \right],$$

где E — напряжение питания, P — выходная мощность моста и Z — импеданс нагрузки. При напряжении питания 28 в и сопротивлении нагрузки 30 ом нетрудно найти величину мощности, рассеиваемой в каждом транзисторе при заданной мощности моста.

ТРИГГЕР, ТОНАЛЬНЫЙ МАНИПУЛЯТОР И ЧАСТОТОМЕР

Хикман

В схемах температурностабилизированного триггера, манипулятора и частотомера звуковых частот на плоскостных транзисторах используются благоприятные характеристики больших сигналов. Температурная стабилизация триггера достигается посредством диодного выключения эмиттерной цепи. Манипулятор переключает тоны от 100 гц до 200 кгц со скоростями до 10 кгц. Частотомер на кремниевых транзисторах работает до 100° С.

Применение плоскостных транзисторов в режиме больших сигналов позволяет разработать много полезных и интересных схем.

Улучшенная работа при высоких температурах плоскостных транзисторов в схеме триггера достигается диодным выключением эмиттерных цепей. Коэффициент температурной

стабильности улучшается и вместо 20 становится равным 2 или 3; становится возможной работа при 70° С на тех транзисторах, нормальная температура которых 50° С.

Схема тонального манипулятора также температурно устойчива: схема способна контролировать частоты от 100 гц до 200 кгц со ско-

ростами манипуляции до 10 кгц. Манипуляция может осуществляться сигналами постоянного тока или контактами. Напряжение питания требуется от 6 до 35 в.

Частотомер на кремниевых транзисторах способен работать при температурах до 100° С. Частотомер измеряет звуковые частоты, имеет достаточно линейную шкалу и не имеет дрейфа нуля.

Стабилизированный триггер

Предельным фактором, ограничивающим применение германиевых плоскостных транзисторов является ток утечки I_{co} ; он увеличивается экспоненциально с температурой и удваивается при увеличении температуры на каждые 10—12° С. Даже при малых температурах перехода влияние этого тока существенно.

Степень влияния изменений I_{co} зависит от типа схемы включения. Схема с общим эмиттером особенно подвержена влиянию этого фактора, так как она обычно проектируется для получения максимального усиления тока и напряжения при относительно высоком сопротивлении источника сигнала. Такие требования неблагоприятны для получения высокой температурной стабильности. Однако поскольку схема с общим эмиттером дает усиление и тока и напряжения на плоскостных транзисторах, то возможно создать схему триггера, имеющего два стабильных состояния; должны быть достигнуты некоторые экономичные средства стабилизации при высоких температурах.

Температурная компенсация

Температурная компенсация усилителя обычно достигается посредством компенсации I_{co} , или с помощью другого транзистора, или же посредством какого-либо температурочувствительного элемента. Первый метод обычно предпочтительнее, так как компенсация в широком диапазоне температур будет более эффективна, если используются элементы подобных типов. Однако для схемы триггера невозможно достигнуть температурной компенсации без включения дополнительных транзисторов в каждом каскаде.

Эти компенсирующие транзисторы должны быть соответственно подобраны или согласованы относительно активных транзисторов каскадов одновибратора, особенно если желательно работать при высоких температурах. Это весьма жесткое требование получается благодаря экспоненциальной зависимости I_{co} от температуры.

Значительного улучшения температурной стабильности можно достигнуть посредством соответствующих сопротивлений в цепях эмиттера и базы. Но чем выше стабилизация, достигаемая этим способом, тем меньше к. п. д. благодаря потерям мощности в стабилизирующих сопротивлениях и уменьшению междупикового значения сигнала для таких переключающих схем, как триггер.

Усилители переменного тока

Указанный метод температурной стабилизации применяется главным образом в усилителях переменного тока, где уменьшение раскочки и усиления исключается посредством шунтирования соответствующих сопротивлений большими емкостями. Для двустабильных схем и усилителей постоянного тока такое шунтирование емкостями дает большое ослабление на низких частотах, а это нежелательно.

При работе транзистора при больших токах коллектора и низких коллекторных напряжениях влияние относительно большого тока утечки I_{co} при повышенных температурах может находиться в определенных пределах мощности рассеяния и допустимого значения максимального тока коллектора. Кроме того, так как в схемах большого тока и низкого напряжения величины сопротивлений малы, то увеличение I_{co} при повышении температуры будет мало влиять на выходное напряжение сигнала.

Этот метод не экономичен с точки зрения расхода тока, но не требует чрезмерно большой мощности питания благодаря малым напряжениям. Однако работа при больших токах требует значительно лучшей фильтрации, и одновременно возрастают потери мощности в соединительных проводах. В системах, в которых общее потребление мощности и общий отбор тока малы, этот метод часто является наилучшим.

Кремниевые транзисторы

Большая работа выхода термически генерированных носителей перехода коллектор — база плоскостных транзисторов уменьшает на несколько порядков величину I_{co} относительно германиевых транзисторов, имеющих такие же номинальные параметры. Это различие работы выхода ухудшает работу транзистора как переключателя, поскольку в состоянии проводимости коллекторное напряжение насыщения в кремниевом транзисторе больше, чем в германиевом. Например, в кремниевом транзисторе это падение напряжения на коллекторе состав-

влетает 1 в, тогда как на коллекторе германиевого транзистора оно равно 0,1 в.

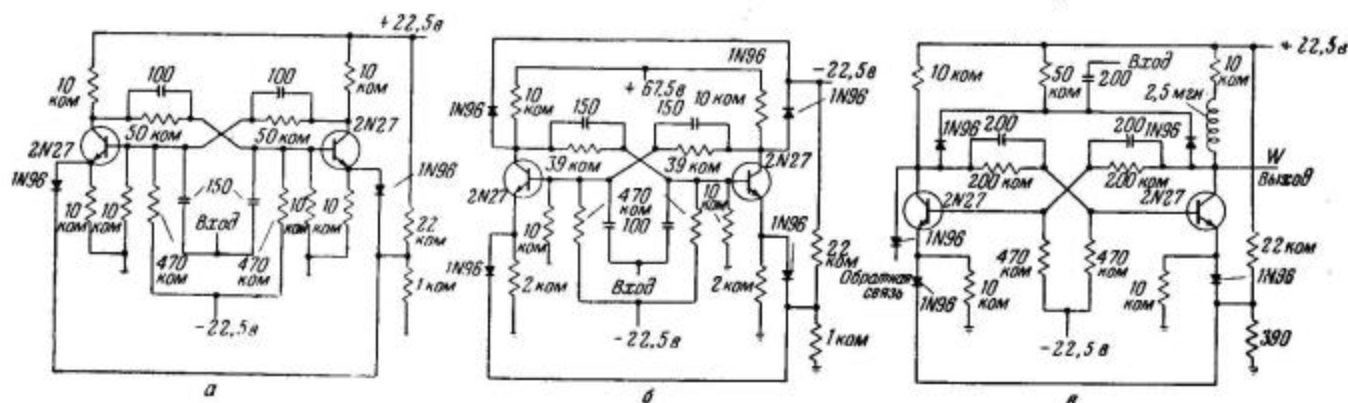
Более того, кремниевые транзисторы дороже германиевых при одинаковых мощностях рассеяния. Тем не менее применение кремниевых транзисторов, а также транзисторов из сплавов кремния с германием представляет собой наилучшее решение проблемы температурной устойчивости.

Анализ схемы

В схеме, показанной на фиг. 1, а, используется стабилизация смещения эмиттера в схемах усилителей с заземленным эмиттером. Кроме того, работа диода как клапана стробирует эмиттерное стабилизирующее сопротивление и таким

требованиям. Расчеты показывают, что в выключенном непроводящем состоянии транзистора коэффициент стабилизации порядка 2—3, что зависит от параметров транзистора. Заметим, что предельное значение коэффициента стабилизации равно 1. В нестабилизированном каскаде коэффициент стабилизации обычно больше 20.

Поскольку стабилизация применяется только к непроводящему транзистору, то проводящему транзистору не запрещено входить в насыщение. При повышенных температурах проводящий транзистор входит дальше в область насыщения. В результате увеличивается запасание носителей, и поэтому при переходе из состояния проводимости в состояние отсечки требуется большее время и уменьшается скорость выключения.



Фиг. 1. В схеме транзисторного триггера для температурной стабилизации используется диодное выключение в эмиттерных цепях (а); фиксация потенциалов коллекторов улучшает быстродействие (б); индуктивность в цепи нагрузки выходного транзистора улучшает междукаскадное переключение двоичных счетчиков. С в пф.

образом уменьшает противосвязь по постоянному току в условиях проводимости, так что обеспечивается почти полная выходная раскачка. Поскольку стабилизация требуется лишь в условиях отсутствия проводимости транзистора, а в условиях проводимости ток достигает величины насыщения, то такая схема полностью удовлетворяет требованиям стабильности.

Основное ограничение — это применение двух дополнительных диодов, двух эмиттерных сопротивлений и изменение напряжения на диодах в каждом каскаде триггера. Этот обратный ход напряжения может быть общим для нескольких каскадов, что зависит от допустимого отбора тока и от импеданса источника напряжения обратного хода. Может быть использован отдельный источник питания, или, если требуется работа от общей батареи, можно применить делитель напряжения, как показано в схеме на фиг. 1.

Так как триггер симметричен, то регулировка делителя обычно удовлетворяет поставленным

Этот эффект можно уменьшить посредством предотвращения работы транзистора в режиме насыщения. Это достигается применением еще одного источника напряжения и еще одной пары диодов для фиксации. Такая схема, имеющая стабилизацию смещения и коллекторную фиксацию для быстрой работы, показана

	Частота, кГц	$T^{\circ}C$	Силовое питание	Выход, в
Стабилизированная схема без фиксации	20	70	22,5 в при 2 ма	15
	30	25		15
Стабилизированная схема с фиксацией	50	60	22,5 в при 5 ма 67,5 в при 7 ма	16
	100	25		16

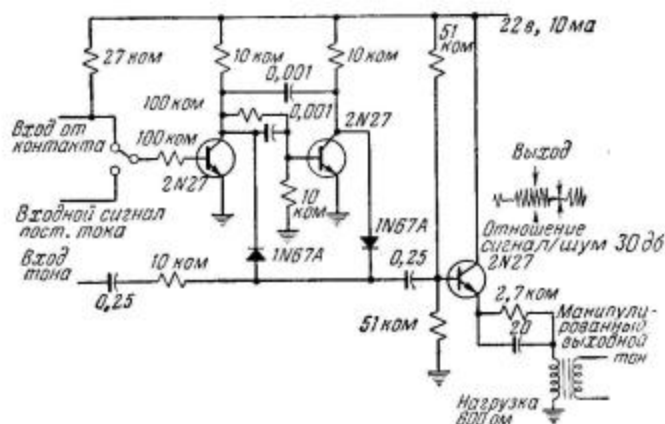
на фиг. 1, б. Результаты испытаний обеих схем приведены в таблице. Нестабилизированная схема такого рода на таких же транзисторах работает неудовлетворительно уже при 40—45° С.

Входной пусковой импульс должен быть от 8 до 10 в, но длительность фронта этого импульса может меняться соответственно различным требованиям. Улучшение запуска последующего каскада триггера предыдущим можно достигнуть посредством включения в цепь выходного коллектора индуктивности, как показано на фиг. 1, в. Величина индуктивности не критична и может быть порядка 1 мГн или меньше.

Применялись транзисторы типа 2N27 со следующими параметрами $\alpha=0,95-0,995$, частота отсечки α 1 МГц (мин.); при коллекторном напряжении 30 в $I_{c0}=30 \cdot 10^{-6}$ а.

Тональный манипулятор

На семействе характеристик транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером, имеется область, где коллекторные напряжения



Фиг. 2. Схема тонального манипулятора состоит из двух транзисторных управляющих каскадов и буферного усилителя с заземленным коллектором. Можно использовать либо управляющие сигналы постоянного тока, либо электромеханический контакт.

малы, а коллекторные токи велики; это и есть область насыщения. Динамическое коллекторное сопротивление велико, потому что ток почти не зависит от напряжения. Но в области насыщения динамическое сопротивление коллектора очень мало, порядка 200 ом или даже меньше. Это позволяет применять плоскостной транзистор как выключатель переменного тока, когда он возбуждается от источника подходящего импеданса. Это свойство не похоже на

изменение выходного импеданса катодного повторителя посредством смещения и используется в тональном манипуляторе.

Схема тонального манипулятора, показанная на фиг. 2, состоит из источника импеданса, из шунтирующего импеданса управляющего транзистора и буферного усилителя с заземленным коллектором. Показан также второй управляющий транзистор.

Импеданс источника поддерживается выше 10 ком посредством последовательного сопротивления. Блокирующая емкость не пропускает компоненту постоянного тока и предотвращает обратные связи к тональному генератору, которые могли бы повлиять на работу манипулятора.

Фиксирующие диоды

Рассмотрим сигнал постоянного тока на входе. Когда на входе условия таковы, что тон проходит, то первый управляющий транзистор не проводит, но второй управляющий транзистор проводит и его коллекторное напряжение мало. При этих условиях оба диода имеют обратное смещение и их сопротивления велики. Тон только немного ослабляется, и каскад с заземленным коллектором дает полный выход.

Когда же входной сигнал таков, что тон не проходит, то первый управляющий транзистор находится в области глубокого насыщения и его коллекторное сопротивление мало. Второй управляющий транзистор заперт, и его сопротивление велико. Оба диода проводят, и их сопротивления малы.

Диод, присоединенный к коллектору первого управляющего транзистора, закорачивает сигнал, так как сопротивление этого транзистора мало. Второй управляющий каскад создает путь постоянному току через оба диода.

Первый диод эффективно замыкает сигнал к коллектору первого управляющего транзистора, и таким образом гарантируется прямое смещение на этом диоде в течение всего периода переменного тока.

Это предотвращает переходные процессы постоянного тока посредством выпрямления сигнала при операции фиксации. Второй управляющий транзистор имеет постоянное потребление от батареи В, так что применение тональной манипуляции в цепях возбуждения не нарушает стабилизацию напряжения. Конденсатор перекрестной связи между коллекторами обоих управляющих транзисторов подавляет переходные процессы благодаря разности времени нарастания одного коллектора и времени спада другого.

Каскад с общим коллектором температурно стабилизирован посредством эмиттерного сопротивления $2,7 \text{ ком}$. Большие значения этого сопротивления увеличивают температурную стабильность, но уменьшают мощность каскада.

Применение области коллекторного насыщения для выключения делает несущественным температурные влияния на управляющие каскады, и поэтому нет необходимости применять температурную стабилизацию. Увеличение температуры может вызвать понижение коллекторных напряжений благодаря влиянию I_{c0} в каскадах с общим эмиттером; но только очень высокие температуры могут вызвать насыщение при отсутствии сигнала. Удовлетворительная работа была получена при 58°C .

Влияние утечки

Поскольку выключение не идеально вследствие того, что сопротивления коллекторов и диодов не равны нулю, то имеется утечка (в состоянии, когда тон не должен проходить), но эта утечка приблизительно на 30 дб ниже состояния проходимости тона. Так как сопротивление источника 10 ком , то сопротивление коллектора и диода составляет около 300 ом .

Утечка сигнала может быть скомпенсирована посредством введения части сигнала тон-генератора противоположно выходному сигналу. Этот метод компенсации остаточного уровня вызовет потерю только 3% от величины сигнала в состоянии его проводимости, когда начальное отношение проводимости к непроводимости 30 дб .

Буферный каскад с общим коллектором выбран потому, что высокий входной импеданс источника тона плюс сопротивление 10 ком заметно не нагружают его при прохождении тонального сигнала и подает сигнал 1 мвт в линию сопротивлением 600 ом .

Схема линейна при входных сигналах до 1 в . Сопротивления базовых смещений выбраны как компромисс между высоким импедансом и хорошей температурной стабильностью.

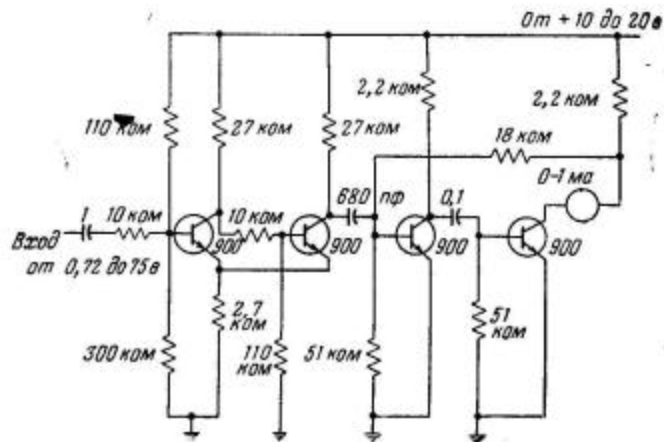
Общее потребление мощности зависит от напряжения источника питания, и при использовании одной батареи $22,5 \text{ в}$ ток менее 10 ма . Основная часть этой мощности расходуется в буферном усилителе, который способен отдать в линию 600 ом сигнал 1 мвт на уровне 0 дб . Если допустима меньшая выходная мощность, то можно увеличить эмиттерное сопротивление до 2 ком и уменьшить потребление тока.

Входной импеданс зависит от состояния манипуляции и изменяется от 10 до 40 ком , что

определяется сопротивлениями базовых смещений буферного усилителя и сопротивлением 10 ком . В состоянии непрохождения тона входное сопротивление — минимум 100 ком . Если требуется, можно добавить каскад силового усиления типа «общий коллектор».

Частотомер

Измерение частоты можно выполнить посредством измерения среднего значения стандартных импульсов, имеющих частоту сигнала. При использовании стандартных импульсов их среднее во времени значение прямо пропорционально



Фиг. 3. Одновибратор создает стандартные импульсы, идущие на интегратор с частотой повторения входного напряжения.

частоте. Для любой частоты отсчет частотомера пропорционален ширине стандартного импульса и его амплитуде так же, как и его частоте.

В схеме частотомера, показанной на фиг. 3, для стандартизации импульсов применяется одновибратор. Миллиамперметр, включенный последовательно в цепь коллектора нормально закрытого транзистора, указывает частоту входного напряжения. Если включить миллиамперметр в цепь коллектора нормально открытого транзистора, то его показания будут пропорциональны периоду входных сигналов.

Применение кремниевых транзисторов исключает влияние изменений температуры, которые обычно сказываются при использовании германиевых транзисторов. Кроме того, очень удобно, что ток утечки I_{c0} кремниевого транзистора очень мал и не нужно заботиться о компенсации и регулировке нуля прибора.

Благодаря тому, что транзистор работает как превосходный ключ, амплитуда импульса одновибратора пропорциональна напряжению

питания и показания миллиамперметра при любом значении частоты входных сигналов прямо пропорциональны напряжению питания. В пределах одного стандартного импульса отбор мощности от источника питания не зависит от частоты или от ширины стандартного импульса.

Это желательная характеристика, так как потребление мощности постоянно, если не считать переходные процессы. Изменение напряжения питания не зависит от изменений входной частоты или от изменений ширины стандартного импульса. Если изменять напряжение питания в зависимости от входной частоты, то получаем удобное средство градуировки полной шкалы частотомера путем изменения напряжения питания, или при помощи последовательного реостата.

Этот метод градуировки удобен для малых изменений, но не удобен при больших изменениях, таких, как 5 : 1 или 10 : 1, потому что ток миллиамперметра будет чрезмерно велик и мощность, рассеиваемая на транзисторе, будет недопустимо большой.

Для таких больших изменений частоты нужно переключать конденсатор связи в схеме одновибратора. На схеме приведены величины этой емкости при шкале частотомера от 300 до 1000 гц. Ширина стандартного импульса должна быть меньше половины периода входного сигнала для того, чтобы одновибратор срабатывал в течение каждого периода входного сигнала. Одно-

временно ширина стандартного импульса должна быть достаточной, чтобы при минимальных частотах получить заметное отклонение стрелки миллиамперметра.

Если требуется не линейная, а другая шкала прибора, то можно использовать профилированные полюсы прибора: этим методом можно получить, например, логарифмическую шкалу, растянутую на заданных частотах.

Предусилитель на двух транзисторах обеспечивает достаточную чувствительность и позволяет измерять частоту синусоидального напряжения. Предусилитель представляет собой триггер Шмидта. Для срабатывания этой схемы требуется только 0,75 в (эфф.) на ее входе.

Минимальный входной импеданс должен быть не менее 10 ком, это определяется последовательным сопротивлением в цепи базы. Когда это сопротивление закорочено, то чувствительность возрастает и на входе требуется только 0,3 в (эфф.), но схема частотомера представляет собой нелинейное входное сопротивление источнику сигнала.

Исключение входного блокирующего конденсатора позволяет предусилителю срабатывать от медленно изменяющегося уровня напряжения; введя последовательно изменяемое напряжение для установки опорного уровня, можно измерять частоту, когда напряжение измеряемой частоты отклоняется от заданного произвольного уровня.

ГЕНЕРАТОР ДОЗВУКОВОЙ ЧАСТОТЫ МАНИПУЛИРУЕТ ГЕНЕРАТОР ВЫСОКОЙ ЧАСТОТЫ

Далбергер

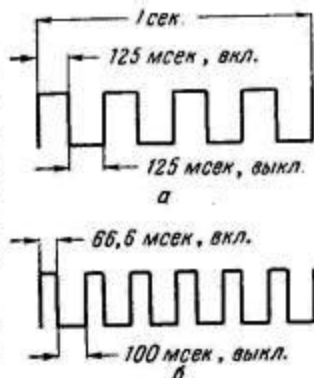
Два транзисторных мультивибратора и система реле манипулируют сигнальный генератор с частотами 4 или 6 гц. Длительность периода манипуляции или паузы поддерживается с погрешностью $\pm 5\%$ посредством простой системы, содержащей только небольшие изменения сигнального генератора.

Разработка была выполнена для замены электромеханического манипулятора. Были использованы транзисторные мультивибраторы на каскадах с общим эмиттером, непосредственно связанные с релейными усилителями. Импульсы реле модулировали сверхвысокую частоту. Частоты манипуляции были малы. Ширина импульсов и частоты повторения для данного случая показаны на фиг. 1.

Транзисторный мультивибратор был выбран вследствие большого срока службы и других преимуществ транзисторов — малого размера,

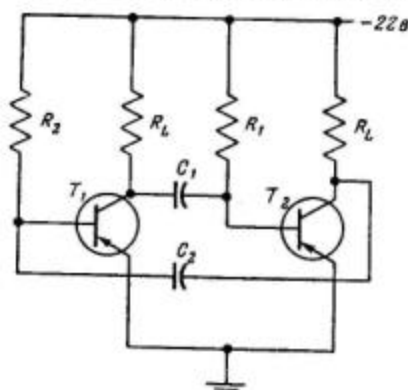
малой мощности потребления и малой мощности рассеяния. Были выбраны плоскостные транзисторы типа 2N104 — это транзисторы звуковых частот $p-n-p$ -типа работают на малых сигналах.

Фиг. 1. Формы импульсов для частот повторения 4 гц (а) и 6 гц (б).



Работа схемы

На фиг. 2 приведена схема мультивибратора. Пусть T_1 проводит и T_2 находится в режиме отсечки. Конденсатор C_2 заряжается до вели-



Ф и г. 2. Схема транзисторного мультивибратора, применяемого в манипуляторе.

чины напряжения питания, тогда как конденсатор C_1 разряжается через R_1 . Когда заряд

через конденсатор связи C_2 . Это уменьшит проводимость T_1 , и его коллектор станет более отрицательным; процесс накапливается и в результате T_1 будет находиться в режиме отсечки, а T_2 будет проводить.

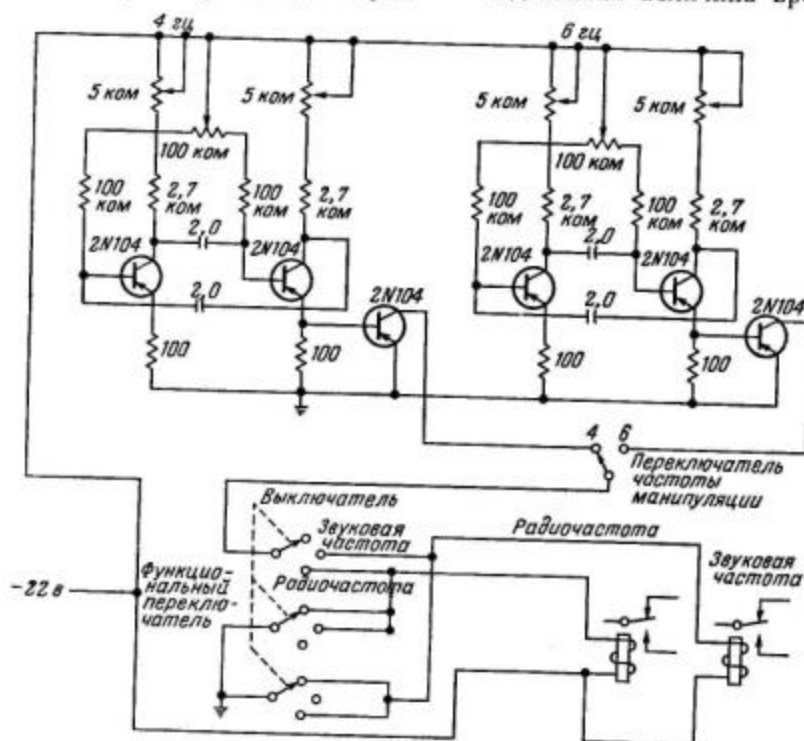
В этот момент начинает разряжаться C_2 , и в соответствующей точке процесс повторится, и, таким образом, получаем незатухающие колебания.

Длительность разряда каждого конденсатора и время непроводящего состояния транзистора выражаются уравнением

$$T_1 = R_1 C_1 \ln \frac{E_u + E_i}{E_u + E_{c0}},$$

где E_u — напряжение, к которому присоединено сопротивление R_1 базы транзистора; E_i — напряжение на базе, от которого начинается процесс переброса тока от одного транзистора к другому (равно напряжению питания E минус коллекторное напряжение), E_{c0} — уровень напряжения базы; когда осуществляется переход тока, его можно принять равным нулю.

Удвоенная величина времени, вычисленного



Ф и г. 3. Транзисторные мультивибраторы с помощью реле манипулируют радио-или звуковую частоты с частотами повторения 4 или 6 гц.

на C_1 становится достаточно малым, чтобы начал проводить транзистор T_2 , то уменьшение напряжения на коллекторе будет передано на T_1

по приведенной формуле, равна длительности полного периода симметричного мультивибратора, в котором $R_1 = R_2$ и $C_1 = C_2$.

В схеме асимметричного мультивибратора время выключенного состояния каждого транзистора следует рассчитывать отдельно. Эмиттерные сопротивления (фиг. 3) добавлены для удобства связи схемы с релейным усилителем. Если эти сопротивления малы, то они немного увеличивают частоту колебаний и их действием можно пренебречь и расчет выполнять по приведенному уравнению. Для получения температуроустойчивых колебаний лучше выбирать емкости большими, а коллекторные и базовые сопротивления такими, которые требуются для заданной частоты. Оказалось необходимым использовать переменные сопротивления для постройки схемы (фиг. 3).

Контроль стабильности

Максимальная стабильность достигается при исключении регулировок коллекторных нагрузок (используемых для подстройки частоты). Применяя механически сопряженные потенциометры, можно получать точную настройку схемы посредством одной установки положения контактов потенциометров. Симметрия выходной волны достигается посредством потенциометра 100 ком в цепях баз.

При использовании таких настроек можно изменять диапазон частот, как 2 : 1, а при асимметричной установке, как 4 : 1, без изменения конденсаторов связи. Дрейф частоты с температурой $\pm 5\%$. Кратковременная стабильность может быть улучшена посредством температурного контроля.

Непосредственная связь мультивибраторов и выходных транзисторных усилителей сберегает детали и дает достаточное усиление, что позволяет использовать обычное реле 5 ком.

Малый остаточный ток, протекающий через реле в те интервалы времени, когда реле должны быть выключены, ниже уровня тока срабатывания реле и поэтому не влияет на работу системы. Когда проводит транзистор, присоединенный к базе усилительного транзистора, то на эту базу поступает отрицательное напряжение, транзистор усиливает ток и реле срабатывает. Контакты реле осуществляют манипуляцию. Все транзисторы работают в пределах их номинальных величин мощности рассеяния. Общее потребление тока от каждого мультивибратора и усилителя составляет 5,6 ма.

Регулировка

Регулировка частоты осуществляется на проградуированном осциллографе. Потенциометры в цепях коллекторов устанавливаются в их средние положения, и требуемая частота получается последовательной регулировкой потенциометров. Симметрия выходной волны достигается посредством базовых потенциометров. Имеется небольшая взаимная связь между регулировкой и потенциометрами настройки частоты, но тем не менее требуемый режим достигается легко.

Точная настройка делается по измерителю интервалов времени. После момента включения схемы имеется период прогрева переходов транзисторов, и это вызывает небольшой дрейф частоты в это время. Окончательная регулировка осуществляется на полностью собранной схеме, чтобы учесть времена срабатывания и отключения реле.

Предполагается использовать герметизированные блоки, чтобы реализовать преимущества малых размеров транзисторов.

МГНОВЕННЫЙ АКУСТИЧЕСКИЙ КОМПРЕССОР

Резерфорд

Максимальный диапазон системы связи «воздух — земля» увеличивается на 100% при использовании акустического компрессора, сочетающего преимущества ограничителя и автоматической регулировки усиления. Применение транзисторов позволяет поместить блок в вилку включения угольного микрофона.

Военные тактические соображения требуют увеличения расстояния связи на 25—50% относительно максимальных значений, достигнутых в существующем оборудовании военной техники связи.

Диапазон связи амплитудно-модулированной передатчика зависит от передаваемой мощности боковой полосы и не зависит от передаваемой мощности несущей. Благодаря широким вариациям амплитуд нормальной речи акусти-

ческие пики, образующие 100%-ную модуляцию, будут давать в среднем только 30%. Уровень модуляции, равный 30%, приводит к тому, что мощность боковой полосы уменьшается до 10,5 дБ относительно уровня 100%-ной модуляции.

Для военной связи не качество передачи речи, а разборчивость представляет собой наиболее важное требование, поэтому транзисторный ограничитель речи может увеличить максимальный диапазон многих существующих установок связи.

Увеличение максимального диапазона при использовании акустического ограничителя происходит благодаря следующим двум причинам. Увеличение среднего процента модуляции увеличит среднюю мощность передаваемой боковой полосы, и мощность разборчивых согласных звуков будет составлять больший процент от общей мощности речи. Предполагая, что 50% разборчивых слов есть минимум, необходимый для полезной связи, были организованы испытания, которые показали, что ограничение звука на 24 дБ эквивалентно увеличению на 14 дБ передаваемой мощности, а это эквивалентно увеличению усиления мощности на 25%.

Отношение пикового напряжения средней гласной к пиковому напряжению средней согласной около 12—15 дБ. Можно применить ограничение, чтобы сделать разборчивость передаваемых согласных звуков по крайней мере такой же, как и разборчивость гласных звуков.

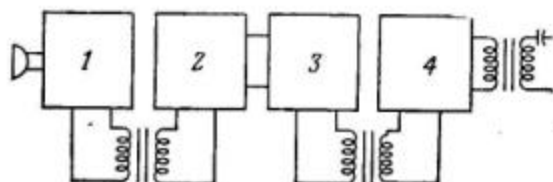
Один тип простого ограничителя звука представляет собой электронную лампу, которая смещена так, что сигнал речи, приложенный к сетке, укладывается в диапазоне от отсечки лампы до величины насыщения ее анодного тока. Серьезный недостаток ограничителя речи, использующего насыщение, состоит в том, что когда говорящий находится в шумной обстановке, то ограничение звука значительно уменьшает отношение сигнала речи к шуму.

Чтобы избежать уменьшения отношения сигналов речи к шумам, используется подходящая схема автоматической регулировки усиления для того, чтобы управлять средним процентом модуляции. Этот тип ограничителя звука будет поддерживать средний уровень звука, и поэтому средний процент модуляции постоянным. Однако схема не будет поддерживать постоянными пиковые величины звуковых сигналов. При наличии автоматической регулировки компрессии звука нормальная речь будет иметь пиковые напряжения на 12 дБ выше среднего напряжения.

Работа схемы

Система мгновенного ограничения речи показана на фиг. 1, она имеет преимущества ограничения и компрессии и не имеет их недостатков.

Так же как обратная связь по переменному току уменьшает шум в той же мере, как и сигналы речи, так и применяемая здесь схема использует противосвязь задержанного типа. На фиг. 2,



Фиг. 1. Фильтр до и после компрессора улучшает разборчивость речи.

1 — фильтр ВЧ, 3 кГц; 2 — компрессор речи; 3 — фильтр НЧ, 3 кГц; 4 — усилитель мощности.

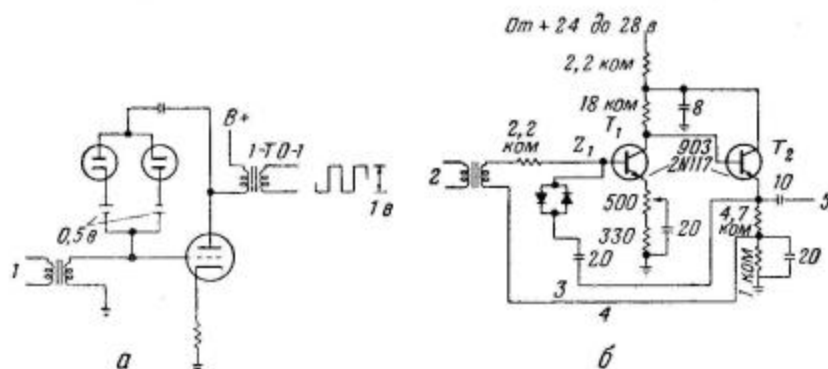
а применяются электронные лампы, чтобы пояснить принцип действия системы. Когда сигналы переменного тока на аноде лампы меньше 0,5 в, схема работает как обычный усилитель. Если же мгновенные напряжения больше 0,5 в, один из диодов будет проводить и сигнал будет проходить обратно к сетке со сдвигом фазы на 180°. Если сопротивления диодов и батарей схемы автоматической регулировки усиления малы, а усиление лампы велико, то форма волны на выходе цепи будет такая же, как и полученная форма в обычном ограничителе речи. Однако когда сигнал и шум подаются обратно в виде напряжения противосвязи, когда диоды проводят, то отношение сигналов речи к шуму остается таким же.

Схема мгновенного компрессора на транзисторах показана на фиг. 2, б. Она представляет усилительный каскад постоянного тока с общим эмиттером, непосредственно присоединенный к каскаду с общим коллектором. Смещение первого транзистора получено от напряжения постоянного тока, разделенного в эмиттерной цепи второго транзистора. Поскольку каскад с общим эмиттером реверсирует фазу, а каскад с общим коллектором не реверсирует, этот метод получения смещения для первого транзистора создает высокую степень стабильности по постоянному току. Каскад с общим коллектором имеет малое выходное сопротивление, это удобно для работы на фильтр низких частот и на цепь противосвязи, присоединенную к базе первого транзистора. Используются кремниевые транзисторы типа 903, у них $\alpha = 0,9—0,95$.

Уникальная особенность этой схемы состоит в применении кремниевых диодов в цепи обратной связи по переменному току. Диоды не проводят в прямом направлении до тех пор, пока напряжение на диоде будет равно 0,5 в или меньше. В результате прямое сопротивление диода очень велико до тех пор, пока мгновенное значение напряжения обратной связи 0,5 в.

ному сопротивлению сводит к минимуму фазовый сдвиг выходного трансформатора. Емкость 25 мкф во вторичной обмотке выходного трансформатора изолирует обмотки выходного трансформатора от напряжения постоянного тока, приложенного к микрофону.

Чтобы оценить влияние мгновенного акустического компрессора на отношение сигналов



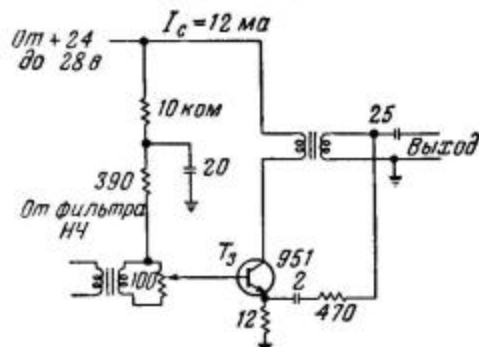
Фиг. 2. Ламповый компрессор с обратной связью переменного тока (а); транзисторный вариант (б) работает аналогично, применяется в устройствах связи воздух — земля.

1 — вход; 2 — от фильтра ВЧ; 3 — обратная связь переменного тока; 4 — обратная связь постоянного тока; 5 — к фильтру НЧ.

Когда это напряжение будет больше 0,5 в, то сопротивление диода будет малым. Дополнительно к компрессии, полученной посредством обратной связи, возникает также компрессия вследствие внезапного уменьшения входного импеданса первого транзистора. Когда диоды не проводят, импеданс $Z_1 = 4 \text{ ком}$, в состоянии проводимости $Z_1 = 300 \text{ ом}$.

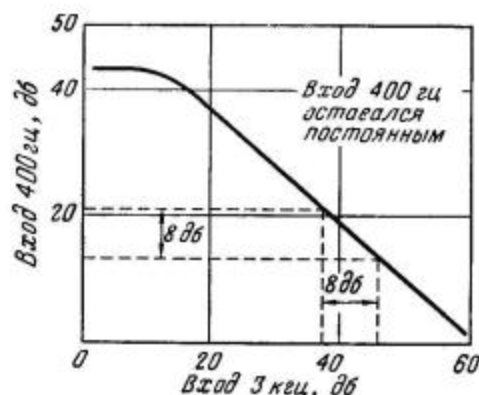
Выходной усилитель

Схема выходного усилителя показана на фиг. 3, в ней применяется кремниевый транзистор типа 951. Цепь обратной связи с вторичной обмотки выходного трансформатора к эмиттер-



Фиг. 3. Выходной усилитель передает напряжение к авиационному радиомикрофону.

речи к шуму, на вход компрессора включались 400 гц постоянной амплитуды и 3000 гц изменяемой амплитуды. На фиг. 4 показано, каким образом изменяется выходное напряжение компрессора 400 гц, когда амплитуда 3000 гц входного сигнала увеличивалась. Когда вход 3000 гц



Фиг. 4. Испытания показали, что отношение сигналов речи к шуму осталось постоянным.

увеличивали, то выходные 400 гц должны уменьшаться, чтобы отношение сигналов речи к шуму оставалось постоянным.

Разборчивость речи в присутствии низкочастотного шума можно сильно увеличить

посредством фильтрации до и после ограничителя речи. Фильтр, включенный до ограничителя, ослабляет низкие частоты от 6 до 12 дБ на октаву. Фильтр, включенный после ограничителя, ослабляет высокие частоты от 18 до 24 дБ на октаву.

Хотя не было проведено испытаний управления разборчивостью, но кратковременные испытания на двух образцах военных установок связи показали, что мощность боковой полосы уве-

личивается по крайней мере в 4 раза, когда используется компрессор речи.

Недостаток мгновенного компрессора речи в том, что когда говорящий находится в шумной обстановке, то амплитуда шума в промежутках между речью практически будет такой же, как амплитуда речи. Однако испытания в Гарвардской психо-акустической лаборатории показали, что шум, возникающий между словами, не влияет на разборчивость сообщения.

ВЕЩАТЕЛЬНАЯ ИНДУКЦИОННАЯ СИСТЕМА

Зак

Транзисторное устройство меньше, зажигалки весом 28 г, принимает звук без присоединения к проводам трансляции и без применения радиочастотного приемника. Усилитель звуковой частоты работает как индукционный передатчик.

Электрический ток течет по проволочной петле, охватывающей область приема, и наводит напряжение на миниатюрной петле, присоединенной к входу приемника, усиливается и преобразуется в звуки, которые и воспринимаются слушателем.

Так как передающая петля имеет малый импеданс, ее можно питать непосредственно от звукового усилителя, например от усилителя низкой частоты телевизионного или радиоприемника.

На входе этого усилителя включен микрофон, адаптер, магнитофон или другой источник напряжения звуковых частот.

Распространение сигнала

Напряженность поля, излучаемого элементарной антенной, определяется следующим уравнением:

$$E = \frac{60\pi L}{d\lambda} I \cos \omega \left(t - \frac{d}{C} \right) \cos \theta \text{ мВ/м,}$$

где L — длина проволоки, м;

d — расстояние от антенны, м;

λ — длина волны, м;

I — амплитуда тока, а;

t — время;

C — скорость света, $3 \cdot 10^8$ м/сек;

θ — угол возвышения от плоскости антенны.

Таким образом, напряженность поля прямо пропорциональна току и обратно пропорциональна длине волны и расстоянию от антенны. У антенны электрическое и магнитное поля

сильнее, и разность фазы относительно излучаемого поля вычисляется из уравнений Максвелла. Индукционное поле уменьшается быстрее при увеличении расстояния от антенны, чем излучаемое поле (которое обратно пропорционально расстоянию от антенны), и становится незначительным на расстоянии в несколько длин волн от антенны или петли.

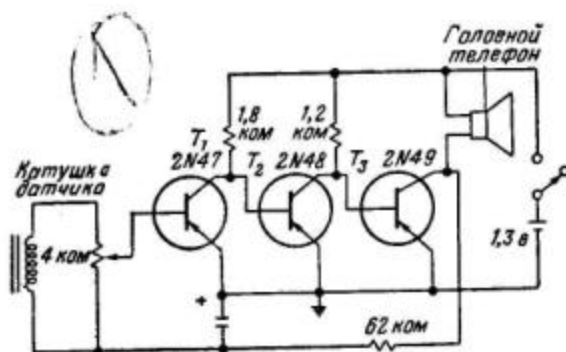
На расстояниях, равных малой доли длины волны, индукционное поле много больше излучаемого поля. Для петлевой антенны индуцируемое магнитное поле много сильнее наводит электростатического поля, и обратное соотношение имеет место для индукционного поля прямой проволоки. В рассматриваемой системе применяется более сильное магнитное поле индукции.

Наводки от сети 60 гц прямо пропорциональны току. Когда электрическое устройство, например трансформатор, имеет мощность, не превышающую 1 квт, влияние наводки 60 гц сказывается лишь при расстояниях в несколько метров.

Описание цепи

Низкоимпедансная катушка датчика (фиг. 1) связана с потенциометром регулировки усиления, присоединенным к входу усилителя постоянного тока на трех транзисторах. Все каскады типа общий эмиттер—коллектор предыдущего каскада непосредственно присоединены к базе последующего. В цепи коллектора выходного транзистора включен головной телефон; обратная связь уменьшает усиление на низких

частотах и дает 25 дБ усиления мощности на высоких звуковых частотах. Когда напряжение между коллектором и эмиттером T_1 равно напряжению между базой и эмиттером T_2 , точка покоя находится вблизи колена характеристики $E_c=f(I_c)$. Однако так как выходы T_1 и T_2 присоединены к низкоомным входам T_2 и T_3 соответственно, то шунтирующий эффект



Ф и г. 1. Схема портативного приемника на трех транзисторах. Усилитель постоянного тока охвачен обратной связью с выхода на вход.

$R_c(1-\alpha)$ незначителен, и поэтому усилитель может работать в области колена указанной характеристики и ниже него. Когда напряжение между коллектором и эмиттером стремится к нулю из области колена характеристики, величина α также стремится к нулю. Чтобы α и, следовательно, усиление были вблизи нормальных значений, рабочая точка должна быть в области колена или выше него. Усиление мощности каскада с общим эмиттером выражается уравнением

$$G_p = -\frac{R_L}{R_{вх.}} \left(\frac{\alpha}{1-\alpha} \right)^2,$$

где R_L — сопротивление нагрузки, $R_{вх.}$ — входной импеданс. Когда $R_L=R_{вх.}$, усиление будет равно 1520 или 31,2 дБ при $\alpha=0,975$. Уравнение показывает максимальное усиление мощности; в действительности усиление мощности на один каскад порядка 125 дБ.

Установка

Проволочная петля, которая образует магнитное поле, имеет малый импеданс и питается непосредственно от выхода усилителя звуковой частоты. Для такой антенны можно применять любую проволоку диаметром от 0,8 до 3,25 мм. Для улучшения приема импеданс петли должен быть согласован с выходным импедансом выход-

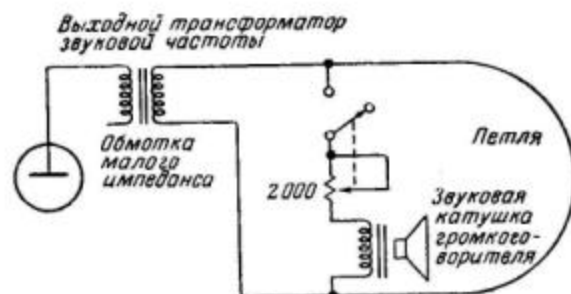
ного трансформатора. Типовые импедансы петли длиной 300 м следующие:

Диаметр проволоки петли, мм	Импеданс, ом
3,25	0,75
2,59	1,2
2,05	1,9
1,63	2,7
1,29	3,8

Усилитель от небольшого радиоприемника или от магнитофона дает достаточную передачу в квартире в зоне 7—10 м. Для больших площадей требуемая площадь вычисляется из расчета на каждые 90 м² от 20 до 500 мвт, что зависит от окружающих шумов в зоне приема. Для площадей, больших 450 м², удобнее многопетлевые антенны, питаемые последовательно и фазированные так, что их магнитные поля складываются, что улучшает прием.

Применение многопетлевых антенн

В многоэтажных зданиях петли на отдельных этажах также необходимо фазировать, чтобы предотвратить компенсацию магнитных потоков.



Ф и г. 2. Параллельная работа громкоговорителя и системы индукционного вещания с отдельной регулировкой силы звука громкоговорителя.

Для далеко размещенных площадей можно применять один усилитель с распределительными линиями и понижающими трансформаторами, согласованными для каждой петли. Площадь хорошей слышимости вне и внутри плоскости петли приблизительно равна утроенной площади петли. Хорошая слышимость в точках, перпендикулярных плоскости петли, приблизительно равна плюс-минус минимальному размеру петли.

ЗВУКОВОЙ ИНДУКЦИОННЫЙ ПРИЕМНИК

Индукционная катушка служит антенной приемника системы индукционного вещания.

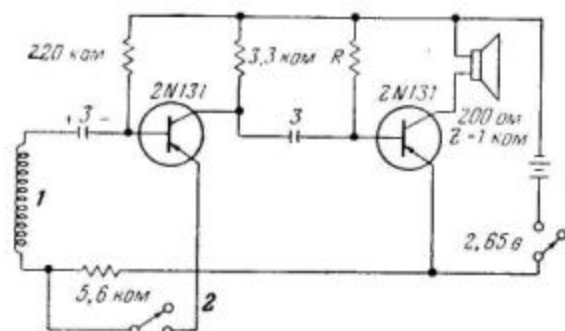


Схема индукционного приемника.

1 — 3000 витков № 37 на феррите 3×31 мм; 2 — R подобрано так, чтобы через громкоговоритель шел ток 1,5 мА, 56 кΩ, 68 кΩ, 82 кΩ.

Она присоединена к входу приемника, помещенного в «зону слышимости», в которой магнитное

поле передатчика достаточно сильно. Антенна передатчика присоединена последовательно к звуковой катушке динамика усилителя низкой частоты, работающего передатчиком в этой системе.

Усилитель, работающий на эту антенну, должен иметь выходной импеданс от 4 до 8 Ω и номинальную выходную мощность не менее 2 Вт для обеспечения нормальной слышимости. Подъем частотной характеристики на 15 дБ вблизи 150 Гц улучшает качество передачи. Антенна передатчика, содержащая шесть витков провода диаметром 1 мм, охватывающая площадь 3·12 м, при мощности 2 Вт создает удовлетворительную слышимость. Схема индукционного приемника показана на фигуре. Катушка — антенна приемника запрессована в зажим, помещающийся позади уха; там же находится миниатюрный говоритель и выключатель.

ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ ПЛОСКОСТНЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

Хендрик

Хотя качество транзистора можно грубо оценить по его току утечки база—коллектор и усилению база—коллектор, при схемном применении можно встретиться с трудностями, если известны только эти данные. Например, двухкаскадный усилитель вместо ожидаемого коэффициента усиления 5000 имеет усиление лишь 40, если не увеличить статические токи транзистора. Очень малым коллекторным токам соответствует весьма большое входное сопротивление, что приводит к уменьшению сигнала на базах триодов и к падению общего коэффициента усиления.

Этот пример иллюстрирует необходимость создания тестера для измерения всех гибридных параметров плоскостных транзисторов. Тестер может измерять при любом токе коллектора в диапазоне от 0,15 до 15 *ма* следующие характеристики: ток утечки коллектора I_{c0} при разомкнутом эмиттере; ток коллектора I_c ($I_b=0$) при разомкнутой базе; усиление тока база—коллектор β ; входное сопротивление r_i ; выходное сопротивление r_o при высокоомном импедансе в цепи базы; выходное сопротивление r'_o при нагрузке 1000 *ом* в цепи базы. Указанные измеряемые сопротивления относятся к схеме с общим эмиттером.

Измерение всех параметров, за исключением тока утечки, производится в динамическом режиме на частоте 60 *гц*. Измеряемые таким образом параметры несколько отличаются от параметров, измеряемых на стандартной частоте 1000 *гц*.

Входное сопротивление $r_i=h_{11}$, $\beta=h_{21}$ или h_{cb} , а величина $1/r_o=h_{22}$ или h_c . Коэффициент обратной связи непосредственно измерить трудно, однако он легко вычисляется по формуле

$$h_{12} = \left[\frac{(R+r_i)}{\beta} \right] \left[\left(\frac{1}{r_o} \right) - \left(\frac{1}{r'_o} \right) \right],$$

где R — сопротивление 1000 *ом*, подключаемое к базе при измерении r'_o .

Схема

На фиг. 1 представлена полная схема тестера. Действие его легко понять, рассмотрев работу его при измерении каждого отдельного параметра транзистора. Установка на измерение какого-либо параметра транзистора производится с помощью пяти рычажных переключателей на три положения каждый. Один из переключателей служит для включения тестера и соответствующего включения полярности питания при измерении параметров транзисторов $n-p-n$ или $p-n-p$ -типов.

При нейтральном положении всех прочих переключателей тестер измеряет статический ток коллектора, как показано на фиг. 2, *a*. С помощью сопротивления R_1 через испытуемый транзистор можно устанавливать ток от 0,15 до 15 *ма*, измеряемый прибором со шкалами 2 и 20 *ма*.

Двухполупериодный выпрямитель в измерителе переменного тока одинаково хорошо пропускает постоянный ток любой полярности, так что при измерении параметров транзисторов разных типов не требуются дополнительные переключения. Переключатель диапазонов тока коллектора меняет шунт измерителя тока и добавляет делитель напряжения. Такое устройство обеспечивает постоянство импеданса по отношению к измерителю тока, так что на диапазонах больших и малых токов пригодна одна и та же нелинейная шкала. При положении «3» переключателя транзистор нагружается чисто омическим сопротивлением, и можно измерить частоту отсечки транзистора, используя тестер и для питания, и для измерения рабочей точки транзистора.

Ток утечки коллектора

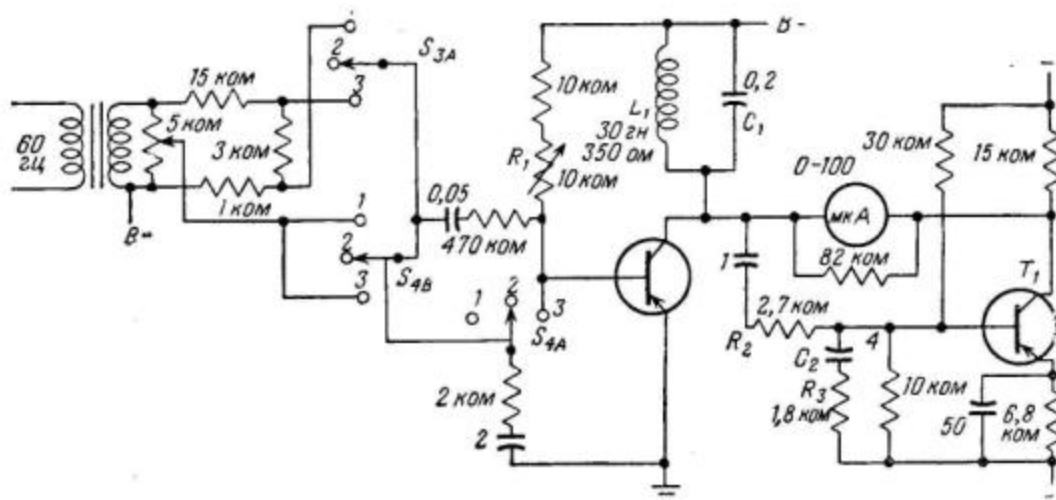
Ток утечки транзистора I_{c0} при разомкнутом эмиттере измеряется при положении «1» переключателя S_2 (фиг. 1). Последовательно с транзистором включается измеритель тока

Для гарантии надежности измерений необходимо обратить внимание на следующие два факта.

Чтобы транзистор работал при больших токах коллектора, его нагрузка должна быть низкоомной по постоянному току; эта нагрузка не должна шунтировать переменный сигнал, поступающий в цепь измерителя тока. Все это выполняется, если использовать шунтирующий дроссель L_1 (фиг. 3). На дросселе падает только 5 в постоянного напряжения, а переменный сигнал шунтируется им лишь в незначительной

сопротивление бывает порядка нескольких тысяч ом, что меньше сопротивления измерителя переменного тока со шкалой на 100 мкА, при сигнале 25 мкА.

Во избежание такого положения используется усилитель на транзисторе T_1 , уменьшающий эффективное сопротивление измерителя тока. Если потенциал коллектора испытуемого транзистора возрастает, изменение это усиливается и изменяется по фазе транзистором T_1 . Ток, идущий обратно через измеритель тока к коллектору испытуемого транзистора благодаря



Ф и г. 3. Схема измерения β и входного сопротивления.

степени. Тем не менее это шунтирование заметно (особенно при малых измеряемых величинах, когда сопротивление измерителя тока достигает более 10 кОм) при точных измерениях, так как индуктивность зависит от статического тока, и часть переменного сигнала, идущая через дроссель — шунт, зависит от тока дросселя.

Подключение емкости C_1 уменьшает изменения сигнала, идущего через дроссель — шунт, образуя контур с настройкой ниже 60 Гц. Следовательно, при увеличении тока дросселя индуктивность уменьшается, а частота резонанса приближается к частоте сигнала. Таким образом, импеданс источника сигнала можно сохранять приблизительно постоянным.

β определяется как усиление тока от базы к коллектору при замкнутом на землю коллекторе.

Последнее означает, что нагрузка коллектора должна быть много меньше выходного сопротивления транзистора r_o . А это не всегда выполняется для транзистора средней мощности и измерителя переменного тока; часто выходное

наличию этого реверсированного сигнала, является почти током коллектора с обратной фазой испытуемого транзистора. Следовательно, на коллекторе появляется небольшой результирующий ток разбаланса.

Сопротивление выпрямителей приблизительно равно полному сопротивлению цепи базы T_1 , деленному на его усиление тока. Эффективное сопротивление в этой схеме составляет около 100 Ом, что много меньше выходных сопротивлений большинства транзисторов. Сопротивления R_2 , R_3 и конденсатор C_2 в цепи базы T_1 образуют фазосдвигающую цепочку, предотвращающую самогенерацию этого усилителя с обратной связью.

Усиление тока от базы к коллектору определяется измерением выходного тока при посылке в базу тока известной величины частотой 60 Гц от высокоомного источника. Переключатель S_{3A} служит для установки одного из двух значений входного тока — примерно 0,5 или 2 мкА. Это соответствует шкалам показаний усиления тока на 200 и на 50.

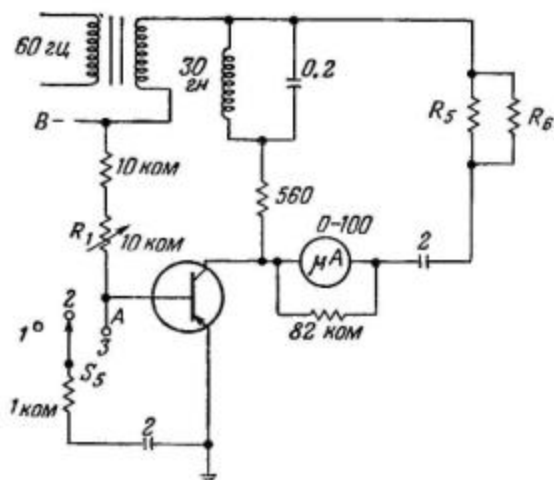
Входное сопротивление

Входное сопротивление транзистора r_i измеряется в той же схеме, что и для определения β . На базу подается сигнал, который устанавливается так, чтобы стрелка выходного измерителя тока отклонилась на всю шкалу; затем с помощью S_{4A} (фиг. 3) включается сопротивление R_4 , шунтирующее ток базы. Часть тока, идущего в базу, составляет

$$\frac{i}{i_0} = \frac{R_4}{(R_4 + r_i)} = \left(1 + \frac{r_i}{R_4}\right)^{-1};$$

на измерителе тока имеется шкала, градуированная в значениях i/i_0 . Так как $R_4 = 2000 \text{ ом}$, показание в полшкалы после соответствующей установки тока и включения шунта соответствует $r_i = 2000 \text{ ом}$, показание в $2/3$ шкалы — 1000 ом , $1/3$ — 4000 ом .

Омметр, работающий на переменном токе, используется для измерения выходного сопротивления при большом сопротивлении базы



Ф и г. 4. Схема омметра для измерения входного сопротивления.

относительно источника сигналов r_0 и при включенном параллельно базе сопротивлении 1000 ом r'_0 . На фиг. 4 показано включение измерителя тока в этом случае. Ток через измеритель тока, если пренебречь утечкой через дроссель, равен

$$i_m = \frac{e_s}{(R_s + R_m + r_0)} = \frac{e_s}{R_s + R_m} \left(1 + \frac{r_0}{R_s + R_m}\right)^{-1},$$

где e_s — приложенный потенциал; R_s — последовательное сопротивление; R_m — сопротивление измерителя тока и r_0 — измеряемое сопротивление транзистора. Изменения выходного сопротивления r_0 приводят к таким же изменениям измеряемого выходного тока i_m , как и в случае

измерения входного сопротивления, поэтому можно пользоваться той же шкалой. При соответствующем выборе e_s и R_s шкала сопротивлений умножается на 10, так что середина шкалы соответствует типичному значению выходного сопротивления. Так как внутреннее сопротивление измерителя тока зависит от тока через измеритель, приведенное выражение не точно; но, если последовательное сопротивление, подаваемый сигнал и R_s подобраны так, что нулевому сопротивлению соответствует вся шкала, а сопротивлению 20 ком — половина шкалы, измерения можно производить достаточно точно, если не требуется весьма большая точность.

Конструктивные особенности

Относительное расположение силового трансформатора и нагрузочного дросселя может быть таким, что на дросселе наведется э.д.с. и через измеритель тока пойдет ток помехи. Расположение этих деталей подбиралось эмпирически: к измерителю тока подключался дроссель и находилось положение трансформатора, при котором наводки от него были незначительны.

В качестве силового трансформатора, служащего для питания транзисторов и получения переменного тестового сигнала, используется переделанный накальный трансформатор «Стэнкор» (Stancor) 6134. Его вторичная обмотка с большим сечением провода была удалена, а на ее место намотаны обмотка питания на 6,8 в и две обмотки, выдающих сигнал на 5,3 в и на 3,0 в. Сигнальные обмотки можно не разделять, поэтому обмотка на 5,3 в имеет отвод на 3,0 в.

Регулировка питания транзистора будет несколько лучше, если использовать двухполупериодный выпрямитель и обмотку на 13,6 в с отводом от середины. При этом частота пульсаций заметно выше частоты сигнала и облегчается применение дросселя фильтра.

При резком изменении тока на 15 ма в дросселе, стоящем в цепи транзистора, появляется выброс напряжения амплитудой 100 в, что может привести к выходу из строя транзистора. Поэтому при включенном питании транзистор нельзя снимать с панели. Переключатель S_{6A} , являющийся одной из секций выключателя питания, закорачивает дроссель при выключении питания и предохраняет транзистор от повреждения.

Когда измеритель тока включается для измерения тока утечки, постоянный ток коллектора резко обрывается. Чтобы индуктивный выброс не повреждал испытываемые транзисторы, важна

определенная последовательность выключения. Переключатель S_{2B} закорачивает дроссель, причем при переключении из положения «2» в положение «1» он замыкается до того, как S_{2A} заземлит базу транзистора и прервет ток коллектора.

Необходимо также, чтобы S_{2B} при переходе из положения «2» в «1» размыкался до того, как S_{2C} отключит от измерителя тока низкоомный шунт; измеритель тока будет иметь высокую чувствительность, в то время как еще будет идти полный статический ток коллектора. S_2 должен быть сконструирован таким образом, чтобы обеспечить нужную последовательность переключений.

Работа от батареек

В случаях, когда желательна независимая работа тестера, можно использовать батарею, так как прибор не требует прогрева и потребляет ток лишь при измерении. В нормальных условиях батарея «Бургес» В5 обеспечивает возможность измерений в течение 500 — 1000 час.

В этом случае потребуется внутренний генератор на неоновой лампе, работающей от батареи 67,5 в, или на транзисторе. Используя генератор с большей рабочей частотой, можно уменьшить размеры дросселя в цепи транзистора и конденсаторов связи.

ОБОРУДОВАНИЕ ДЛЯ КОНТРОЛЯ ТРАНЗИСТОРОВ НА ПРОИЗВОДСТВЕ

Якобсен, Тинсли

Аппаратура для контроля параметров, используемая на производственной линейке, позволяет проверять несколько тысяч мощных транзисторов в день. Измерение параметров осуществляется как стандартными способами, так и индикаторами, указывающими, проходит прибор или нет. При испытании на применение измеряются усиление мощности и искажения. Использование полупроводниковых элементов в схемах обеспечивает надежность работы.

При массовом производстве мощных транзисторов необходим быстрый и эффективный контроль продукции. Описывается аппаратура, позволяющая проверять в день несколько тысяч мощных транзисторов «Моторола» 2N176.

Виды проверки

Имеется два вида проверки транзисторов: 1) контроль величины определенного параметра транзистора, например усиления тока β на малом сигнале; 2) испытание, при котором определяется какая-либо характеристика транзистора, работающего в определенной схеме, например усиление мощности в заданной схеме.

Контроль параметров

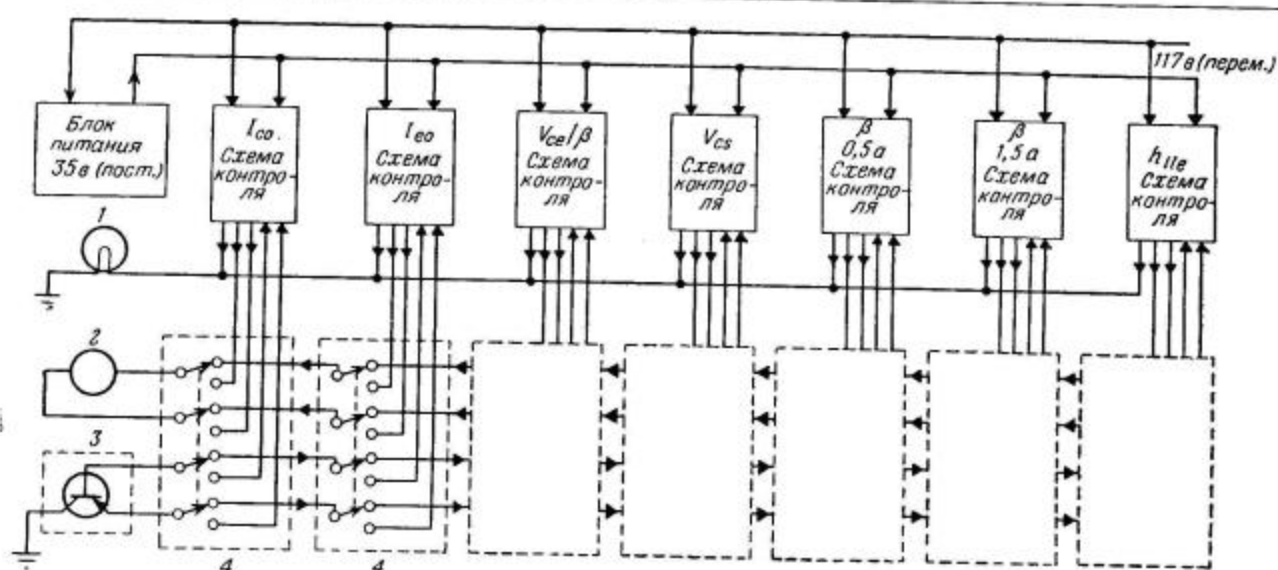
Схемы для контроля параметров обеспечивают режимы по постоянному и переменному токам, нужные для измерения токов насыщения I_{c0} и I_{e0} коллекторного и эмиттерного переходов, усиления тока β на малом сигнале, входного сопротивления h_{11e} и напряжения насыщения коллектора V_{cs} .

Ручное переключающее устройство, показанное на фиг. 1, служит для подключения транзистора к схемам контроля. Во всех схемах контроля коллектор мощного транзистора заземлен, что уменьшает опасность электрического удара, обеспечивает теплоотвод и позволяет, если это требуется, автоматически подавать транзисторы.

Схемы контроля и питания постоянным током совершенно независимы и оформлены в виде вставных блоков.

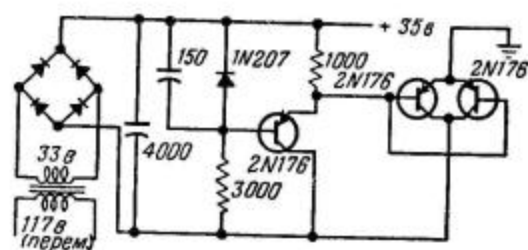
Каждая схема контроля одновременно подключена к контролируемому транзистору, к измерительному прибору и к индикаторной лампочке, указывающей, проходит прибор по этому параметру или нет.

Питание осуществляется от стабилизатора напряжения, работающего от сети 117 в, 60 гц. Источник питания постоянным напряжением 35 в (фиг. 2) состоит из выпрямительного мостика и стабилизатора с разомкнутым выходом с опорным диодом. При подключении всей нагрузки, потребляющей ток 3 а, выходное напряжение падает примерно на 0,5 в. Амплитуда пульсаций полностью нагруженного источника питания не более 0,1%.



Ф и г. 1. Блок-схема аппаратуры для контроля параметров. Каждая схема контроля выполнена в виде вставного блока.

1 — индикатор, указывающий, проходит ли транзистор по параметрам; 2 — измеритель параметров; 3 — контролируемый транзистор; 4 — переключатель вида контроля.



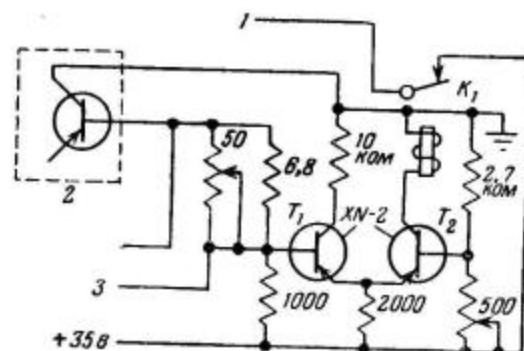
Ф и г. 2. Источник питания на 35 в для аппаратуры контроля.

Контроль обратного тока коллектора

Обратный ток коллектора I_{co} измеряется при напряжении 35 в между базой и коллектором с отключенным эмиттером. Схема измерений показана на фиг. 3.

Последовательно с контролируемым транзистором включен стрелочный измерительный прибор, указывающий значение I_{co} ; полная шкала прибора соответствует 10 ма. Если ток I_{co} меньше 3 ма, транзистор T_2 открыт, транзистор T_1 закрыт. В этом случае реле K_1 возбуждено и индикаторная лампочка выключена. Если I_{co} превышает 3 ма, T_1 открывается, T_2 закрывается, реле выключается и включается индикаторная лампочка. Сопротивление в цепи коллектора T_1 ограничивает мощность рассеяния на T_1 до приемлемого значения в случае, когда контролируемый транзистор закорочен или имеет большой I_{co} . При I_{co} , большем 3 ма (максимально допустимом для 2N176), эта схема создает напряжение погрешности.

симально допустимом для 2N176), эта схема создает напряжение погрешности.



Ф и г. 3. Схема для контроля обратного тока коллектора.

1 — к индикатору «проходит или нет»; 2 — контролируемый транзистор; 3 — к стрелочному прибору.

Контроль обратного тока эмиттера

Обратный ток эмиттера I_{eo} измеряется при напряжении между базой и эмиттером 12 в и отключенном коллекторе в схеме, приведенной на фиг. 4. Отдельный источник питания на 12 в позволяет заземлить коллектор транзистора. Схема, относящаяся к стрелочному измерительному прибору, такая же, как и для I_{co} ; полная шкала прибора соответствует 10 ма.

Опорный диод обеспечивает постоянно питающего напряжения при токах I_{eo} контролируемых транзисторов, меньших 3,5 ма. Если

Входы на эмиттерных повторителях уменьшают нагрузку выпрямителя на 1N34A.

Индикаторная секция зажигает индикаторную лампочку, когда β меньше 30 или больше 70. Напряжение, подаваемое на базы T_4 и T_7 , пропорционально β . При $\beta=0$ это напряжение равно нулю, при $\beta \neq 0$ оно отрицательно.

Когда отрицательный потенциал на входе T_4 соответствует β , меньшим 30, T_5 закрыт, реле K_2 не возбуждено и индикаторная лампочка включена. Когда β больше 30, реле K_2 возбуждается и контакты K_2 размыкаются.

При потенциале на базах T_4 и T_7 , соответствующем β , большему или равному 70, T_6 открывается, K_3 возбуждается и включается индикаторная лампочка. Потенциометры R_2 и R_3 служат для установки таких потенциалов эмиттеров T_5 и T_6 , чтобы происходило срабатывание при $\beta=30$ и $\beta=70$.

В измерительной секции потенциал эмиттера T_3 почти равен потенциалу движка R_4 , а потенциал эмиттера T_2 повторяет выходное напряжение выпрямителя. Стрелочный прибор на 1 ма включен между этими двумя эмиттерами последовательно с калибрующим сопротивлением, служащим для установки отклонения на всю шкалу для $\beta=100$.

Реле K_1 отключает питание индикаторной лампочки в отсутствие контролируемого транзистора.

Контроль входного сопротивления

Схема измерения входного сопротивления h_{11e} подобна схеме измерения β , показанной на фиг. 5. Напряжение между эмиттером и коллектором контролируемого транзистора равно 12 в, ток коллектора равен 500 ма. В цепь база—эмиттер подается неизменный переменный ток 1 ма. В этой схеме Tr_1 имеет высокий входной импеданс, и через Tr_1 напряжение между базой и эмиттером подается на измерительную схему. Схема индикации такая же, как и на фиг. 5.

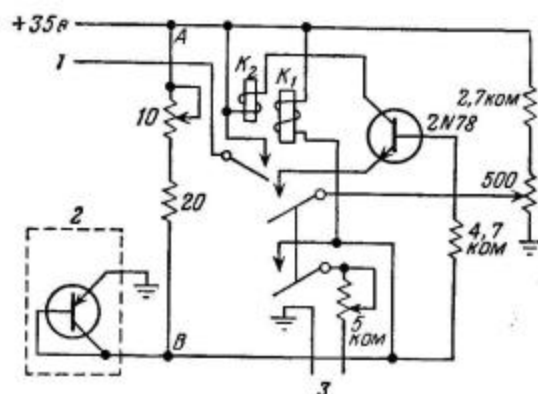
Контроль напряжения насыщения

Контроль напряжения насыщения производится при токе эмиттера в 1,5 а и при подключенной к коллектору базе. Максимально приемлемое напряжение между эмиттером и коллектором составляет 1,2 в. Схема измерений приведена на фиг. 6. Сопротивление между точками А и В служит для установки тока коллектора в 1,5 а.

Для предотвращения перегрузки измерительной цепи и $n-p-n$ -транзистора реле K_1 в отсутствие контролируемого транзистора вы-

ключает напряжение питания. При подключенном контролируемом транзисторе стрелочный прибор работает как вольтметр и измеряет напряжение между эмиттером и коллектором.

Последовательное сопротивление служит для установки всей шкалы стрелочного прибора



Ф и г. 6. Схема для контроля напряжения насыщения.

1 — к индикатору «проходит или нет»; 2 — контролируемый транзистор; 3 — к стрелочному прибору.

на 5 в. Эмиттер $n-p-n$ -транзистора подключен к делителю напряжения, устанавливаемому так, что реле K_2 возбуждается при напряжении насыщения, большем 1,2 в. Когда возбуждается K_2 , включается индикаторная лампочка.

Схема испытаний на возможность применения

При испытании на возможность применения автоматически устанавливаются следующие условия работы мощного транзистора: напряжение между эмиттером и коллектором 14 в, ток коллектора 500 ма, выходная мощность на звуковой частоте 2 вт. В этой схеме отсчет усиления мощности в децибеллах производится непосредственно по стрелочному прибору, а индикаторная лампочка зажигается при искажениях в усилении более чем 9%.

Усиление мощности транзистора определяется с помощью калиброванного измерителя входной мощности; выходная мощность при этом автоматически поддерживается равной 2 вт.

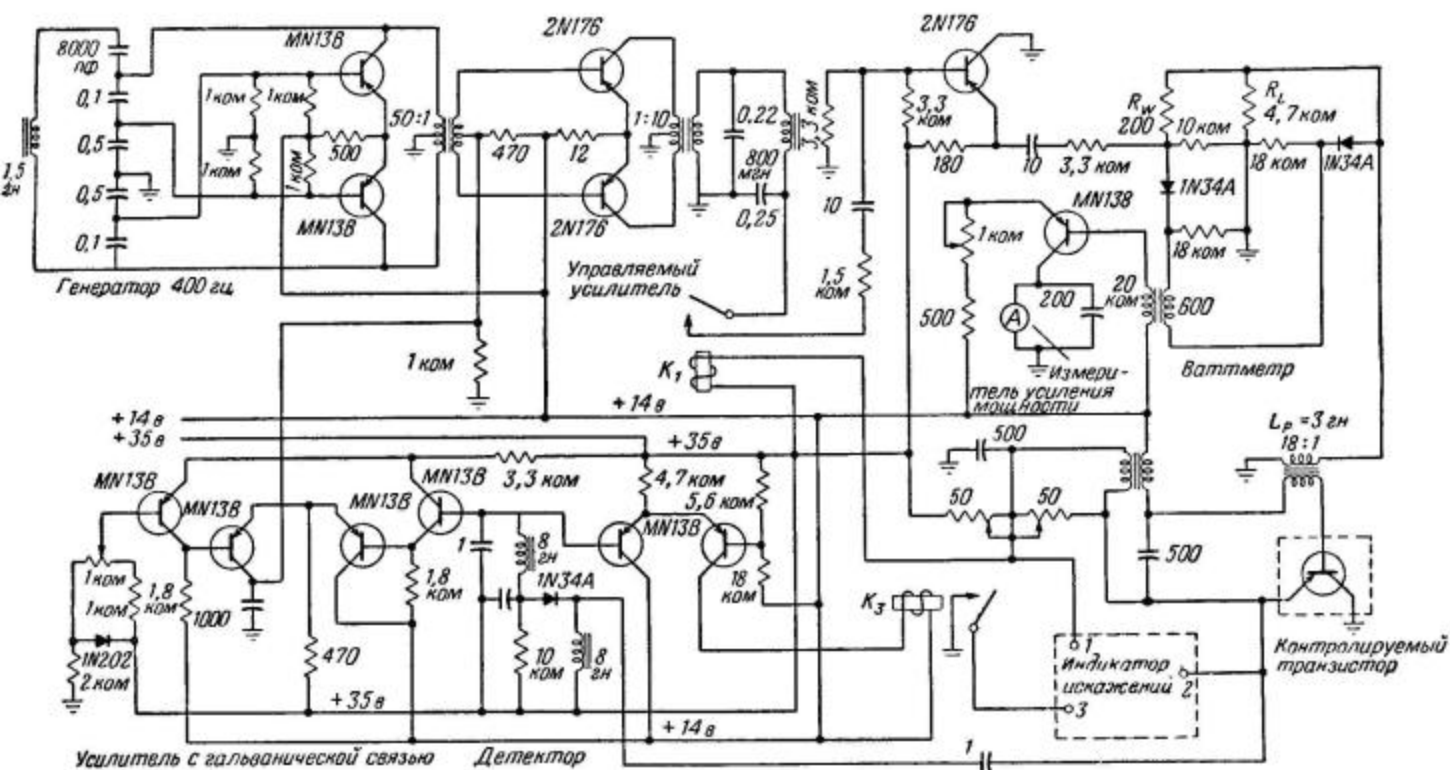
Два стабилизатора, на 35 и 14 в, подобные изображенному на фиг. 2, питают контролируемый транзистор, генератор, различные усилители, измерительную схему и индикатор искажений.

Работу автоматического измерителя усиления мощности и индикатора искажений можно понять из схемы на фиг. 7.

Генератор на 400 гц работает непрерывно. Усиленный сигнал ошибки устанавливает такой коэффициент усиления управляемого усилителя, чтобы на выходе контролируемого транзистора выделялась мощность 2 вт.

Выходной сигнал контролируемого транзистора выпрямляется детектирующей схемой

более $\pm 0,1$ дб для транзисторов с входными сопротивлениями от 8 до 22 ом. Для транзисторов с входными сопротивлениями от 4 до 40 ом эта ошибка возрастает до ± 1 дб. Почти все транзисторы, подвергающиеся контрольным испытаниям, имеют входное сопротивление от 8 до 22 ом; при этом полная ошибка в измерении



Фиг. 7. Схема измерения усиления мощности и искажений транзисторов, имеющих входное сопротивление от 10 до 15 ом и усиление мощности 30 дб.

и сравнивается с опорным напряжением опорного диода; получающийся при этом сигнал ошибки поступает на дифференциальный усилитель с гальванической связью. Этот усилитель имеет достаточное усиление, чтобы обеспечить на выходе контролируемых транзисторов, имеющих усиление мощности от 26 до 36 дб, мощность $2 \text{ вт} \pm 0,3$ дб.

Реле K_1 отключает входной сигнал в отсутствие контролируемого транзистора.

Измерение входной мощности

Усиление мощности определяется из измерения входной мощности, так как в этой схеме мощность сигнала на выходе поддерживается постоянной. Мощность, подаваемая на вход контролируемого транзистора, измеряется ваттметром (фиг. 7), откалиброванным с ошибкой не

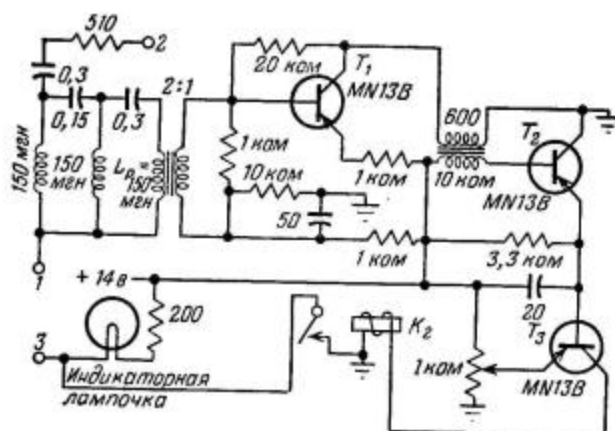
усиления мощности не более ± 3 дб для значений от 26 до 36 дб.

Искажения на входе контролируемого транзистора составляют не более 1%. Такое низкое значение получено благодаря фильтру на 400 гц, ослабляющему вторую и более высокие гармоники.

Индикатор искажений

Схема индикатора искажений показана на фиг. 8. Выходной сигнал контролируемого транзистора поступает на фильтр пропускания верхних частот, ослабляющий основной сигнал частоты 400 гц на 36 дб по сравнению со второй и третьей гармониками.

Выходной сигнал фильтра усиливается транзистором T_1 , выпрямляется T_2 , и получающийся сигнал постоянного тока поступает на базу T_3 .



Потенциал смещения эмиттера T_3 эквивалентен искажениям в 9%. Как только искажения превышают 9%, транзистор T_3 возбуждает реле K_2 и зажигается лампочка индикатора искажений.

Отрицательная обратная связь служит для стабилизации усиления T_1 . Лампочка индикатора искажений включается, когда мощность на выходе не может поддерживаться на уровне 2 Вт.

Ф и г. 8. Схема индикатора искажений.

БЕСКОНТАКТНЫЙ МИКРОАМПЕРМЕТР ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Монтгомери, Стансбэри

Небольшой тороидальный трансформатор тока охватывает проводник с измеряемым током. Прибор измеряет токи от 0 до 200 мкА с частотами от 50 Гц до 100 кГц, оказывая незначительное влияние на измеряемую цепь. Обратная связь через третью обмотку служит для частотной коррекции усилителя на транзисторах.

Приборы, измеряющие токи без разрывов в измеряемой цепи, описаны в литературе [1, 2]. На примере описываемого ниже микроамперметра видна возможность практического применения приборов такого типа [3].

В приборе используется небольшой трансформатор тока, сердечник которого замыкается при охвате проводника с неизвестным током. Выходной сигнал трансформатора усиливается и подается либо на измерительный прибор, либо на осциллоскоп.

Во вторичной обмотке индуцируется напряжение амплитудой

$$E = \omega N P I, \quad (1)$$

где P — магнитная проводимость, вебер/А-виток.

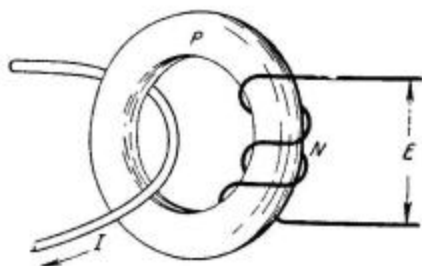
Если вторичная обмотка подключена к входу усилителя тока с нулевым входным импедансом (фиг. 2), то входной ток равен

$$I_s = \frac{I/N}{[1 + (f_c/f)^2]^{1/2}}, \quad (2)$$

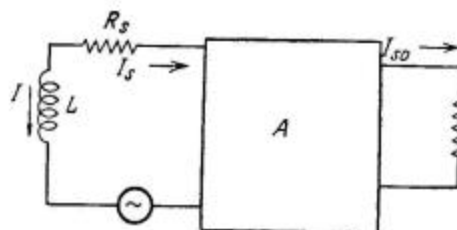
где $f_c = R_s/2\pi L$, R_s — действующее сопротивление переменному току вторичной обмотки, а L —

Теория

Неизвестный синусоидальный ток в I А охватывает замкнутый магнитный сердечник со вторичной обмоткой, содержащей N витков (фиг. 1).



Ф и г. 1 Вторичная обмотка и проводник с измеряемым током охватывают сердечник.



Ф и г. 2. Эквивалентная схема входного трансформатора и предусилителя.

ее собственная индуктивность. При $f \gg f_c$ выходной ток усилителя не зависит от f . Если физические размеры трансформатора малы, f_c составляет несколько килогерц.

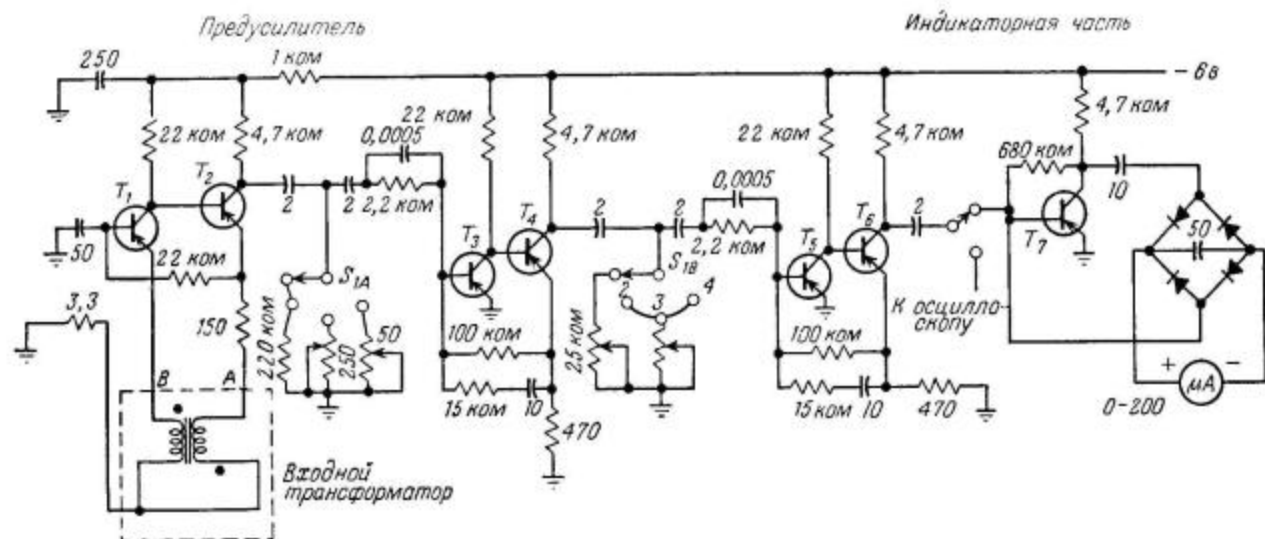
Введение в таком приборе отрицательной обратной связи с выхода усилителя на третью обмотку трансформатора существенно уменьшает f_c . В этом случае выходной ток I_{so} усилителя равен

$$I_{so} = \frac{I/N}{[1 + (f_c/Af)^2]^{1/2}}, \quad (3)$$

так что f_c уменьшается в A раз, где A — коэффициент усиления тока усилителя.

Каждая охваченная обратной связью пара транзисторов T_3-T_4 и T_5-T_6 усиливает в 20 раз. Регулируемые шунты служат для калибровки каждого из диапазонов измерения тока.

Входной трансформатор набран из П-образных и прямоугольных пластин кремниевго железа толщиной 0,35 мм. Его внешние размеры: $8 \times 8 \times 3,2$ мм. П-образная часть трансформатора закреплена на одной из губ зажима и содержит две обмотки по 250 витков каждая.



Ф и г. 3. Схема бесконтактного микроамперметра на транзисторах, имеющего четыре предела измерений: 200 мкА, 2 мА, 20 мА и 200 мА. Все триоды типа 2N105, все диоды типа 1N34.

Предусилитель на T_1 и T_2 (фиг. 3) используется для частотной коррекции токосъемного трансформатора. Сигнальная обмотка трансформатора обозначена на фиг. 3 буквой B , обмотка обратной связи — буквой A .

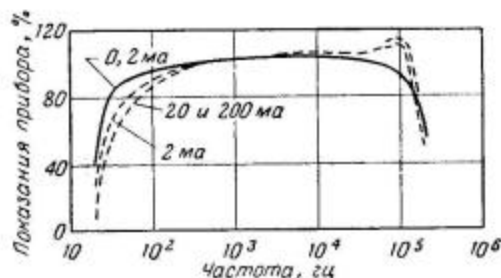
Индикаторная часть

С выходного транзистора T_7 сигнал поступает на двухполупериодный мостиковый выпрямитель, а затем на измерительный прибор на 200 мкА; T_7 охвачен 100%-ной отрицательной обратной связью, улучшающей линейность выпрямителя. Поэтому отношение выходного постоянного сигнала к входному переменному сигналу несколько меньше единицы, и полному отклонению шкалы микроамперметра соответствует входной переменный ток около 220 мкА.

Если вторичная обмотка трансформатора содержит 250 витков, то при измеряемом токе I в 200 мкА на выходе предусилителя на T_1 и T_2 будет переменный ток около 0,8 мкА. Следовательно, между выходом предусилителя и входом T_7 необходимо усилить ток в $220/0,8=280$ раз.

Прямоугольное ярмо закреплено на другой губе зажима так, что находится над торцами П-образной части.

Частотная характеристика всего прибора показана на фиг. 4. Измерения на наиболее



Ф и г. 4. Частотная характеристика микроамперметра для четырех пределов измерений.

чувствительном диапазоне 200 мкА можно производить на частотах от 50 Гц до 100 кГц. Генерируемые в приборе шумы порядка 20 мкА.

ЛИТЕРАТУРА

1. Frei E. H., Treves D., Electronic Current Meter with Clip-on Probe, 12th National Electronics Conf., Chicago, Ill., October 1, 1956.

2. Frei E. H., Treves D., *Electronics*, p. 204 (January 1957).

3. Montgomery G. F., Stansbury C., The Clamp-Type Alternating-Current Microammeter, AIEE Winter General Meeting, N. Y. January 21, 1957.

ВЫСОКОЧУВСТВИТЕЛЬНЫЙ НУЛЕВОЙ ПРИБОР

Тодд

Прибор имеет семь диапазонов измерений от 20 мкв до 20 в и предназначен для использования в лаборатории, на производственной линейке и в цехе. Четырехкаскадный усилитель прибора собран на обычных транзисторах. Дорогостоящие плоскостные диоды, необходимые для точного детектирования малых напряжений, заменены недорогими транзисторами, обладающими такими же характеристиками. Ниже описаны конструктивные особенности прибора.

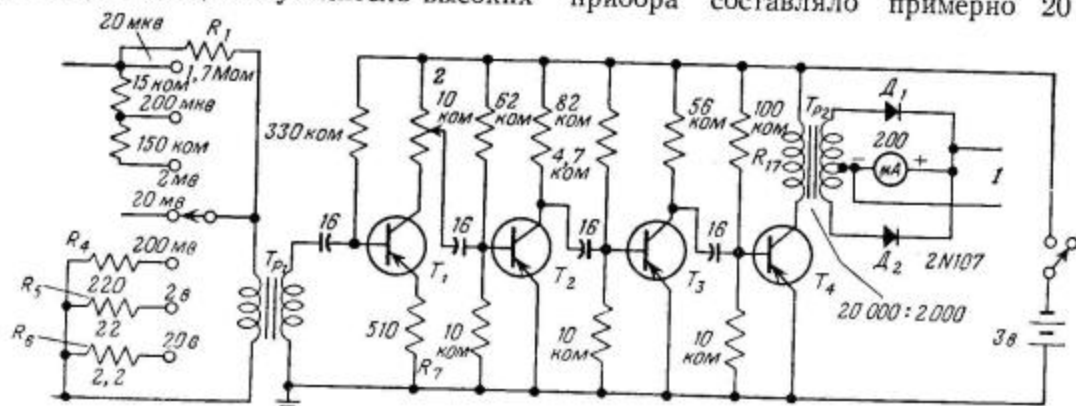
Ценными достоинствами нулевого прибора являются высокая чувствительность, малые внутренние шумы, умеренно быстрая реакция в ответ на изменения уровня входного сигнала и способность выдерживать большие перегрузки.

Описание схемы

Полная схема нулевого прибора представлена на фиг. 1. По сути дела, это усилитель высоких

Входной трансформатор представляет собой переделанный двухтактный выходной трансформатор. Его вторичная обмотка с отводом от середины была переделана в две идентичные обмотки. Средний вывод был разорван, и оба его конца использовались как самостоятельные выводы, при этом получился трансформатор с передаточным отношением единица.

Входное сопротивление усилителя нулевого прибора составляло примерно 20 ком. При



Фиг. 1. Четырехкаскадный усилитель на транзисторах с малым усилением тока.
1 — внешние клеммы микроамперметра; 2 — усиление.

звуковых частот, выходной сигнал которого выпрямляется и подается на чувствительный микроамперметр постоянного тока.

При переключении диапазонов между диапазонами 20 мкв и 20 мв входное сопротивление прибора меняется. На остальных диапазонах оно такое же, как и на диапазоне 20 мв. Это было сделано, чтобы избежать высоких значений сопротивлений, требуемых обычно на высоковольтных диапазонах, а также, чтобы уменьшить шумы на входе.

подключенном трансформаторе входное сопротивление равно 2000 ом.

В четырехкаскадном усилителе используются транзисторы с малым усилением тока, однако получен достаточный коэффициент усиления в целом. Использование транзисторов с большим усилением несколько улучшит качество прибора и заметно удорожит его.

Выходной сигнал с усилителя поступает на трансформатор, первоначально предназначенный для работы от двухтактного усилителя.

Средний отвод используется для двухполупериодного выпрямления без применения мостиковой схемы.

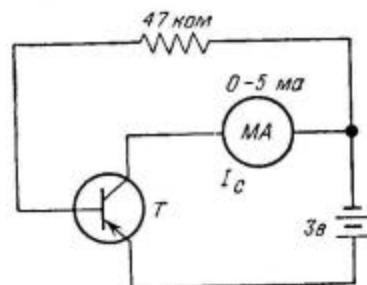
Для получения хороших результатов на малых уровнях напряжения следует в качестве выпрямителей использовать плоскостные диоды. В настоящее время плоскостные диоды дороги. Транзисторы 2N107 стоят гораздо дешевле и имеют переходы, обладающие характеристиками плоскостного диода. Можно использовать как эмиттерный, так и коллекторный переходы. Оба перехода одного транзистора одновременно использовать нельзя, так как они влияют друг на друга.

Микроамперметр на 200 мкА имеет выводы наружу для непосредственного пользования им. Отключать при этом выход усилителя от микроамперметра не нужно, так как при подаче на внешние клеммы какого-либо тока диоды изолируют микроамперметр от усилителя.

Конструкция

Нулевой прибор собран в алюминиевом кожухе размером $12,5 \times 18 \times 5$ см. Усилитель и выпрямитель смонтированы на текстолитовой панели, которая закрепляется внутри кожуха на одной из его боковых сторон. Техника печатных схем здесь не использовалась, однако были приняты меры для уменьшения размеров монтажа.

Усиление тока h_{fe} транзисторов, используемых в качестве диодов, никакой роли не играет. Поэтому для этой цели есть смысл использовать два транзистора с наименьшими h_{fe} , а остальные транзисторы использовать в усилителе.



Фиг. 2. Схема измерения относительного усиления тока h_{fe} транзисторов.

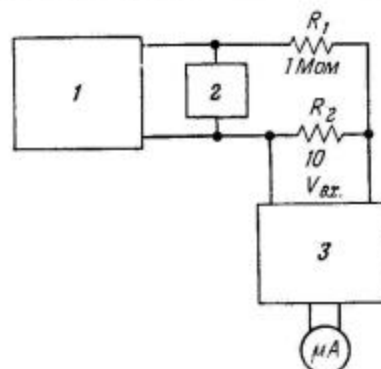
Схема измерения относительного усиления транзисторов показана на фиг. 2. Транзистор, имеющий наибольший ток коллектора, вообще говоря, будет иметь наибольшее h_{fe} .

Транзисторы имели h_{fe} от 18 до 40. Если транзисторы имеют усиление тока, сильно отличающееся от приведенных значений, необходимо

изменить сопротивление в цепи смещения базы. Как правило, сопротивление смещения базы следует брать таким, чтобы ток коллектора был равен примерно 0,5 ма.

Испытания

На фиг. 3 показана схема, в которой на вход усилителя подается сигнал частотой 1000 гц, позволяющая измерять входное напряжение в микровольтном диапазоне. Точные значения



Фиг. 3. Схема для подбора сопротивлений входного аттенюатора прибора.

1 — сигнал-генератор, 1000 гц; 2 — ламповый вольтметр; 3 — усилитель нулевого прибора.

R_1	$V_{вх.}$
1 Мом	20 мкв
100 ком	200 мкв
10 ком	2 мв
1 ком	20 мв

сопротивления аттенюатора определяются амплитудой напряжения частоты 1000 гц и наименьшим напряжением, которое может быть замерено ламповым вольтметром или осциллоскопом.

При значениях сопротивлений, указанных на фиг. 3, генератор должен выдавать сигнал с эффективным напряжением 2 в. Если на вход аттенюатора подано 2 в, на его выходном сопротивлении 10 ом будет сигнал в 20 мкв. Такой сигнал должен привести к отклонению стрелки микроамперметра. Если отклонения стрелки нет, то, по-видимому, коэффициент усиления усилителя мал. Чтобы установить это точно, надо увеличить входное напряжение, уменьшив величину последовательного сопротивления R_1 . Различные значения его вместе с соответствующими значениями выходного напряжения аттенюатора приведены на фиг. 3. Если будет получено отклонение, следует поменять транзисторы и добиться большего усиления.

Окончательно коэффициент усиления устанавливается подбором величины сопротивления R_1 .

Сопротивления входного аттенюатора прибора удобнее всего подбирать, поставив вместо них потенциометры и подавая на вход прибора с помощью схемы, показанной на фиг. 3, напряжение, соответствующее пределу одного из диапазонов.

При этом соответствующий потенциометр устанавливается так, чтобы стрелка прибора отклонялась на всю шкалу.

Сопротивления следует подбирать по порядку их номеров, указанных на фиг. 1. После определения и установки на место сопротивления R_1 подбирается сопротивление R_2 по отклонению на всю шкалу при подаче на вход напряжения 200 мкв. Точно так же подбирается сопротивление R_3 .

Сопротивления R_4 , R_5 и R_6 , шунтирующие вход усилителя, подбираются таким же способом.

ПОРТАТИВНЫЙ ГЕНЕРАТОР ЭТАЛОННОЙ ЧАСТОТЫ

Бэйер

При работе с электронными схемами часто возникает потребность в источнике сигналов с известными частотой, напряжением и формой. При работе, например, с осциллографом часто бывает нужен источник сигналов стабильной частоты, который, подключенный к входу вертикального отклонения, может послужить для градуировки развертки по оси X.

Ниже описывается генератор такого типа. Этот генератор весьма полезен во многих случаях. В частности его можно использовать при настройке приемников в качестве генератора стандартных сигналов.

Схема

Недорогой $p-n-p$ -транзистор, включенный по схеме с общей базой, работает в схеме

лельно резонансной схеме подключен кварц, имеющий собственную частоту 200 кГц. Из соображений экономии питания смещение коллектора сделано равным 4,5 в. По той же причине смещение на эмиттер подается не с делителя напряжения, а непосредственно с одного из элементов батарей.

Другой $p-n-p$ -транзистор работает в схеме с общим эмиттером. Этот каскад перегружается выходным сигналом генератора, так что выходной сигнал этого каскада богат различными гармониками вследствие того, что этот каскад отсекает часть сигнала. Второй транзистор играет также роль буферного каскада, предотвращающего перегрузку генераторного транзистора внешней цепью.

Выходной сигнал представляет собой отсеченную часть синусоиды частотой 220 кГц. Между-

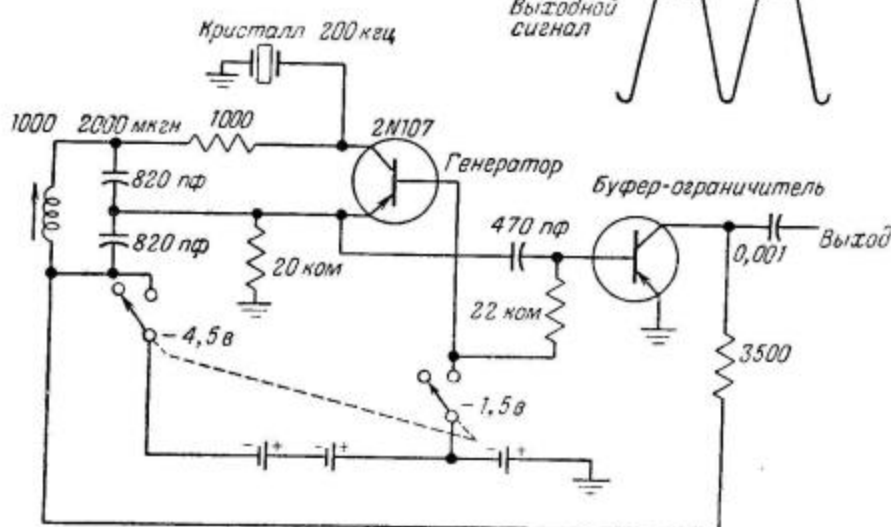


Схема портативного генератора эталонной частоты.

трехточечного генератора с емкостной обратной связью. Для стабилизации генератора парал-

лельная амплитуда сигнала 3,5 в, длительность переднего фронта около 0,1 мксек. Выходное

сопротивление генератора 1000 ом. Сигнал содержит гармоники с частотами до 10 Мгц. Стабильность генератора такова, что при закороченном выходе уход частоты составляет не более 5 гц.

Генератор настраивается следующим образом. Сердечник вытаскивается из катушки индуктивности настолько, что его конец находится на уровне крайнего витка катушки (индуктивность катушки получается минимальной), а выход генератора подключается к радиовещательному приемнику, настроенному на 600 кгц таким образом, чтобы между ними была сильная связь.

Точная настройка получается тогда, когда измеритель силы сигналов или оптический индикатор настройки указывает, что частота наибольшей гармоники сигнала равна 200 к.ц.

Для более точной настройки выход подключается к коротковолновому приемнику, настроенному на радиостанцию Национального бюро стандартов, подающую сигнал стандартной

частоты 5 Мгц. Сердечник устанавливается так, чтобы получались нулевые биения.

Применение

При настройке радиоприемников может быть установлена точка шкалы, соответствующая 200 кгц.

При наблюдении на осциллографе сигналов неизвестных частот генератор, подключенный к входу горизонтального или вертикального отклонения, может послужить эталоном частоты. Неизвестную частоту сигнала можно определить, подсчитав при какой-либо развертке количество импульсов, следующих с частотой 200 кгц, и количество периодов сигнала неизвестной частоты.

Генератор может быть использован для наблюдения переходной характеристики усилителя осциллографа и оценки постоянной времени усилителя.

ПРЕДУСИЛИТЕЛЬ К ОСЦИЛЛОСКОПУ

Часто бывает нужен предусилитель к осциллоскопу, однако не всегда удобно для этой цели использовать обычные усилители. Схема выпускаемого промышленностью усилителя приведена на фигуре.

Его коэффициент усиления равен 1000. Уровень шумов, отнесенный к входу, составляет 1 мкв (эфф.) Полоса пропускания на уровне 3 дб от 20 гц до 30 кгц. Входное сопротивление около 1000 ом. Питание осуществляется от ртутных элементов, обеспечивающих работу в течение 1000 час.

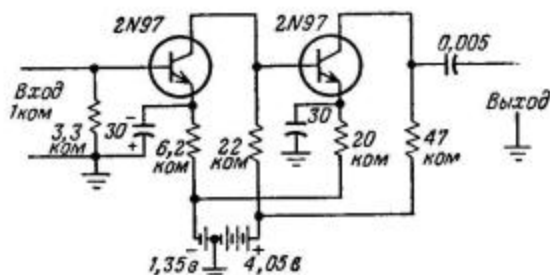


Схема предусилителя «Дюмонт».

Глава 11. СХЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ, ПРИМЕНЯЕМЫЕ В ПРОМЫШЛЕННОСТИ

СЕРВОСИСТЕМЫ СКОРОСТНОГО ТИПА

Аронсон, Ламб

Сервосистема использует один контур скоростной обратной связи и стабилизацию по постоянному току. Основными частями схемы служат источник неизменного тока для управления и низкоимпедансная нагрузка, что выгодно для работы транзисторов. Двойной мощный каскад с общим коллектором и с инверсной обратной связью уменьшает выходной импеданс в 200 раз и угловую частоту двигателя в 2 раза. Мощные сопротивления вмонтированы в медный теплоотвод, что снижает потребность в стабилизации.

В связи с развитием полупроводниковых приборов разработана миниатюрная сервосистема с малым потреблением мощности, большим сроком службы, малым объемом, более легкими температурными условиями и меньшими рабочими напряжениями.

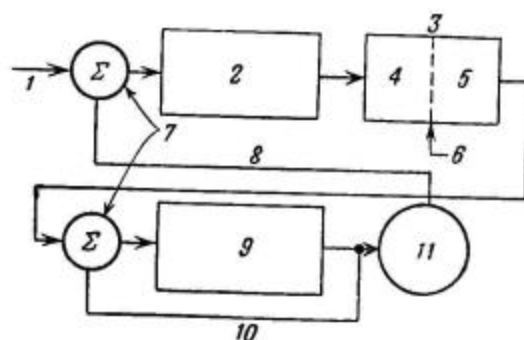
Сервоусилитель и соответствующий тахометр образуют чрезвычайно стабильную и точную сервосистему, работа которой не чувствительна к изменениям несущей частоты. Требуемая полоса пропускания 5 гц достигается при помощи стабилизации постоянного тока, специально разработанной для работы на транзисторные импедансы.

Уровни мощности

Максимальная выходная мощность составляет 6 вт при входном сигнале 15 мв. Общий коэффициент усиления мощности при этом составляет 98 дб. При напряжении питания 28 в, для того чтобы поддерживать этот уровень мощности только в короткий промежуток времени сильного ускорения электродвигателя, требуется максимальный ток 400 ма. Полная скорость электродвигателя составляет 4000 об/мин, при этом потребляется ток 200 ма. В состоянии готовности потребление падает до 28 ма.

На блок-схеме фиг. 1 показана основная система. С предварительного усилителя переменного тока снимается мощность, управляющая фазочувствительным демодулятором. Результирующий низкочастотный сигнал рассогласования через цепь стабилизации попадает на фазовый модулятор. Эффективность стабилизации и цепи преобразования делает усиление постоян-

ного тока ненужным. Мощные каскады, следующие за модулятором, состоят из драйвера и двухтактного выходного усилителя.



Ф и г. 1. Сервосистема со скоростной обратной связью и отдельной отрицательной обратной связью, охватывающей мощный усилитель.

1 — вход; 2 — предусилитель; 3 — стабилизация по постоянному току; 4 — демодулятор; 5 — модулятор; 6 — опорное напряжение, 400 гц; 7 — точки суммирования; 8 — скоростная обратная связь; 9 — мощный усилитель; 10 — отдельная обратная связь; 11 — мотор-генератор.

Предусилитель

Предварительное усиление необходимо для того, чтобы поднять уровень сигнала, выходящего с суммирующей схемы, до величины, годной для демодуляции. Три каскада с общим эмиттером с R—C-связью, показанные на фиг. 2, дают коэффициент усиления мощности приблизительно 90 дб. Согласование высокого выходного импеданса суммирующей схемы с низким входным импедансом первого транзистора осуществляется при помощи миниатюрного транс-

форматора. Для предотвращения паразитной связи этого трансформатора с другими применяется магнитный экран.

В двух первых каскадах используются кремниевые транзисторы, для которых благодаря малому току утечки не требуется эмиттерной стабилизации в рабочем диапазоне температур. В выходном каскаде используется германиевый транзистор, который отдает на модулятор 60 *вт*. Коэффициент усиления контура обратной связи системы можно регулировать, меняя величину R_1 и, таким образом, меняя степень обратной связи по току в этом каскаде. Однако некоторую степень обратной связи нужно сохранить, так как это необходимо для правильной работы стабилизации постоянного тока, которая в основе своей разработана как управляющий источник неизменного тока с высоким выходным импедансом.

Выход предварительного усилителя подвергается фазовой демодуляции и в качестве входного сигнала подается на схему стабилизации. Выход этой схемы при помощи фазового модулятора превращается в сигнал переменного тока с подавленной несущей частотой. Модулятор и демодулятор представляют собой двухполупериодные переключающие схемы, выполненные на миниатюрных кремниевых диодах. Схемы имеют динамический диапазон 50 *дб* и характеризуются весьма малым дрейфом и малым остаточным выходом.

Функции импеданса

Благодаря переключающему характеру схем модулятора и демодулятора они представляют собой импедансы, которые зависят от их соответственно управляющего и нагрузочного импедансов. Таким образом, демодулятор действует как источник тока для схемы стабилизации, а модулятор — как низкоимпедансная нагрузка для этой схемы.

Обычные устройства проектируются на основе передачи напряжения, т. е. предполагается, что имеется источник неизменного напряжения и нагрузка с бесконечно большим импедансом. В данной системе все обстоит иначе. Если выход такой цепи нагружать на входной импеданс транзистора, можно ожидать потери мощности до 50 *дб*. Однако, если в качестве зависимой переменной взять ток, нужно использовать управляющий источник неизменного тока и низкоимпедансную нагрузку. Тогда возможно осуществить нужное согласование импедансов, и потери мощности будут обусловлены

только наличием последовательных сопротивлений в цепи.

R — C -цепь, использующая управление током, позволяет получить осуществимые выходные величины. Для L — C -цепи потребуется индуктивность, равная 5000 *гн*, и, таким образом, достижение миниатюрных размеров невозможно, хотя это легко получить посредством большого последовательного сопротивления. Поэтому используется R — C -цепь благодаря ее простоте, хорошей эффективности, достаточно малым габаритам ее элементов.

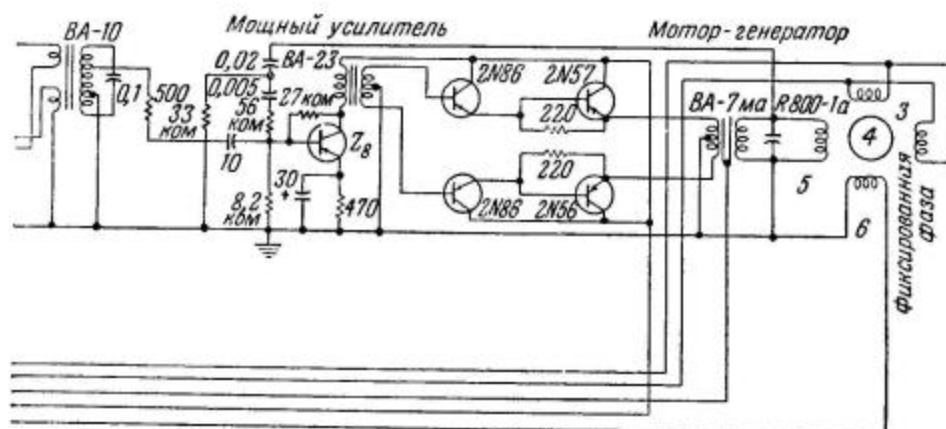
Входной импеданс модулятора 10 *ком*, когда модулятор нагружен на первый каскад мощного усилителя. Расчеты показывают, что последовательное сопротивление должно быть 20 *ком*, причем потеря мощности составляет всего 6 *дб*. Емкости 3,5 и 70 *мкф* создают необходимые низкочастотные постоянные времени. Поскольку танталовые конденсаторы поляризованы, два конденсатора включают навстречу, чтобы обеспечить двустороннюю проводимость. Параллельно каждой емкости включаются германиевые диоды для шунтирования обратных токов.

Усиление мощности

Мощный усилитель построен так, чтобы получить необходимые 6 *вт* с малыми искажениями и при малом выходном импедансе, что необходимо для снижения угловой частоты серводвигателя. Когда двигатель работает от высокоимпедансного источника, угловая частота составляет 2,5 *гц*. Эта частота увеличивается до 5 *гц*, когда двигатель работает от 200-омного источника, что составляет меньше, чем $1/10$ импеданса двигателя при остановке.

Каскад с общим коллектором представляет собой линейный усилитель напряжения для всех напряжений свыше нескольких десятых вольта. Таким образом, смещения не требуется, и ток покоя для четырех транзисторов, который целиком обусловлен токами утечки, составляет всего несколько миллиампер. Поскольку этот ток обусловлен теплом, его величина будет меняться с температурой. При комнатной температуре он составляет 1—2 *ма*. Однако когда транзистор разогревается от внутреннего рассеяния мощности или от повышения окружающей температуры, то ток может подняться до 50 *ма*.

Выходной импеданс каскада с общим коллектором приблизительно равен импедансу предыдущего управляющего каскада, деленному на коэффициент усиления тока транзистора. Поскольку два каскада с общим коллектором включены каскадно, их выходной импеданс равен



зовый сдвиг тахометра. Величина R_1 управляет током в цепи обратной связи контура обратной связи.
 мотор-генератор; 5 — управляемая фаза; 6 — выход тахометра.

ослабление 6 дБ, снижает выходной импеданс с 700 до 200 ом относительно клемм вторичной обмотки выходного трансформатора, напряжение на которой равно 110 в. Этот импеданс управляющего источника составляет меньше

1/10 импеданса остановленного двигателя, что вполне достаточно для правильной работы двигателя.

Передаточная характеристика полной системы показана на фиг. 3.

ДВУХТАКТНЫЙ СЕРВОУСИЛИТЕЛЬ

Хензей

Описывается двухтактный сервоусилитель на кремниевых транзисторах, который выдает 0,75 вт на трансформатор или 7,5 вт на дроссель насыщения. Отрицательная обратная связь стабилизирует коэффициент усиления отклонениями в пределах 1 дБ в диапазоне температур от -55 до 100°C . Коллекторным питанием служит выпрямленное, но не фильтрованное переменное напряжение. Импеданс источника низок по сравнению с входным импедансом.

Предварительный усилитель на кремниевых транзисторах может присоединяться к двухтактному трансформатору и давать на выходе 0,75 вт либо к трансформатору насыщения и давать на выходе 7,5 вт.

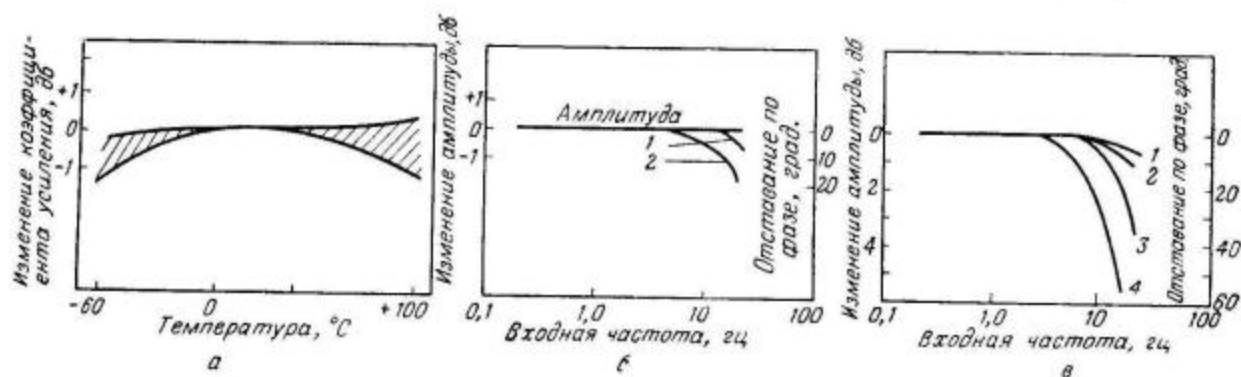
Отрицательная обратная связь в описываемом усилителе действует как главный фактор в работе усилителя. Кроме того, на работу усилителя влияют такие факторы, как низкий импеданс источника по сравнению с входным импедансом, непосредственная связь между транзисторами и использование нефильтрованного двухполупериодного переменного выпрямленного напряжения для коллекторного питания. Особен-

но следует отметить взаимозаменяемость, которая значительно упрощает сборку и контроль. На фиг. 1 показана схема усилителя до точек A, B, C и D. В этих точках он может быть подсоединен или к двухтактному трансформатору, или, если нужно большее усиление и большая выходная мощность, к дискриминаторному трансформатору насыщения. Соединения показаны на фиг. 2, а и б.

Усилитель разработан для работы от низкоимпедансного датчика. Нагрузками обоих усилителей служат двухфазные двигатели с синхронизированными роторами. Поскольку здесь имеет место малое перемещение роторов, импе-

в диапазоне от -55 до 100°C . Кривые были построены после усреднения результатов шести испытаний усилителей каждого типа. Использо-

Низкочастотная характеристика ограничивается емкостью 5 мкф в цепи обратной связи, присоединенной к эмиттеру первого каскада.



Ф и г. 3. Кривые, полученные в результате 12 испытаний, показывающие зависимость коэффициента усиления мощности от температуры (а), частотную характеристику 0,75-ваттной системы (б) и 7,5-ваттной системы (в) с обратной связью и без нее.

б) 1 — фаза с отрицательной обратной связью 15 дб; 2 — фаза без отрицательной обратной связи; в) 1 — амплитуда с отрицательной обратной связью 15 дб; 2 — фаза с отрицательной обратной связью 15 дб; 3 — амплитуда без отрицательной обратной связи; 4 — фаза без отрицательной обратной связи.

вались транзисторы с β от 7 до 35 при 400 гц в схеме с общим эмиттером. Максимальное изменение при каждом отдельном испытании не превышало 1 дб.

Другое преимущество отрицательной обратной связи состоит в том, что она отчасти обеспечивает взаимозаменяемость без последующей регулировки. В схемах испытывались транзисторы с β от 7 до 50. В большинстве случаев работа оказалась полностью удовлетворительной. Однако когда одновременно использовались транзисторы с высоким β , имелась тенденция к генерации.

Транзисторы в балансных каскадах подбирались таким образом, чтобы у обоих транзисторов β отличалось не более чем на 20% при 25°C . Дополнительное преимущество обратной связи состоит в улучшении частотной характеристики. Влияние обратной связи на частотную характеристику при синусоидальном напряжении на входе показано на фиг. 3, б и в. Уменьшение усиления, вносимое отрицательной обратной связью в обеих схемах, составляет приблизительно 15 дб при максимальном сигнале на выходе. При малых уровнях сигнала обратная связь усиливается благодаря увеличению коэффициента усиления в разомкнутом контуре обратной связи. Необходимая стабилизация усилителей получается посредством требуемого ослабления усиления высоких и низких частот.

Высокочастотная характеристика ограничивается благодаря наличию емкости $0,0039\text{ мкф}$ между базой и коллектором первого каскада. Эта емкость также снижает входной и выходной импедансы первого каскада.

Этой емкости достаточно, чтобы обеспечить уменьшение усиления отрицательной обратной связью на частотах ниже 400 гц . Эта емкость ослабляет обратную связь на низких частотах.

Изменение емкости от температуры таково, что стабилизация улучшается. Частотная характеристика разомкнутого контура обратной связи при заземленной точке D приблизительно плоская от 300 до 1200 гц . Для того чтобы произвести это измерение, необходимо иметь отфильтрованное коллекторное питание.

Трансформатор насыщения

При исследовании на выходе трансформатора насыщения необходима дополнительная стабилизация.

Для предотвращения самовозбуждения выходной схемы параллельно управляющей обмотке подключается цепь из сопротивления 820 ом последовательно с емкостью 25 мкф . Емкость $0,0033\text{ мкф}$ в цепи обратной связи дает дополнительную стабилизацию в области нулевого сигнала.

Выходное напряжение трансформатора насыщения несинусоидально. Сигнал обратной связи берется с делителя, включенного параллельно выходу, насыщенного трансформатора и смешивается с синусоидальным входным сигналом первого каскада.

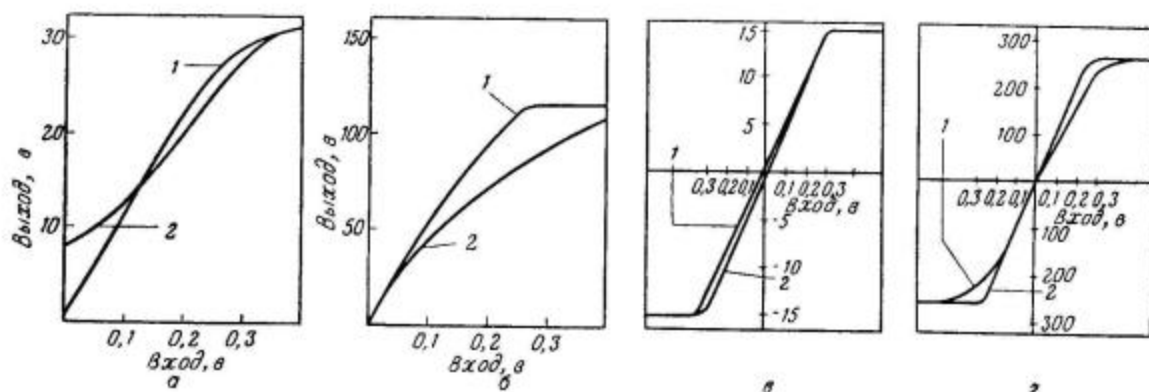
Первый каскад имеет достаточный динамический диапазон, чтобы пропускать этот смешанный сигнал.

Питание

Коллекторное питание здесь применяется не совсем обычное — нефильтрованное двухполупериодное выпрямленное напряжение, которое

звать скорее как переключающий, чем режим класса В. При этом не возникает никаких проблем, касающихся фазировки.

Первый каскад питается от источника с фильтром, который состоит из R — C -цепи и опорного



Ф и г. 4. Характеристики напряжения системы 0,75 Вт (а) и 7,5 Вт (б). Показаны также характеристики выходного момента в зависимости от входного напряжения системы 0,75 Вт (в) и 7,5 Вт (г).

а) 1 — нет квадратурной компоненты; 2 — на вход наложена квадратурная компонента 0,1 в; б) 1 — нет квадратурной компоненты; 2 — на вход наложена квадратурная компонента 0,2 в; в) 1 — на сигнал наложена постоянная квадратурная компонента 0,1 в; 2 — квадратурная компонента не наложена на вход; г) 1 — на вход наложена постоянная квадратурная компонента 0,2 в; 2 — квадратурная компонента не наложена на вход; по оси ординат на в и г отложен выходной момент, г·см.

значительно снижает рассеяние на транзисторах. Кроме того, достигается некоторое подавление квадратурной компоненты.

Применение такого типа питания возможно благодаря наличию балансных каскадов. Вследствие такого характера питания режим двухтактного выходного каскада можно охарактери-

диод, имеющего динамический импеданс ниже 50 ом, начиная от постоянного тока до наивысших частот, используемых в системе.

На фиг. 4, а и б показано влияние входных квадратурных напряжений на выходное напряжение. Максимальная величина квадратурного напряжения (когда оно складывается с полным

Характеристики усилителей

Выходной трансформатор класса В	Выходной насыщенный трансформатор
Импеданс Z 790 ом; $\theta=48^\circ$ (ненастроенный) 1200 ом; $\theta=0^\circ$ (настроенный)	1150 ом; $\theta=49^\circ$ (ненастроенный) 1770 ом; $\theta=0^\circ$ (настроенный)
Импеданс Z источника сигнала 500 ом	500 ом
Входной импеданс Z 500 ом без обратной связи 3000 ом с обратной связью	500 ом без обратной связи 3000 ом с обратной связью
Выходная мощность 0,75 Вт (макс.), 30 в	7,5 Вт (макс.), 115 в

Выходной трансформатор класса В	Выходной насыщенный трансформатор
Усиление мощности 60 дБ без обратной связи 45 дБ с обратной связью	70 дБ без обратной связи 55 дБ с обратной связью
Отрицательная обратная связь 15 дБ при максимальном выходе	15 дБ при максимальном выходе
Входная мощность при максимальном выходе 0,75 мквт без обратной связи 25 мквт с обратной связью	0,75 мквт без обратной связи 25 мквт с обратной связью
Зависимость усиления от выходной мощности Постоянная	Постоянная

входным сигналом) получается, когда первый транзистор не насыщен. Напряжение, представленное кривой, измерено обычным диодным вольтметром и представляет собой полное напряжение, состоящее из синфазного и квадратурного напряжений и гармоник.

Характеристики

В действительности система работает значительно лучше, чем показывает кривая выходно-

го напряжения. Поскольку в качестве нагрузки работает двухфазный двигатель, который, кроме того, служит дискриминатором квадратурной компоненты, получается дальнейшее ослабление влияния наложения квадратурной компоненты на входе. Полная работа системы показана на фиг. 4, в и г. От входа до выхода поддерживается хорошая линейность.

Усредненные характеристики двух типов усилителей приведены в таблице. Эти величины представляют собой данные испытаний нескольких усилителей при комнатной температуре.

РЕЛЕ С МАЛЫМИ ХОЛОСТЫМИ ТОКАМИ

Мак-Кинли

Электронные реле в устройствах дистанционного управления приводят в действие электромеханические реле, потребляющие 2—3 Вт; при холостом режиме ток порядка нескольких микроампер. Показаны схемы, в которых управление осуществляется при помощи непрерывных волн звуковой частоты и импульсных видеосигналов.

Для дистанционного радиоуправления необходимы приемники, которые должны работать с минимально возможным потреблением от батарей и отдавать, когда нужно, мощность 2—3 Вт на управление сильноточным реле, которое в свою очередь включает в работу электрический генератор (действующий от двигателя внутреннего сгорания) или другое устройство.

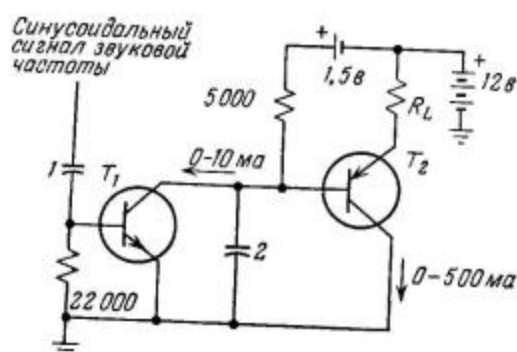
Статья описывает два типа реле на транзисторах, которые могут быть использованы на выходе приемника для преобразования переменного сигнала в полезную мощность постоянного

тока. Управляющий сигнал может быть несущей, модулированной частотой 1000 Гц или состоять из коротких импульсов, поступающих с микроволнового передатчика.

Основная схема

Основная схема, показанная на фиг. 1, представляет собой транзисторный усилительный каскад с дополнительной симметрией. Для того чтобы ток холостого режима $I_{св}$ при нулевом смещении не превышал 1—2 мкА, на входе дол-

жен использоваться кремниевый транзистор (T_1). Можно применить германиевый транзистор



Фиг. 1. Реле, работающее от непрерывного сигнала звуковой частоты.

T_1 — кремниевый, $p-n-p$, типов 903, 951 и т. п.;
 T_2 — $p-n-p$, типов 355 и т. п.

со смещением на базе $-1,5$ в, но в этом случае $I_{сб}$ обычно бывает больше, чем у кремниевых транзисторов без смещения.

Входной транзистор T_1 работает как однотактный усилитель напряжения сигнала класса В. Емкость 2 мкф, включенная между коллектором и землей, фильтрует полусинусоиду на выходе T_1 и обеспечивает подачу плавно изменяющегося постоянного смещения на T_2 .

Эффективный входной импеданс, равный приблизительно 8 ком, и входной сигнал порядка $2-3$ в (эфф.) позволяют получить 8 в постоянного напряжения на 15 -омной выходной нагрузке эмиттерной цепи T_2 .

Коэффициент усиления мощности в зависимости от входного уровня изменяется от 30 до 40 дб. К.п.д. выходного транзистора колеблется в зависимости от входного уровня и достигает 70% .

Шестивольтовое реле тактов с двумя парами контактов перекидного типа работает удовлетворительно при данном R_L и при токе $0,5$ а.

Схема, чувствительная к импульсам

Когда в качестве управляющих сигналов используются импульсы продолжительностью $1-2$ мксек, схема фиг. 1 не может работать удовлетворительно, так как импульсы необходимо предварительно растянуть. Для этой цели добавлены транзистор обратной связи T_3 и цепь R_1 , R_2 и C .

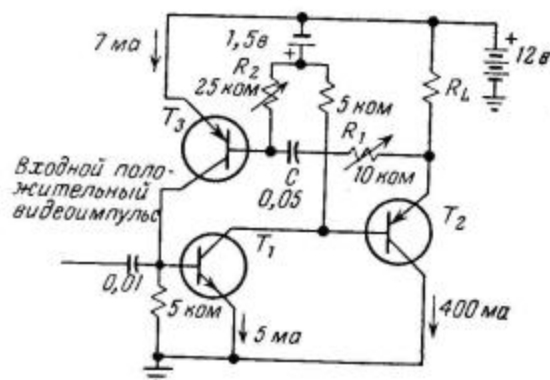
Передний фронт положительного входного импульса поочередно открывает транзисторы T_1 , T_2 и T_3 , причем регенерация ускоряет работу.

Транзисторы будут оставаться в проводящем состоянии до тех пор, пока не разрядится емкость C , после чего произойдет резкое падение токов транзисторов.

Можно управлять шириной прямоугольного сигнала на сопротивлении R_L , меняя R_1 или R_2 . Коэффициент заполнения регулируется таким образом, чтобы сделать его как можно больше (длительность включенного состояния до 70%), чтобы можно было использовать импульсы с максимально низкой частотой повторения. Для более высоких частот повторения реле будет просто делить частоту импульсов.

К. п. д. переключения

Поскольку в схеме фиг. 2 транзисторы работают как переключатели, к.п.д. здесь выше, чем на фиг. 1. Например, при напряжении 12 в



Фиг. 2. Схема растяжения импульсов делает реле пригодным для работы от видеосигналов.

T_1 — кремниевый, типов 903, 951 и т. п.; T_2 — $p-n-p$, типов 355 и т. п.; T_3 — $p-n-p$, типов 2N109 и т. п.

на коллекторе T_2 и 50% -ном коэффициенте заполнения на 15 -омной нагрузке выделяется напряжение прямоугольной формы $10,5$ в при среднем токе эмиттера 340 ма. Средняя выходная мощность на R_L равна при этом $3,6$ вт.

К.п.д. транзистора T_2 близок к 90% и не зависит от уровня сигнала, так как транзистор либо полностью открыт, либо полностью закрыт.

Для запуска реле достаточно импульса амплитудой 1 в. Вместо R_L можно включить шестивольтовое реле постоянного тока. При использовании обычных кремниевых транзисторов с нулевым смещением полный ток холостого режима не превышает 5 мка, но полезная мощность постоянного тока ограничивается величиной $0,5$ вт.

ТРЕНИРОВОЧНАЯ СИСТЕМА, УПРАВЛЯЮЩАЯ МОДЕЛЯМИ МОРСКИХ КОРАБЛЕЙ

Рис

Две управляемые по радио самодвижущиеся модели корабля, управляющий центр и водный бассейн, сделанные в масштабе 1 : 75, позволяют проводить тренировку личного состава военно-морского флота в искусстве вождения кораблей. Характеристики корабля, такие, как штурвальное управление, машинный телеграф, ускорение и замедление, имеют запаздывание по времени, аналогичное настоящему кораблю. Устройство также моделирует ветер и водные течения. В управлении используются три звуковых канала, модулирующих одну несущую частоту в полосе от 30 до 42 Мгц.

Тренажер, предназначенный для демонстрации и упражнений в искусстве вождения кораблей в военно-морских тренировочных школах и резервных тренировочных центрах, состоит из управляющей части, двух самодвижущихся радиоуправляемых моделей кораблей и бассейна.

Одновременно используется только одна модель. Оператор осуществляет рулевое управление и приводит в действие двигатели при помощи трех кнопок на панели управления, которые соответствуют штурвалу и машинным телеграфам. Управление рулем осуществляется непрерывно. Управление движением состоит из следующих ступеней: фланговый ход вперед, полный ход вперед, нормальный ход вперед, $\frac{2}{3}$ хода вперед, $\frac{1}{3}$ хода вперед, стоп, $\frac{1}{3}$ хода назад, $\frac{2}{3}$ хода назад, полный ход назад.

Управляющая система пропорционального типа использует время-импульсную модуляцию в трех звуковых каналах, модулирующих одну несущую радиочастоту. Управляющее устройство состоит из схемы модулятора, передатчика, источника питания и источника заряда аккумуляторов корабля. Передатчик обычный, кварцевый, маломощный. В данном случае он работает на заданной частоте 34,54 Мгц, но может быть настроен на любую частоту в диапазоне от 30 до 42 Мгц путем подбора кристаллов кварца.

Одновинтовые корабли представлены моделью грузового судна. Другая модель представляет собой конвойный эскадренный миноносец, который имеет два независимо управляемых винта и два руля. Корпусы обеих моделей сделаны из стеклянной фибры и имеют длину 120 см, что соответствует выбранному масштабу 1 : 75, который выполняется и для других характеристик — водоизмещения, скорости, радиусов поворота и т. п.

Временные запаздывания у моделей, такие же как у больших кораблей, характеризуют

собой следующие процессы: зависимость руля от штурвала, зависимость корабля от руля, зависимость машин от машинного телеграфа, зависимость корабля от машин.

Электронная аппаратура корабля, выполненная на полупроводниках, включает в себя сервомеханизмы, управляющие положением руля и приводящие в действие двигатели. Батарей, которые легко сменить, могут работать непрерывно в течение 6 час. и затем перезарядиться в течение 2 час.

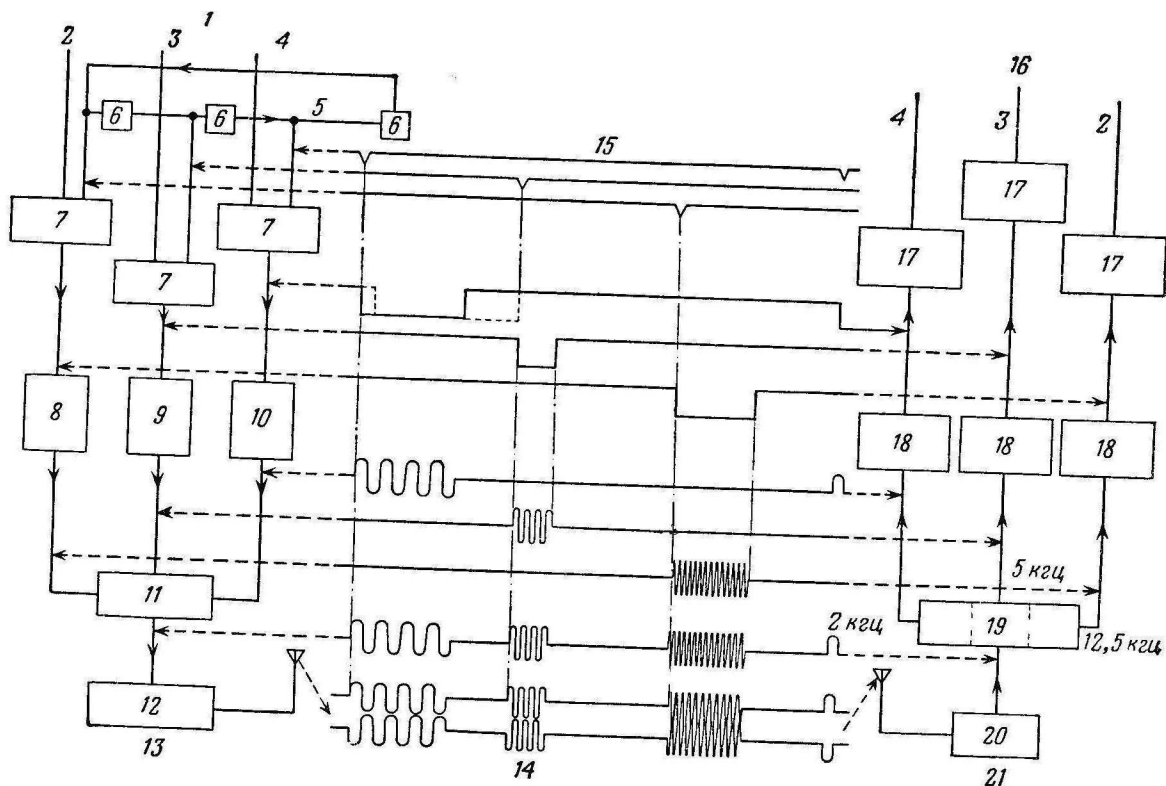
Бассейн имеет поверхность, равную 6×6 м, что по масштабу соответствует размерам 450×450 м. Глубина бассейна составляет 15 см, что соответствует по масштабу глубине 11,2 м. При бассейне имеются соответствующие генераторы ветра и водных течений. При демонстрации они могут быть включены оба сразу или каждый в отдельности.

Управление моделями

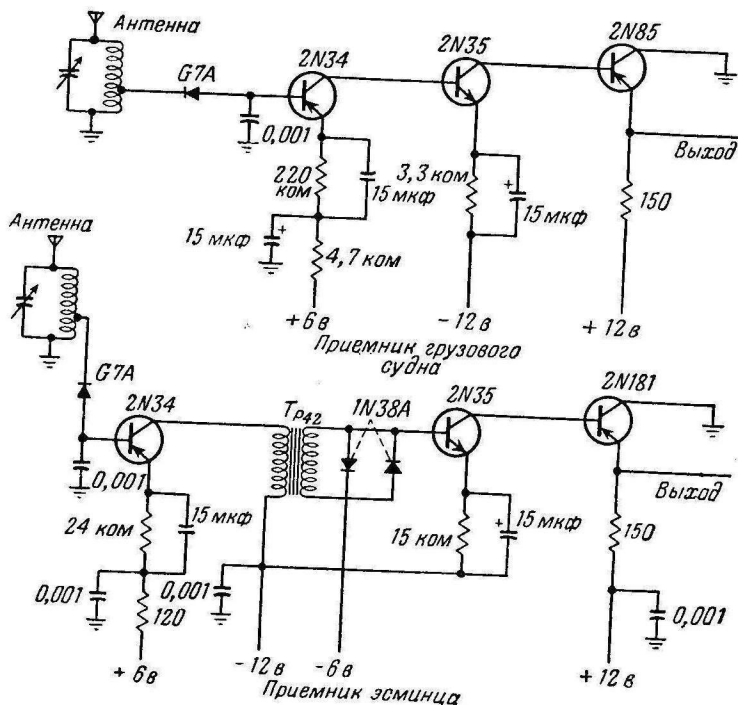
Информационная линия связи включает в себя генерацию, передачу и прием сигналов, служащих для управления действиями моделей. Блок-схемы и формы сигналов системы показаны на фиг. 1. Управляющая информация передается на модель с частотой 10 гц. Хронирующие триггеры, работающие в троичном кольцевом счетчике импульсов, управляют в последовательном порядке тремя стробирующими генераторами, имеющими переменное время задержки.

Длительности строб-импульсов определяются на передней панели управляющего блока при помощи управляющих элементов двигателя правого борта, двигателя левого борта и руля. Длительность каждого строб-импульса может меняться почти от нуля до $\frac{1}{3}$ периода повторения.

В один период повторения входят сигналы всех трех каналов.



Фиг. 1. Формы сигналов в информационной передающей линии военно-морского тренировочного устройства. Управляющая информация передается с частотой 10 гц.
 1 — управления; 2 — руль; 3 — правый борт; 4 — левый борт; 5 — кольцевой счетчик; 6 — мультивибратор; 7 — генератор строб-импульсов; 8 — стробированная звуковая частота 12,5 кГц; 9 — стробированная звуковая частота 5 кГц; 10 — стробированная звуковая частота 2 кГц; 11 — модулятор; 12 — передатчик; 13 — блок управления; 14 — формы сигналов; 15 — миллисекунды; 16 — изменяемое напряжение к сервосистемам; 17 — интегратор; 18 — детектор строб-импульса; 19 — резонансный фильтр; 20 — приемник; 21 — модель корабля.



Фиг. 2. Приемники моделей кораблей. В каждом приемнике сигнал через диодный детектор поступает на трехкаскадный транзисторный усилитель звуковой частоты с большим коэффициентом усиления. Все емкости в пф.

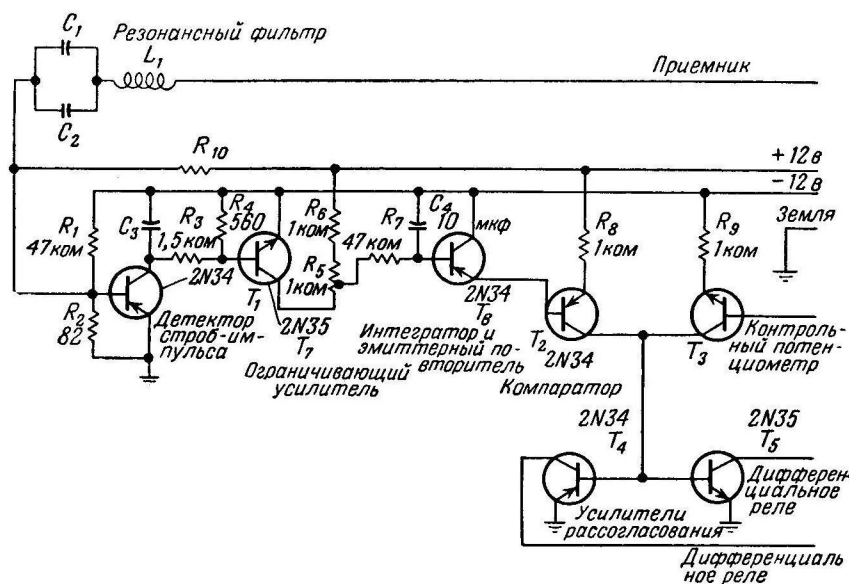
Каждый строб-импульс запускает генератор звуковой частоты. Генератор выдает импульсы звуковой частоты, совпадающие и имеющие ту же длительность, что и вызвавшие их строб-импульсы. Генерируемые звуковые частоты составляют 2, 5 и 12,5 кГц соответственно для каналов двигателя левого борта, двигателя правого борта и руля. Выходы трех генераторов комбинируются и производят амплитудную модуляцию частоты радиопередатчика. В каждом приемнике (фиг. 2) сигнал через диодный детектор поступает на трехкаскадный транзисторный усилитель звуковой частоты с высоким коэффициентом усиления. Поскольку передатчик расположен в непосредственной близости от базы, величина передаваемого сигнала может изменяться в пределах 40 дБ. Вместо АРУ

усилитель звуковой частоты осуществляет ограничение на малом уровне входного сигнала, так что выходная амплитуда остается постоянной в широком диапазоне величин сигнала. Искажения, вносимые ограничением, проявляются в пренебрежимо малом проникновении одного канала в другой, поскольку частоты 2, 5 и 12,5 кГц не создают низкочастотных гармоник.

Узлы каналов

В каналный узел входят резонансный фильтр, детектор строб-импульсов, ограничивающий усилитель, интегратор и электронная часть сервосистемы.

Схема узла показана на фиг. 3.



Ф и г. 3. Резонансный фильтр, детектор строб-импульса, ограничивающий усилитель и электронная часть сервосистемы модели корабля.

Канал	кГц	L_1 , гн	C_1 , мкф	C_2 , пф	C_3 , мкф	R_{10} , ком
Двигатель грузового судна . . .	5	0,2	0,005	82	1	
Руль грузового судна	12,5	0,075	0,002	160	1	
Двигатель левого борта эсминца	2	0,5	0,01	2700	0,25	10
Двигатель правого борта эсминца	5	0,2	0,005	82	0,25	10
Руль эсминца	12,5	0,075	0,0018	160	1	10

СТАБИЛИЗАТОР БОРТОВОЙ КАЧКИ ДЛЯ СУДОВ—НОСИТЕЛЕЙ УПРАВЛЯЕМЫХ СНАРЯДОВ

Шейб

Для управления подводными киллями (стабилизаторами) применяется система, которая производит измерение, вычисление и механическое перемещение килей посредством сервосистемы. При помощи этого удастся на 90% устранить бортовую качку и обеспечить стабильную платформу для запуска снарядов. Для управления киллями применяются сервоусилители на транзисторах и магнитных усилителях, которые дают на выходе 15 *вт*. Осуществляется автоматическая защита килей при сильном волнении.

Американские суда в настоящее время снабжены стабилизаторами, ослабляющими бортовую качку. Для гражданского флота стабилизация обеспечивает комфорт и безопасность пассажиров, а также экономичность благодаря постоянству скорости и расписания при плохой погоде. Для военно-морского флота стабилизация улучшает условия запуска снарядов и точность наведения при шторме на море.

Применение вычислительной техники облегчает разработку нового стабилизатора. Главную роль в рассматриваемой стабилизирующей системе играют электроника и техника слежения.

Задачи стабилизации корабля

Частота и амплитуда бортовых колебаний зависит от частотного спектра волн, а также от собственной частоты бортовых качаний судна и затухания. Наибольшие амплитуда и регулярность бортовых качаний наблюдаются на частотах, близких к резонансной, типичная величина которой для океанского лайнера водоизмещением 20 000 *т* составляет 4 колебания в минуту.

Меньшие, но более беспорядочные колебания имеют место при частотах выше или ниже резонансной. Поэтому стабилизатор океанского лайнера должен работать в широком диапазоне частот бортовых колебаний, обычно от 1 до 10 колебаний в минуту. Теоретически стабилизатор способен снизить установившуюся 5-градусную качку до пренебрежимо малой амплитуды, кроме случаев особенно сильного шторма.

Из большого числа возможных методов стабилизации судна наиболее эффективным является применение активно управляемых подводных килей. Обычно 170-метровый корабль водоизмещением 20 000 *т* имеет два килля размерами от 2 до 4 *м*. Такие килли способны обеспечить стабилизирующие моменты, которые будут справляться с низкочастотными качаниями. Если сделать работу килей достаточно быстрой, стабилизатор будет способен противодействовать самым высоким частотам качаний, на которые может

отзываться судно. При работе с такими киллями стабилизатор способен ослаблять амплитуду бортовой качки почти на 90%, снижая качку с $\pm 20^\circ$ до $\pm 2^\circ$.

Стабилизация обеспечивается двумя киллями площадью по 9 *м*² каждый, помещенными вблизи середины корабля на 6—7 *м* ниже ватерлинии. Когда кили не нужны, они подгибаются и помещаются в углублении в корпусе. Кили спарены таким образом, что, когда один наклоняется вниз, другой поднимается вверх, обеспечивая при этом стабилизирующий момент. Они способны развивать силу до 70 *т* каждый, давая при этом стабилизирующий момент до 2000 *т.м*. Кили работают со скоростями до 30° в секунду и достигают этой скорости в течение 0,3 сек. Таким образом, киль может проходить промежуток в 25° менее чем за 2 сек.

Гидравлика

Чтобы сообщать такие ускорения и скорости 20-тонному киллю, движущемуся в воде при скорости 20 узлов, применяется гидравлическая следящая система, развивающая на валу килля момент до 15 000 *кг.м*. Гидравлические поршень и цилиндр, которые приводят в движение вал килля при помощи простого кривошипного механизма, управляются реверсивным насосом переменного нагнетания, перегоняющим масло из одного конца цилиндра в другой со скоростями до 756 *л/мин*. Этот насос, имеющий максимальную выходную мощность до 100 *л. с.*, соединяется с гидравлическим поршневым усилителем, который управляется механически и при этом потребляет на входе мощность всего 2 *вт*.

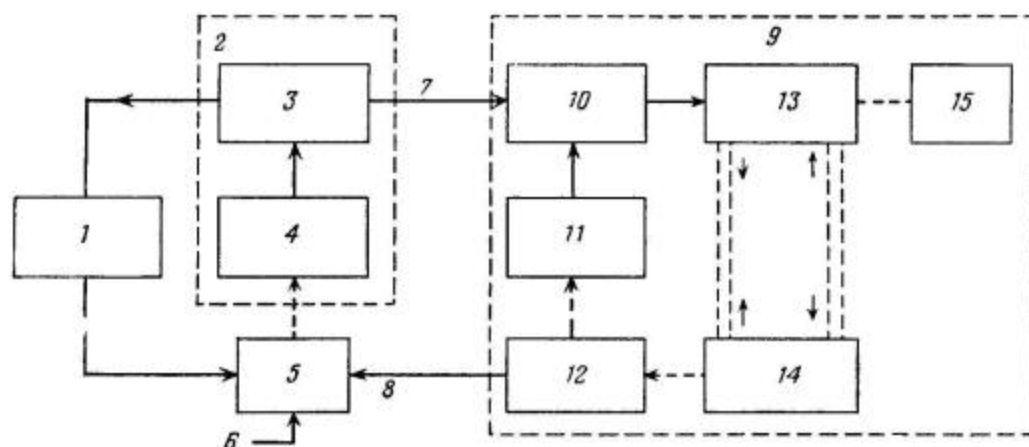
Поскольку этот тяжелый киль приводится в движение механизмом, который управляется мощностью всего в несколько ватт, для индикации движений корабля и работы килей применяется небольшой электромагнитный датчик. Для вычислений служат маломощные транзисторные и магнитные усилители. Кроме того, разработаны специальные электронные схемы,

обеспечивающие эффективность и безопасность стабилизации.

Для питания управляющей системы используются только 400 гц. Преимущества этого

Принципы работы

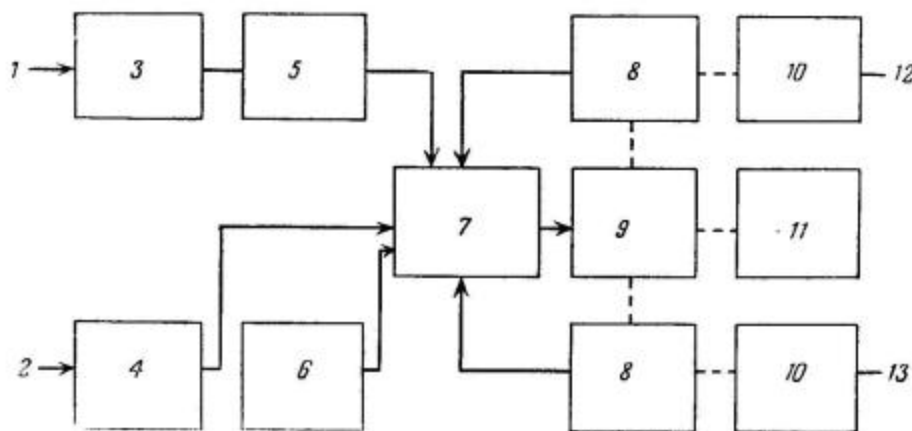
Основные принципы работы стабилизатора показаны на фиг. 1. Стабилизирующая система



Ф и г. 1. Полная система стабилизации судна, состоящая из сервосистем смещения килей правого и левого бортов и вычислителя стабилизирующего момента. Гидравлическая система дает весьма большой момент.

1 — киль левого борта и сервосистема смещения килей; 2 — вычислитель стабилизирующего момента; 3 — вычислитель команды о смещении килей; 4 — приборы, воспринимающие движения судна; 5 — судно; 6 — качающий момент волн; 7 — команда о смещении; 8 — стабилизирующий момент; 9 — киль правого борта и сервосистема смещения килей; 10 — система управления ходом поршня; 11 — датчик реального смещения килей; 12 — киль правого борта; 13 — гидравлический насос переменного нагнетания; 14 — гидравлический цилиндр; 15 — мотор мощностью 75 л. с.

закljučаются, во-первых, в большой крутизне характеристики датчика 400 гц, а во-вторых, разделяется на основные части: вычислитель стабилизирующего момента, который воспринимает



Ф и г. 2. Вычислитель стабилизирующего момента, укрепленный в отдельной консоли на мостике корабля.

1* — от регулировки чувствительности; 2 — от контроля угла крена; 3 — изменяемое напряжение 400 гц; 4 — линейный акселерометр; 5 — гироскопический измеритель скорости; 6 — роторный акселерометр; 7 — усилитель-вычислитель команды о смещении килей; 8 — тахометр; 9 — сервомотор; 10 — передатчик приказа о смещении килей; 11 — механический ограничитель; 12 — к килю левого борта; 13 — к килю правого борта.

в возможности применения 400-герцных стандартных магнитных усилителей и других элементов следящей системы.

бортовую качку и дает команду о создании необходимого стабилизирующего момента, и две идентичные системы слежения наклон-

киля, которые заставляют киль сообщать судну стабилизирующий момент, соответствующий команде, поступившей от вычислителя.

Вычислитель стабилизирующего момента воспринимает качающий момент, который прикладывается к судну в результате действия волн, посредством измерения реакции судна на эти качания. Чувствительные приборы воспринимают и измеряют несколько функций бортовой качки судна, исходя из которых вычисляется стабилизирующий момент. Вычислитель движения килля дает команду обеим сервосистемам приложить равные движущие силы к киллям, которые вместе приложат к судну момент, равный и противоположный качающему моменту волн.

Необходимое равенство сил, движущих кили, обеспечивается, во-первых, эквивалентностью команд, подаваемых на каждую сервосистему, а во-вторых, равенством показателей управления каждой сервосистемы; последнее получается при помощи тензометра, который измеряет реальную силу, действующую на киль.

Система вычисления стабилизирующего момента укрепляется на мостике корабля в отдельной консоли (фиг. 2). Бортовая качка судна измеряется при помощи линейного акселерометра (который воспринимает угол наклона судна), обыкновенного гироскопа, который воспринимает скорость качки, и роторного акселерометра, воспринимающего ускорение. Каждый прибор соединяется с небольшим электромагнитным датчиком, который выдает сигнал 400 гц, пропорциональный измеряемой функции.

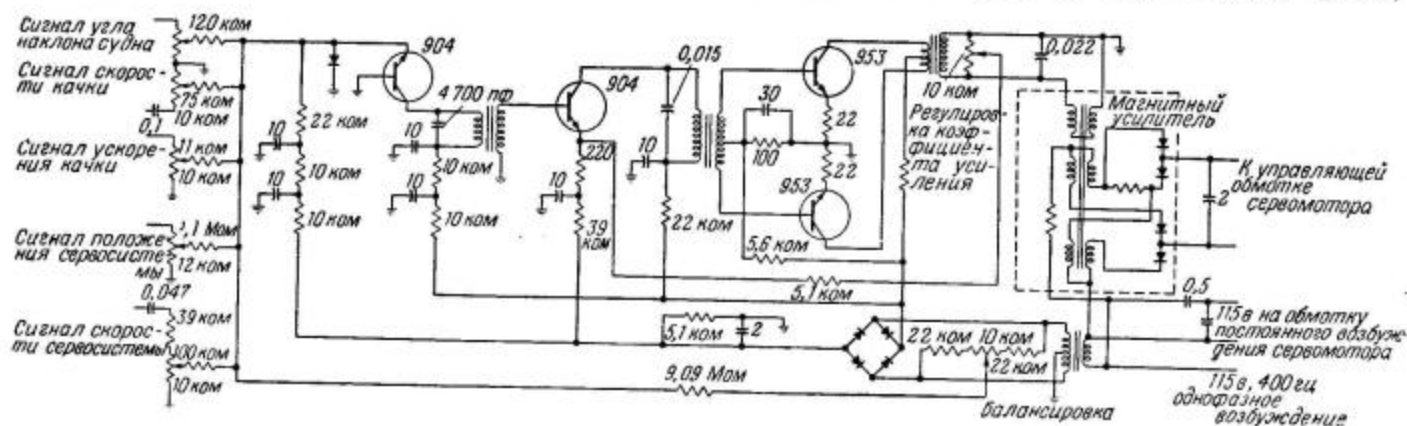
т. е. в зависимости от состояния моря можно регулировать стабилизацию, чтобы получить наилучшие результаты.

Вычисляющая сервосистема

Сигналы воспринимающих приборов комбинируются в сервосистеме, которая непрерывно вычисляет команду, пропорциональную трем функциям бортовой качки. Как показано на фиг. 2, вычислительная сервосистема состоит из решающего устройства, измеряющего положение сервосистемы, и двух передатчиков, которые передают команду исполнительным элементам о требуемом движении килля. Механические пределы сервосистемы предотвращают подачу команды, которая соответствует усилию на киле, превышающему 70 т. Сигналы 400 гц комбинируются линейным сервоусилителем, который управляет сервомотором. Реагируя на сигналы воспринимающих приборов, сервосистема приходит в нулевое состояние, когда сигнал обратной связи компенсирует сигналы воспринимающих приборов. Сигнал, поступающий с тахометра, ослабляет реакцию сервосистемы на высокие частоты от вибрации судна.

Решающий усилитель

Решающий сервоусилитель, показанный на фиг. 3, использует транзисторы и магнитные усилители. Пять входных сигналов ослабляются, сдвигаются по фазе и смешиваются цепью,

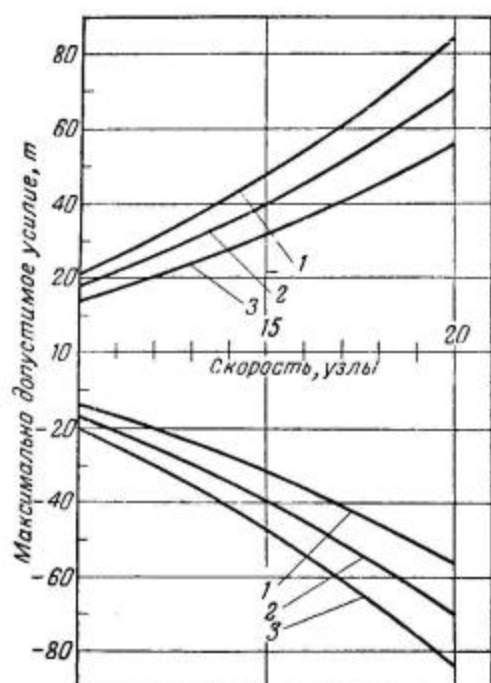


Фиг. 3. Низкий входной импеданс первого каскада обеспечивает точное смешивание сигналов на входе решающего сервоусилителя, дающего команду перемещения килля.

Линейный акселерометр может быть физически наклонен, чтобы компенсировать установившийся крен судна, так чтобы стабилизация не тратилась на устранение малых углов крена. Возбуждение датчика скорости может меняться,

состоящей из сопротивлений и емкостей. Низкий входной импеданс первого транзистора, включенного по схеме с общей базой, обеспечивает точное смешивание сигналов. Трехкаскадный транзисторный усилитель имеет отдельную отри-

Второе назначение системы ограничения усилия состоит в том, чтобы определять величину и направление ложных углов и ограничивать командные приказы усилия в соответствии с кривыми на фиг. 6.



Ф и г. 6. Кривые показывают максимально допустимые усилия в зависимости от скорости. Команды должны оставаться в указанных границах.

1 — ложный угол -10° ; 2 — ложного угла нет; 3 — ложный угол $+10^\circ$.

Определение ложного угла

Ложный угол атаки килей можно в любой момент с достаточной точностью вычислить, как алгебраическую разность между реальным смещением килей и ожидаемым смещением, учитывая его угол по отношению к судну. Система ограничения командного сигнала состоит из усилителя ложного угла и ограничителя, предохраняющего от перегрузки.

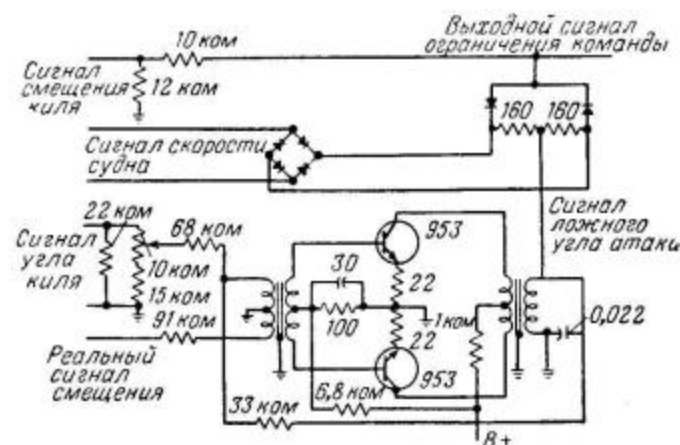
На усилитель ложного угла подается сигнал о смещении килей и сигнал о его угле. Последний корректируется в зависимости от скорости судна, так что при отсутствии ложного угла оба сигнала друг друга уничтожают.

Выходной сигнал усилителя ложного угла пропорционален ложному углу, а фаза этого сигнала показывает направление угла.

Усилитель ложного угла атаки показан на фиг. 7. Он представляет собой однокаскадный транзисторный усилитель. Реальные сигналы

смещения и угла смешиваются на первичной обмотке входного трансформатора. Двухтактный каскад с трансформаторным выходом дает сигнал, пропорциональный ложному углу атаки.

Сигнал команды о смещении, поступающий на вход ограничительной части схемы, представляет собой синусоиду частоты 400 гц. Однако из-за ослабления последовательным сопротивлением 10 ком и из-за шунтирующего действия диодов, включенных параллельно и встречно друг другу, выходной сигнал будет повторять



Ф и г. 7. Схема ограничения командного сигнала определяет ложный угол атаки килей и, исходя из этого, меняет сигнал команды смещения килей.

входной. Изменение пределов смещения килей в зависимости от скорости судна выполняется при помощи включенных параллельно и встречно диодов, которые шунтируют командный сигнал. Напряжение их смещения подвергается двухполупериодному выпрямлению, чтобы избежать искажений сигнала смещения килей. Общая точка 160-омных сопротивлений в схеме ограничителя соединяется с землей через выходной трансформатор усилителя ложного угла. Сигнал ложного угла затем смещает всю цепь ограничителя на величину, пропорциональную величине ложного угла. Это смещение несимметрично, как этого требуют характеристики килей, и направление этой несимметрии зависит от соотношения фаз между сигналом ложного угла и командным сигналом смещения килей. Таким образом, в схеме достигается ограничение приказа о смещении килей, зависящее от скорости судна, преобразованное в зависимости от величины и направления ложного угла атаки, которому подвергается киль.

Смещение килей удерживается в пределах эффективной работы, и, кроме того, киль пре-

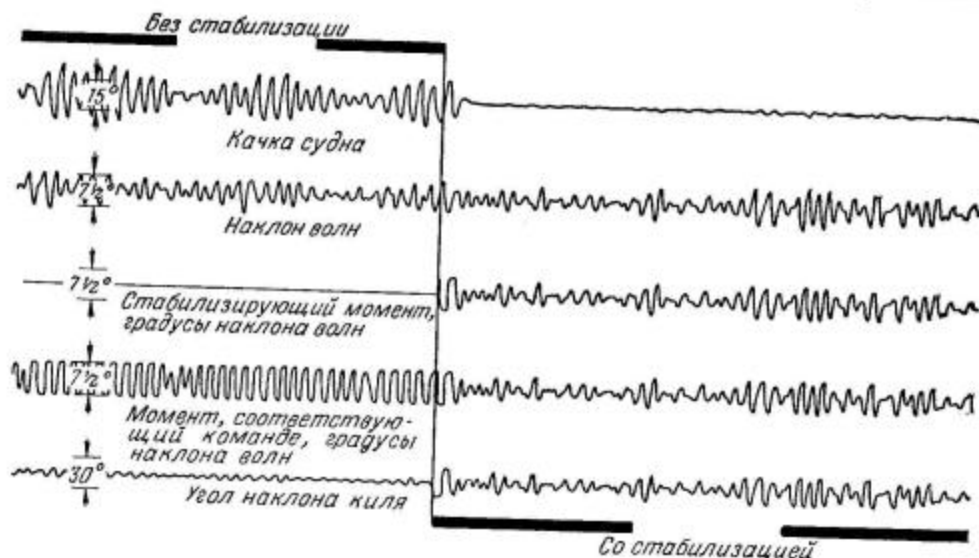
дохраняется от повреждения волнами при всех рабочих скоростях судна. Для каждого кия требуется отдельная система ограничения, поскольку они обычно подвергаются разным углам атаки.

Характеристики

Работа стабилизатора показана на фиг. 8. Эти записи получены при помощи моделирующего

в пределах 4° . Стабилизирующий момент равен нулю, хотя заметно некоторое движение кия. Это соответствует тому требованию, чтобы управление смещением кия оставалось на нуле при наличии ложных углов атаки, вызываемых бортовой качкой.

Усредненные характеристики возмущающих волн продолжены на той части записи, которая относится к стабилизированному состоянию.



Фиг. 8. Кривые, полученные при помощи моделирующего устройства (точно имитирующего условия, в которых находится судно), показывают, как реагирует система на качку судна при стабилизации и без нее.

вычислительного устройства, которое точно повторяет все условия, в которых находится корабль. В той части записи, которая относится к отсутствию стабилизации, волны вызывают вблизи резонанса бортовую качку с амплитудой до 13° . Стабилизирующие моменты, выраженные как эквивалентная устойчивость судна, ограничены

Средняя бортовая качка судна не превышает 1° . Приказанные и реальные возмущающие наклоны находятся в пределах диапазона стабилизации.

На записи показано действие случайных волн, которые превышают диапазон стабилизации.

УПРАВЛЕНИЕ АВИАЦИОННЫМ ПРОЖЕКТОРОМ

Военно-морской дозор нуждается в оптических средствах, которые должны работать ночью и должны быть связаны с целью посредством радара.

Был разработан новый прожектор с дугой между угольными стержнями, в котором применены транзисторы.

Обычно в прожекторах положительный угольный стержень приближается к отрицательному при помощи механизма, схематически показанного на фигуре.

Это — в основном система управления фокусом, в которой фотодиоды воздействуют на транзисторный каскад, управляющий чувствительным реле. Контакты реле нормально замкнуты и шунтируют сопротивление управляющей обмотки электродвигателя.

Механическая часть системы включает небольшое родиевое зеркало, расположенное под углом 45° к осям угольных стержней, так чтобы отражение кратера через центральное отверстие рефлектора попадало на фотодиод.



Изменение скорости

Механическая связь между мотором и положительным угольным стержнем при нормаль-

ных условиях заставляет стержень передвигаться с фиксированной скоростью. Когда кратер находится в фокальной точке, малый рефлектор находится в таком положении, что отраженный луч встречается с фотодиодом вне чувствительной области последнего. Когда очаг горения уходит из фокальной точки, отраженный луч передвигается на чувствительную область диода, изменяя его импеданс и нарушая баланс моста.

Малый сигнал, прикладываемый к базе транзистора, усиливается до уровня, достаточного для срабатывания реле.

Контакты реле размыкают сопротивление, шунтирующее обмотку возбуждения электродвигателя, ток управляющей обмотки уменьшается, и скорость электродвигателя увеличивается. Угольный стержень начинает передвигаться вперед со скоростью, большей скорости горения, и отраженный луч уходит с фотодиода.

ЧУВСТВИТЕЛЬНОЕ УПРАВЛЯЮЩЕЕ РЕЛЕ

Гилл

Управляющее устройство с почти бесконечным сроком службы, питающееся от сетевой розетки, смонтировано на панели с печатным монтажом. Полупроводниковые диоды и транзисторы позволяют максимально уменьшить размеры, которые определяют в основном только выходной осветительной аппаратурой, трансформатором и реле. Управляемые цепи могут быть нормально замкнуты или нормально разомкнуты.

Присущий транзисторам длительный срок службы составляет их большое преимущество, которое используется в новом транзисторном реле. Два подобранных транзистора типа 2N109 используются для балансного входа, и один

транзистор типа 2N44 включен в цепь обмотки реле.

Балансный вход компенсирует влияние изменений окружающей температуры, кроме того, он обеспечивает большую универсальность в при-

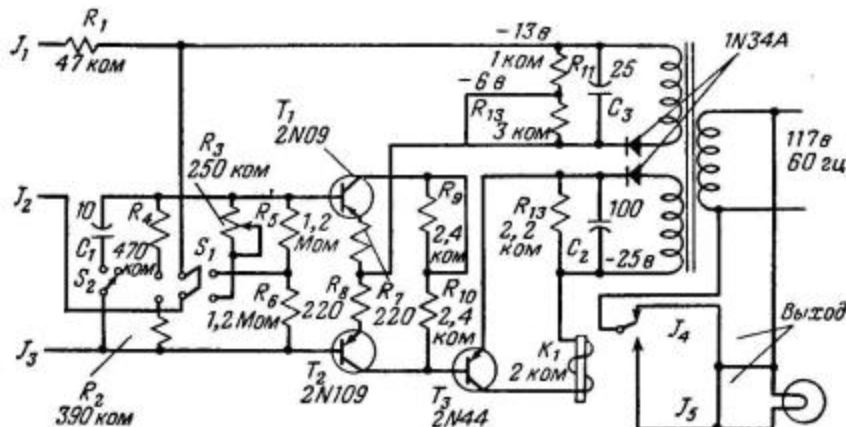


Схема управляющего устройства с тремя транзисторами.

менении реле. Реле может приводиться в действие при помощи облучения светом сернокадмиевого фотосопротивления или фотоэлемента, причем ток управления имеет величину порядка 12 мка. На входе можно использовать вентильный фотоэлемент для управления замыканием и размыканием контактов реле.

Схема показана на фигуре. Когда S_1 нормально разомкнут и входного сигнала нет, токи смещения транзисторов T_1 и T_2 равны. Падения напряжений на R_9 и R_{10} также равны и противоположны; поэтому результирующее напряжение на базе T_3 равно нулю.

Когда J_1 и J_2 замкнуты на сопротивление 400 ком, увеличившееся смещение T_1 нарушит баланс напряжений на R_9 и R_{10} , в результате чего на базе T_3 появится отрицательное напряжение.

При этом через коллектор T_3 потечет ток, достаточный для срабатывания реле K_1 .

Когда S_1 нормально замкнут, а J_1 и J_2 разомкнуты, токи, текущие через T_1 и T_2 , не равны настолько, что транзистор T_3 проводит ток, достаточный для срабатывания реле K_1 . Замыкание J_1 и J_2 снова балансирует коллекторные токи, и реле K_1 размыкается.

Если фотоэлемент сернокадмиевого типа включить между J_1 и J_2 , изменение освещения будет менять сопротивление элемента, что аналогично замыканию или размыканию между точками J_1 и J_2 .

Обратная работа

Обычно чаще требуется включать реле посредством размыкания контактов, чем замыкания.

Выбор управляющей схемы с нормально замкнутыми контактами позволяет это выполнить. Если реле откажет, то аварии не будет, так как нагрузка отключена.

Если требуется, чтобы реле работало от слабого источника, каковым, например, является фотоэлемент, то последний включается между точками J_2 и J_3 ; положительный полюс подключается к точке J_3 , и S_1 должен быть нормально разомкнут. При этом будет иметь место двухтактная работа; коллекторный ток T_1 увеличивается, в то время как коллекторный ток T_2 уменьшается. Результирующее напряжение на R_9 и R_{10} вызывает срабатывание реле. Вследствие замыкания S_2 происходит небольшая задержка размыкания и замыкания реле. Время задержки может меняться в зависимости от сопротивления входной цепи; однако необходимо иметь в виду, что при медленном движении легкие контакты могут дребезжать или даже разрушаться.

Регулятор чувствительности R_3 позволяет простым способом ограничивать входной ток, если, например, требуется понизить выходной ток вентильного фотоэлемента, который сильно освещен.

ДЕМОДУЛЯТОР-ОГРАНИЧИТЕЛЬ ДЛЯ УПРАВЛЕНИЯ НА РАССТОЯНИИ

Иохансен

Транзисторная схема производит ограничение при модуляции и демодуляции в управляющей системе, работающей на несущей частоте. Схема имеет высокий к. п. д. преобразования сигнала и обеспечивает жесткое ограничение при хорошей линейности.

Во многих управляющих системах требуется ограничение управляющих сигналов на заранее определенных уровнях. Кроме того, иногда требуется управление, не зависящее от полярности, т. е. от фазы, причем ограничивающие уровни могут каждый в отдельности или оба сразу фиксироваться или меняться соответственно какой-либо требуемой функции.

В системах, где применяются фазочувствительные модуляторы и демодуляторы среднего уровня, эта гибкость управления ограничением может быть достигнута без помощи дополнитель-

ных устройств, используя схему модулятора или демодулятора, показанную на фиг. 1. Когда источник сигнала изолирован от нагрузки, эта схема работает как двухполупериодная с высоким к.п.д. преобразования и без применения трансформатора с отводом средней точки.

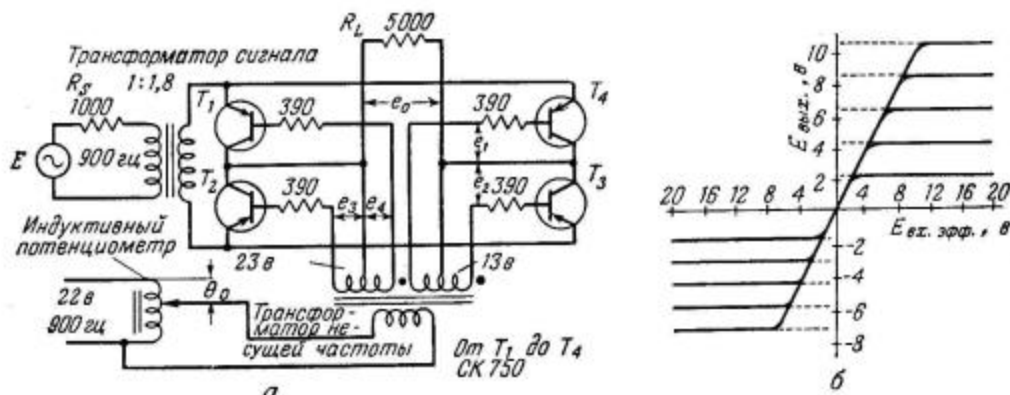
Схема

Работа в линейном диапазоне схемы, показанной на фиг. 1, а, в качестве демодулятора происходит следующим образом: в течение одного

полупериода несущей частоты базы транзисторов T_1 и T_3 отрицательны по отношению к их коллекторам, в результате чего цепь коллектор—эмиттер имеет низкий импеданс для прохождения тока сигнала. В течение этого же полупериода базы T_2 и T_4 положительны по отношению к их коллекторам, в результате чего импеданс для прохождения сигнала цепи эмиттер—коллектор высок.

зажимах посредством уменьшения импеданса между ними в зависимости от увеличения сигнала. Во время следующего полупериода ограничение выходного уровня определяется переключающим напряжением e_2 .

Если фаза сигнала реверсируется, уровень ограничения чередующихся полупериодов напряжения сигнала определяется переключающими напряжениями e_3 и e_4 взамен e_1 и e_2 .



Фиг. 1. Демодулятор-ограничитель для автопилота, дающий несимметричные и регулируемые уровни ограничения (а). Команды уровней ограничения, обусловленные углом поворота θ_0 вала индуктивного потенциометра, показаны пунктиром (б).

В течение следующего полупериода T_1 и T_3 работают как разомкнутые переключатели, а T_2 и T_4 — как замкнутые, в результате чего получается двухполупериодное выпрямление входного сигнала.

Когда уровень сигнала увеличивается, характер работы меняется на предварительно определенном уровне, ограничивая выход.

В течение одного полупериода T_2 имеет высокое сопротивление цепи коллектор—эмиттер только до тех пор, пока его база положительна по отношению как к коллектору, так и к эмиттеру.

Когда выходное напряжение e_0 превышает напряжение переключения e_1 , ток, протекающий в цепи база—эмиттер T_4 , создает низкий импеданс для прохождения тока сигнала в цепи эмиттер—коллектор. Это шунтирует нагрузку, автоматически регулируя напряжение на входных

Таким образом, посредством соответствующего выбора или изменения двух переключающих напряжений, имеющих отвод средней точки, можно обеспечить несимметричное, симметричное, фиксированное или изменяемое ограничения.

Применение

На фиг. 1, б показаны характеристики ограничения схемы фиг. 1, а, которая была разработана для автопилота. В этом применении требуются несимметричные и переменные уровни ограничения для подачи сигнала ускорения на сервосистему руля высоты. Поскольку оба ограничивающих уровня должны меняться по одному закону, здесь требуется только один трансформатор несущей частоты. Напряжение на первичной обмотке трансформатора меняется при помощи сервопотенциометра.

УПРАВЛЕНИЕ ЯДЕРНЫМ РЕАКТОРОМ

Для измерения плотности потока нейтронов применяется система, в которой используются чувствительный к нейтронам термоэлемент, магнитный модулятор, источник возбуждения для модулятора и транзисторный усилитель. Термо-

элемент сделан из отдельных дисковых термопар, состоящих из трех последовательных дисков диаметром 16 мм. Наружные диски выполнены из висмута и свинца, а внутренние — из порошковой меди, насыщенной бором. Такое устрой-

АВИАЦИОННЫЙ ИНДИКАТОР ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ РАЗРЕЖЕНИЙ В РЕАКТИВНОМ ДВИГАТЕЛЕ

Коул

Мост с термопарой, помещенный в область разрежения сопла, воздействует на систему температурной индикации, состоящей из прерывателя, опорного источника и усилителя переменного тока, которая смонтирована непосредственно позади круглой 50-миллиметровой шкалы индикатора на приборной панели пилота. Вес и размеры почти в 5 раз меньше, чем у прибора, выполненного на вакуумных лампах или магнитных усилителях.

Точное измерение температуры разреженного газа в области сопла позволяет предохранить мотор от излишнего перегрева без ухудшения характеристик.

Термопары могут выдерживать высокие температуры и коррозирующие атмосферы и позволяют измерять усредненные температуры в области разрежения. Однако при их использовании в точных системах возникает проблема усиления низких напряжений.

Наилучшее решение состоит в том, чтобы сравнить сигнал термопары с постоянным опорным напряжением и разностный сигнал преобразовать в переменное напряжение для усиления.

Такой способ в сочетании с балансировкой нуля посредством сервосистемы позволяет достигнуть точности порядка $\pm 0,5\%$ в температурных диапазонах около 1000°C .

Типовая система с электронными лампами или магнитными усилителями, специально уплотненная и упрочненная для применения в авиации, состоит из панели диаметром 50 мм и длиной 100 мм и отдельно размещенного усилителя размерами $100 \times 100 \times 100$ мм. Объем такой системы из двух элементов составляет 1230 см^3 и полный вес порядка 2,2 кг.

В описываемом здесь оборудовании используются полупроводниковые устройства для создания опорного напряжения, мост с термопарой, модулятор и усилитель. Схема смонтирована в корпусе диаметром 50 мм и длиной 138 мм.

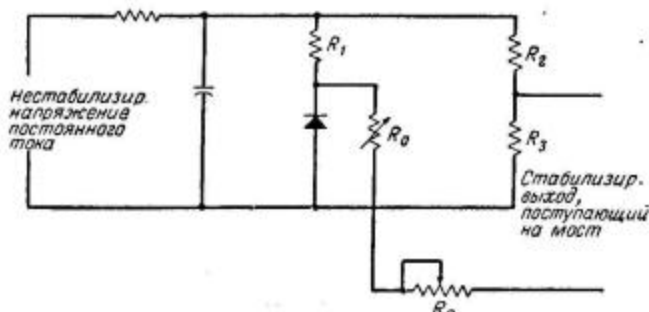
Точность системы непосредственно зависит от повторяемости и стабильности опорного напряжения. При точности системы $\pm 0,5\%$ требуется стабильность опорного напряжения $\pm 0,1\%$.

Вначале в качестве источника опорного напряжения использовались миниатюрные газовые стабилитроны, однако в дальнейшем изучение и испытание характеристик опорных кремниевых диодов показало, что при помощи этих элементов можно получить требуемую стабильность.

Сравнительно низкие напряжения опорных диодов обеспечивают малые потери мощности при делении опорного напряжения до уровня напряжений термопары.

Диодная схема

Упрощенная диодная схема и схема компенсации с использованием одного диода показана на фиг. 1.



Ф и г. 1. Схема источника опорного напряжения с использованием кремниевого диода, которая показала изменение на выходе менее $0,03\%$ при работе в течение 10 000 час.

Сильной фильтрации выпрямленного напряжения питания не требуется, поскольку стабилизирующее действие диода обеспечивает эффективное снятие пульсаций. На фиг. 1 сопротивление

ния R_1 , R_2 и R_3 служат для компенсации сетевого напряжения, термочувствительное сопротивление R_c — для температурной компенсации и R_p — для калибровки.

Схема по существу представляет собой неравновешенный мост, часть выходного напряжения которого питает температурный мост. Диод работает с отрицательным напряжением на аноде, причем ток через диод не проходит до тех пор, пока напряжение не превысит опорного значения, равного 8 в. В этой точке начинается пробой, и ток чрезвычайно быстро увеличивается с напряжением. Рабочая точка диода устанавливается вблизи 1 мА при помощи токоограничивающего сопротивления R_1 .

Другое плечо моста R_3 выбирается так, чтобы подогнать наклон вольт-амперной характеристики к наклону характеристики диода. Тогда разность между двумя напряжениями остается практически постоянной при изменении напряжения питания на $\pm 15\%$.

Однако диод чувствителен к температуре, в результате чего напряжение на мосте с термопарой увеличивается с температурой. Поскольку это увеличение практически линейно, его легко скомпенсировать при помощи медного сопротивления R_c , включенного последовательно с выходом этого моста. Переменное сопротивление R_p позволяет регулировать ток моста, чтобы скомпенсировать разброс опорных напряжений диодов, а также допустимый разброс сопротивлений.

Полная схема может быть смонтирована в объеме $15,5 \text{ см}^3$ и имеет неограниченный срок службы. Образец, который работал в течение более 10 000 час., показал на выходе изменение менее чем на 0,03%. Потребление мощности по сравнению с ламповым источником опорного напряжения снижается в 15 раз.

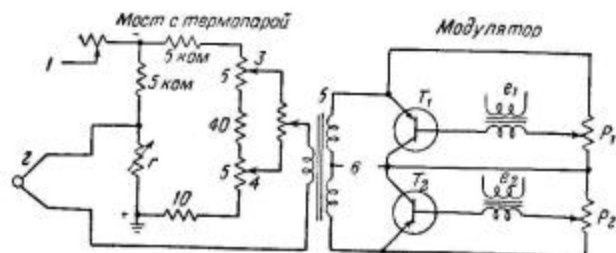
Мост с термопарой

Напряжение моста с термопарой, показанного на фиг. 2, подается на балансный потенциометр, который служит для начальной установки входных сигналов, а также для компенсации напряжения холодного спая термопары.

В мосте используются большие сопротивления с малыми температурными коэффициентами, которые служат для нагрузки опорного напряжения и для создания постоянных токов в двух плечах моста. Одна ветвь включает термочувствительное сопротивление, в результате чего при наличии постоянного тока возникает измеряемое напряжение в милливольты, равное

и противоположное напряжению холодного спая хромель-алюмелевой термопары.

Эти два напряжения компенсируют друг друга в диапазоне окружающих температур от -85 до $+78^\circ \text{C}$ погрешностью $\pm 2^\circ \text{C}$. Компенсирующие элементы монтируются рядом, так чтобы разница температур была минимальной.



Ф и г. 2. Мост с термопарой и модулятор, с которого сигнал рассогласования поступает на транзисторный сервоусилитель.

1 — опорное напряжение; 2 — хромель-алюмелевая термопара; 3 — калибровка высоких значений; 4 — калибровка низких значений; 5 — балансировка; 6 — сигнал рассогласования.

Второе плечо моста содержит сопротивление, которое устанавливает напряжение на концах балансного потенциометра. В этом случае измеряемый температурный диапазон составляет от 0 до 1000°C и соответственно этому напряжение на потенциометре меняется от 0 до 45 мВ. Сопротивление балансного потенциометра таково, что оно заметно не нагружает мост и в то же время не вносит большого последовательного сопротивления в цепь баланса, способного понизить чувствительность. Потенциометр R_p используется для установки необходимого уровня тока моста. Общий объем схемы не превышает 15 см^3 , исключая балансный потенциометр, который монтируется в моторной секции.

Транзисторный модулятор

Транзисторный модулятор, показанный на фиг. 2, преобразует сигнал разбаланса, приходящий с моста с термопарой, в прямоугольный переменный сигнал, который затем усиливается. Модулятор преобразует сигналы от 40 мкВ без механических контактов.

Два транзистора работают как однополюсные переключатели, которые открываются и закрываются в разные полупериоды частоты питающего напряжения. Когда транзистор включен, он образует низкоомный путь для тока сигнала, протекающего через одну половину первичной обмотки выходного трансформатора. Открывание и закрывание транзисторных переключателей производится при помощи переменных

напряжений e_1 и e_2 , которые попеременно смещают коллектор и эмиттер положительно и отрицательно относительно базы, создавая таким образом соответственно низкий и высокий импедансы. Потенциометры P_1 и P_2 имеют достаточно высокие сопротивления, чтобы не шунтировать переключатель во время выключенного состояния.

Схема практически представляет собой два моста, у которых e_1 и e_2 — напряжения возбуждения переходов транзисторов — два плеча, половины потенциометра — два других плеча, а выход каждого моста выделяется на половине первичной обмотки выходного трансформатора. Чтобы на выходе не появлялось напряжение возбуждения, необходимо соотношение сопротивлений плеч потенциометра сделать равным соотношению сопротивлений переходов транзистора.

Так как соотношение сопротивлений эмиттерного и коллекторного переходов в прямом и обратном направлениях меняется с температурой, необходимо стабилизировать баланс моста в широких пределах температур. Это достигается при помощи конструктивных мероприятий, некоторые из которых основаны на эмпирических данных. В результате этого от напряжения возбуждения на выход модулятора передается не более 120 мкВ в температурном диапазоне от -85 до $+72^\circ\text{C}$. Отрегулированная однажды схема в дополнительной регулировке не нуждается.

Транзисторный усилитель

Транзисторный усилитель был разработан специально для усиления малых сигналов и температурной стабилизации. В схеме используются транзисторы с легко получаемыми параметрами.

Для усиления сигнала служат три включенных последовательно каскада на маломощных транзисторах, а мощный транзистор типа Н-4 служит для управления сервомотором. Три маломощных каскада включены по схеме с общим эмиттером и работают на малых сигналах в классе А. Насыщение не наступает до тех пор, пока входной сигнал не достигает 50 мВ, что соответствует температуре 1000°C .

На входе первого и второго каскадов применяется трансформаторная связь. Трансформатор на входе первого каскада производит согласование импедансов, а также изолирует термодару от земли. Благодаря последнему случайное заземление термодары не повлияет на калибровку системы. Второй каскад непосредственно соединяется с третьим, который в свою очередь

через трансформатор соединяется с выходным каскадом.

Питание первых трех каскадов осуществляется от общего выпрямителя. Выходной каскад имеет свой собственный источник питания, что позволяет избежать связи с предыдущими каскадами. Кроме того, больший требуемый ток выходного каскада вызвал бы ненужные потери в фильтре, который необходим для первых трех каскадов, в то время как для выходного каскада не требуется столь же сильной фильтрации, поскольку пульсации 800 гц большого влияния не оказывают.

Выходной каскад работает как дискриминатор и запускает сервомотор в направлении, необходимом для балансировки сигнала рассогласования. Мощный транзистор типа Н-4 работает по схеме с заземленным коллектором. Такое соединение облегчает монтаж и улучшает условия охлаждения, поскольку коллектор транзистора соединен с корпусом.

Индикаторная часть

Транзистор Н-4 управляет миниатюрным двухфазным сервомотором, который сконструирован специально для работы с полупроводниковыми усилителями и имеет низкий импеданс фазы.

Отношение мощности сетевой фазы к мощности фазы усиления равно приблизительно 8 : 1, что улучшает момент вращения по сравнению с работой при равенстве мощностей в обеих обмотках.

Редуктор с общим передаточным числом 400 : 1 приводит в движение потенциометр балансировки, потенциометр степени обратной связи, а также основной и верньерный указатели.

Индикаторная часть, которая включает мотор, редуктор, потенциометры и место для дополнительного выключателя, содержится в отдельном кожухе диаметром 37,5 мм и длиной 50 мм.

Конструкция

Детали собраны на пяти круглых установленных одна над другой платах. Детали предварительно собираются на пяти платах, которые затем при окончательной сборке усилителя механически и электрически соединяются. При проектировании расположения и монтажа схемы существенно важно не только точно расположить детали, но и ориентировать их специальным образом, чтобы уменьшить наводки.

Благодаря применению миниатюрных деталей вся конструкция достаточно прочна. После

калибровки и регулировки кожух герметически запаивается, поскольку уходы деталей невелики и повторной регулировки не требуется.

Точность системы не хуже более точных приборов, выполненных на вакуумных лампах. При комнатных температурах в диапазоне 1000°C ошибка не превышает $\pm 5^{\circ}\text{C}$. В крайних случаях ошибка может достигать $\pm 12^{\circ}\text{C}$.

Время отклонения стрелки указателя на весь диапазон 1000°C не превышает 3 сек., а при ступенчатом сигнале на входе за установившееся положение — пренебрежимо мало. Потребление мощности всей системы составляет 7 вт.

Одним из результатов применения транзисторов является почти полная нечувствительность к влияниям наводок от внешних источников.

ДЕТЕКТОР-ИЗМЕРИТЕЛЬ γ -ИЗЛУЧЕНИЯ

Джесон, Сьюрен

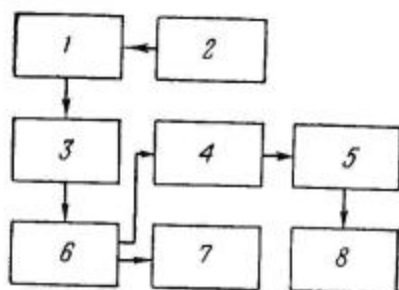
Транзисторный прибор измеряет γ -излучение в диапазоне от 1 до 1000 мрн/час с точностью $\pm 40\%$. Сигнал тревоги, который может регулироваться от 10 до 900 мрн/час , начинает действовать, когда радиация превышает заданную величину. Благодаря простоте конструкции достигается надежность схемы; все активные цепи, за исключением источника питания, представляют собой мультивибраторы.

Возможность выхода схемы из строя обычно находится в прямой зависимости от количества элементов схемы. Поэтому для надежности конструкции нужно иметь как можно меньше элементов, и как можно более надежных.

Исходя из этого, решено было выполнить γ -детектор, в котором использовались бы транзисторы, и, кроме того, чувствительный элемент — счетчик Гейгера—Мюллера обычного типа, надежность которого уже доказана.

Описание системы

Блок-схема детектора γ -излучения дана на фиг. 1, а принципиальная схема на фиг. 2.



Ф и г. 1. Блок-схема детектора γ -излучения.

1 — счетчик Гейгера—Мюллера; 2 — преобразователь постоянного тока в постоянный; 3 — импульсный усилитель; 4 — интегратор; 5 — измерительный прибор; 6 — двоичный каскад; 7 — визуальный индикатор; 8 — реле сигнала тревоги.

За чувствительным элементом следует импульсный усилитель, который повышает уро-

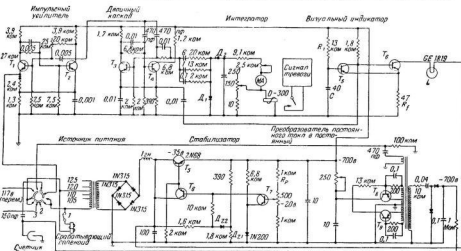
вень энергии сигнальных импульсов, а также выполняет функцию дискриминатора, снижая влияние шумов. Усиленные импульсы поступают на двоичный счетчик, который преобразует цепь импульсов в прямоугольную волну постоянной амплитуды и частоты, равной половине частоты повторения сигнальных импульсов. Один выход двоичного каскада поступает на схему визуального счета.

Второй выход двоичного каскада поступает на интегрирующую схему, которая преобразует прямоугольную волну в сигнал постоянного тока, амплитуда которого пропорциональна частоте прямоугольной волны. Последовательно с выходным амперметром включено чувствительное токовое реле, которое включает сигнал тревоги, когда уровень радиации превышает заранее установленную величину.

Счетчик Гейгера чувствителен к γ -излучению, но почти не реагирует на α -, β - или нейтронное излучение. Его выход состоит из серии импульсов, частота повторения которых пропорциональна интенсивности γ -излучения. Экспериментальная характеристика счетчика, используемая в данной схеме, показана на фиг. 3. При малых частотах повторения выходные импульсы стремятся иметь одинаково большую амплитуду, когда же частота повторения увеличивается, большая часть импульсов становится малой амплитуды.

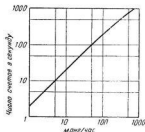
Выбор транзисторов

Детальное рассмотрение схемы приводит к выводу, что, за исключением источника пита-



Фиг. 2. Схема прибора, в которой используются девять транзисторов типа 2N43A и два транзистора типа 2N68 (в стабилизаторе напряжения).

1 — установка уровня радиации сигнала тревоги; 2 — выключено; 3 — выключено.



Ф и г. 3. Характеристика счетчика Гейгера—Мюллера типа «Антон» 302

ния, везде можно использовать транзисторы одного типа.

Для данного случая подходят транзисторы с частотой отсечки порядка 1 Мгц или выше. Для обеспечения надежной работы схемы и устранения влияния старения требуются транзисторы с коэффициентом усиления тока 30 или более, хотя схема рассчитана, исходя из меньшей величины. Для обеспечения удовлетворительной работы в заданном температурном диапазоне об-

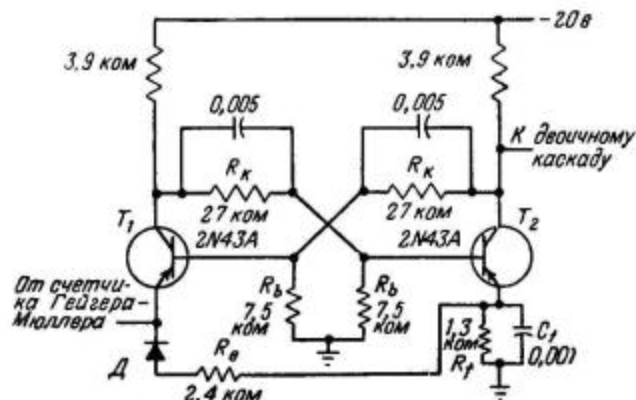
ратный ток утечки $I_{\text{д}}$ должен при комнатной температуре не превышать 2 мкА. Номинальное обратное напряжение коллектор—эмиттер должно быть по крайней мере 20 в, что облегчает проектирование источника питания. Наконец, рассеяние мощности при комнатной температуре для обеспечения запаса надежности выбирается в пределах от 100 до 150 мВт. Из этих требований для всех узлов, за исключением стабилизатора напряжения, был выбран сплавной $p-n-p$ -транзистор типа 2N43A. Для стабилизатора был выбран мощный сплавной транзистор типа 2N684 ($p-n-p$).

Подача импульсов

Импульсы со счетчика Гейгера—Мюллера поступают на одновибратор [1], схема которого показана на фиг. 4. Включение сопротивления R_2 в эмиттерный вывод T_1 разбалансирует нормально дуэстабильную схему и делает ее одностабильной. При одностабильной работе T_1 нормально закрыт, а T_2 проводит; для максимальной чувствительности схемы T_2 в области проводимости должен быть ненасыщен.

Диод D представляет собой высокоимпедансную точку запуска счетчика Гейгера—Мюллера.

устраняя, таким образом, необходимость в дополнительном буферном каскаде между детектором и усилителем. Поскольку потенциал отсечки, выделяющейся на сопротивлении R_f , делится между обратным сопротивлением D и сопротивлением перехода эмиттер—база транзистора T_1 , желательно, чтобы обратное сопротивление D было бы того же порядка, что и обратное сопротивление перехода транзистора эмиттер—база.



Фиг. 4. Одновибратор, служащий импульсным усилителем.

Положительный импульс, поступающий со счетчика Гейгера—Мюллера, переводит мультивибратор в нестабильное состояние, когда T_1 проводит, а T_2 заперт. В течение этого нестабильного состояния импульсы, поступающие со счетчика Гейгера—Мюллера, не оказывают на схему никакого влияния. Таким образом, время восстановления мультивибратора может оказывать дискриминаторное действие на последующие импульсы, поступающие с детектора. Это будет иметь место, если постоянная времени схемы будет больше ожидаемой продолжительности последующих импульсов. В схеме фиг. 4 время восстановления мультивибратора составляет 50 мксек.

Запуск

Величина заряда, требуемая для запуска одностабильного мультивибратора, есть функция частоты отсечки α -транзистора и уровня проводимости T_2 [2]. Приближенное уравнение для требуемого заряда следующее:

$$Q_T \approx \frac{I_{c2}}{\omega_{ab}} \approx \frac{1}{\omega_{ab}} \left(\frac{R_b}{R_b + R_k + R_1} \right) \left(\frac{E_{bb}}{R_f} \right), \quad (1)$$

где Q_T — необходимый заряд запуска, кулоны; I_{c2} — коллекторный ток проводящего транзистора до запуска, а, и ω_{ab} — частота отсечки

транзисторов, рад/сек. В схеме фиг. 4 Q_T приблизительно равно $5 \cdot 10^{-10}$ кулона.

Дискриминаторное действие против шумовых импульсов осуществляется путем регулировки установившегося тока проводимости транзистора T_2 изменением сопротивления R_f .

Заряд, который можно получить со счетчика Гейгера—Мюллера в течение первичного разряда, равен приблизительно 10^{-9} кулона, в результате чего получается запуск со 100%-ным запасом. Выход мультивибратора состоит из отрицательных импульсов длительностью 50 мксек и максимальной амплитудой 10 в.

Двоичный каскад может нагружать схему, не оказывая при этом заметного вредного влияния на одновибратор во время регенеративного цикла. Максимальный коэффициент усиления мощности усилительной схемы можно оценить в 25—30 дб.

Двоичный каскад представляет собой обычный ждущий мультивибратор с эмиттерной связью, запуск которого осуществляется путем подачи на базу отрицательного импульса, поступающего с усилительного каскада. Емкости связи выбираются такими, чтобы их время переброса было меньше половины периода наивысшей ожидаемой частоты.

Отрицательные импульсы, поступающие с импульсного усилителя, поступают одновременно на базы обоих транзисторов ждущего мультивибратора. Если ожидаются сравнительно низкочастотные импульсы, диод, определяющий направление срабатывания, в схеме запуска не требуется (при частоте следования ниже 10 кГц). Для оптимального запуска мультивибратор выполняется ненасыщенным.

Логарифмический интегратор

Коллекторные амплитуды транзисторов двоичной схемы составляют 10 в и 10 ма. Коллектор транзистора T_4 нагружен на схему логарифмического интегратора, который выдает постоянный ток на выходной прибор. Поскольку выходной прибор должен покрывать диапазон в три десятичных порядка от 1 до 1000 мрнз/час, что соответствует приблизительно от 1 до 1000 счетов в секунду, амплитуда постоянного тока, выходящего с интегратора, должна быть пропорциональна логарифму частоты.

Логарифмическое преобразование достигается при помощи простой R — C -цепи, присоединенной к коллектору T_4 . Когда коллектор T_4 отрицателен, емкость 250 мкф частично заряжается, причем величина заряда определяется постоянной времени R — C -цепи.

Во время положительного полупериода прямоугольной волны D_1 проводит, а D_2 не проводит, изолируя емкость от двоичного каскада и направляя постоянный ток в выходной прибор. Если благодаря повышению активности γ -излучения частота двоичного мультивибратора увеличивается, имеет место больший заряд и повышается ток через выходной прибор. Выбирая соответствующим образом постоянную времени $R-C$ и градуируя величины последовательных сопротивлений $R-C$ -ветвей так, чтобы с увеличением частоты ток стремился увеличиваться логарифмически, можно получить хорошее приближение к логарифмической характеристике.

Статистическое выравнивание

Величина емкости делается большой, чтобы обеспечить большую постоянную времени выходной цепи. В схеме фиг. 2 интегральная постоянная времени равна приблизительно 2,5 сек. Такой длительный период интеграции требуется для того, чтобы сгладить статистические вариации скорости счета.

Выходной указывающий прибор отградуирован непосредственно в $мрнг/час$ и производит, таким образом, индикацию среднего значения интенсивности γ -излучения. Токовое чувствительное реле, включенное последовательно с выходным прибором, дает сигнал тревоги при превышении уровня радиации.

Установление опасной точки (сигнала тревоги), которая может меняться от 10 до 900 $мрнг/час$, при помощи переменного сопротивления, шунтирующего обмотку реле, усложняется случайным характером детектируемого излучения. Если эта точка будет близка к уровню окружающей радиации, может иметь место случайный запуск сигнала тревоги в результате статистических вариаций в диапазоне счета. Применение калиброванного источника кобальт-60 позволяет более удовлетворительно устанавливать опасный уровень.

Визуальный индикатор счета

Индикатор визуального счета вызывает зажигание лампы всякий раз, когда γ -излучение попадает на счетчик Гейгера—Мюллера. Схема такого типа пригодна только в области низких частот, поскольку разрешающая способность глаза ограничивается приблизительно 20 зажиганиями в секунду. Тем не менее такой не подающийся оценке фактор, как физиологическая индикация работы схемы, дает удовлетворительные результаты.

Одностабильный триггер с непосредственной связью подходит для работы в схеме детектора радиации. Транзистор T_5 нормально проводит, а транзистор T_6 вследствие низкого коллекторного напряжения T_6 и вследствие падения напряжения на R_f остается закрытым. Поэтому емкость C заряжается до низкого потенциала, равного приблизительно падению напряжения на R_f . Поскольку индикаторная лампа включена в коллекторную цепь транзистора T_6 , она нормально выключена.

Зажигание лампы

Когда на базу T_6 попадает отрицательный импульс, транзистор сразу переходит в проводящее состояние. Ток, протекающий через эмиттер T_6 , будет увеличивать отрицательный потенциал на R_f , но, так как на базе T_5 моментально устанавливается постоянный потенциал емкости C , T_5 переходит в закрытое состояние. Это вызывает появление отрицательного потенциала на коллекторе T_5 , который, повышаясь, приводит транзистор T_6 в состояние насыщения. При этом зажигается лампа L .

По окончании действия запускающего импульса емкость начинает заряжаться через сопротивление R_1 . Когда отрицательный потенциал на C станет равным потенциалу, падающему на R_f , T_5 начнет проводить, в результате чего начнет снижаться напряжение на коллекторе T_5 , транзистор T_6 перейдет обратно в закрытое состояние. При этом лампа погаснет и будет оставаться в этом состоянии до тех пор, пока с двоичного каскада не поступит следующий запускающий импульс и не приведет схему в действие. Выражение максимальной частоты индикаторной схемы будет

$$f_r \approx \left[R_1 C \ln \left(\frac{E_{bb} - E_1}{E_{bb} - E_2} \right) \right]^{-1}, \quad (2)$$

где E_{bb} — напряжение питания T_5 , E_1 — падение потенциала на R_f в статическом состоянии и E_2 — падение потенциала на R_f , когда лампа горит. Для схемы фиг. 2 уравнение (2) отражает максимальную частоту, равную приблизительно 20 $имп/сек$. Более высокая частота вызовет постоянное свечение индикаторной лампы.

Надежный запуск

В индикаторной схеме на транзисторы T_5 и T_6 подается раздельное питание, поскольку стабилизированное питание требуется только для T_5 , чтобы обеспечить надежный запуск. Ясно, что мощность, необходимую для горения

лампы (1 *вт*), можно взять от нестабильного источника и, таким образом, не создавать ненужной нагрузки для стабилизатора напряжения.

Источником запуска индикатора является общее эмиттерное сопротивление двоичного мультивибратора. В этой точке появляется отрицательное напряжение каждый раз, когда двоичный мультивибратор запускается от импульсного усилителя. Кроме того, общая точка эмиттеров двоичной цепи есть точка низкого импеданса и поэтому сильно не нагружается схемой визуального счета.

Источник питания

Необходимо, чтобы питание прибора включало точный стабилизатор напряжения и высоковольтный генератор. Хорошая стабилизация напряжения требуется для счетчика Гейгера—Мюллера, так как изменение напряжения 700 *в* на $\pm 2\%$ может вызвать неправильную реакцию счетчика. Точная стабилизация также нужна для схем мультивибраторов, чтобы обеспечить постоянные выходные уровни.

Схема стабилизации поддерживает постоянным уровень напряжения при изменении импеданса нагрузки, а также при вариациях входного напряжения. Опорное напряжение, при помощи которого получается разностное напряжение обратной связи, поступающее на последовательный регулирующий элемент, получается при помощи опорного диода D_{Z1} [3]. Разностное напряжение усиливается транзисторами T_8 и T_9 , и D_{Z1} поступает на базу мощного транзистора T_7 , который включен последовательно в линию и представляет собой регулирующий элемент. Второй опорный диод D_{Z2} стабилизирует базовое и коллекторное напряжения транзисторов обратной связи T_8 и T_9 , делая, таким образом, коэффициент усиления усилителя почти не зависящим от изменений входного напряжения. Регулировка стабилизированного выходного напряжения может производиться вручную изменением сопротивления R_p .

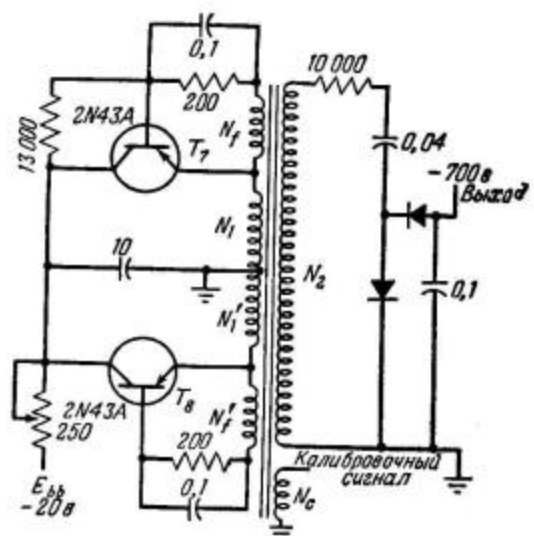
Схема стабилизатора имеет выходное сопротивление приблизительно 0,2 *ом* и стабилизирует напряжение питания 20 *в* в пределах 1% в диапазоне температур от 0 до 50°C.

Генерирование высокого напряжения

Высокое напряжение питания для счетчика Гейгера—Мюллера получается при помощи преобразователя постоянного тока в постоянный, показанного на фиг. 4 и 5. Транзисторы попере-

менно переключают напряжение питания E_{bb} , падающее на обмотках трансформатора N_1 и N'_1 , генерируя таким образом переменное напряжение прямоугольной формы. Положительная обратная связь осуществляется при помощи обмоток N_1 и N'_1 .

Рабочая частота определяется величиной напряжения питания и условиями насыщения



Ф и г. 5. Преобразователь с удвоением напряжения, дающий напряжение питания 700 *в* на счетчик Гейгера—Мюллера.

материала трансформатора с прямоугольной петлей гистерезиса. Если Φ_s есть поток насыщения (*вб*) и $N_1 = N'_1$, частота генерации будет

$$f_r = \frac{E_{bb}}{4\Phi_s N_1} \quad (3)$$

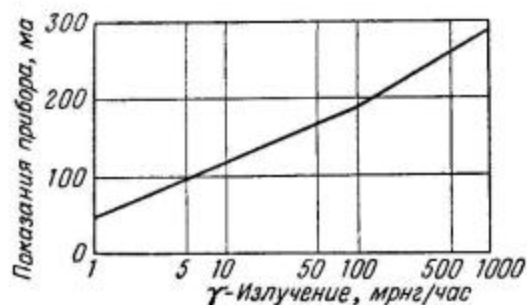
Поскольку E_{bb} — стабилизированное напряжение, а Φ_s не зависит от температуры в широком диапазоне температур, частота преобразователя остается постоянной. Это свойство может быть использовано для калибровки узлов детектора радиации путем применения преобразователя в качестве внутреннего генератора, служащего для проверки индикаторных схем. Калибровочный сигнал берется с обмотки N_c .

Напряжение вторичной обмотки N_2 выпрямляется и фильтруется по схеме удвоения напряжения. Сопротивление, включенное последовательно со вторичной обмоткой, ограничивает максимальный ток в обмотке. Точная регулировка постоянного выходного напряжения производится 250-омным потенциометром, который регулирует потенциал коллекторов транзисторов в небольших пределах.

Преобразователь работает на частоте 500 гц. Соотношение витков трансформатора N_2/N_1 равно 17,5; сердечник — тороидальный, выполненный из материалов «ортонол» с прямоугольной петлей гистерезиса. Напряжение питания E_{bb} стабилизированное, 20 в.

Характеристики системы

Выходная характеристика схемы, выражающая зависимость постоянного выходного тока от интенсивности излучения, показана на фиг. 6.



Ф и г. 6. Выходная характеристика прибора.

Калибровка схемы производится посредством переключения входа импульсного усилителя счетчика Гейгера—Мюллера на продифференцированный выход калибровочной обмотки высоковольтного трансформатора. При этих условиях ток прибора известен, поскольку частота преобразователя постоянна; поэтому сопротивление в цепи прибора можно отрегулировать так, чтобы получить правильное исходное показание. Калибровка таким способом устраняет влияние вариаций компонент, которые могут вызвать небольшие различия в выходных показаниях у разных образцов.

Калибровка скорости счета не строго аналогична калибровке излучения. Однако это удовлетворяет требованиям точности системы и дает простой метод индивидуальной регулировки. При калибровке двух низших десятичных порядков имеет значение то предположение, что счетчики Гейгера—Мюллера имеют одинаковые характеристики. Опыт показывает, что это допущение достаточно справедливо и приводит к пренебрежимо малым расхождениям.

Точность работы

После того, как система откалибрована, длительность точности индикации зависит от стабильности напряжения стабилизатора.

Например, если выходной прибор имеет точность в пределах 1% и полное отклонение на всю шкалу, равное 300 мка, погрешность в любой точке шкалы может достигать 3 мка.

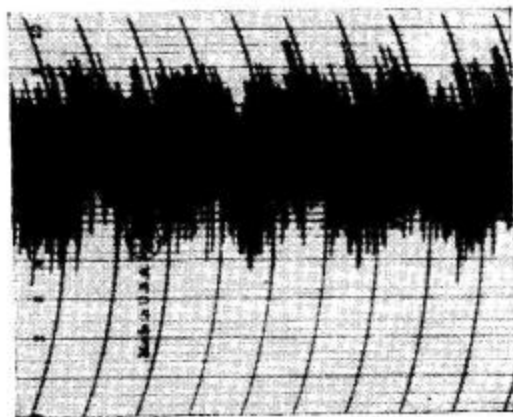
Поскольку прибор отградуирован на три логарифмические декады, такая погрешность соответствует $1/33$ декады или 7% индикации. Понятно, что 2%-ное изменение напряжения питания и, следовательно, такое же процентное изменение выходного напряжения двоичного каскада вызовет максимальную погрешность индикации, равную почти 15%.

Эта чувствительность может быть уменьшена, если добавить эмиттерный повторитель между двоичным мультивибратором и логарифмическим интегратором, в результате чего через выходной прибор потечет больший ток, т. е. можно будет использовать прибор с большим номинальным током всей его шкалы. Однако если стабилизатор напряжения дает требуемую точность, как в данном случае, то в дополнительном каскаде нет необходимости.

Дрейф

Работа детектора радиации в диапазоне окружающих температур от 0 до 50° С удовлетворяет требованиям точности, поскольку дрейф выходного прибора не превышает $\pm 40\%$.

Мультивибраторы в индикаторных схемах стабилизированы по температуре при помощи соответствующих цепей смещения, постоянного тока, так что при самых тяжелых условиях амплитуда выходного импульса усилительной схемы не меняется больше чем на $\pm 10\%$, а выходная амплитуда двоичного каскада не меняется больше чем на $\pm 2\%$ в диапазоне температур до 50° С.



Ф и г. 7. Пятичасовая запись характеристики радиового источника.

Стабильность частоты преобразователя в том же самом температурном диапазоне не хуже $\pm 2\%$. Можно предположить, что основная часть наблюдаемого дрейфа происходит вследствие изменений компонент схемы логарифмического интегратора.

Реакция прибора на ради

На фиг. 7 показана 5-часовая запись на регистраторе кривой выходного тока детектора γ -излучения под воздействием радиового источника. Каждое большое деление по горизонтальной оси составляет полчаса, а каждое большое деление

по вертикальной оси 5 мкА. Статистические отклонения от среднего уровня излучения достигают $\pm 50\%$.

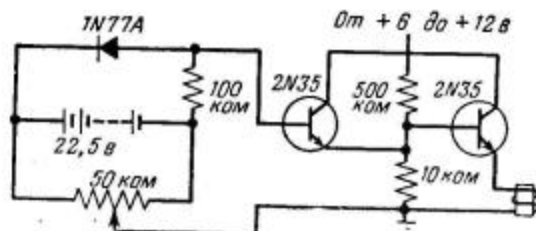
ЛИТЕРАТУРА

1. Suran J. J., Reibert F. A., *IRE Trans. of PGCT* (March 1956).
2. Linvill J. G., *Proc. IRE* (July 1955).
3. Lowry H. R., *Elec. Des.* (February and March 1956).
4. Paynter D. A., *IRE Trans. of PGCT* (March 1956).
5. Royer G. H., *AIEE Winter General Meeting*, Paper № 55—73 (January 1955).

УПРАВЛЯЮЩИЙ СЧЕТЧИК, ПРИВОДИМЫЙ В ДЕЙСТВИЕ ОСВЕЩЕНИЕМ

Грант

Во многих схемах и устройствах, которые управляют реле и другими исполнительными механизмами, управление производится светом, который падает на фотоэлемент. В этой статье описывается простая схема, в которой используются полупроводниковые устройства. Сюда входят фотодиод 1N77A и два германиевых плоскостных транзистора 2N35 (фигура).



Световое реле может запускать декатрон с частотой более 60 отсчетов в секунду.

Светочувствительную часть схемы составляет мост, одним плечом которого служит фотодиод; другое плечо этой первой ветви — сопротивление 100 ком. Вторая ветвь моста представляет 50-килоомный потенциометр. Потенциометр используется для изменения тока реле при отсутствии сигнала и для установления полного коэффициента усиления схемы смещением транзисторов в область большего коэффициента усиления.

Двухкаскадный транзисторный усилитель включен по схеме с общим коллектором, что дает возможность получить максимальный коэффициент усиления тока. Сопротивление 10 ком несколько увеличивает стабильность второго каскада и обеспечивает входной импеданс усилителя при максимальном коэффициенте усиления мощности порядка 100 ком.

Когда световой луч попадает на светочувствительный переход фотодиода, обратное сопротивление его понижается, увеличивая тем самым напряжение на базе первого транзистора. Увеличившееся напряжение заставляет эмиттерный ток первого транзистора течь через базу второго транзистора. Увеличившийся базовый ток второго транзистора увеличивает ток эмиттера, текущий через обмотку реле, и приводит в движение якорь реле.

Если 50-килоомный потенциометр правильно не установлен, напряжение на базе первого транзистора может быть слишком отрицательным относительно эмиттера, так что изменения напряжения моста может не хватить, чтобы включить транзистор. С другой стороны, если контакт потенциометра установлен слишком далеко в другую сторону, оба транзистора будут находиться в проводящем состоянии. Можно легко найти экспериментально установку потенциометра, при которой усилитель будет работать наилучшим образом.

В данном устройстве используется реле типа «Сигма 5F-1000-G». Оно замыкается при 4 ма и размыкается при 2 ма. Для надежности ток срабатывания берем приблизительно 5—6 ма.

Все устройство, включая миниатюрную батарею 22,5 в и батарею 6 в, может быть смонтировано в ящике размерами меньше 150 × 50 × 50 мм. Выход реле используется для управления механическим счетчиком, делающим до 200 отсчетов в минуту. Если данную схему использовать совместно с декатроном, можно получить частоты более 60 отсчетов в секунду. Частотная характеристика фотодиода доходит до 15 кГц, а транзисторы могут работать на частотах до 600 кГц.

Глава 13. ПРОМЫШЛЕННЫЕ СХЕМЫ ОБНАРУЖЕНИЯ СКРЫТЫХ ОБЪЕКТОВ

ОБНАРУЖИТЕЛЬ РАССЕЛИН ВО ЛЬДУ

Ван Экхардт

Скользкие электроды (салазки), соприкасаясь со снежно-ледяной поверхностью, направляют в толщу льда электрическое поле, и, если лед тверд и безопасен для движения, прибор дает постоянные показания. Когда трактор или вездеход приближается к перекрытой снегом расселине, электрический ток прерывается и сигнал тревоги предупреждает водителя о скрытой расселине. Система, в которой применены транзисторы, использует стены расселины в качестве емкости.

Скрытые расселины часто бывают очень широки и глубоки. На протяжении многих лет они мешают исследователям Арктики. Слегка прикрытые снегом, эти провалы во льду особенно опасны арктическим летом и при снежных бурях.

Методы обнаружения

Для обнаружения расселин на протяжении последних лет применялись только два метода: аэрофотосъемка и ручное прощупывание с помощью длинных стержней.

Авиационное наблюдение дает эффект только при очень хорошей погоде, а ручное прощупывание крайне тяжело, утомительно и занимает много времени.

Выполнение программы исследовательских работ в области электронной техники позволило использовать поверхностные электроды для эффективного обнаружения расселин и трещин.

В обнаружителе используется двойная система электродов. Поперечная система позволяет обнаруживать расселины вокруг пути вездехода. Продольная система обнаруживает расселины с особенно толстым снежным покровом (которые не в состоянии обнаружить поперечная система) и позволяет отличить большую расселину от узкой трещины.

Детали системы

Каждая система состоит из четырех широких, выполненных в форме блюда (или сковороды), скользких электродов, которые контактируют со снежно-ледяной поверхностью. Поперечная

система электродов представляет собой веерообразное сооружение, поддерживаемое деревянными стержнями, которое вездеход толкает перед собой.

Два «блюда» служат электродами, которые создают электрическое поле в близлежащей толще льда. Остальные два электрода снимают показания, соответствующие электрическому полю в толще льда перед вездеходом. Когда лед тверд и безопасен для движения, этот сигнал остается относительно постоянным. Как только вездеход приближается к расселине, электрическое поле изменяется и сигнал тревоги предупреждает об опасности.

Продольная и поперечная системы работают одновременно, но на различных частотах. Их электроды устанавливаются отдельно. Один электрод подталкивается спереди вездеходом, который сам служит электродом, а два других двигаются сзади с интервалами 7 м.

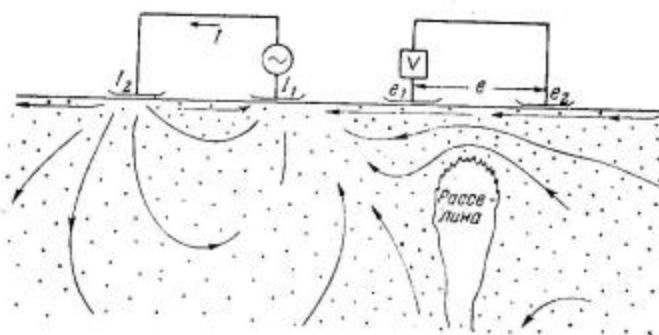
Сигнал тревоги

Когда вездеход движется по поверхности ледника, обнаружитель передает свои показания при помощи двухканального регистратора, смонтированного внутри вездехода. Блок сигнала тревоги состоит из пары специальных релейных измерителей, красного света и зуммера, предупреждающего водителя об опасности. Возможно также звуковое предупреждение при помощи наушников.

Предупреждение не с помощью стрелочного прибора, а с помощью света и звука относится к недостаткам системы.

Форма электрода

Скользкие электроды находятся в контакте с поверхностью льда. Как видно из фиг. 1, источник переменного тока I присоединен между двумя токовыми электродами I_1 и I_2 , и через лед течет пространственный электрический ток. Поскольку лед не проводит, этот ток является



Фиг. 1. Электрическое поле, которое создается электродами, находящимися в контакте с поверхностью ледника. Через лед проходят три пространственных потока. Расселина обнаруживается при помощи электродов.

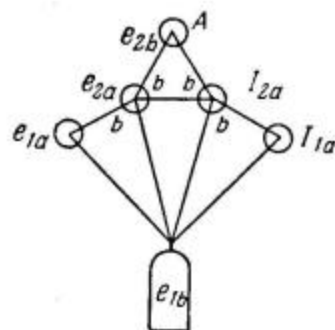
током смещения аналогично тому, как в диэлектрике конденсатора, подключенного к источнику переменного тока.

Устройство, измеряющее разность потенциалов, присоединяется между сигнальными электродами e_1 и e_2 . Какое-либо заметное искажение

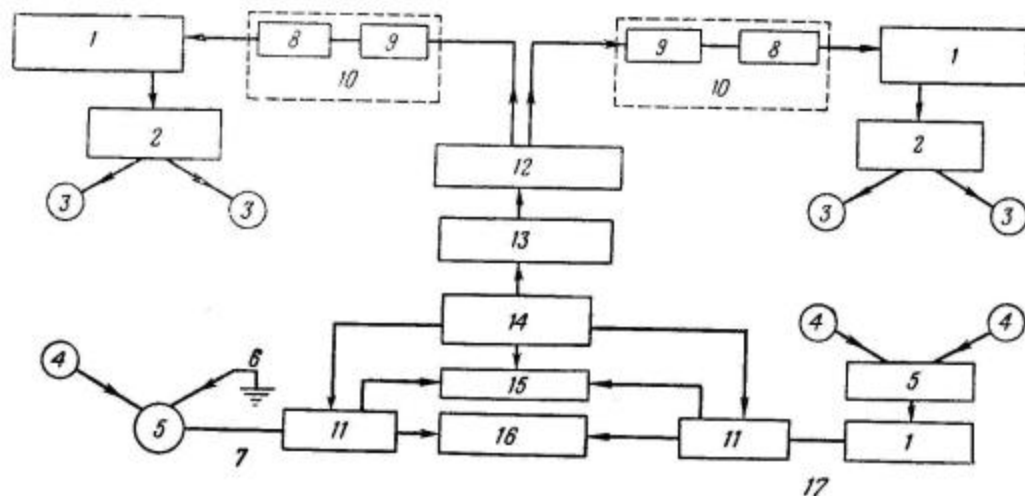
распределения тока, вызванное, например, расселиной, находящейся вблизи электродов, вызывает изменение напряжения e .

Сцепление со льдом

Электроды достаточно велики, чтобы обеспечить хорошее сцепление со льдом. Когда все сооружение движется по льду и определяет безопасность пути, эффективность контакта электродов со снегом и льдом в небольших



Фиг. 2. Расстановка электродов, дающая наилучшие результаты.



Фиг. 3. Блок-схема обнаружителя расселин; показана двойная система электродов, которая обнаруживает различие между большими расселинами и узкими трещинами.

1 — разделительный трансформатор; 2 — высоковольтный мощный трансформатор; 3 — мощные электроды; 4 — сигнальные электроды; 5 — согласующий трансформатор; 6 — контакт заземления; 7 — продольная система; 8 — усилитель; 9 — генератор; 10 — передатчик; 11 — выпрямитель; 12 — батарея 24 в; 13 — блок батарейного преобразователя; 14 — автомобильный аккумулятор; 15 — регистратор; 16 — сигнальный блок; 17 — поперечная система.

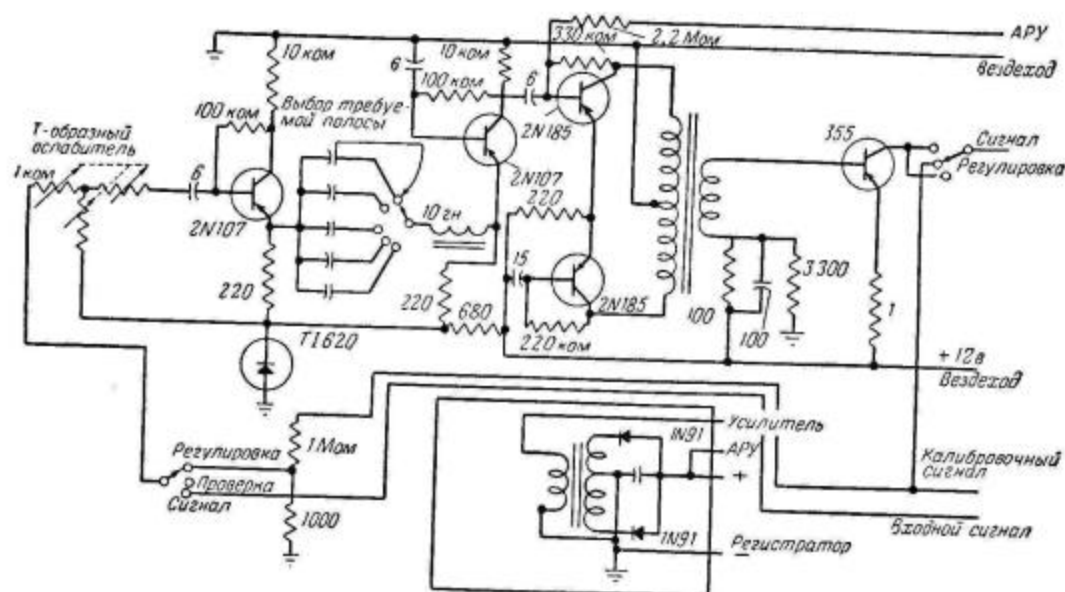
Приемники

Входной сигнал приемника (фиг. 5), поступающий с электродов через согласующий трансформатор, ослабляется до необходимого уровня постоянным сопротивлением в 1000 ом при по-

чения 60-герцного питания вибратора, используемого в случае крайней необходимости.

Результаты испытаний

При испытаниях, проводившихся в Гренландии на протяжении 300 км, обнаружитель



Фиг. 5. Приемник обнаружителя расселин; показана схема управления одного канала регистратора и схемы проверки и регулировки.

мощи Т-образного аттенюатора и подается на предварительный усилитель. Напряжение питания предварительного усилителя на триодах 2N107 равно 5,8 в и стабилизировано включенным в обратном направлении кремниевым диодом Т1620, работающим в области Зенера. Напряжение сигнала затем проходит через полосовой L—С-фильтр с индуктивностью 10 гн и после дальнейшего усиления поступает на предоконечный каскад (драйвер), в котором используются два транзистора 2N185, включенные по двухтактной схеме.

Сигнал подводится к оконечному выходному усилителю, который собран на транзисторе типа 355, работающем в классе А, и к одному из повышающих трансформаторов, смонтированных на отдельном шасси. Мощный сигнал выпрямляется в двухтактной схеме и подводится к электродвигателю регистратора и к измерительному реле.

Переключатель выбора частот, показанный на фиг. 5, позволяет производить прием на четырех различных частотах, на которых работает передатчик, а также служит для вклю-

ни разу не пропустил расселину. Военно-морской флот США успешно использовал обнаружитель при работе в Антарктике.

Исчерпывающие испытания показывают следующее: работа на частотах 200 гц или ниже дает наибольший сигнал индикации расселины по сравнению с остаточными флуктуациями. Этот сигнал флуктуаций подчас бывает столь сложен, что ненормальность, связанную с наличием трещины, можно не уловить. Однако правильная расстановка электродов и запись показаний на всем пути следования помогает распознать расселины.

Кроме расселин, прибор успешно распознает скрытые под поверхностью крупные образования. Можно сделать портативное сооружение, которое будет буксироваться человеком и успешно выполнять свое назначение.

Обнаружитель расселин наилучшим образом работает при низких температурах, когда на поверхности отсутствует влага. Однако при низких температурах электрические шумы, возникающие от трения при движении, становятся сильнее.

СИГНАЛИЗАТОР ТРЕВОГИ, ИСПОЛЬЗУЮЩИЙ ФАЗОЧУВСТВИТЕЛЬНЫЙ ДЕТЕКТОР

Багно, Фэсэл

Полупроводниковый сигнализатор тревоги имеет модулированный источник инфракрасного света и синхронный фазочувствительный воспринимающий демодулятор. Импульсный характер света устраняет вредное влияние продолжительного или меняющегося окружающего освещения. Кроме того, сигнал начинает звучать, если делается попытка нарушить проводку или отключить источник питания.

Система обнаружения человека на определенной площади должна быть доступной неквалифицированным ее владельцам, свободной от ложных сигналов тревоги и нечувствительной к попыткам вывести систему из строя и к изменениям интенсивности освещения и климатических условий, таких, как туман, дождь или снег.

Модуляция

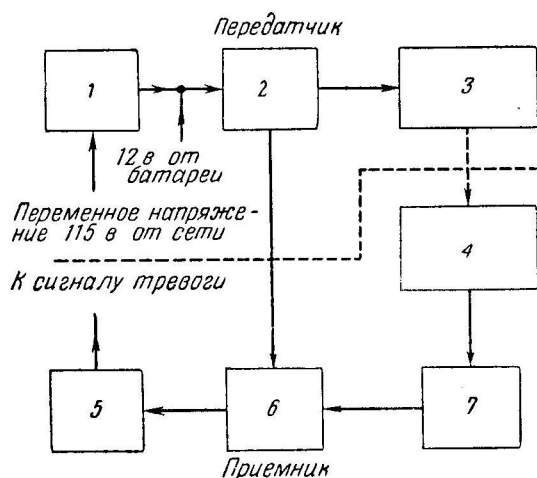
Частота генерации немного отличается от частоты сети, чтобы избежать возможности синхронизации с сетью 60 гц, так как последняя позволит парализовать систему, если направить свет 60-герцного стробоскопа на кожу фототранзистора.

Процент модуляции света прямо пропорционален частоте модуляции луча. Максимальная температура нити вольфрамовой лампы достигается тогда, когда коллекторный ток транзисторного генератора проходит через свое максимальное значение, и охлаждается, когда коллекторный ток приближается к нулю. Если интервал времени между максимумом и минимумом мал (высокая частота), то нить не успеет охладиться так же хорошо, как при низкой частоте. Это означает, что модуляция света при высокой частоте будет менее глубокой, чем при низкой.

При некоторых применениях бывает необходимо увеличить частоту генератора, чтобы обнаружить малые и быстро движущиеся объекты, но это всегда достигается ценой снижения чувствительности в результате снижения процента модуляции света.

Как показано на фиг. 2, благодаря оптическим характеристикам фототранзистора и типу применяемого стекла воспринимается только часть модулированного излучения, длины волн которого не превышают 2 мк. Поскольку та часть спектра, длины волн которой меньше 2 мк, соответствует большей доле энергии, излучаемой высокотемпературными источниками света, а низкотемпературная часть спектра, наиболее чувствительная к температурной модуляции, составляет малую долю, характеристика фототранзистора показывает, что принимаемая модуляция в процентном отношении остается сравнительно постоянной в широком диапазоне средней температуры нити.

Последовательное сопротивление в цепи эмиттера фототранзистора стабилизирует его относительно изменений коллекторного тока.



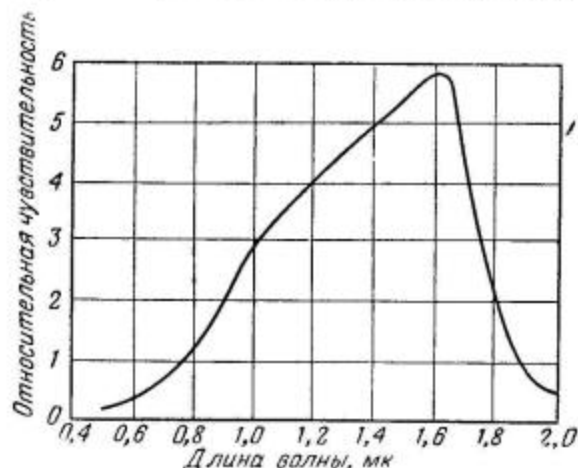
Ф и г. 1. Основные элементы приемника и передатчика системы сигнализации тревоги.

1 — источник питания; 2 — генератор 55 гц; 3 — лампа с вольфрамовой нитью и инфракрасный фильтр; 4 — фототранзистор; 5 — реле; 6 — фазовый детектор; 7 — усилитель.

Для этой цели была разработана фазочувствительная система. Обнаружение производится при помощи невидимого луча инфракрасного света. Какие-либо попытки воздействовать на источник питания или проводку приводят сигнал тревоги в действие.

Блок-схема фотоэлектрической системы сигнализации показана на фиг. 1. Транзисторный мощный генератор 55 гц зажигает и модулирует источник света, а также подает опорный сигнал на фазочувствительный детектор приемника. Любое расхождение между фазой опорного напряжения и фазой светового луча обесточивает реле, стоящее в выходной цепи фазового детектора.

Этот эффект может быть использован для того, чтобы сделать чувствительности фототранзистора по установившемуся постоянному и по переменному току не зависящими друг от друга. Таким образом, при статическом освещении фототранзистор имеет низкую чувствительность



Ф и г. 2. Типовая спектральная характеристика фототранзистора.

фотодиода, а при модулированном освещении достигает полной чувствительности фототранзистора, т. е. его коэффициент усиления на 40 дБ превышает коэффициент усиления при статическом освещении. Таким образом, достигается работа фототранзистора при ярком окружающем освещении без его насыщения и потери чувствительности к модулированному свету.

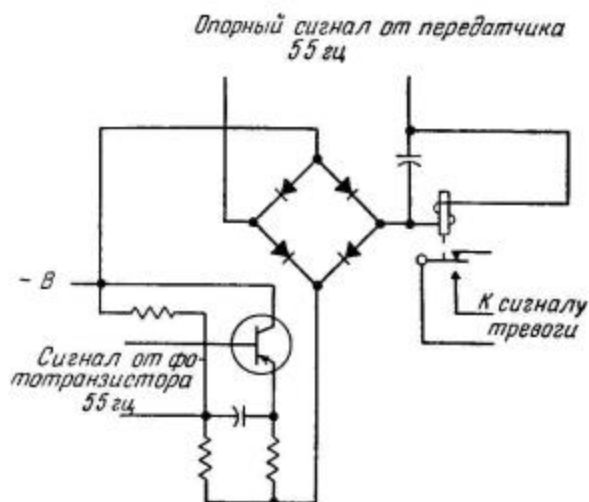
Фазовое детектирование

Упрощенная схема фазового детектора показана на фиг. 3. Усиленный сигнал с фототранзистора подается на базу фазового детектора (фиг. 4, б). Напряжение эмиттер—коллектор фазового детектора снимается с транзисторного генератора 55 гц и подается через мостовой выпрямитель (не имеющий фильтра), в диагональ переменного тока которого включено реле постоянного тока. Поэтому напряжение эмиттер—коллектор представляет собой выпрямленный двухполупериодный сигнал (фиг. 4, г), отбираемый от опорного сигнала и находящийся в фазе с сигналом фототранзистора (фиг. 4, д). Фазовый сдвиг между фототранзистором и опорным сигналом, который имеет место из-за теплового запаздывания нити, корректируется в усилителе.

Результирующий коллекторный ток (фиг. 4, д) фазового детектора зависит от одновременно действующих напряжений на базе и на коллекторе и может рассматриваться как результат

обоих напряжений. Этот ток должен всегда быть в фазе с управляющим напряжением. Поэтому на стороне постоянного тока выпрямителя, где соседние полуволны имеют одно и то же направление, этот ток будет идти в одном и том же направлении, хотя его амплитуда будет изменена сигналом на базе транзистора.

Аналогично этому на стороне переменного тока выпрямителя этот ток, также измененный



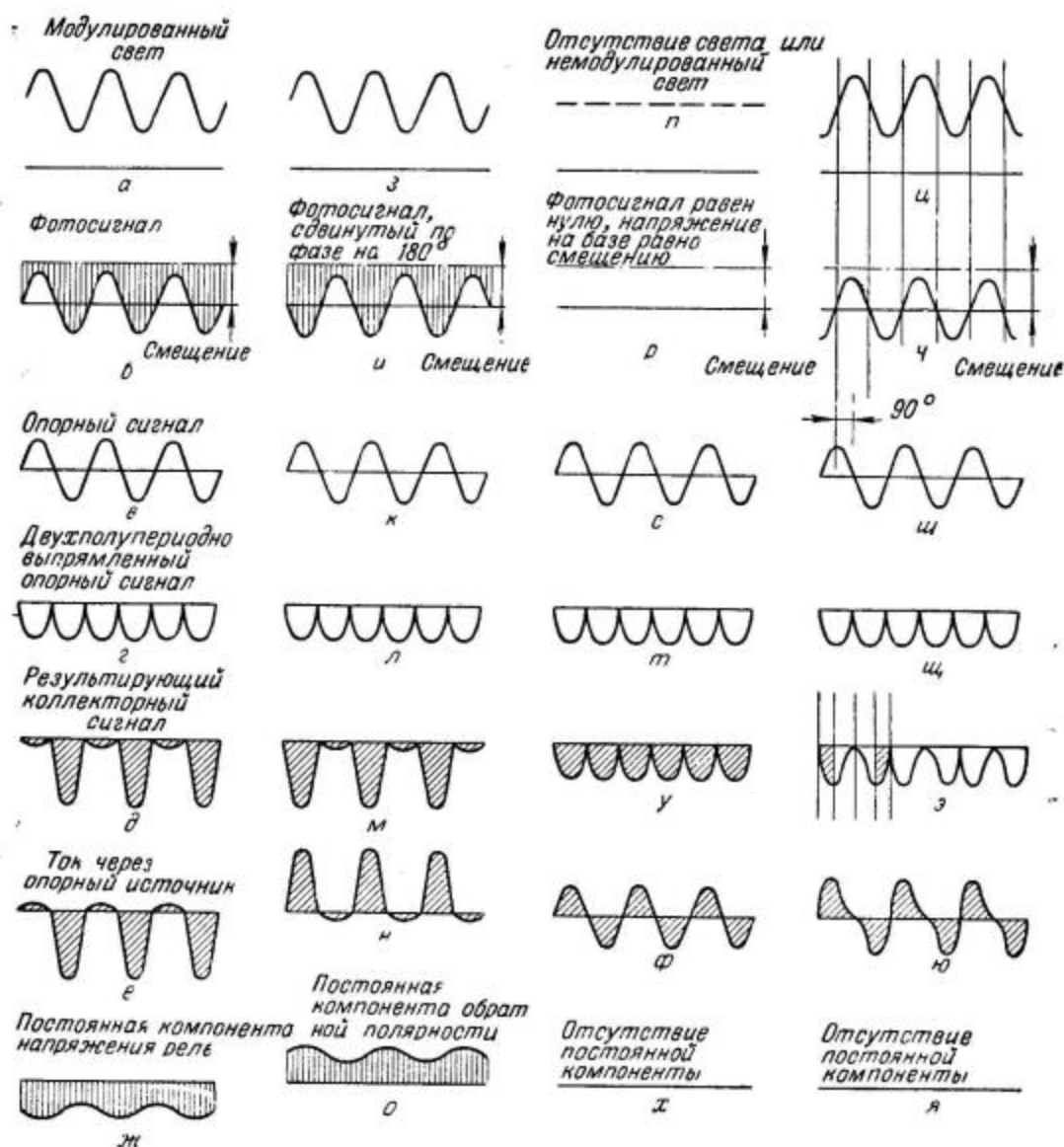
Ф и г. 3. Упрощенная схема фазового детектора.

по амплитуде транзистором, будет иметь соседние полуволны, направленные в разные стороны в соответствии с управляющим переменным потенциалом, и находиться в фазе с ним (фиг. 4, е). Этот ток поэтому является несимметричным переменным током, имеющим постоянную компоненту, которая воздействует на реле. Переменная компонента тока шунтируется емкостью.

Необходимо рассмотреть несколько случаев поведения фазового детектора в различных рабочих условиях.

Примем, что фаза сигнала фототранзистора и фаза опорного сигнала обратны (фиг. 4, и). Это можно сделать, переключив концы первичной или вторичной обмотки одного из трансформаторов связи.

Рассмотрение этого варианта приводит к тому, что форма коллекторного тока и тока через цепь переменного тока и через реле будет такой же, как и раньше. Разница будет только в том, что взаимное расположение меньшей и большей амплитуд будет теперь обратным. Следовательно, компонента постоянного тока через реле или напряжения на реле не изменит своей полярности, как это видно из фиг. 4, о.



Фиг. 4. Формы сигналов в системе в различных рабочих условиях.

Другие фазовые соотношения

Когда на фототранзистор не попадает свет или попадает немодулированный свет, как показано на фиг. 4, п, сигнал фототранзистора равен нулю, в то время как опорный сигнал смещения и двухполупериодно выпрямленный опорный сигнал такие же, как и прежде. Однако результирующий коллекторный сигнал будет пропорционален только выпрямленному опорному сигналу, поскольку на базе будет постоянное напряжение смещения.

В этом случае ток через цепь переменного тока будет синусоидальным без постоянной компоненты, так что реле не будет действовать и отпустит.

Другой интересный и важный случай имеет место тогда, когда имеется сдвиг фазы на 90° между фотосигналом и опорным сигналом, как показано на фиг. 4, ц.

Для получения результирующего коллекторного сигнала рассмотрим соседние четверти волн; первая четверть волны равна четвертой, но представляет собой ее зеркальное отображение. Точно так же вторая и третья четверти волны равны и зеркально отображают друг друга.

Следовательно, сумма первой и второй четвертей волны равна сумме третьей и четвертой. То, что они являются зеркальными отображениями друг друга, не меняет того факта, что их площади равны. Таким образом, на стороне переменного тока выпрямителя положительные

полуволны будут полностью уничтожать отрицательные и дадут нулевую постоянную компоненту. Реле не будет притянuto, и сигнал тревоги будет действовать.

Другие случаи

В других случаях, когда фазовый сдвиг лежит между 0 и 90° или между 90 и 180°, постоянная составляющая будет существовать в цепи реле и будет уменьшаться, когда фазовый сдвиг приблизится к 90°, и увеличиваться, когда фазовый сдвиг будет приближаться к 0 или 180°.

Из предыдущего случая можно видеть, как будет вести себя система, если частоты сигнала фототранзистора и опорного напряжения будут слегка различны. Разность частот будет оказывать такое влияние, как будто сдвиг фаз между этими двумя сигналами непрерывно меняется. Следовательно, в течение периодически изменяющегося интервала времени сдвиг фаз между двумя сигналами пройдет через все возможные значения: 0, 90 и 180°. При этом реле будет периодически срабатывать и отпускать и во время отпущенного состояния включит сигнал тревоги. Если такое детектирующее устройство работает на обоих полупериодах, которые сравниваются, то любое изменение в этом устройстве, действуя симметрично, не изменит баланс.

Свойства фототранзистора

Существуют некоторые свойства фототранзистора, которые влияют на надежность работы всей системы.

Коллекторный ток некомпенсированного германиевого транзистора удваивается при повышении температуры на каждые 8° С. Это может быть устранено соответствующей температурной стабилизацией.

У фототранзистора, кроме того, непрерывно и асимптотически меняется фаза между модулированным светом и фототоком. В неблагоприятных условиях этот сдвиг фаз может в конце концов достигнуть 15° в течение дня работы. Когда фототранзистор отключается от его источника питания, фаза немедленно возвращается в свое первоначальное положение.

Значение этого фазового сдвига становится более важным при увеличении напряжений эмиттер—коллектор. Явление основано на образовании емкостных каналов, которые представляют собой неоднородные p - и n -области, проникающие с поверхности полупроводника в базу. Эти каналы имеют определенную емкость отно-

сительно барьеров, которая увеличивается со временем, когда статический заряд увеличивается под действием внутреннего постоянного поля.

Поскольку емкость p — n -перехода есть функция напряжения, а напряжение в свою очередь есть функция заряда, который увеличивается со временем, протекая через сопротивление, полная емкость зависит от напряжения и от времени. Таким образом, внутреннее строение можно отобразить R — C -цепью, в которой емкость есть функция времени и напряжения (эти изменения емкости во времени являются причиной изменения фазового сдвига).

Фазовый сдвиг между сигналом фототранзистора и опорным сигналом должен быть по возможности устранен. Уменьшая напряжение эмиттер—коллектор, фазовый сдвиг можно уменьшить до весьма малой величины, которую трудно измерить. При этом также снизится уровень шумов.

Дисперсия света

Важное значение имеет дисперсия светового луча, в результате которой значительная часть света теряется и не достигает приемника. Чем меньше угловое расхождение луча, тем серьезнее становится эта проблема.

Вообще потери света меняются обратно пропорционально той площади, которую луч передатчика покрывает на лицевой части приемника. Для данного расстояния между передатчиком и приемником площадь оптического изображения источника света увеличивается обратно пропорционально квадрату числа f оптической системы передатчика. Таким образом, переходя от оптической скорости f 2,5 к f 0,25, которая может быть получена в системе конденсоров, можно понизить чувствительность к затуманиванию линз в 100 раз. По этой причине применяется система с наивысшей оптической скоростью, а также запаянная лучевая лампа с параболическим рефлектором.

Схема

Схема фотоэлектрической системы сигнализации тревоги показана на фиг. 5.

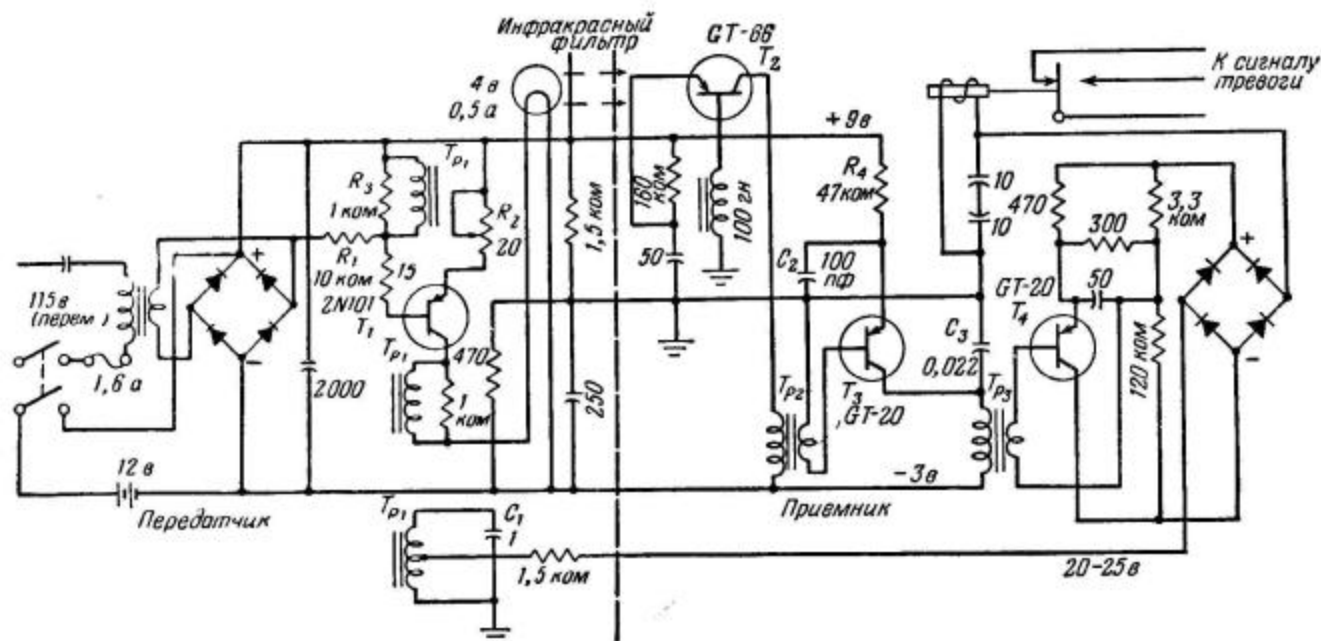
Первичная обмотка питающего трансформатора сделана насыщающейся и вместе с емкостью 1 мкф образует стабилизатор напряжения, который обеспечивает постоянное напряжение питания приблизительно 12 в, зависящее от напряжения сети в пределах +20%, но не зависящее от нагрузки. Когда необходим запасной

источник питания, к прожектору присоединяется 12-вольтовая аккумуляторная батарея; при нормальных условиях работы она слегка заряжается от сети. В случае если сетевое питание откажет, батарея автоматически включается на нагрузку.

Сопротивление R_1 обеспечивает необходимый базовый ток генератора T_1 ; R_2 управляет отрицательной обратной связью, при помощи кото-

Модулированный свет, падая на фоточувствительный переход транзистора T_2 , модулирует его коллекторный ток. Этот ток 55 гц через трансформатор Tr_2 попадает на усилитель T_3 , эмиттер которого смещается через развязывающую цепь R_4C_2 .

Поскольку тепловая постоянная времени обуславливает запаздывание фазы при передаче света, необходимо скорректировать фазу уси-



Фиг. 5. Полная система нормально работает от сети 115 в, причем батарея подзаряжается. Если сетевое питание отключается, батарея включается на нагрузку. Конденсатор C_1 настраивает обмотку Tr_1 на частоту генерации 55 гц.

рой меняется переменное напряжение на лампе. Обмотка Tp_1 , которая включена последовательно с лампой и коллектором T_1 , подает положительную обратную связь на обмотку, которая включена между базой и эмиттером; R_2 предотвращает появление паразитной генерации.

При помощи емкости C_1 и связанной с ней обмотки генератор настраивается приблизительно на 55 гц.

На центральный отвод этой обмотки подается переменное напряжение 20—25 в, которое почти не зависит от установленной интенсивности света лампы.

ленного сигнала при помощи фазирующей емкости C_3 . Этот скорректированный сигнал через трансформатор Tr_3 подается на фазовый детектор.

Выход фазового детектора представляет собой отфильтрованный постоянный ток, который протекает через реле, поддерживая его в состоянии срабатывания.

Нормальная чувствительность системы достигается на расстоянии до 200 м, причем коэффициент запаса надежности относительно пыли и других влияний, которые сказываются на работе системы, равен 4 : 1.

Глава 14. ОБОРУДОВАНИЕ ДЛЯ САМОЛЕТОВ, РАКЕТ И СПУТНИКОВ

ТЕНЗОМЕТРИЧЕСКИЙ ГЕНЕРАТОР С ФАЗОВЫМ СДВИГОМ

Фостер

Выполненный полностью на транзисторах генератор типа RC для тензометра дает на выходе частотно-модулированный сигнал, прямо пропорциональный усилию или давлению на датчике. Прибор предназначен для производства испытаний самолетов и снарядов, но также может найти применение в спектроскопии, термодинамике и механике.

Одна из проблем, связанных с полетными испытаниями самолетов и снарядов, состоит в телеметрии и регистрации напряжения, давления и другой информации. Во время полетных испытаний эти данные измеряются мостовым тензодатчиком, который преобразует изменения усилий в изменения уровня напряжения.

Изменения уровня напряжения непосредственно не пригодны для частотно-модулированной телеметрии или для магнитной ленточной записи. Поэтому необходимо применить преобразователь для превращения напряжения меняющейся амплитуды в сигналы переменной частоты. Генератор тензометра, который будет здесь описан, выполняет это преобразование с малым потреблением мощности и с максимальным использованием объема.

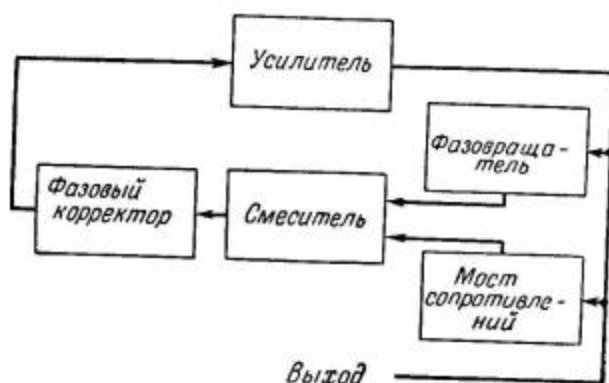
Описание системы

Генератор тензометра представляет собой генератор с фазовым сдвигом, работающий совместно с мостом сопротивлений. Разбалансировка моста вызывает изменение частоты, образуя, таким образом, частотно-модулированный сигнал, прямо пропорциональный разбалансу моста или усилию. Транзисторы используются во всей схеме исключительно как усилительные элементы.

Основная часть генератора, показанного на фиг. 1 и 2, представляет собой стабильный усилитель переменного тока с высоким коэффициентом усиления, работающий совместно с фазовращателем и фазовым корректором.

Выходной сигнал усилителя непосредственно присоединен к фазовращателю, где производится сдвиг фазы на 90° и ослабление; затем сигнал проходит через смеситель на вход фазо-

вого корректора. Когда мост сбалансирован, то на смеситель не подается никакого сигнала. Фазовый корректор сдвигает сигнал еще на 90° и ослабляет его, при этом фаза и амплитуда становятся такими, что удовлетворяется критерий генерации Найквиста ($K \cdot \beta = 1$).



Ф и г. 1. Блок-схема транзисторного тензометрического генератора.

Когда мост тензодатчика разбалансирован в результате появления механического напряжения или давления, возникшее на выходе моста напряжение смешивается посредством схемы на сопротивлениях с сигналом местной обратной связи (идущим с фазовращателя) в смесителе. Сумма этих двух сигналов представляет собой напряжение приблизительно такой же амплитуды, как и при балансе моста, но противоположной фазы; этот новый сигнал затем подводится к фазовому корректору.

Следовательно, критерий генерации Найквиста удовлетворяется на другой частоте, которая непосредственно зависит от нового выходного сигнала смесителя. Выходной сигнал сме-

линейной зависимостью фазы от частоты. Это явление позволяет предотвратить нежелательные колебания, которые обычно возникают в многокаскадных транзисторных усилителях с обратной связью благодаря влиянию реактивных элементов.

Линейная фазовая характеристика обеспечивает линейные отклонения частоты выше и ниже номинальной или средней.

Фазовращатель

Когда генератор работает при номинальной частоте, выходной сигнал усилителя сдвигается по фазе на 90° , несколько ослабляется и подводится к одному из входных зажимов смесителя.

Фазовращатель, показанный на фиг. 2, работает достаточно эффективно. Вторичная обмотка трансформатора вместе с сопротивлением и емкостью составляет мостовую схему. Если входной сигнал подводится через трансформатор, а выход снимается между общей точкой $R-C$ -цепи и заземленной средней точкой трансформатора, как показано на фиг. 2, фазу этого выходного сигнала можно регулировать почти от 0 до 180° относительно фазы входного сигнала в зависимости от соотношения между емкостью и сопротивлением. Фазовый сдвиг, вначале отрегулированный для данного тензометрического генератора, меняется на $\pm 5^\circ$ в полосе частот $\pm 7,5\%$.

Смеситель

Схема смесителя принимает выходные сигналы фазовращателя и моста, смешивает их в цепи, состоящей из сопротивлений, и дает на выходе векторную сумму этих сигналов, которая затем поступает на фазовый корректор.

Назначение и устройство смесителя весьма просты. Представляя собой высокий входной импеданс для моста сопротивлений и для фазовращателя, смеситель значительно не нагружает мост и не влияет на настройку фазового сдвига 90° , в то же время, будучи низким импедансом для фазового корректора, он не нагружается последним, и реактивное сопротивление фазового корректора не оказывает обратного влияния на схемы моста или фазовращателя.

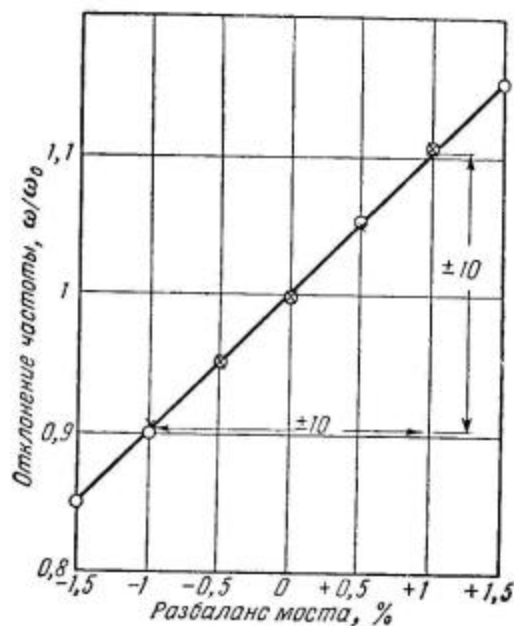
Схема фазового корректора представляет собой простой низкочастотный $L-C$ -фильтр. Этот фильтр производит дополнительный сдвиг фазы на 90° и ослабление, необходимое для поддержания незатухающих колебаний генератора.

Если схема правильно собрана и управляется генератором с соответствующим импедансом, она дает идеально линейный фазовый сдвиг в требуемом рабочем диапазоне частот.

Калибратор

Включаемые в схему тензометрического генератора реле и калибровочные сопротивления подбираются так, чтобы генератор давал сигнал средней (номинальной) частоты, когда мост сбалансирован, и чтобы ширина полосы частот соответствовала максимальному разбалансу моста. Ясно, что это определяется величиной сигналов в системе прямого воспроизведения, где калибровочные частоты могут быть сравнены со стандартными, и можно будет произвести подгонку средней частоты и чувствительности к тем реальным величинам, которые можно получить с генератора.

В течение процесса калибровки средней частоты между входом смесителя и землей включено прецизионное сопротивление, которое заменяет собой выход моста. При этом на вход усилителя попадает только сигнал местной обратной связи, в результате чего генератор будет работать на средней частоте.



Фиг. 4. Сравнение теоретической и экспериментальной характеристик генератора.

× — теоретическая; ○ — экспериментальная; максимальная нелинейность $\pm 0,25\%$.

В течение процесса калибровки краев полосы частот, соответствующих максимальному разбалансу моста, точно определенная часть напряжения возбуждения моста подается на вход смесителя, заменяя собой выход моста так же, как и в предыдущем случае. Этот сигнал соответствует выходному сигналу полностью раз-

балансированного моста и вызывает колебания генератора с частотой, равной крайней частоте полосы.

Генератор может быть точно самокалибрующимся, поскольку изменение частоты генератора зависит не от абсолютных величин местной обратной связи и выхода моста, а от их отношения. Такой генератор имеет то преимущество относительно генератора, управляемого напряжением, что для него не требуется внешнего преобразователя напряжения возбуждения.

Характеристики

Были сконструированы и подвергнуты широким температурным испытаниям лабораторные модели и варианты генератора. Результаты испытаний показаны на фиг. 4. Отдельно от генератора проверялись также узлы, приведенные на блок-схеме, которые показали удовлетворительную работу.

Применение

Благодаря своему малому объему и небольшому потреблению энергии транзисторный тензометрический генератор находит большое применение в области телеметрии и дистанционного

управления, особенно в летных испытаниях самолетов и снарядов. Однако имеется много и других применений.

Например, в сочетании с термисторами или датчиками типа накаливаемой проволоки генератор может быть ценным прибором, пригодным для исследований в области термодинамики. Путем небольших изменений генератор в сочетании с фотодиодами или фототранзисторами можно превратить в прибор, используемый в спектроскопии.

В сочетании с датчиками давления или акселерометрами, выполненными на принципе моста сопротивлений, генератор может служить простым прибором для измерения механических величин.

Были сделаны изменения в конструкции генератора, чтобы им можно было управлять посредством малых уровней напряжения. Легко были получены точные измерения напряжений постоянного тока в милливольтном диапазоне.

Тензометрический генератор может использоваться в сочетании с резистивно-мостовыми датчиками, имеющими сопротивление от 100 до 1000 ом. Полное потребление мощности — менее 500 мвт, включая питание мостового тензометрического датчика, которое составляет 2 в (эфф.).

СВЕРХМИНИАТЮРНЫЙ МАЯК ДЛЯ УПРАВЛЯЕМЫХ РАКЕТ

Коэн, Эрнст

Приемо-ответчик, собранный на транзисторах и работающий в диапазоне S (5,77—19,35 см), вырабатывает эхо-сигнал для следящих за ракетами радаров и сигнал, который может запустить систему перекрытия горючего в ракете. Описаны схемы преселектора, приемника видеосигналов, модулятора, передатчика и источника питания; обсуждаются их особенности. Все устройство заключено в кожух диаметром 6,5 см, длиной 15 см. Оно может заменить прежние подобные устройства больших размеров, стоящие на существующих ракетах.

Описываемый маяк-ответчик AN/DPN-43 выполняет две функции. Он подает на следящие за ракетами радары усиленный эхо-сигнал и вырабатывает сигнал звуковой команды, который может быть использован для запуска системы перекрытия горючего в ракете. Описываемое устройство может заменить другие маяки больших размеров и иной формы.

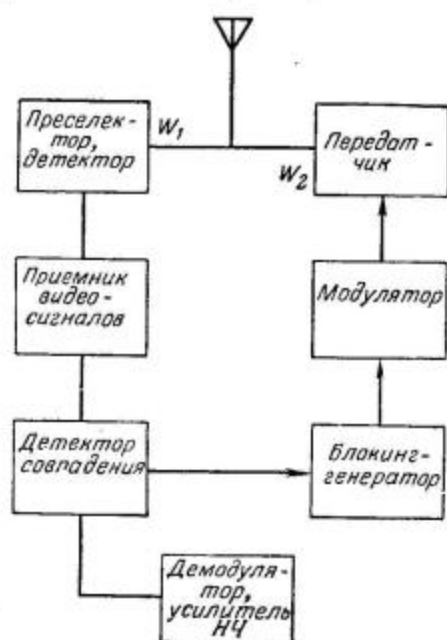
Система

Маяк состоит из шести главных подсекций: антенного переключателя, преселектора, при-

емника видеосигналов на транзисторах, модулятора, резонатора проходного типа и источника питания. Блок-схема маяка показана на фиг. 1. Прием и передача ведутся в диапазоне частот 2700—2950 Мгц. Чувствительность приемника — 35 дб относительно уровня 1 мвт, выходная мощность передатчика больше 1 вт.

Для запроса приемника используются пары импульсов радиочастоты, разделенные интервалом 3 мксек. Схема совпадений в декодирующем устройстве приемника видеосигналов управляет модулятором. Модулятор в свою очередь возбуждает резонатор радиочастоты для передачи одного

импульсного ответа. Источник питания работает от батарей 6 в и имеет срок службы около 30 мин.



Ф и г. 1. Блок-схема компактного приемо-ответчика, работающего в диапазоне S.

Маяк весит около 1 кг, работает при температурах, больших 70°C и меньших 0°C , на высоте до 10 км, выдерживает ускорения более 100 g.

Антенный переключатель

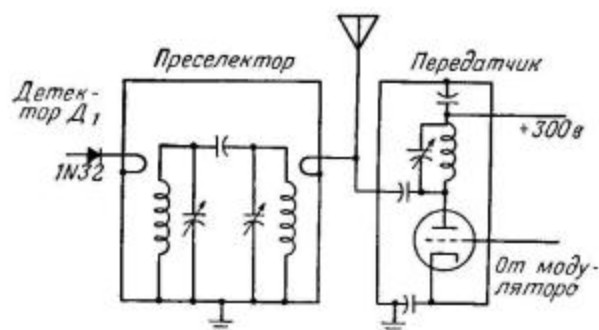
Антенный переключатель состоит из двух электрических линий W_1 и W_2 . Их длина выбрана так, что W_1 соответствует $\lambda/4$, а W_2 — $n\lambda/2$ — средней частоте полосы 2825 Мгц. При отклонении частоты от номинальной больше чем на $\pm 5\%$ импеданс линии W_2 по отношению к сигналу, идущему к ней со стороны антенны, очень большой. Следовательно, потеря энергии, идущей от антенны к приемнику, невелика. Импеданс W_1 по отношению к сигналу, идущему к ней от резонатора проходного типа, также велик. Таким образом, большая часть выходной мощности передатчика попадает в антенну.

Преселектор и передатчик

Преселектор, схема которого показана на фиг. 2, состоит из двух отрезков линии, связанных диафрагмой и настроенных с помощью конденсаторов. Его номинальная ширина полосы больше 6 Мгц при ослаблении на 3 дб, меньше 60 Мгц при ослаблении на 20 дб и меньше 120 Мгц при ослаблении на 35 дб.

Видеодетектор также настроен с помощью линии фиксированной длины.

Резонатор проходного типа, показанный на фиг. 2, содержит генераторный вакуумный триод СВЧ с жесткой фиксированной настройкой, работающий в качестве генератора с импульсной



Ф и г. 2. Преселектор и передатчик связаны с общей антенной через антенный переключатель и переходную секцию коаксиального кабеля.

модуляцией на сетку в диапазоне частот 2700—2950 Мгц. Настраиваемый анодный контур, роль которого выполняет объемный резонатор, имеет обратную связь с катодным отрезком линии с фиксированной настройкой. На выходе 50 ом выделяется мощность от 1 до 10 вт.

Приемник видеосигналов на транзисторах

Приемник видеосигналов, схема которого приведена на фиг. 3, содержит шесть каскадов на транзисторах T_1 — T_6 . Радиочастотный динамический диапазон этого приемника на уровне 35 дб и включает в себя динамический видеодиапазон на уровне 70 дб. Это является следствием квадратичности детектора.

При наличии такого большого динамического диапазона возникают три проблемы: расширение импульса, так как ширина выходного импульса становится зависимой от уровня входного сигнала; ложные сигналы, появляющиеся на выходе из-за выбросов при больших уровнях входного сигнала, и ухудшение отношения сигнал/шум вследствие ограничения в нескольких каскадах. Для обеспечения правильной работы декодирующего устройства все эти проблемы должны быть решены.

Накопление

Одной из причин расширения импульсов является присущее полупроводниковым приборам накопление, которое проявляется как разряд после прекращения подачи энергии на вход. Такая накопленная энергия зависит от уровня вход-

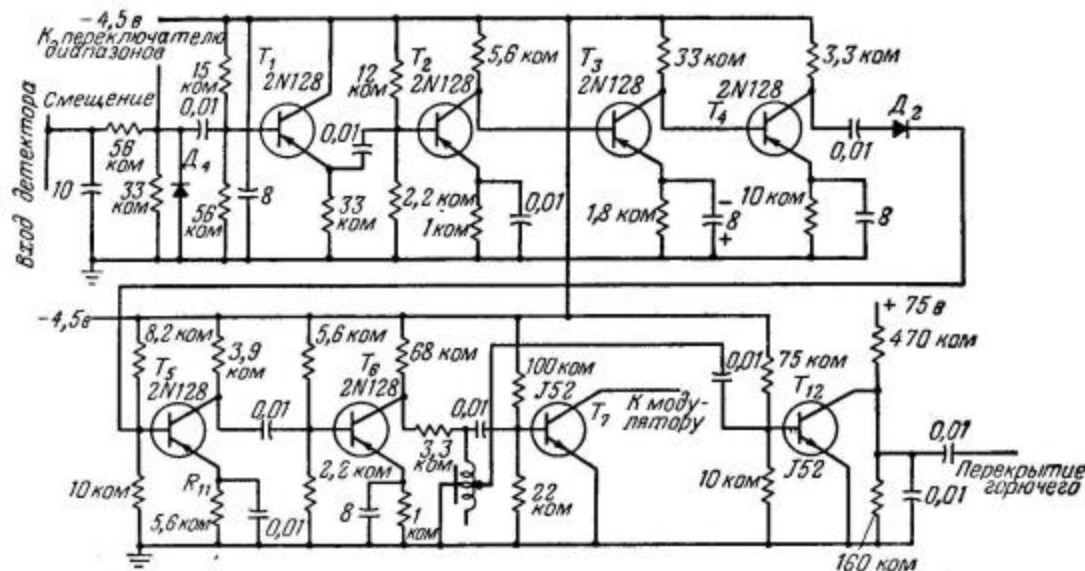
ного сигнала. Это приводит к последовательному расширению импульса каждым последующим каскадом. Кремниевым транзисторам, имеющим высокую температурную стабильность, присуще накопление.

Эта проблема устраняется при использовании германиевых поверхностно-барьерных транзисторов 2N128. Постоянная времени накопления этого транзистора пренебрежимо мала, благодаря чему он пригоден для применения в данном

устройстве. Однако прямоугольность заднего фронта восстанавливается, расширение импульса сведено к минимуму. Однако встает проблема перегрузки выбросом.

Выброс

Если каждый каскад на транзисторе полностью открыт или полностью закрыт, большая часть выбросов устраняется. Однако оба эти режима далеки от оптимального режима работы



Ф и г. 3. Приемник видеосигналов; для улучшения стабильности в его схеме, где можно, используется гальваническая связь.

устройстве. Однако температурная стабильность этих транзисторов хуже, чем у кремниевых.

Второй причиной расширения импульсов является конечность времен спада и нарастания импульса. У транзисторов 2N128 $f_{ac0} = 30 \text{ МГц}$, β в схеме с общим эмиттером равна примерно 20, а $f_{\beta c0} = (1/\beta)f_{ac0} \approx 1,5 \text{ МГц}$. Этому соответствует время спада и нарастания 0,24 мксек. Следовательно, импульс длительностью 1 мксек будет иметь трапецеидальную, а не прямоугольную форму.

Таким образом, в соответствии со сказанным сигнал с низким уровнем будет расширяться. Время нарастания сигнала с высоким уровнем будет улучшаться благодаря ограничению. Однако ограничение приведет к расширению импульса, так что ширина выходного импульса будет зависеть от уровня входного сигнала.

Для устранения такого явления транзистор T_2 намеренно перегружается кратковременным импульсом, что достигается уменьшением постоянной времени эмиттерной цепи. При этом импульс быстро проходит через цепь базы с экстремально малым временем спада. Следова-

тельно, прямоугольность заднего фронта восстанавливается, расширение импульса сведено к минимуму. Однако встает проблема перегрузки выбросом.

Необходимо было принять меры, чтобы выброс в первых каскадах относительно слабо усиливался последующими каскадами. С другой стороны, выброс проходит через цепь базы, и вызванный им на выходе ложный сигнал той же полярности, что и полезный сигнал.

Для уменьшения выброса между T_4 и T_5 включен диод D_2 . Рабочие точки этих каскадов подобраны так, что усиление выброса уменьшено, а усиление каскада ослаблено незначительно.

Перегрузка

Когда частоты настройки объемного резонатора проходного типа и объемного резонатора преселектора разделены небольшим интервалом, возникает другая проблема: приемник перегру-

жается любым сигналом с большим уровнем. Закрытый небольшим обратным смещением диод D_4 ограничивает входной видеосигнал до уровня 0,6 в. В этом случае передатчик и преселектор могут быть настроены на одну частоту, при этом чувствительность приемника падает всего на 2 дБ. Допустимая номинальная мощность рассеяния D_1 , работающего детектором, достаточно велика, так что он не выгорает благодаря мощности, выделяемой на нем резонатором проходного типа.

Так как в устройстве применены германиевые транзисторы, каждый каскад температурно стабилизирован в диапазоне температур 0—70° С. Температурная стабилизация осуществлена обычным методом: в цепь эмиттера включено сопротивление смещения.

Величина последовательного сопротивления в цепи эмиттера не влияет на динамическую работу каскада, так как это сопротивление шунтируется; его величина определяет и стабилизирует положение рабочей точки покоя.

Там, где это целесообразно, была применена гальваническая связь, уменьшающая выбросы тока в цепях связи и влияние нагрузки и обеспечивающая хорошую температурную стабильность.

Шумы

Так как уровень минимального входного сигнала заметно превышает уровень шумов, на входные каскады можно подавать смещение для уменьшения остаточного шума, в результате чего отношение сигнал/шум заметно улучшается.

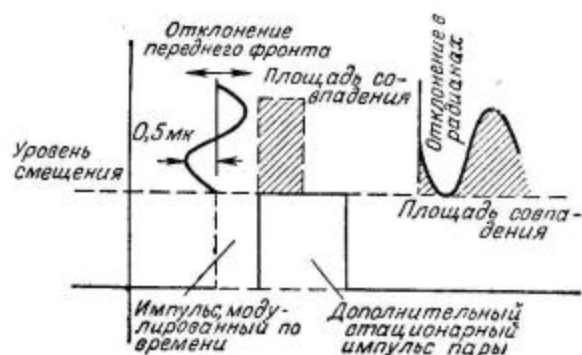
Ограничение имеет место во всем динамическом диапазоне. Ограничение также приводит к улучшению времени нарастания импульса и обеспечивает постоянство амплитуды выходного импульса, идущего на схему совпадений. Общий коэффициент усиления видеосигнала составляет примерно 100 дБ.

Схема совпадений на входе T_7 дает возможность детектировать пары импульсов. Линия задержки с незамкнутым концом на 1,5 мксек отражает импульс, сохраняя его полярность. Таким образом, последующий импульс, поступающий через 3 мксек, будет совпадать с отраженным импульсом; при этом T_7 открывается и запускает блокинг-генератор.

С середины линии задержки идет отвод на усилитель звуковых частот, выдающий сигналы звуковой команды. Первый импульс пары модулирован по времени звуковой частотой с номинальным отклонением $\pm 0,5$ мксек. На отводе линии задержки сигнал с фазо-импульсной модуляцией преобразуется в сигнал с время-импульс-

ной модуляцией с помощью механизма совпадения (фиг. 4).

При соответствующих постоянных времени в демодуляторе-усилителе звуковых частот на T_{12} на его выходе получается сигнал около 150 мВ.



Ф и г. 4. Модулированный по времени импульс сравнивается со стационарным вторым импульсом в схеме совпадений, выдающей сигнал дистанционного управления перекрытием горячего.

Модулятор

Модулятор (фиг. 5) содержит блокинг-генератор на T_8 и два каскада с общим коллектором на T_9 и T_{13} .

Отрицательному импульсу, поданному на коллектор T_8 , соответствует положительный импульс на его базе. На эмиттер с делителя R_1 — R_2 подается положительное смещение, запирающее базу транзистора. Если запускающий импульс достаточно большой по отношению к уровню смещения на базе, транзистор открывается, регенерирует и блокинг-генератор срабатывает. Выброс импульса блокинг-генератора повлечет за собой восстановление, длящееся некоторое время, так как при этом выбросе потенциал базы падает, запускающий импульс, поданный в этот момент, не вызовет срабатывания блокинг-генератора.

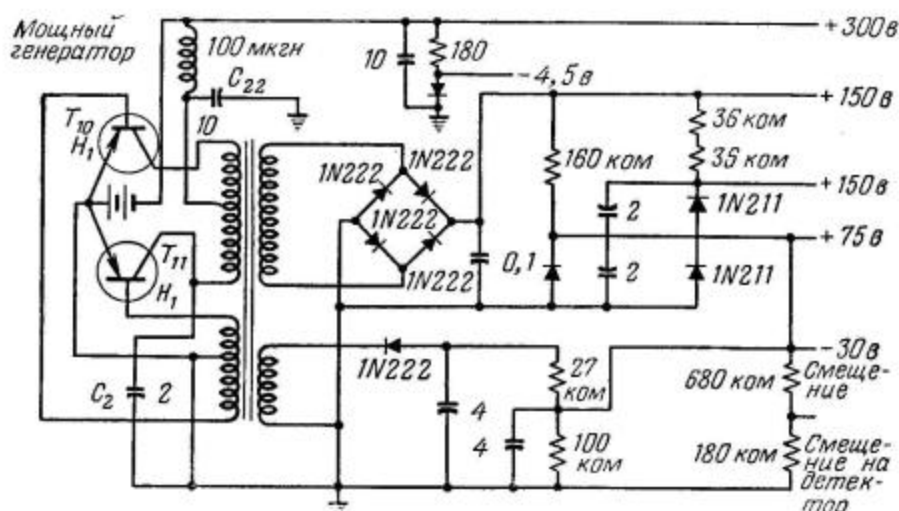
С помощью плоскостного диода можно было бы уменьшить амплитуду пика выброса. Однако плоскостные диоды из-за присущего им значительного накопления имеют слишком большое время восстановления.

Точечному диоду 1N191, применяемому в вычислительной машине, свойственно меньшее накопление, которое все-таки велико.

При включении двух диодов 1N191 последовательно эффект накопления сильно ослабляется и получается время восстановления, меньшее 0,3 мксек.

Предпочтительна генерация на высокой частоте, так как при этом уменьшаются габариты элементов фильтра. В данном случае частотный предел генерации диктуется приведенным сопро-

тивлением нагрузки, а не транзистором или трансформатором. Пусковой конденсатор C_2 обеспечивает возбуждение генератора при любых окружающих условиях.



Ф и г. 6. Генератор-преобразователь напряжения, питающийся от батарей 6 в.

СЕРДЕЧНИКИ «ЦИКЛОП» В ТЕЛЕМЕТРИЧЕСКИХ СХЕМАХ СПУТНИКОВ ЗЕМЛИ

Мэтьюз, Рочелл, Хауз, Ван Аллен, Шафер, Шафферт

К электронным телеметрическим схемам спутников предъявляются более жесткие требования, чем к схемам для самолетов или ракет. Вес и потребление энергии должны быть сведены к минимуму. Подобная аппаратура должна работать при изменениях окружающих условий в широких диапазонах. В настоящей статье не затрагиваются все вопросы, относящиеся к электронным схемам спутников; рассмотрены только некоторые особенности схем спутника «Авангард» для исследования Лайман-альфа-излучения, в частности описаны схемы телеметрического кодирующего устройства, запоминающего устройства и счетчика метеоров.

Спутники для научных исследований

Введение. Спутник будет заключен в полую сферу диаметром 50,8 см, изготовленную из магниевых сплавов. Полный вес спутника не должен превышать 8,8 кг. Вес оболочки и механизма отделения спутника от реактивной третьей ступени ракеты составляет около 4 кг.

В центре спутника в специальном контейнере, в котором поддерживается атмосферное давление,

размещается все электронное оборудование с батареями, за исключением приборов и антенн, которые должны быть прикреплены к наружной части оболочки.

Контейнер представляет собой цилиндр диаметром 14 см, высотой 19 см.

Оборудование спутников. Спутники будут оборудованы по-разному в зависимости от рода научных экспериментов, для которых они предназначены. Кроме спутника для исследования

Лайман-альфа-излучения, описываемого ниже, изготавливаются другие типы спутников¹⁾.

Второй тип спутника предназначен для двух видов экспериментов. Во-первых, будет изучаться магнитное поле Земли на больших высотах при помощи самолетного магнетометра с протонным резонансом. Сигналы будут передаваться только при запросе. Во-вторых, будет измеряться плотность воздуха при помощи измерения тяги прикрепленного к спутнику надуваемого шара. Такие измерения весьма похожи на подобные же измерения, производимые с помощью самого спутника; однако первые намного удобнее, так как отношение силы тяги шара к его массе велико.

Третий тип спутника послужит для изучения баланса радиации в пространстве. На концах антенны будут помещены четыре небольших шарика. Будут использованы шарики с различными удельными поглощениями и лучеиспусканиями, с экранами от излучения и без них. Сигналы с данными о температуре каждого из шариков будут записываться на магнитную ленту. Передача будет происходить только при запросе.

Назначение четвертого типа исследовательского спутника — изучение альбеда (коэффициента диффузного отражения) Земли для метеорологических целей. При вращении спутника светочувствительные приборы будут осматривать поверхность Земли. Подробности не будут замечены, однако будет обнаружена разница при наблюдении поверхностей земли, воды и облаков и найдена связь с состоянием погоды. Информация также будет записываться, а передача будет вестись только в ответ на запрос.

¹⁾ В солнечном спектре всегда имеется линия Лайман-альфа-излучения. (Линия спектра Лайман-альфа для водорода соответствует 1215 \AA . — Прим. перев.) Так как земная атмосфера почти полностью непрозрачна для этого излучения, для изучения его пригодны лишь высотные ракеты и спутники. Предполагается, что интенсивность этого излучения увеличивается во время солнечных вспышек. Так как вспышки появляются редко и незакономерно, применение ракет для исследования этого излучения чрезвычайно затруднительно из-за малого срока их службы и большого времени их подготовки.

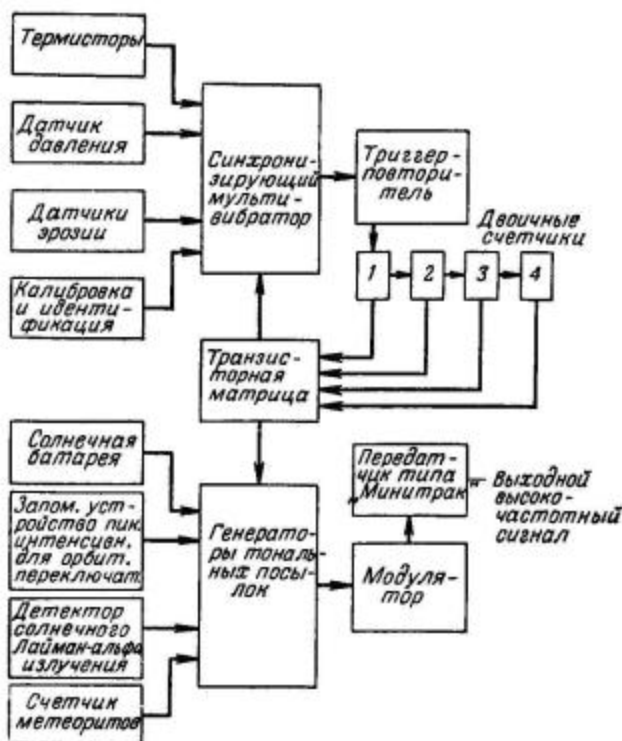
Спутник, находящийся под непрерывным наблюдением, является почти идеальным средством изучения этого явления. Так как непрерывное наблюдение практически неудобно, можно собирать лишь наиболее ценные сведения. Данные о фоновом излучении спокойного (без вспышек) Солнца могут быть получены из измерений мгновенных значений этой радиации, когда спутник проходит над станциями сбора данных со спутника. Корреляцию между визуальными наблюдениями солнечных вспышек и Лайман-альфа-излучением можно найти, если спутник будет транслировать накопленные им за каждый оборот по орбите данные относительно максимального излучения за время оборота.

Все телеметрические экспериментальные данные будут передаваться следящим радиопередатчиком, работающим на частоте 108 МГц с амплитудной модуляцией. Данные слежения получают из измерений фазы на 500 гц . Для точности слежения необходимо, чтобы в течение цикла слежения всякий сигнал модуляции не содержал сигналов, соответствующих частотам от 500 до 2500 гц . Этот диапазон может быть использован для запоминания сигналов, до тех пор пока не будут получены данные слежения, и для передачи их по запросу.

Использование спектра. Уменьшение шумов в приемнике достигается сужением его частотной полосы. Поэтому сигнал должен заключать максимум информации в наиболее узкой из возможных полосе частот. По этой причине максимальная частотная составляющая сигнала взята равной 15 кгц .

Телеметрическое кодирующее устройство спутника

Семнадцать датчиков, расположенных на обложке и во внутреннем контейнере Лайман-альфа-спутника Земли, измеряют температуру,



Ф и г. 1. Полная блок-схема оборудования спутника Земли для исследования Лайман-альфа-излучения.

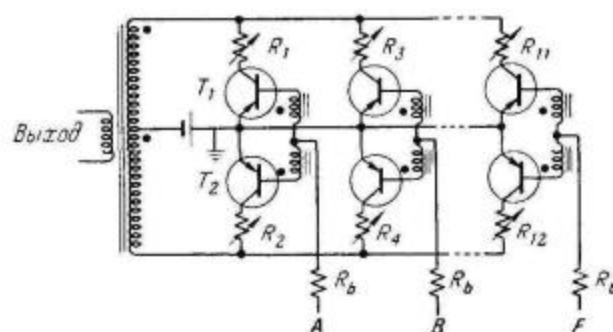
количество столкновений с микрометеоритами и Лайман-альфа-излучение Солнца. Сигналы

с каждого из этих датчиков должны быть закодированы для модуляции передатчика типа «Минитрак». На фиг. 1 показана блок-схема всего электронного оборудования спутника.

Использование транзисторов и магнитных сердечников при сочетании частотной модуляции с модуляцией разделением по времени позволило довести вес кодирующего устройства до 110 г, а вес батарей до 80 г. Ожидаемый срок службы — более месяца непрерывной работы. Емкость системы — 48 каналов телеметрической информации.

Выходы преобразователей спутника представляют собой меняющиеся сопротивления или, как, например, при измерении Лайман-альфа-излучения, токи или напряжения. Кодирующее устройство преобразует такие сигналы тока или напряжения в короткие тональные посылки частот, пропорциональные величинам этих сигналов. Длительность посылок и длительность интервала между посылками пропорциональны величинам сопротивлений преобразователей. Каждой тональной посылке соответствуют три канала. Выходной сигнал модулятора представляет собой совокупность тональных посылок, занимающих диапазон частот от 5 до 15 кГц.

Синхронизирующий мультивибратор. Стробящие импульсы, определяющие длительности тональных посылок, вырабатываются с помощью



Фиг. 2. Синхронизирующий мультивибратор для 49-канальной телеметрической системы.

синхронизирующего мультивибратора и транзисторной матрицы. Упрощенная схема синхронизирующего мультивибратора показана на фиг. 2. Для получения прямоугольных выходных волн используются два транзистора, магнитный сердечник с прямоугольной петлей гистерезиса и два датчика (R_1 и R_2).

Транзистор T_1 переводит магнитный сердечник в состояние с положительным насыщением, транзистор T_2 — в состояние с отрицательным насыщением посредством регенеративного действия обмотки, стоящей в цепи базы.

Датчики R_1 и R_2 , которыми могут быть термисторы или датчики давления, определяют падение напряжения батареи на обмотке сердечника и, следовательно, ток подмагничивания, который проходит через R_1 и R_2 в течение каждого полупериода. Магнитный поток через сердечник в каждый момент времени пропорционален интегралу напряжения на обмотке сердечника по времени. Уменьшение напряжения на обмотке сердечника приводит к увеличению времени, необходимого для достижения насыщения сердечника.

Изменение сопротивления датчика R_1 повлечет за собой изменение длительности только положительного полупериода выходного сигнала, а изменение сопротивления датчика R_2 повлияет на длительность только отрицательного полупериода. При изменении сопротивления датчика от 0 до 5 ком длительность полупериода меняется от 5 до 30 мсек. Для стробирования наиболее высокочастотного мультивибратора на магнитном сердечнике используется только положительный полупериод. Этот мультивибратор назван генератором коротких тональных посылок.

Система, состоящая из одного синхронизирующего мультивибратора и стробируемого им генератора тональных посылок, пригодна для работы с тремя телеметрическими каналами. Этими каналами служат частота тональных посылок, длительность этих посылок и длительность интервала между тональными посылками.

На фиг. 2 показана схема на большее число каналов. К обмотке магнитного сердечника синхронизирующего мультивибратора можно подключить семь-восемь базовых обмоток.

На средние выводы всех базовых обмоток поданы такие смещения, что все транзисторы заперты. При подаче на точку А отрицательного напряжения или строб-импульса транзисторы T_1 и T_2 попеременно открываются, причем длительности положительного и отрицательного полупериодов выходного сигнала определяются соответственно датчиками R_1 и R_2 . Если после окончания строб-импульса, поданного на точку А, такой же импульс подать на точку В, длительность положительного и отрицательного полупериодов на выходе будет определяться R_3 и R_4 . Таким образом, подавая строб-импульс на соответствующий центральный отвод, можно попеременно включать любую пару датчиков.

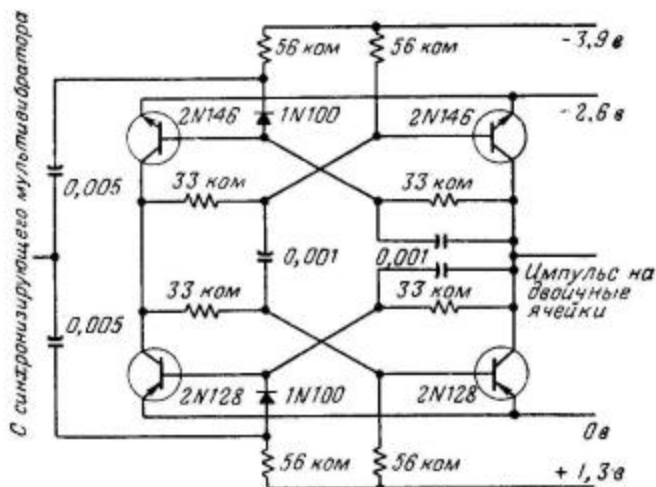
Транзисторная матрица

Транзисторная матрица, расположенная в кодирующем устройстве, выдает серию строб-импульсов. Матричный коммутатор стробирует

в конце каждого полного цикла синхронизирующего мультивибратора, так что каждый датчик определяет длительность полупериода серии.

Триггер-повторитель (фиг. 3) и четыре показанно включенных двоичных счетчика пересчитывают циклы синхронизирующего мультивибратора. Транзисторная матрица определяет состояния двоичных каскадов и вырабатывает специальный строб-импульс, однозначно соответствующий каждой комбинации состояний двоичных каскадов. Четыре двоичных каскада могут находиться в одном из 16 различных состояний. Каждый строб-импульс включает соответствующую ему пару транзисторов, проходя через средний отвод базовой обмотки этой пары.

Триггер-повторитель изолирует нагрузку от синхронизирующего мультивибратора. Выходной сигнал повторителя поступает на схему «и» и матричные вентили, что обеспечивает включение генераторов тональных посылок или мультивибраторов только во время положительного

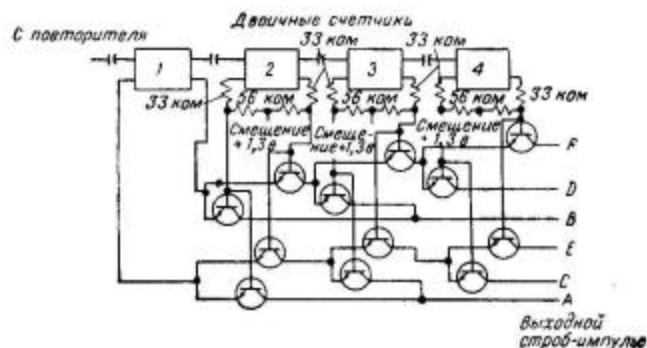


Ф и г. 3. Схема триггера-повторителя, используемого для пересчета (деления числа импульсов).

полупериода. Так как данные с датчика Лайман-альфа-излучения и с солнечной батареи изменяются вследствие вращения спутника, каналы для передачи этих данных должны обладать более широкой полосой пропускания. При параллельном включении выходных вентилях матрицы цикл каждого канала включается повторно 6 раз в течение «кадра», что увеличивает время телеизмерений. Это заметно увеличивает ширину полосы канала. Четыре двоичных каскада с 16 базовыми обмотками на сердечнике синхронизирующего мультивибратора образуют 48 отдельных каналов информации. При параллельном соединении выходов матрицы и использовании только

шести базовых обмоток (фиг. 4) некоторые каналы могут повторно включаться в течение 48-канального «кадра».

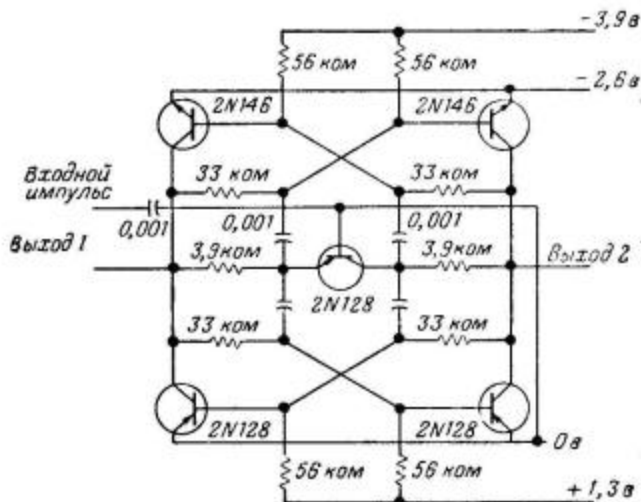
Особенность схемы двоичного счетчика (фиг. 5) в том, что управляющий схемой транзистор заменяет обычно используемые два диода, соединенные параллельно и встречно. Усиление тока, даваемое этим транзистором, используется при запуске. Этот транзистор через конденсаторы



Ф и г. 4. Двоичные счетчики и транзисторная матрица; все транзисторы типа 2N146.

связи воздействует на базы двоичных транзисторов; сопротивления 3,9 ком устраняют влияние на его работу малых сопротивлений насыщенных транзисторов.

В течение полупериода управляющий транзистор работает в обратных условиях (т. е. усиление идет от коллектора к эмиттеру), так как



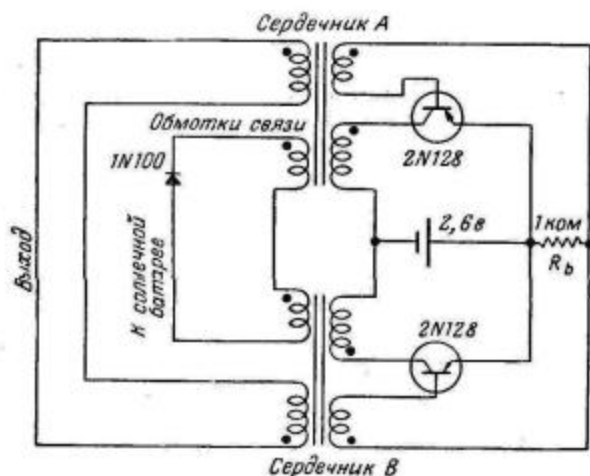
Ф и г. 5. Схема двоичного счетчика; в системе используется четыре таких счетчика.

при работе схемы потенциал эмиттера более отрицателен, чем потенциал коллектора. Большинство поверхностно-барьерных транзисторов

имеют β при обратном включении почти такой же, как и при номинальном включении. Применение триггера на четырех транзисторах при попарном включении уменьшает потребляемую от батарей мощность покоя.

Строблируемые матрицей генераторы тональных посылок могут быть семи различных типов. В одном типе датчик мгновенного Лайман-альфа-излучения и солнечная батарея связаны с триггером магнитной связью с меняющейся частотой (фиг. 6). Обмотки двух магнитных сердечников связаны с батареей и двумя транзисторами. Базовые обмотки регенеративные.

Когда один сердечник стремится к насыщению при воздействии подключенного к нему транзистора, второй сердечник остается ненасыщенным благодаря действию обмотки связи. При насыщении схема переключается и второй сердечник начинает выводить из состояния насыщения первый сердечник. Подача тока или напряжения в цепь связи приводит к изменению ненасыщенного режима. Это изменение влияет на частоту мультивибратора или генератора тональных посылок.



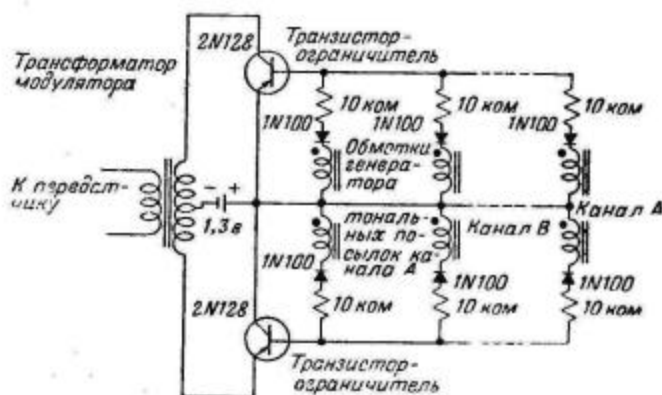
Фиг. 6. Генератор тональных посылок переменной частоты с магнитной связью.

Изменению тока от 30 до 700 мкА соответствует изменение частоты от 5 до 15 кГц. При незначительном изменении схемы обмотки связи напряжение 0,5 В, снимаемое с солнечной батареи, вызывает такой же уход частоты.

Другой тип генератора тональных посылок, называемый «циклоп», описан в настоящей статье ниже, где рассматривается аналоговое магнитное запоминающее устройство непрерывного действия, работающее на спутнике. Три циклоп-генератора используются для регистрации столкновений с метеоритами, и два — в считывателе пиков. Один работает в течение одного оборота

по орбите, другой накапливает информацию. Циклопы-генераторы и мультивибратор с магнитной связью и с меняющейся частотой образуют шесть генераторов тональных посылок. Каждый из них включается при наличии двух строб-импульсов: с матрицы и с повторителя.

Выходы мультивибраторов тональных посылок включены параллельно, и сигнал с них возбуждает модулятор (фиг. 7). Выходы мультивибраторов развязаны с помощью диодов. Хотя строб-импульс запускает одновременно только один мультивибратор, взаимодействия между



Фиг. 7. Ограничитель и модулятор.

мультивибраторами нет. Транзистор модулятора выполняет две функции: усилителя и ограничителя. Ограничение обеспечивает 100%-ную модуляцию передатчика.

Синхронизация. Поскольку длительности тональных посылок и интервалы между ними зависят от сопротивлений преобразователей, частота «кадров» меняется. Если среднее сопротивление датчиков мало, частота кадров велика. Такая система может выдать больший объем информации в единицу времени, чем стандартная система, в которой для каждого канала отводится заранее predetermined интервал времени. Так как частота следования кадров не постоянна, необходимо принять специальные меры, чтобы каждому сигналу соответствовал нужный канал. Для калибровки используют несколько постоянных сопротивлений вместо некоторых датчиков.

Магнитное запоминающее устройство непрерывного действия

Необходимость накопления и считывания информации в некоторых экспериментах с Лайман-альфа-излучением требует применения специального оборудования.

В этих экспериментах должны быть проделаны измерения Лайман-альфа-линии водорода в излучении Солнца, а данные измерений сопоставлены с данными оптических наблюдений солнечных вспышек.

Одна из целей подобных измерений заключается в определении, могут ли изменения Лайман-альфа-излучения, порождаемые солнечными вспышками, послужить причиной радиозатуханий.

Передача информации с Лайман-альфа-спутника будет вестись непрерывно. При таком способе работы необходимы два запоминающих устройства: одно накапливает информацию об интенсивности пиков в течение одного оборота по орбите, другое передает информацию, накопленную в течение предыдущего оборота по орбите. Так как запоминающее устройство должно непрерывно передавать накопленную им информацию, должно быть использовано считывание информации без нарушения ее. Кроме того, режим работы запоминающего устройства должен автоматически меняться через каждый оборот спутника по орбите.

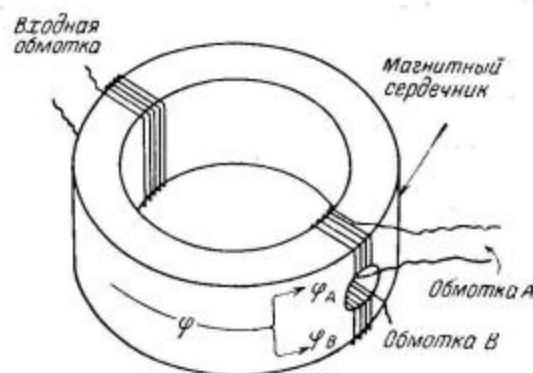
В разработанном устройстве информация принимается в виде постоянного тока величиной от нескольких микроампер до 1 *ма*. Устройство запоминает максимальную величину тока, посылаемого к нему, и держит эту запись до тех пор, пока она преднамеренно не стирается. Запись хранится в виде переменного тока, частота которого определяется величиной, подлежащей запоминанию.

Техника измерений разработана Научно-исследовательской лабораторией военно-морских сил. Излучение попадает на ионизационную камеру, которая реагирует только на определенную спектральную линию. Получающийся при этом очень малый ток усиливается ламповым электрометром и поступает на запоминающее устройство. Информация запоминается в виде величины магнитного потока в магнитном материале с прямоугольной петлей гистерезиса и хранится до тех пор, пока не сотрется внешним воздействием. Запись информации о пиковом Лайман-альфа-излучении осуществляется таким же образом.

В магнитном сердечнике каждому значению тока должна соответствовать определенная величина магнитного потока. Сердечник не должен реагировать на любой последующий ток, даже если он будет меньше предыдущего. Если последующий ток больше предыдущего, величина магнитного потока в сердечнике должна принять новое значение. Другими словами, сердечник не должен интегрировать в устойчивом состоянии.

При разработке способа накопления информации возникла проблема преобразования информации в форму, удобную для использования. Чтобы система соответствовала требованиям, предъявляемым кодирующим устройством, необходимо, чтобы частота генерируемого переменного напряжения была пропорциональна величине данных информации. Было бы желательно вести считывание с одного магнитного сердечника и соответствующих схем.

В этих экспериментах был опробован магнитный сердечник с двумя отверстиями, названный «циклоп-сердечником» (фиг. 8). Такой сердечник можно получить, просверлив одно отверстие в обычном кольцевом сердечнике, намотанном из магнитной ленты. Внешние витки ленточного сердечника экранируют внутренние витки, поэтому такая конструкция нечувствительна к полям рассеяния.



Фиг. 8. Циклоп-сердечник с обмотками.

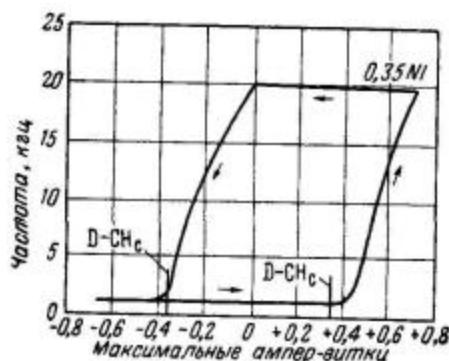
При подаче сигнала на входную обмотку (фиг. 8) в главном сердечнике устанавливается накопленный магнитный поток Φ , зависящий от приложенного сигнала. Боковое отверстие сердечника разделяет магнитный поток на потоки Φ_A и Φ_B , взаимодействующие с обмотками считывания А и В. К обмоткам А и В присоединен магнитный мультивибратор с ограничением тока. При попеременном возбуждении обмоток возникают изменения магнитного потока, направленные встречно относительно бокового отверстия и параллельно относительно главного сердечника.

Считывание информации без ее нарушения. Предположим, что сигнал, подаваемый на входную обмотку, вызывает магнитный поток Φ и что поток Φ насыщает железо по обеим сторонам бокового отверстия (направления Φ_A и Φ_B указаны на фиг. 8). Входной сигнал выключается, и включается мультивибратор. Из-за различия B_r и $B_{макс}$ ток в обмотке А, идущий при откры-

вании верхнего транзистора, вызывает небольшое изменение магнитного потока вокруг бокового отверстия, направленное по часовой стрелке. Точно так же к небольшому изменению магнитного потока, направленному против часовой стрелки, приводит ток в обмотке B , идущий при открывании нижнего транзистора. Поскольку в этом случае изменение магнитного потока невелико и время включения каждого транзистора мало, мультивибратор работает на высокой частоте.

Предположим, что на входную обмотку главного сердечника подается сигнал обратной полярности, уменьшающий поток Φ до нуля и размагничивающий главный сердечник. При работе мультивибратора магнитный поток будет меняться в течение каждого полупериода по знаку и весьма значительно по величине. Вследствие этого мультивибратор будет работать на небольшой частоте. Промежуточным значениям Φ будут соответствовать промежуточные частоты.

Схема запоминающего устройства на магнитном сердечнике. Использование двух запоминающих циклопов-сердечников для записи пикового тока с датчика Лайман-альфа-излучения



Фиг. 9. Зависимость частоты мультивибратора, собранного на ленточном тороидальном сердечнике, от тока. Наклон кривой определяется материалом сердечника и отношением внутреннего диаметра сердечника к наружному.

ставит новые требования. Необходимо устройство для стирания информации в памяти и для возврата одного сердечника в исходное состояние, а также коммутатор для подключения к телеметрическому кодирующему устройству другого сердечника, содержащего информацию.

Для запоминания тока электрометрической лампы используются режимы работы мультивибратора, описываемые левой частью кривой на фиг. 9. Такой вариант наиболее удобен для запоминания тока требуемого диапазона от 20

до 700 мка. При каждом стирании информации запасенной в памяти, должен быть обеспечен возврат в исходное положение путем насыщения сердечника. Для точного измерения недостаточно просто реверсировать ток в обмотке. Практически нельзя также добиться точного возврата частоты каждый раз путем приложения единичного импульса обратного напряжения.

Была сконструирована схема большой точности для возврата в исходное положение, выдающая один отрицательный и один положительный импульс. Первый, отрицательный импульс приводит сердечник в состояние с отрицательным насыщением такой же полярности, которую дает отрицательный управляющий ток, устанавливающий нормальное магнитное состояние сердечника. Другой, положительный импульс восстанавливает сердечник до состояния с положительным насыщением, соответствующим исходной высокой частоте.

Такой способ возврата в исходное положение обеспечивает при наличии и в отсутствие сигнала входного тока восстановление исходной частоты с точностью до 1%.

На фиг. 10 представлена схема на транзисторах, служащая для возврата в исходное положение сердечников, запоминающих пики. Показанная схема из двух сердечников состоит из двух одинаковых частей, за исключением соединений с орбитальным переключателем и диапазонов частот.

Один мультивибратор работает в диапазоне частот 4—8,5 кГц, другой — в диапазоне 8,5—14 кГц. Наличие двух диапазонов позволяет различать сердечники.

Магнитный мультивибратор содержит обмотки L_3 и L_5 в коллекторных цепях $p-n-p$ -транзисторов T_1 и T_3 и обмотки L_7 и L_9 в базовых цепях этих же транзисторов. При закороченном транзисторе T_3 этот мультивибратор будет работать в режиме свободных колебаний.

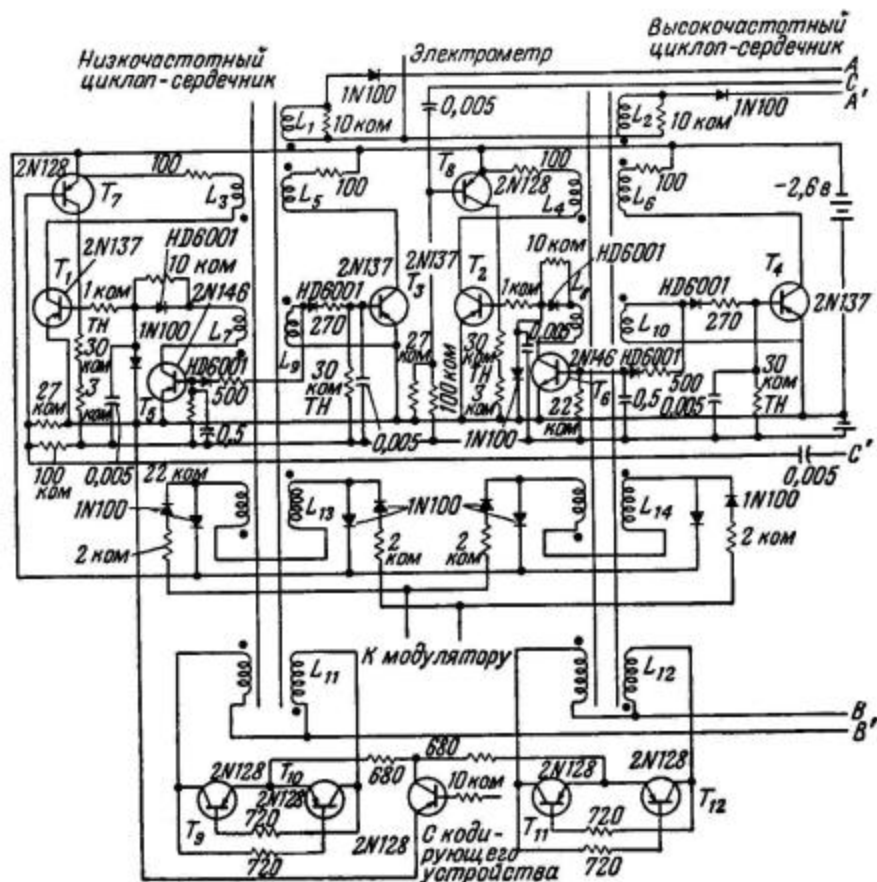
По сути дела мультивибратор представляет собой переключатель нормально закрытый; смещение, вызывающее проводимость, отбирается с шины $+1,3$ в. Когда с орбитального переключателя через вывод C' и транзистор T_2 поступает импульс, сразу включается транзистор T_1 и возбуждается обмотка L_3 . Индуцируемое в L_7 напряжение поддерживает T_1 открытым до тех пор, пока не достигается состояние отрицательного насыщения в сердечнике, после чего индуктивный выброс на L_7 включает T_3 . T_3 остается включенным, пока не достигается положительное насыщение в сердечнике. В течение этого времени конденсатор в цепи базы T_5 заряжается отрицательно и запирает T_5 , предотвращая этим

возможность самостоятельного генерирования
схемы.

Вырабатываемые схемой одиночные отрицательный и положительный импульсы позволяют с достаточно хорошей точностью произвести возврат сердечника в исходное состояние в течение примерно 1 мсек. Переключатели у шин А и А' служат для задержки сигналов, идущих по шинам С и С' во избежание прохождения тока в об-

Ввод и вывод данных на сердечнике. Обмотки L_1 и L_2 являются входными, или обмотками установка основных частей циклопов сердечников. Через эти обмотки идет катодный ток электрометрических ламп, а управляются они переключателями через шины A и A' .

L_{11} и L_{12} — обмотки мультивибратора; они проходят через боковые отверстия сердечников. B и B' — выводы переключателей.



Ф и г. 10. Схема возврата в исходное положение на низко- и высокочастотном циклопах-сердечниках.

мотках запоминающего устройства во время миллисекундного цикла возврата.

Применение термисторов в цепях смещения основных переключающих транзисторов T_1 , T_2 , T_3 и T_4 улучшает температурные характеристики схемы восстановления исходного состояния. При повышении температуры I_{c0} , как правило, увеличивается, а сопротивление термистора падает. Это приводит к возрастанию тока смещения, идущего от шины $+1,3$ в через диоды, включенные последовательно с базовыми обмотками. Таким образом, напряжение смещения баз переключающих транзисторов поддерживается постоянным и положительным.

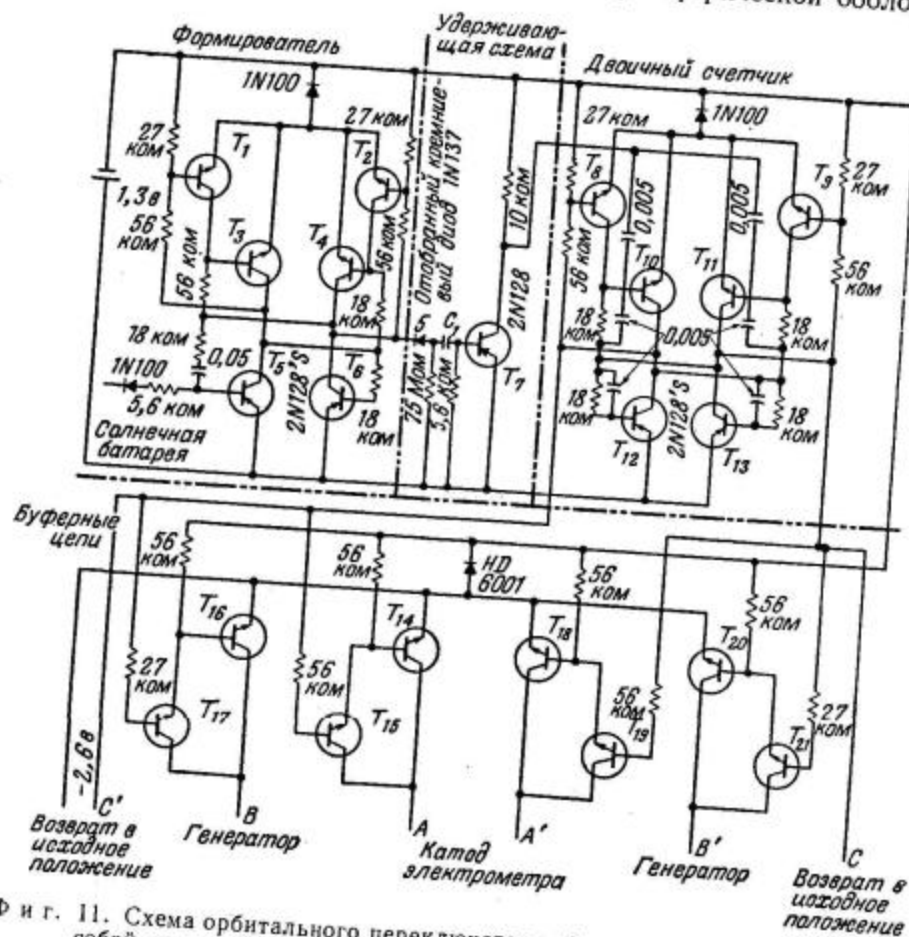
В схеме на фиг. 10 к отрицательной шине подключается только один считывающий мультивибратор, причем выбор мультивибратора определяется работой орбитального переключателя. Подключение к земле, т. е. к положительной шине, производится через транзистор 2N128, включаемый и выключаемый командами кодирующего устройства.

Когда подключены и положительная и отрицательная шины, включается соответствующий мультивибратор. И тогда одна из обмоток — L_{13} или L_{14} — выдает тональную посылку на модулятор передатчика типа «Минитрак». Выходные обмотки каждого мультивибратора цикла

связаны с модулятором через двухполупериодные мостовые диодные выпрямители. Такой мостик выдает максимально достижимое напряжение, воздействующее на базы двухтактного каскада класса В на транзисторах в модуляторе. Даже с температурно стабилизированным импульсом возврата сердечника наблюдается уменьшение выходной частоты при увеличении температуры, обусловленное температурными эффектами.

Батарея весом около 30 г при потреблении мощности 10 мвт должна обеспечить работу схемы на 2—4 недели.

По одному из каналов в кодирующее устройство поступает информация об угловом положении оси спутника относительно Солнца. Эти данные получают с помощью кремниевого плоскостного фотоэлемента, смонтированного на экваторе сферической оболочки спутника. Была



Ф и г. 11. Схема орбитального переключателя; формирователь представляет собой одновибратор. Все транзисторы $n-p-n$ типа 2N146.

ми в самом сердечнике. Эти температурные эффекты компенсируются обратными температурными характеристиками транзисторов мультивибратора.

При использовании термисторов и самокомпенсирующих деталей схема в целом обеспечивает точность 5% в диапазоне температур от -50 до $+70^\circ\text{C}$.

Орбитальная коммутация. Схема коммутатора, включающего один из двух запоминающих сердечников через каждый оборот по орбите, должна потреблять минимальную мощность, так как эта переключающая схема работает непре-

укреплена круглая солнечная батарея диаметром 3,6 см, в центре вырезано отверстие диаметром 9,5 мм. Позади него размещены три плоских кремневых фотоэлемента размером $12,7 \times 7,1$ см, соединенные последовательно, с тем чтобы получить большее напряжение для орбитального переключателя.

Орбитальный переключатель срабатывает первое увеличение интенсивности падающего света, происходящее после 5-минутного отсутствия солнечной радиации. Он не реагирует на любые повторные изменения, происходящие чаще, чем один раз в 5 мин. При срабатывании

переключатель выдает импульс. Этот импульс подключает элемент запоминающего устройства, с которого велась передача, к электрометрической схеме, считывающей и запоминающей данные о пиках интенсивности. Одновременно импульс подключает элемент, накопивший информацию, к схеме считывания.

На фиг. 11 представлена схема, выполняющая эти действия, в которой использован мультивибратор с так называемой дополнительной симметрией. Применена схема обычного мультивибратора, в которой использованы $p-r-p$ и $p-p-r$ -транзисторы, соединенные последовательно и выполняющие роль нагрузки. Общее базовое напряжение, включая один транзистор, выключает другой. Включая, подключенная к точке соединения коллекторов, будет питаться через низкоомный источник, когда это плечо мультивибратора включено, и через высокоомный, когда плечо выключено.

Схема формирования. Работа схемы может быть улучшена при наличии формирователя на входе. Предположим, что транзисторы T_1 и T_2 открыты. Одновибратор образован транзисторами T_3 , T_4 , T_5 и T_6 . В нормальном состоянии (в отсутствие сигнала) входной транзистор T_3 закрыт, а T_5 , включенный последовательно с T_3 , насыщен. Соответствующие транзисторы другого плеча находятся в обратных состояниях. При нарастающем сигнале через $p-r-p$ -транзистор T_3 начинает проходить увеличивающийся ток. Как только этот ток становится настолько большим, что T_3 не работает больше в области насыщения, появляется напряжение между эмиттером и коллектором T_3 . Через гальваническую связь это напряжение воздействует на транзистор другого плеча. Благодаря регенерации изменение напряжения приводит к быстрому срабатыванию мультивибратора. В этом состоянии мультивибратор остается до тех пор, пока уменьшение входного сигнала не возвращает его в нормальное состояние.

Увеличение с температурой токов утечки транзисторов может привести к нарушению работы схемы. Один из обычных методов компенсации — включение сопротивления последовательно с эмиттером. В описываемых схемах в цепь эмиттеров вместо сопротивления включен диод. Диод обеспечивает большие смещающие напряжения при малых токах утечки и меньшее падение напряжения при больших токах нагрузки.

Схема может работать при высоких температурах при использовании малых сопротивлений между базой и источником базового смещения, с тем чтобы лучше запереть соответствующий транзистор. Однако для удерживания открытым

надлежащего транзистора при низких температурах эти сопротивления должны быть велики. Такого рода требования удовлетворяются включением транзисторов T_1 и T_2 между базой и эмиттером транзисторов мультивибратора T_3 и T_4 . Транзисторы T_1 и T_2 действуют как переключатели, возбуждаемые коллекторами соответствующих им транзисторов мультивибратора. Когда транзистор мультивибратора закрыт, между его базой и эмиттером включено малое сопротивление. Когда транзистор мультивибратора открыт, сопротивление, стоящее между базой и эмиттером, велико (транзистор-переключатель закрыт), что предотвращает шунтирование тока базы. Такая компенсация необходима только для $p-r-p$ -транзисторов, так как в качестве $p-p-r$ -транзисторов выбраны типы, относительно нечувствительные к большим температурам.

Задерживающий конденсатор. Когда одновибратор включается впервые, он выдает импульс с коротким передним фронтом и плоской вершиной. Этот импульс заряжает задерживающий танталовый конденсатор C_1 (фиг. 11). Любые последующие импульсы, появляющиеся вследствие относительно высокой скорости вращения спутника вокруг своей оси до окончания заданного задерживающего периода, не вызовут прохождения через C_1 тока, достаточного для воздействия на T_7 . Они будут только перезаряжать C_1 .

Для получения нужной постоянной времени можно выбрать сопротивление разряда, параллельное C_1 , соответствующей величины. С помощью комбинации конденсатора и выпрямителя можно получать времена задержки в несколько часов, однако это время было выбрано равным 5 мин. как наиболее удобное при вращениях спутника вокруг собственной оси и по орбите. При солнечном освещении конденсатор C_1 остается заряженным. В темноте с выхода формирователя сигналы не поступают, и C_1 постепенно разряжается. Таким образом, схема приводится в состояние готовности запуска первым же импульсом, генерируемым «вниз».

Когда первый заряжающий импульс воздействует на C_1 , крутой фронт сигнала проходит через него и усиливается T_7 . Этот усиленный импульс следует далее через конденсаторы на двоиичную схему, которая переходит в другое состояние. Эта схема подобна схеме формирователя, за исключением входной и базовых цепей, обеспечивающих двухстабильную работу.

Буферные транзисторы, образующие ряд последовательных цепей, уменьшают потребление тока от двоичной схемы. В данном случае эта

схема должна подавать ток только в базу первого транзистора каждой буферной цепи. Базовый ток на последний транзистор каждой буферной цепи поступает от питания цепи нагрузки. Это питание поступает не постоянно, оно коммутируется телеметрическим кодирующим устройством.

Счетчик столкновений с микрометеоритами

Небольшие микрофоны, смонтированные на оболочке спутника, будут воспринимать столкновения спутника с метеорными частицами весом порядка 10^{-8} г, имеющими скорость относительно спутника порядка 60 км/сек. Скорости счета будут, вероятно, лежать в диапазоне от 1 частицы в 10 мин. до 10 частиц в 1 сек.

Сигналы, передаваемые со спутника, будут состоять из ряда тональных посылок, разделенных интервалами. Частоты трех из этих тональных посылок будут указывать накопленное количество ударов, отмеченных микрофонами. Частота одной посылки будет указывать единицы, другой — десятки, третьей — сотни единиц накопленного числа.

На фиг. 12 показана блок-схема этого устройства. С выхода транзисторного усилителя импульсы длительностью в несколько микросекунд



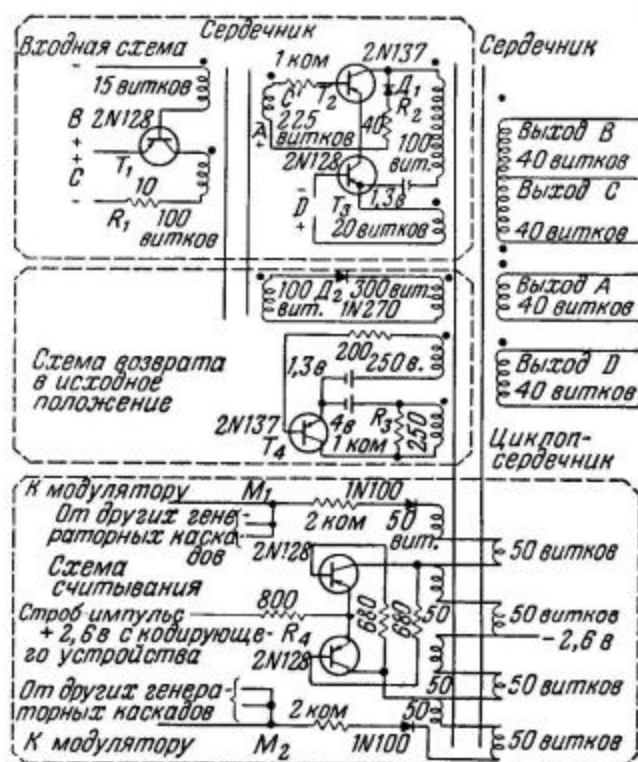
Фиг. 12. Блок-схема счетчика метеоритов.

поступают на формирователь импульсов, выдающий с низкоомного выхода импульсы произведения «вольты—секунды», которые идут на вход счетчика. По мере отсчета этих импульсов счетчик увеличивает частоту выходного генератора. Десятый отсчет уменьшает частоту до ее начального значения.

Секции усилителя. Первые четыре транзистора усилителя образуют линейный усилитель сигналов микрофонов. Его усиление напряжения около 60 дБ при ослаблении на 3 дБ примерно на частотах 40 и 200 кГц. Вторая секция усилителя — на пятом транзисторе, смещенном так, что он работает как детектор. В этой секции импульсы детектируются по огибающей, удлиняются и пе-

редний фронт растянутого импульса дифференцируется.

Третья секция усилителя — на почти запертом транзисторе. Этот транзистор усиливает дифференцированный растянутый импульс до амплитуды, достаточной для возбуждения формирователя импульсов счетчика. Распределение во времени выходных импульсов этой секции соответствует передним фронтам импульсов, поступающих с микрофонов.



Фиг. 13. Полная схема одного каскада счетчика.

Схема формирователя импульсов подобна схеме возврата в исходное положение, описанной выше в разделе о считывании с магнитного запоминающего устройства. Формирователь импульсов преобразует выходные импульсы усилителя в прямоугольные импульсы длительностью 200 мксек при выходном сопротивлении в несколько ом.

Схема счетчика. Каждый десятичный счетчик в качестве двух своих основных элементов имеет два магнитных сердечника с прямоугольной петлей гистерезиса. Эти сердечники запоминают последний уровень магнитного потока, установленного в них. Один из них — циклоп-сердечник, описанный выше.

Полная схема одного из каскадов счетчика приведена на фиг. 13. Сердечник I (слева) —

сердечник с прямоугольной петлей гистерезиса, сердечник II (справа) — циклоп-сердечник.

Все транзисторы используются только как переключатели.

В любой момент транзисторы либо полностью открыты, либо полностью закрыты. Входная схема выдает девять импульсов малой амплитуды, следующих за десятым импульсом большой амплитуды. После отсчета десяти схема возврата восстанавливает циклоп-сердечник, частично восстанавливает сердечник I и обеспечивает подачу сигнала напряжения на следующий каскад.

Входная схема. Входная схема показана на фиг. 13. Напряжения на A и D представляют собой прямоугольные импульсы, поступающие с формирователя импульсов. В действительности A и D являются обмотками сердечника формирователя импульсов или циклоп-сердечника предыдущего каскада. В точке C' — напряжение с предыдущего каскада, трансформируемое насыщаемым сердечником с прямоугольной петлей (сердечник I, фиг. 13). При отсчете от единицы до девяти в точках A , D и C' имеются напряжения указанных на фиг. 13 полярностей. Напряжение C' несколько больше напряжения A . При этом транзистор T_3 полностью открыт, а T_2 закрыт. На обмотке циклоп-сердечника падает напряжение батареи 1,3 в за вычетом падений на кремниевом диоде D_1 и сопротивлении R_2 .

При подаче десятого входного импульса напряжения сердечник, с помощью которого вырабатывалось напряжение C' , насыщается. В этом случае сердечник не трансформирует сигнал, так что сигнал C' отсутствует, тогда как сигналы A и D существуют. Оба транзистора полностью открыты, и напряжение батареи 1,3 в, за исключением пренебрежимо малых потерь, почти целиком падает на обмотке. Такой режим работы обеспечивает подачу девяти малых импульсов, следующих за десятым большим, на обмотку циклоп-сердечника.

Схема возврата в исходное положение. Схема возврата в исходное положение показана в центре фиг. 13. После прохождения десятого входного импульса на обмотке сердечника появляется большой выброс отрицательного напряжения. Этот выброс превышает напряжение батареи 1,3 в, стоящей в цепи базы T_4 . На базе T_4 появляется отрицательное напряжение, и на обмотке, включенной в коллекторной цепи, падает все напряжение коллекторной батареи 4 в. Это напряжение в свою очередь трансформируется базовой обмоткой и еще больше открывает транзистор, удерживая его в этом состоянии даже после исчезновения выброса отрицательного напряжения.

Батарея 4 в переводит оба сердечника в начальное состояние с положительным насыщением: сердечник I через цепь связи с диодом D_2 , сердечник II — непосредственно. Сердечник I сконструирован так, что он имеет значительно меньшую величину произведения «вольты—секунды», чем сердечник II. Поэтому, когда сердечник I уже перешел в состояние насыщения, состояние сердечника II переместилось очень мало по петле гистерезиса.

Когда сердечник I насыщается, оба сердечника благодаря цепи связи нагружаются на короткозамкнутую цепь. Напряжение на базовой обмотке T_4 становится меньше 1,3 в, и T_4 закрывается. Теперь схема готова для нового отсчета. Во время возврата на обмотках развивается большой отрицательный импульс напряжения. Этот импульс возврата играет роль выходных напряжений A , B , C и D для следующего каскада, появляющихся на выходных обмотках (см. фиг. 13).

Во время интервала, в течение которого частоты соответствующих генераторов появляются в передаваемом сигнале, стробирующий сигнал используется для подключения мощного генератора. Этот сигнал в соответствующий интервал включает нужный генератор, выходной сигнал которого поступает на модулятор, преобразующий примерно треугольные колебания этого сигнала в прямоугольные. Прямоугольные колебания модулируют передатчик. Генераторы трех каскадов соединены параллельно в точках M_1 и M_2 (см. фиг. 13).

Описываемое устройство работает в диапазоне температур от 0 до $+80^\circ\text{C}$, уверенно пересчитывает на десять и возвращается в исходное состояние. Калибровка аппаратуры зависит от температуры; однако, так как температура контейнера с аппаратурой телеметрически измеряется, можно внести поправки. Усиление усилителя меняется не более чем на 20% в диапазоне температур от -20 до $+70^\circ\text{C}$. Вес негерметизированного блока, включающего усилитель, формирователь импульсов и три каскада счетчиков, составляет примерно 90 г, герметизированного — около 140 г.

Требования к питанию. Усилитель потребляет 1 ма при напряжении 4 в. Когда счетчик не производит отсчет, он не потребляет ток. Во время отсчета счетчик потребляет ток 15—20 ма в течение 20 мксек на каждый импульс. Батареи емкостью 1000 ма-час достаточно более чем на 10^9 отсчетов.

Считывающие генераторы потребляют ток 3 ма при напряжении 2,6 в. Они работают только в течение $1/6$ общего времени.

ЗАПОМИНАЮЩЕЕ УСТРОЙСТВО НА МАГНИТНЫХ СЕРДЕЧНИКАХ, КОНТРОЛИРУЮЩЕЕ СПУТНИК ЗЕМЛИ

Уоррен, Рамбл, Хэлбиг

Телеметрические данные со спутника Земли США декодируются запоминающим устройством на магнитных сердечниках, работающим от транзисторов. Для численного перевода входной информации и представления видоизмененной выходной информации используются построенные на сплавных транзисторах возбудители тока, драйверы, усилители стробирующих импульсов, усилители напряжения, высокоскоростные переключатели и полувибраторы. Запоминающее устройство обладает емкостью в 6400 двоичных единиц и запоминает 256 чисел по 25 двоичных единиц каждое.

В качестве одного из первых накопительных устройств на магнитных сердечниках с применением транзисторов для работы со спутником Земли США по программе «Авангард» было использовано устройство, известное как линеаризирующий накопитель.

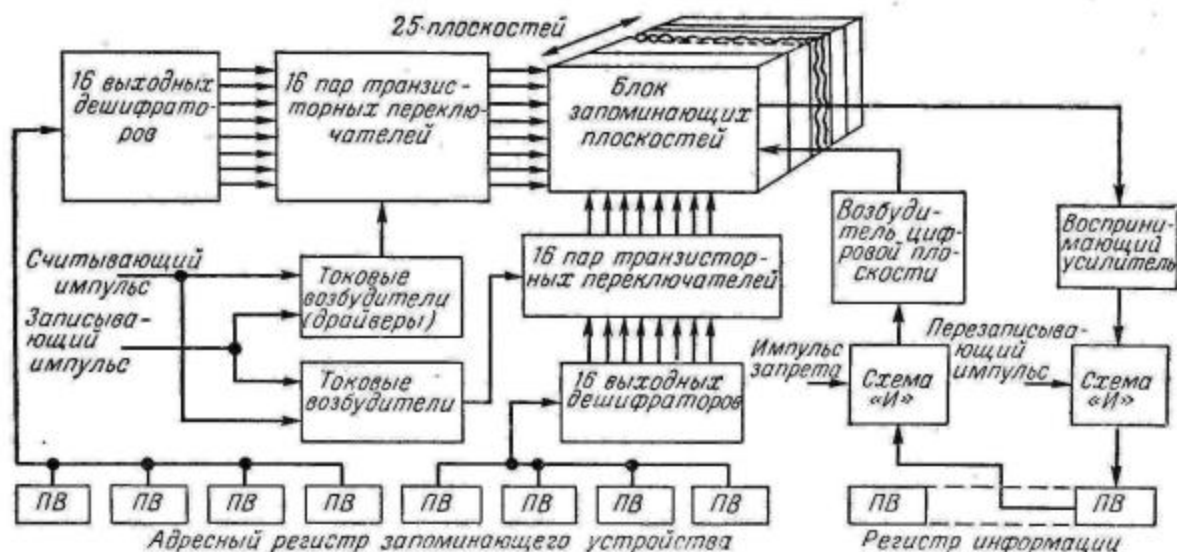
Этот накопитель представляет собой, по сути дела, преобразователь данных, который воздействует на входную информацию в соответствии с заданным численным преобразованием и представляет ее в измененном виде на выходе. Входные данные используются для кодирования ячеек накопителя, и нужные выходные данные накапливаются в соответствующих ячейках накопителя. Предусмотрена также возможность контроля выходных данных с помощью автоматического вычерчивателя кривых или подобного же устройства.

Данные, передаваемые со спутника Земли к приемнику, могут быть закодированы любым

образом, так как линеаризирующий накопитель можно заранее запрограммировать для декодирования сигналов. Например, информацию, принимаемую с аппаратуры спутника, чувствительной к температуре, в виде закодированных данных, линеаризирующий накопитель способен преобразовать в выходной сигнал, который сразу можно подавать на другие вычислительные устройства. Полные данные со спутника могут быть записаны на магнитную ленту и через некоторое время поданы на линеаризатор.

Емкость накопления

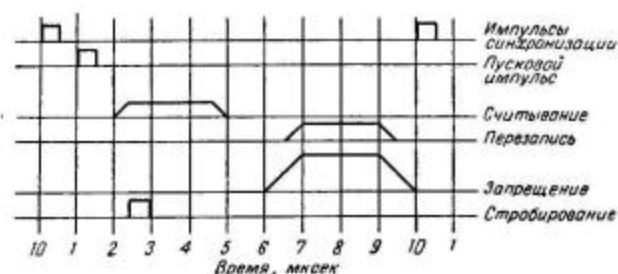
Запоминающее устройство, блок-схема которого показана на фиг. 1, состоит из 25 запоминающих плоскостей. Каждая плоскость содержит 256 запоминающих сердечников, которые обеспечивают емкость накопления в 6400 двоичных единиц. Каждая запоминающая матрица



Фиг. 1. Блок-схема линеаризирующего запоминающего устройства показывает связь между одной запоминающей плоскостью на магнитных сердечниках и входами и выходами схем, выполненных на транзисторах. Остальные 24 плоскости устроены точно так же, что обеспечивает общую емкость 6400 двоичных единиц. Возбудительные и воспринимающие схемы выполнены целиком на транзисторах. ПВ — полувибратор.

прямоугольной формы имеет 16 сердечников вдоль каждой оси. Так как плоскости осей X и Y соединены последовательно, то возбуждающее напряжение, приложенное к одной обмотке X и к одной обмотке Y , выбирает 25 сердечников, идентично размещенных на каждой из запоминающих плоскостей. Таким образом, накопленная информация размещается в 256 элементах, в каждом из которых по 25 двоичных единиц (ячеек). Каждая плоскость имеет запрещающую и воспринимающую обмотки.

В начале цикла запоминания ячейка памяти, которая должна быть запрошена, подключается к адресному регистру пусковым импульсом длительностью 0,5 мксек, показанным на временной



Фиг. 2. Временная диаграмма, показывающая последовательность управляющих импульсов во время цикла запоминания.

диаграмме на фиг. 2. Адресный регистр состоит из восьми полувибраторов (триггеров с бесконечной памятью): на четыре адреса по оси X и на четыре адреса по оси Y .

Выходные сигналы с двух групп транзисторных пар переключателей поступают на выбранные обмотки, расположенные по осям X и Y запоминающих матриц. Токовые возбуждители (драйверы), соединенные с каждой группой переключателей, выдают импульсы тока, возбуждающие запоминающее устройство. Каждый токовый возбуждитель состоит из двух импульсных усилителей: один для считывания полярности, а другой для перезаписи полярности. Эти схемы определяют амплитуду и время нарастания возбуждающих импульсов.

Считывающий импульс

Когда адресный полувибратор и дешифратор не заняты, подводится считывающий импульс полярности, соответствующей переводу выбранного запоминающего сердечника в состояние «ноль»; тогда, если предварительное состояние было «единица», на выходном воспринимающем проводе появляется напряжение.

Вслед за считывающим импульсом следует импульс перезаписи, переводящий выбранный сердечник в состояние «единица». Для записи состояния «единица» каждая из 25 плоскостей обеспечена запрещающей обмоткой и возбуждателем (драйверы). Они подают полувозбуждающий импульс тока той же полярности, что и считывающий импульс, на все обмотки плоскости, когда состояние «ноль» запоминается или перезаписывается.

Перезапись

Схема перезаписи состоит из двух частей: воспринимающего усилителя с вентилем на выходе и возбуждателя цифровой плоскости с вентилем на входе. Воспринимающие обмотки сердечников каждой плоскости соединены последовательно и подключены к усилителям, выпрямляющим и усиливающим все сигналы до величины, большей определенного порогового значения. Выход воспринимающего усилителя управляет полувибратором регистра информации. Выходной сигнал информации поступает с воспринимающего выходного вентиля, спустя 3 мксек после начала цикла.

В момент запрашивания памяти выход воспринимающего усилителя стробируется возбуждателем цифровой плоскости и подключается к регистру информации. Когда должна быть накоплена новая информация, выходной воспринимающий клапан закрывается и информация со счетчика поступает на регистр.

Запоминающая плоскость

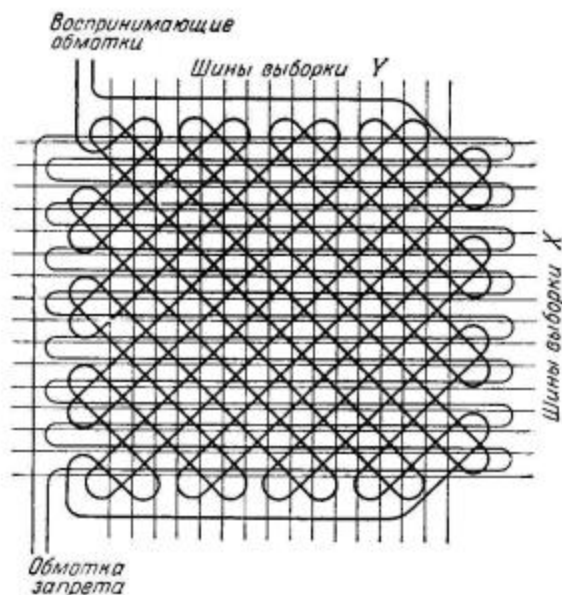
Конструкция запоминающей плоскости и соединение обмоток показаны на фиг. 3. Равные количества сердечников, размещенных вдоль каждой из шин выборки, для подавления шумов, возникающих от полунасыщенных сердечников запоминающего устройства, соединены между собой встречно.

При отборе запоминающих сердечников рассматривались три характеристики: время переключения, возбуждающий ток и напряжение шума. Так как требование к времени переключения и требование к току и напряжению возбуждения взаимно противоречивы, отбирались сердечники, имеющие наибольшие из приемлемых времена переключения.

Чтобы сердечник при его отборе участвовал в переключении, гистерезисная петля, генерируемая возбуждателем тока, должна быть прямоугольной. Хотя хорошая прямоугольность и улучшает отношение сигнала к шуму, но, когда

индуцируется пик напряжения, напряжение шума передается обратно к возбудителю. Это вызывается полунасыщением запоминающего сердечника и проявляется как обратное смещение на транзисторе-возбудителе.

Запоминающие сердечники, отобранные для применения в этом запоминающем устройстве,



Фиг. 3. Упрощенная схема одной запоминающей плоскости. 16 выборочных шин X и 16 выборочных шин Y обеспечивают емкость накопления каждой такой плоскости в 256 двоичных единиц информации.

имели внешний диаметр 2 мм и ток полного насыщения 500 мА. При времени нарастания импульса возбуждающего тока 0,5 мксек требовалось 2 мксек (измеренные на уровне 10% амплитуды возбуждающего импульса) для реверсирования состояния намагниченности сердечника. Максимальное напряжение считывания при половинном возбуждении составляло 10 мВ; выходное напряжение полностью насыщенного сердечника, находившегося в состоянии «единица», составляло 100 мВ.

Температурные влияния

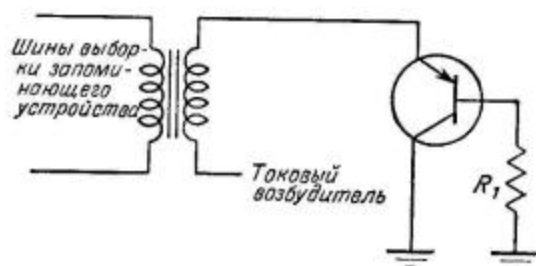
Поскольку ферритовые сердечники являются наиболее чувствительными к температуре элементами запоминающего устройства, на выходе запоминающего устройства необходима температурная стабилизация для обеспечения постоянства сигналов и исключения расстройств, вызванных шумами. Существующие запоминающие устройства сохраняют постоянство отношения сигнала к шуму в диапазоне температур 10°C.

Этот диапазон можно увеличить следующими способами: подбирать улучшенный материал для ферритов, обеспечивать автоматическую температурную компенсацию воспринимающих и возбуждающих цепей или содержать матрицы запоминающих сердечников при максимальной из требуемых рабочих температур.

В настоящее время осуществим только последний способ. При помощи соответствующей техники температура матриц запоминающих сердечников поддерживалась равной $45 \pm 5^\circ\text{C}$. Стабильность работы была улучшена путем помещения каждого сердечника в изолированный кожух и термостатического управления температурой.

Выборочные возбудители и переключатель

Для быстрого эффективного переключения, пригодного для управления, необходим большой импульс тока между выходом отдельного источника и соответствующей шиной запоминающей матрицы. Для этой цели вполне пригоден транзистор, так как его малый импеданс насыщения



Фиг. 4. Упрощенная основная схема транзисторного переключателя, применяемого возбудителем тока выборки.

позволяет пропускать через него относительно большие токи при малой мощности рассеяния. Поскольку желательны усиление тока и скорость переключения, транзистор не должен работать в режиме сильного насыщения. Работа в области изгиба коллекторных характеристик в схеме с общей базой обеспечивает малое накопление и малую мощность рассеяния при полном усилении тока.

На фиг. 4 показаны схемы, работающие в таком режиме без использования дополнительного источника питания коллектора. При малом R_1 транзистор имеет малый входной импеданс [1]. В описываемой здесь переключающей схеме сопротивление в цепи базы R_1 заменено эмиттерным повторителем, обеспечивающим дополнительное усиление тока и малое сопротивление в цепи базы.

Возбуждающие импульсы

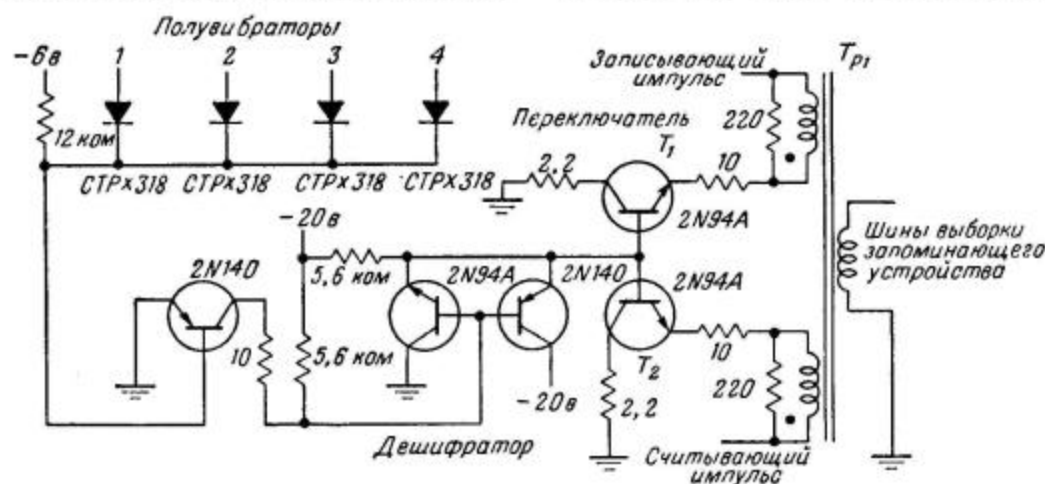
Считывающие и перезаписывающие импульсы тока величиной 250 мА, возбуждающие запоминающие сердечники, генерируются импульсным генератором неизменного тока и направляются на соответствующую шину выборки транзисторным переключателем, управляемым напряжением.

На фиг. 5 показана переключающая схема для одной шины матрицы. Для каждой запоми-

нения. Малая индуктивность рассеяния получается при использовании тороидального сердечника, изготовленного из феррита с большой проницаемостью, с трифилярными обмотками с соотношением витков 1 : 1.

Дешифратор

Дешифратор представляет собой матрицу на 64 диодах с 16 выходами, каждый из которых работает на один транзисторный усилитель.



Фиг. 5. Схемы переключателя и дешифратора. В схемах, использованных в линейзованном запоминающем устройстве, переключатели T_1 и T_2 содержат по два параллельно включенных транзистора.

нающей шины плоскости используются два переключающих транзистора: один для считывающего импульса, другой для перезаписывающего импульса.

Время восстановления

Так как переключающие транзисторы работают в режиме насыщения, для обеспечения быстрого восстановления между запоминающими циклами необходим симметричный эмиттерный повторитель. В течение каждого запоминающего цикла в эмиттерные цепи всех считывающих и перезаписывающих транзисторов поступают импульсы со считывающего генератора неизменного тока. Так как импульсы тока поступают на плоскость запоминающего устройства через трансформатор Tr_1 , для считывающего и перезаписывающего импульсов достаточно одного провода, связывающего с шиной.

Для предотвращения появления на диоде эмиттер — база переключающего транзистора дополнительного обратного напряжения выходной импульсный трансформатор сконструирован так, что он имеет малую индуктивность рас-

Схема одного выхода дешифратора показана на фиг. 5. Каждый выход дешифратора подключен к базе эмиттерного повторителя, соединенного с адресным переключателем.

Требования к входному току дешифратора достаточно малые, так что усилители между накопителем-регистром адреса и матрицей дешифратора не нужны. Дешифрирование заканчивается менее чем через 1,5 мксек после поступления импульса информации на адресный регистр.

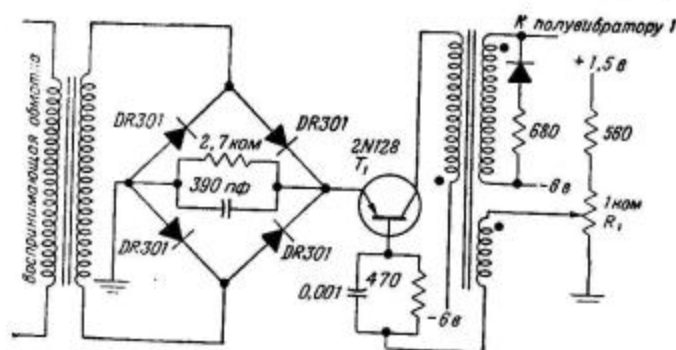
Воспринимающий усилитель

Воспринимающий усилитель, схема которого показана на фиг. 6, представляет собой блокинг-генератор на транзисторе, запускающийся выходным сигналом диодного моста. Так как воспринимающие входы запоминающего устройства имеют малый входной импеданс, для получения нужного усиления выходного считывающего сигнала используется трансформаторная связь.

Во избежание восприятия считывающих напряжений обеих полярностей сигнал выпрямляется диодным мостом. Поскольку полупроводниковые выпрямители нелинейны по отно-

шению к сигналам напряжения, малые сигналы ослабляются значительно сильнее больших. Это приводит к улучшению отношения сигнала к шуму на выходе выпрямителя до величины порядка 20 : 1.

Полное устранение ложных сигналов и стандартизация считывающих сигналов, поступающих с выхода запоминающего устройства, завершаются усилителем на транзисторе T_1 . Предотвращение запуска усилителя сигналами меньшего определенного уровня достигается подачей с помощью потенциометра R_1 небольшого регулируемого отрицательного смещения на базу T_1 .



Фиг. 6. Воспринимающий усилитель. Обратное смещение, поданное на базу усилительного транзистора T_1 , исключает ложный запуск.

Сигнал должен по крайней мере на 12 мВ превышать управляемый контрольный уровень, чтобы на выходе воспринимающего усилителя появился полный сигнал. Так как шумовые импульсы на воспринимающих вводах появляются относительно редко, минимальная величина отношения сигнала к шуму, которая получается, составляет 10:1, и, таким образом, ложные запуски исключены.

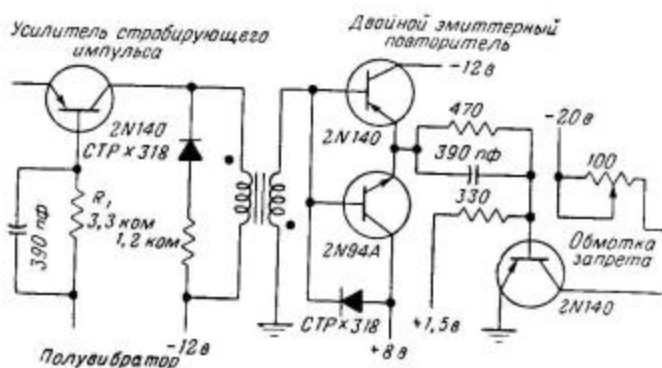
Возбудитель цифровой плоскости

Возбудитель цифровой плоскости, схема которого показана на фиг. 7, представляет собой мощный усилитель тока, способный питать импульсами тока (равными половине тока насыщения) все сердечники данной плоскости. Требования к напряжению и току возбуждения определяются размерами матрицы запоминающего устройства.

Выходной каскад усилителя представляет собой обычный усилитель с общим эмиттером, причем нагрузкой в его коллекторной цепи является запоминающее устройство. Транзистор работает в режиме насыщения; следовательно, амплитуда тока коллектора зависит только

от напряжения питания коллектора и переменного сопротивления 100 ом.

При использовании высококачественного транзистора время нарастания импульса тока определяется постоянной времени L/R коллекторной



Фиг. 7. Возбудитель цифровой плоскости. Выход воспринимающего усилителя стробируется через регистр информации во время запрашивания и блокируется во время накопления новой информации. Применение двойного эмиттерного повторителя ослабляет требования к выходному сигналу схемы, возбуждающей обмотку запрета.

цепи. В этом случае L складывается из индуктивности матрицы запоминающего устройства и дополнительной небольшой индуктивности. Выходным каскадом возбудителя является эмиттерный повторитель, что ослабляет требования к входному сигналу.

Стробирующий импульсный усилитель обеспечивает выполнение вентилем функции запрета. Стробирующие свойства схемы выполняются диодом эмиттер — база транзистора. Когда управляющий уровень, поступающий с регистра накопления информации, равен нулю, диод эмиттера остается запертым при максимальной амплитуде положительного импульса +3 в. Однако, когда управляющий уровень равен -7 в, импульс отпирает диод эмиттер — база, и появляется выходной импульс. Таким образом, импульс запрета пропускается лишь тогда, когда не происходит считывания с воспринимающего вывода.

При использовании обычных доступных $p-n-p$ -транзисторов в этой схеме можно получить усиление мощности примерно в 10 раз. Вентиль импульса запрета можно сконструировать так, чтобы управляющий импульс имел длительность 5 мксек.

Логические схемы

Все полувибраторы запоминающего устройства построены по схеме с дополнительной симметрией, использующей два $p-n-p$ - и два $n-p-n$ -транзистора [2]. В любой момент вре-

мени один $p-n-p$ и один $n-p-n$ -транзистор находятся в состоянии насыщения, а два других — в состоянии отсечки. Полувибраторы адресного регистра сконструированы так, что они выдают максимальный ток 10 ма при падении напряжения 6 в.

Благодаря множеству вариантов способов применения стробирующие импульсные усилительные схемы как на $p-n-p$, так и на $n-p-n$ -транзисторах используются при соединении логической части с запоминающим устройством [3]. Основная часть такой схемы представляет собой вентиль запрета, показанный на фиг. 7.

Будущие запоминающие устройства

Запоминающие устройства на транзисторах отвечают требованиям, предъявляемым к высокоскоростным накопителям с произвольным порядком выборки информации, у которых мощность питания, размеры и вес должны быть сведены к минимуму. Применение схем на транзисторах не ограничивается размером и типом запоминающего устройства, описанного здесь. За исключением воспринимающего усилителя и дешифратора, эти схемы могут быть без значительных изменений использованы для построения запоминающей плоскости на 64×64 запоминающих ячеек.

При построении больших запоминающих устройств на основе использования приведенных схем возникают три проблемы: первая — требуется большее напряжение для возбуждающих и переключающих схем, вторая — необходима лучшая разрешающая способность восприни-

мающего усилителя для ослабления влияния ухудшающегося отношения сигнала к шуму, третья — для обеспечения требований к быстрдействию и выходному току нужны более емкие адресные дешифраторы.

Пути решения

Первая проблема связана с тем, что увеличение запоминающих плоскостей влечет за собой увеличение индуктивных нагрузок. Решение ее возможно путем применения транзисторов с высокими напряжениями пробоя.

Так как при считывании с плоскости 64×64 отношение сигнала к шуму мало, к воспринимающему усилителю необходимо добавить еще один усилительный каскад. На выходе первого каскада следует поставить стробирующий клапан для отличия сигнала считывания от шумов, генерируемых полунасыщенными сердечниками.

В настоящее время испытывается дешифратор на 64 выхода, построенный на 80 транзисторах и 180 диодах. Ожидается, что дешифрование будет осуществляться менее чем за 1 мксек при максимальном выходном токе 10 ма.

ЛИТЕРАТУРА

1. Helbig W. A., Rumble W. G., *Proc. NEC* (1956).
2. Bothwell T. P., Kolodin L., *Proc. NEC* (1956).
3. Booth G. W., Bothwell T. P., *Logic Circuits for a Transistor Digital Computer* (будет опубликовано в *Proc. PGEC*).

РАДИОПИЛЮЛЯ, ПЕРЕДАЮЩАЯ ИНФОРМАЦИЮ ИЗ ПИЩЕВАРИТЕЛЬНОГО ТРАКТА

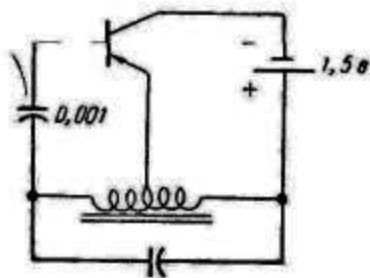
Мак-Кэй, Якобсон

Радиопередающее устройство достаточно малых размеров, таких, чтобы его можно было проглотить и чтобы оно могло пройти по кишечному тракту, генерирует сигналы на частоте 400 кГц, которые передают информацию о температуре и давлении внутри кишечника. Сердечник из железного порошка служит датчиком давления, а датчиком температуры служит сопротивление транзистора между базой и коллектором. Для получения качающейся частоты в приемнике используются нелинейные конденсаторы.

Телеметрическое радиоустройство, хорошо проходящее через желудочно-кишечный тракт и нормально работающее там, дает возможность передавать сведения о температуре и давлении в кишечнике, которые можно использовать в диагностике и в физиологических исследованиях.

Передатчик

Передатчик, называемый эндорадиозондом, представляет собой модулятор-преобразователь, заключенный в заглатываемой капсуле диамет-



Ф и г. 1. Транзисторный генератор прерывистой генерации. Частота срывов генерации зависит от температуры, а радиочастота — от давления; такого рода сигналы проходят через организм человека.

ром 0,9 см, длиной 2,8 см. Так как теперь появляются детали значительно меньших размеров, конструкция будет изменена. Типовая схема, показанная на фиг. 1, генерирует достаточно мощный сигнал, так что нет необходимости работать в заэкранированной комнате. Транзистор,

включенный по схеме с общим эмиттером, используется в схеме трехточечного генератора, имеющей катушку индуктивности с ответвлением.

Детали

Бескаркасная обмотка содержит 600 витков и имеет внутренний диаметр и длину 4,7 мм. В ней передвигается сердечник из порошкового железа длиной 6,3 мм, диаметром 3,2 мм (этот размер доведен на токарном станке). Емкость в резонансном контуре порядка 100 пф.

Блокинг-генератор работает лучше всего на транзисторе «Телефункен» ОС 612 и удовлетворительно — на транзисторе меньших размеров типа СК 784. В некоторых образцах для уменьшения объема использовался полый двойной намотанный конденсатор. Два цилиндрических конденсатора изготавливались из тонкой металлической фольги и полистироловой ленты толщиной 10 мк, шириной 5 мм: наматывалась центральная лента с одной металлической лентой снаружи и одной внутри. Для двух конденсаторов этого устройства применялись две металлических ленты длиной 5,5 и 0,55 см.

Роль антенны передатчика выполняет катушка, поскольку можно обнаружить поле, создаваемое ею. Детали схемы спаяны аралдитом.

Задачи

Частота колебаний относительно нечувствительна к изменениям напряжения; она определяется шунтирующей емкостью, расположенной во всю длину капсулы. Для устранения влияния пузырьков воздуха, дающих ложный уход частоты, желательно электростатическое экраниро-

вание. Покрытие внутренней стороны слоем серебряной краски не нарушает генерацию и излучение сигнала. Аксиальная царапина исключает замыкание цилиндрического слоя краски и закорачивание сигнала.

Амплитуда сигнала в схеме изменяется при замене железного сердечника медным. Следует отметить, что у этой схемы можно заземлить любую точку.

Диафрагма также может быть источником ошибки. Упругость резиновой мембраны меняется в различных жидких средах. Для устранения этого возвращающая сила в основном создается пружиной. Из гигиенических соображений используется также мягкая вспомогательная внешняя диафрагма.

Желательно также исключить влияние ориентации, возникающее из-за тяжести сердечника. Для этого использовалась сбалансированная шарнирная арматура, хотя лучше было бы более компактное устройство. Окончательно этот вопрос разрешен не был, однако для его решения могут служить: вторая внутренняя утяжеленная диафрагма на другом конце U-образной трубки, второй подвешенный на пружине сердечник у второго края обмотки, подвеска на пружине и сердечника и обмотки и, наконец, свободно плавающий сердечник в заполненной жидкостью капсуле.

В некоторых экспериментах батарея состояла из железного и золотого электродов с жидким электролитом между ними. Однако более стабильны батареи, изготовленные из материалов разобранной батареи для лампы-вспышки. В этих батареях около графитового вывода между плоскими цинковой и угольной пластинами помещался химический состав. Большая часть этого объема является деполяризатором.

В течение 2—4 дней напряжение батареи не меняется. Можно использовать радиоактивные батареи [2, 3], имеющие большой срок службы при меньшем объеме. Было бы полезно, если бы имелся радиоактивный транзистор.

Частота

Из учета глубины залегания передатчика и характеристик транзистора выбрана частота сигнала 400 кГц. Частота модулируется перемещением железного сердечника, происходящим при изменении давления. Транзистор чувствителен к температуре, и по частоте следования блокинг-импульсов можно судить о температуре. При последующей расшифровке сигнала всегда можно выделить изменение в нем, вносимое давлением.

Блокинг-генератор

При работе блокинг-генератора конденсатор в цепи базы заряжается благодаря выпрямляющему действию эмиттерного перехода. Потенциал базы становится положительным. Из-за запаздывания генерации накапливается больший заряд, чем необходимо для прекращения генерации, и транзистор запирается на некоторое время. В течение этого периода конденсатор разряжается через чувствительные к температуре сопротивления эмиттера и коллектора, включенные параллельно, и на которые в этот интервал времени поданы обратные смещения.

Генерация возобновляется после того, как потенциал базы становится отрицательным на долю вольта по отношению к эмиттеру. Так как сопротивление коллектора обычно меньше сопротивления эмиттера (при обратных смещениях), в основном датчиком температуры будет коллектор, если этому ничто не мешает. Произведение средней величины этого сопротивления на емкость в цепи базы пропорционально длительности периода отсутствия колебаний.

При отношении витков не 1 : 1, а 10 : 1 генерация не прекращается, и изменение температуры приводит не к модуляции частоты, а к изменению установившегося напряжения на конденсаторе в цепи базы.

Частота прерывания колебаний наиболее чувствительна к напряжению, причем при уменьшении напряжения частота увеличивается.

Приемник

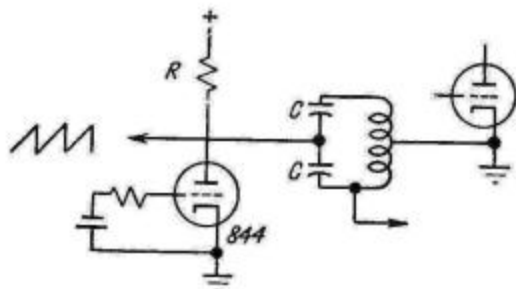
Передаваемый сигнал воспринимается рамочной антенной, имеющей 100 витков диаметром 4,5 см, подключенной к входу военного приемника США ВС-348-Р. Эта рамочная антенна указывает приблизительное положение передатчика в организме пациента.

Приемник настраивается так, что он указывает давление, а частота сигнала указывает температуру. Обмотка передатчика и запирающий конденсатор подбираются так, что огибающая посылок радиосигнала имеет гладкую форму, при которой возможна относительно острая настройка.

Развертка

Для развертки радиосигнала, подобно тому как это делается в панорамном приемнике, использовалась схема, показанная на фиг. 2. Емкость нелинейных конденсаторов C уменьшается при увеличении постоянного напряжения на них [4]. По отношению к резонансному контуру эти

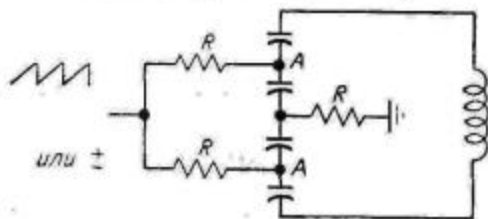
конденсаторы включены последовательно, по отношению к цепи смещения — параллельно. Это обеспечивает заметное изменение частоты при небольшом изменении постоянного смещения. По отношению к радиосигналу нелинейность



Ф и г. 2. Генератор качающейся частоты на нелинейных конденсаторах. Емкость последовательно включенных конденсаторов служит для настройки резонансного контура, а параллельное включение их обеспечивает генерирование пилообразного сигнала для панорамной развертки.

незначительна, так что можно получать синусоидальный сигнал; для управления достаточно небольшого напряжения.

Схему можно построить на четырех или более нелинейных конденсаторах, как показано на фиг. 3. В этой схеме один конденсатор может либо



Ф и г. 3. Схема включения нескольких конденсаторов с насыщением, управляемая пилообразным входным сигналом небольшой амплитуды (при переключении выдает небольшое постоянное напряжение) и имеющая незначительную нелинейность по отношению к переменному сигналу с резонансного контура.

вырабатывать пилообразный сигнал, либо вырабатывать неизменный ток и заземлять точку А; в последнем случае схема сама генерирует пилообразный сигнал.

Увеличение R несколько уменьшает добротность Q , а частичная замена обоих R индуктивностями делает Q максимальным. Какая-то точка L имеет нулевой потенциал по постоянному току. Даже конденсаторы малой емкости (поскольку они разряжаются параллельно) могут запускать тиратрон, но блокинг-генератор разряжается лучше.

Лампа генератора для некоторого улучшения стабильности схемы вставляется в обмотку. Выходной пилообразный сигнал несинхронизированной схемы используется в качестве напряжения горизонтальной развертки, а локальное напряжение генератора представляет собой наблюдаемый переменный сигнал.

Если выходной сигнал радиоустановки используется в качестве сигнала вертикального отклонения осциллографа, то, вообще говоря, частота не будет линейной функцией величины сигнала, однако, так как между ними имеется неизменное соотношение, можно проградуировать систему. Отклоняющие сигналы по обоим направлениям дают двойной сигнал, так как большинство нелинейных генераторов обладает гистерезисом [3]. Вместо периодического пробега по всей полосе частот можно использовать связанную обратную связь для слежения за радиочастотой, либо поддерживая постоянную разность между передаваемой и местной частотами, либо периодически пробегаая небольшой диапазон около передаваемой частоты. При этом напряжение обратной связи указывает давление.

Непосредственно перед экспериментом передатчик градуируется по известным температурам и давлениям. Чувствительность к давлению прибора, находящегося в пациенте, можно проверить, прикладывая изменяющееся атмосферное давление. Обратная связь, у которой выходной сигнал, соответствующий давлению, можно всегда установить на нужный уровень изменением окружающего пациента давления, может быть использована для специальных наблюдений. В этом случае градуировка не требуется, так как линейность и чувствительность не используются (в первом приближении). Наблюдение следует начинать при давлении в капсуле и на пациенте, большем атмосферного.

Для этого пациент должен быть приучен к резким изменениям давления.

Другие применения

Успешно ведутся эксперименты по созданию таких же приборов, способных производить химический анализ [5]. Любая химическая реакция, сопровождающаяся обратимыми механическими расширением и сжатием, может быть использована в сочетании с прибором, воспринимающим давление. При изменении рН определенные ионообменные вещества расширяются и сжимаются, а некоторые макромолекулярные соединения изменяют свое осмотическое давление. Несмотря на то что точность такой химико-механической системы невелика, однако благодаря простоте

и надежности она может успешно применяться в медицинской диагностике.

Следует обратить внимание на применение электрода из сурьмы в качестве низкоомного датчика рН и особенно когда его можно использовать без покрытия, если приняты меры по предотвращению растворения его в организме пациента. При использовании радиоактивного источника света можно применять оптические методы, что более эффективно, чем использование фосфоресценции. Измерителем интенсивности света может послужить транзистор, который, таким обра-

зом, будет фотометрическим передатчиком рН телеметрической системы.

ЛИТЕРАТУРА

1. Mackay R. S., Jacobson B., *Nature* (June 15, 1957).
2. *Radio and TV News*, p. 160 (May 1957).
3. Thomas A., *Nucleonics*, 13, p. 129 (November 1955).
4. Mackay R. S., *J. Appl. Phys.*, 24, p. 1164 (September 1953).
5. Jacobson B., Mackay R. S., *Lancet*, p. 1224 (June 15, 1957).

УЛЬТРАЗВУКОВОЕ СЛЕДЯЩЕЕ УСТРОЙСТВО ДЛЯ НАБЛЮДЕНИЯ ЗА МЕЧЕНОЙ РЫБОЙ

Трефесен, Дадлей, Смит

Импульсный ультразвуковой генератор на одном транзисторе с батареей с 7-часовым сроком службы прикрепляется зажимом к взрослому лососю во время нереста. Затем лосось отпускается, и его движение прослеживается сонар-системой звуковой локации, находящейся на корабле; наблюдаются особенности поведения лосося по отношению к самкам. Сервоуправляемая приемная антенна с четырьмя датчиками автоматически следит за меченым лососем и дает его угол возвышения и азимут. При этом сонар-датчик определения дальности, находящийся в центре антенны, направлен прямо на рыбу.

Создание автоматической ультразвуковой аппаратуры для слежения и определения дальности дает возможность наблюдать поведение взрослых лососей по отношению к самкам на Северо-Западе.

Конструирование и создание этого нового оборудования вызвано необходимостью иметь более подробные сведения об индивидуальном поведении лосося, чем те, которые можно получить обычными методами.

Оборудование состоит из миниатюрного источника ультразвука (звуковая метка рыбы), самоустанавливающегося по направлению антенны с датчиками и с приемной сервосистемой (авто-следящая часть), и эхо-дальномера (фиг. 1).

При работе следящая система устанавливается автоматически так, что ее датчик направлен на «звуковую метку», закрепленную на рыбе. Расстояние до рыбы и направление на нее регистрируются на градуированной катодно-лучевой трубке.

Глубина нахождения рыбы вычисляется из расстояния до нее и угла, под которым ультразвуковые импульсы входят с аппаратуры в воду. Учитывая одновременно положения лосося и корабля, оператор может получить детальную картину поведения рыбы.

Ультразвуковая метка рыбы

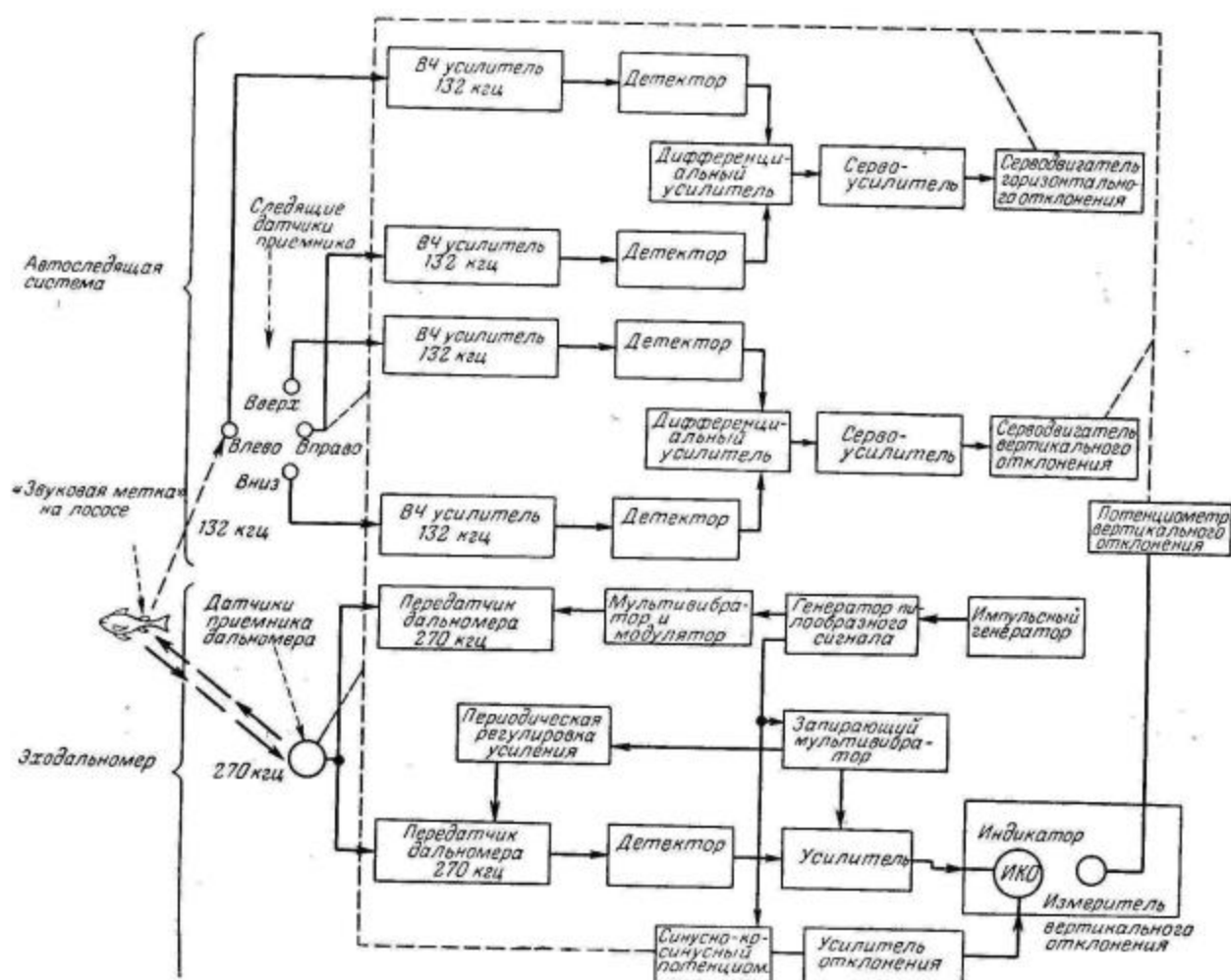
«Звуковая метка» должна иметь минимальные размеры, чтобы, прикрепленная к рыбе, она не мешала ее движениям. В то же время батарея генератора должна работать в течение 8—12 час. Поэтому была выбрана схема «звуковой метки», потребляющая минимальный ток.

Кроме того, звуковая метка должна обладать приблизительно нейтральной плавучестью. Звуковая метка заключается в капсулу длиной 60 мм, диаметром 23 мм, весит она 29 г в воздухе и вытесняет 27 г пресной воды.

К оболочке капсулы, изготовленной из алюминия толщиной 0,18 мм, припаян кольцевой хомут для крепления к рыбе. При сборке капсулы две ее половины надвигаются друг на друга, затем капсула для герметизации обмазывается вакуумной замазкой, обматывается пластмассовой лентой и покрывается вся пластмассой, что обеспечивает герметизацию на глубине 9 м.

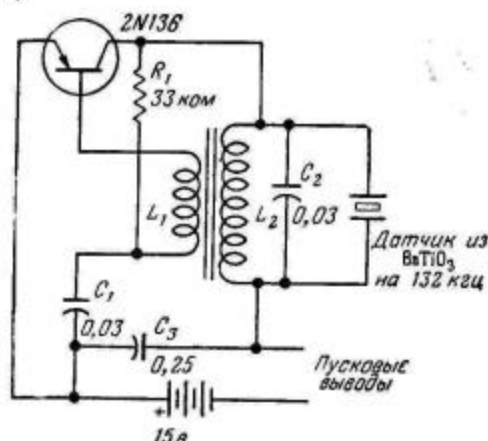
Импульсная работа источника звука улучшает его экономичность.

Генератор звуковой метки собран на транзисторе по схеме с общим эмиттером (фиг. 2). Здесь R_1 и C_1 таковы, что частота прерываний равна 2000 гц при длительности импульса 200 мксек.



Ф и г. 1. Блок-схема следящей системы и дальномера для наблюдения за меченой рыбой.

Величины L_2 , C_2 и фиксированной емкости кристалла таковы, что датчик работает на частоте 132 кГц.



Ф и г. 2. Импульсный ультразвуковой генератор, используемый в качестве звуковой метки рыбы, может быть обнаружен на расстоянии до 600 м.

Датчик звуковой метки представляет собой диск титаната бария толщиной 1 мм, диаметром 22 мм. Диаметр диска соответствует одной полуволне, так что диск резонирует на радиальные волны частотой 132 кГц. С каждой стороны в диск впаяно серебро и припаяны небольшие проволочные контакты в узловых точках, т. е. в центре. Датчик монтируется в одном из концов круглой алюминиевой капсулы и закрепляется смоляной связкой, обеспечивающей акустическую связь с алюминиевой оболочкой. В подобной конструкции получается хорошее согласование акустического импеданса диска и нагрузки воды, причем характеристика излучения приблизительно полусферична.

В этой схеме к датчику подводится высокочастотный сигнал с междупиковым напряжением 25 в, что обеспечивает на расстоянии 120 м сигнал на сетке приемника 5 мкв. Батарея 15 в весом 15 г работает 7 час. при потреблении тока в 3 ма

ВЫБОР СЧЕТЧИКАМИ СЕКТОРОВ МАГНИТНЫХ БАРАБАНОВ

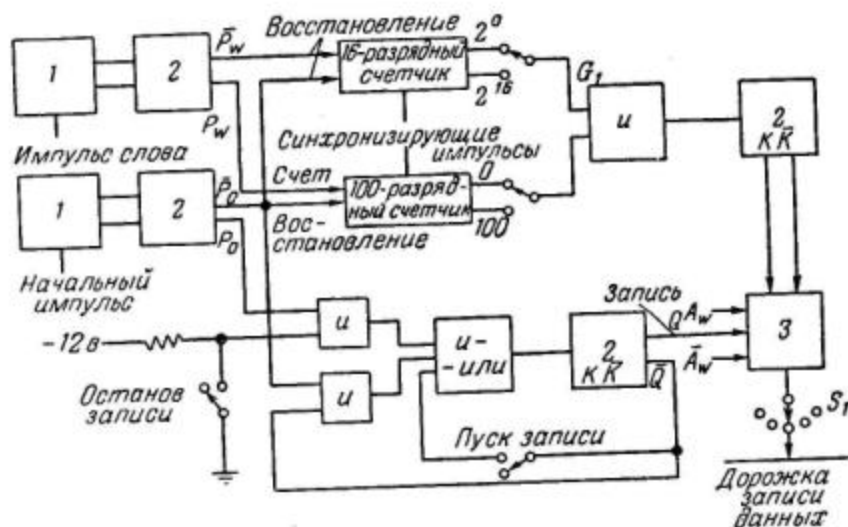
Страссман, Кинг

Широкодиапазонные системы преобразования данных нуждаются в средствах проверки и контроля арифметических и запоминающих систем. Схема, состоящая из 16-разрядного счетчика, 100-разрядного счетчика и логических схем, обеспечивает автоматическую запись определенного заданного двоичного сигнала любого слова или сектора на запоминающем магнитном барабане. Это устройство вместе с арифметическим устройством может быть использовано в качестве вспомогательного или контролирующего средства процессов вычисления.

В запоминающих устройствах на магнитных барабанах, стоящих в блоках преобразования цифровых данных, иногда требуется вводить накапливаемую информацию в определенные места барабана, расположенные на его окружности.

рабочие характеристики магнитного барабана, а также для производства вычисления в цифровых арифметических счетных устройствах.

Возможность выбора любого отдельного сектора запоминающего устройства на магнитном



Ф и г. 1. При нажатии кнопки пуска записи селектор секторов записывает предварительно отобранный 16-значный код.
1 — усилитель считывания; 2 — полувибратор; 3 — усилитель записи.

Для осуществления этого необходимы какой-либо метод определения этих мест и система ввода нужной информации. Описываемая здесь аппаратура может быть использована как часть испытательной аппаратуры, контролирующей

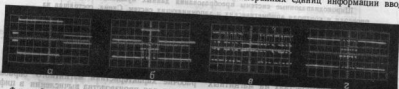
барабане можно обеспечить, если на барабане записан сигнал, указывающий на начало каждого «слова» или сектора. Эти сигналы поступают на счетчик, выход которого избирается переключателем, что позволяет отмечать только выбран-

ное число. Число это затем стробируется по совпадению с нужным действием, либо с записью, либо со считыванием с отдельного выбранного сектора барабана.

На фиг. 1 показана блок-схема устройства, осуществляющего эту задачу.

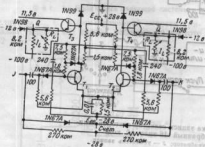
Код

Импульс указывает начало каждого слова, предварительно записанного на барабане. Этот импульс выпрямляется считывающим усилителем, запускающим считывающий полуинвертор. Полуинвертор имеет два выхода (фиг. 2, а),



Фиг. 2. Осциллограммы сигналов на выходе полуинвертора усилителя считывания за время, соответствующее единице информации (а); выходные сигналы 100-разрядного счетчика (верху) и 16-разрядного счетчика (внизу), идущие на полуинвертор 1(б); закодированные данные на выходе полуинвертора 1 для всех секторов, кроме одного (в); данные на выходе полуинвертора 1 для одного сектора (г).

с которых получают импульс, верный в течение времени состояния «единица», и дополнительный импульс, ложный в течение времени этого же состояния и верный для остатка слова.



Фиг. 3. Выход транзисторного полуинвертора строится усилитель записи.

Верный сигнал P_n поступает на X -разрядный счетчик, где X — общее число слов на барабане.

В данном случае $X=100$. Дополнительный импульс поступает на цифровой 16-разрядный счетчик и используется как сигнал восстановления.

Сигналы с выбранных выходов 100-разрядного счетчика слов и 16-разрядного счетчика подвергаются операции «и» в логической диодной схеме G_1 , а затем поступают на единственный вход полуинвертора 1. На фиг. 2, б показаны выходные сигналы 100- и 16-разрядных счетчиков.

Выходной сигнал полуинвертора 1 определяется временем выбранного слова, причем сигналы выбранных единиц информации вводятся



Фиг. 4. Диаграмма временной последовательности импульсов, соответствующая работе системы от момента нажатия кнопки пуска до момента нажатия кнопки останова.

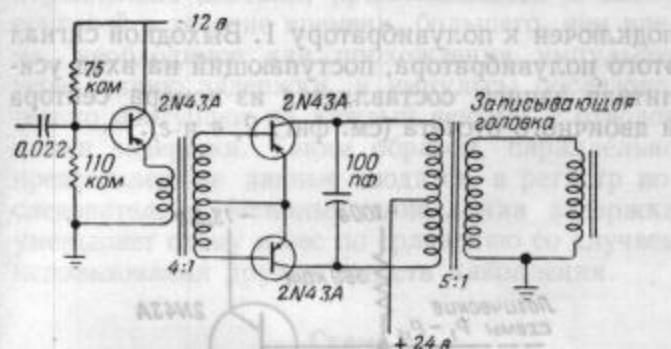
в течение времени слова. На фиг. 2, в и г показаны сигналы на выходе полувибратора 1, представляющие собой закодированные данные для всех секторов, кроме одного, и только одного сектора соответственно. Эта информация поступает на усилитель записи, на выходе которого стоит головка записи на магнитный барабан. С помощью переключателя S_1 можно выбирать одну из нескольких головок.

Усилитель записи подключается и отключается автоматически с помощью логической схемы, показанной на фиг. 1, содержащей стробирование, приложенное к входу полувибратора 2.

Схема транзисторного полувибратора показана на фиг. 3. На фиг. 4 представлена диаграмма временной последовательности импульсов в системе.

Автоматическая запись

Закодированная по двоичной системе информация записывается на барабан усилителем записи, схема которого показана на фиг. 5.



Фиг. 5. Транзисторный усилитель записи возбуждает записывающую головку над выбранной дорожкой над нужным местом вращающегося барабана.

Ручное включение и выключение усилителя записи обычно вызывает переходные процессы, искажающие сигналы записи, что может привести к нарушению информации, идущей через усилитель записи или записанной на барабане и находящейся в момент включения или выключения под головкой записи.

Усилитель записи, предназначенный для записи двоичного сигнала в выбранное слово или сектор, включается и выключается полувибратором 2. Когда этот полувибратор открыт, или находится в состоянии «верно», усилитель записи включен и позволяет сигналу, идущему с выхода полувибратора 1, быть записанным на барабан.

Когда полувибратор 2 закрыт или находится в состоянии «ложно», запись не производится и барабан переносит накопленную информацию.

Во избежание потери информации время переключения выбрано равным длительности начала первого импульса при каждом обороте барабана, при этом можно без предосторожностей вводить на барабан в эту площадь любую информацию.

Схема, используемая для уменьшения этой площади, состоит из логической схемы «и — или», запускающей полувибратор с одним входом, и нормально замкнутой кнопки, служащей для включения в работу. Остановка работы осуществляется нормально разомкнутым ключом.

Усилитель записи нормально выключен, следовательно, выходной сигнал Q полувибратора 2 принимает высокий уровень, т. е. полувибратор 2 включен. Полувибратор 2 удерживается в этом состоянии обратной связью через цепь включения в работу. При нажатии кнопки запуска этот сигнал обратной связи устраняется, однако клапан все еще удерживается в состоянии «ложно» дополнительным начальным импульсом.

Когда с барабана поступает начальный импульс, все входные сигналы, идущие на полувибратор 2, устраняются и сигнал Q принимает высокий уровень, т. е. полувибратор 2 включен. Таким образом, усилитель записи записывает, когда принимается начальный импульс. Запись предварительно установленной структуры выбранного слова будет продолжаться до прекращения нажатия на пусковую кнопку. При нажатии кнопки остановка полувибратора 2 возвращается в первоначальное состояние и усилитель записи выключается. Усилитель записи остается в этом состоянии, пока не будет нажата кнопка пуска.

Таким образом, усилитель записи включается и выключается только в начале каждого оборота барабана, и всякие переходные процессы, которые могут иметь место, не влияют на остальную часть магнитного барабана.

Секторный счетчик

Два 10-разрядных счетчика, соединенных последовательно, образуют секторный счетчик, пересчитывающий на 100 перед повторением циклов.

В качестве основного элемента используются стандартные полувибраторы на транзисторах

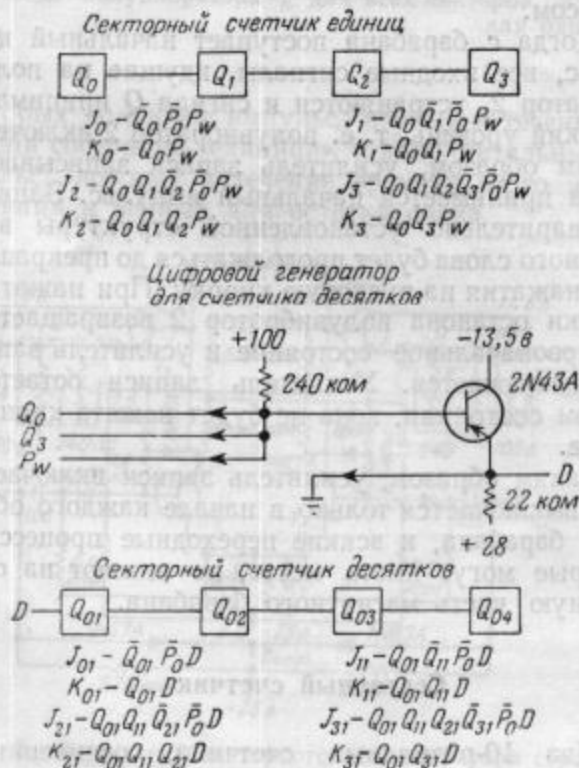
с двумя входами; для синхронизации используется селектор на диоде.

Так как счетчик состоит из двух идентичных счетчиков, логические уравнения для счетчика десятков такие же, как и для счетчика единиц, с добавлением конечного результата логики единичного счетчика. Схемы и логические уравнения показаны на фиг. 6.

Выход одного выбранного слова определяется положениями переключателя номеров секторов единиц и переключателя номеров сектора десятков. Выходы всех полувибраторов присоединены к входу 10-позиционного четырехполюсного переключателя, на выходе которого стоит схема G_1 типа «и». При этом импульс «включено», соответствующий одному слову, длится только выбранное время.

Другой выходной сигнал является дополнением к этому сигналу, который включает выход для 99 слов и выключает для выбранного слова.

При этом та же самая двоичная структура записывается на всех секторах барабана, кроме опорного сектора, на котором записаны только нули.



Фиг. 6. Логические уравнения счетчика единиц и цифровой генератор, выход D которого запускает секторный счетчик десятков; логические уравнения этого счетчика приведены внизу.

16-разрядный счетчик, запускаемый выходом логической схемы, используется как цифровой счетчик.

На фиг. 7 показана логическая и диодная схема, осуществляющая генерацию двоичной структуры.

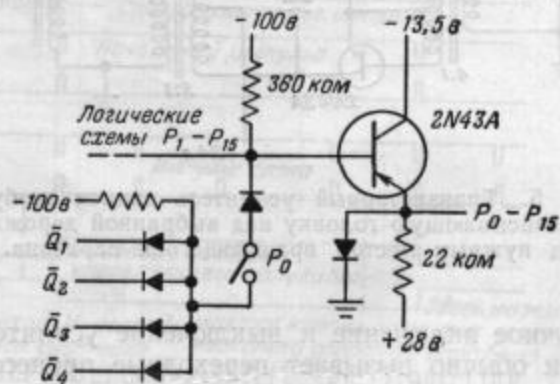
В таблице отображены состояния «верно» полувибраторов.

Выход этого счетчика и выход секторного счетчика идут на схему «и» G_1 , выход которой

Карта состояний «верно» полувибратора

J	K	Q^{n+1}
0	0	Q^n
0	1	0
1	0	1
1	1	\bar{Q}^n

подключен к полувибратору 1. Выходной сигнал этого полувибратора, поступающий на вход усилителя записи, составляется из номера сектора и двоичного отсчета (см. фиг. 2, в и г).



Фиг. 7. Выходная схема цифрового 16-разрядного счетчика возбуждается логическими схемами от P_1 до P_{15} .

С помощью переключателя выход усилителя записи можно подключать к любой головке записи.

Описанное устройство является частью испытательной аппаратуры, служащей для оценки функционального оборудования, разработанного в лаборатории наземных систем фирмы «Хьюгест эркрафт».

СХЕМА ЗАДЕРЖКИ ДЛЯ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ НА ОДНОВИБРАТОРАХ

Скизм

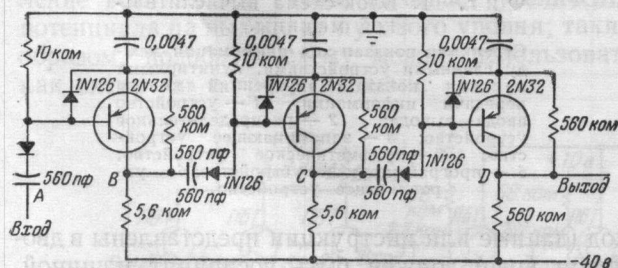
Три одновибратора на точечных транзисторах, соединенные последовательно, обеспечивают задержку в 40 мксек на каскад. Линия задержки позволяет последовательно подавать запись на параллельный вход регистра цифрового суммирования вычислительного устройства. Времена нарастания меньше 0,1 мксек на каскад.

В бортовых цифровых вычислительных устройствах целесообразно вводить данные в регистре последовательно, хотя данные представлены в параллельной форме. Для обеспечения передачи цифр, подлежащих переносу, до ввода следующей цифры была использована линия задержки.

Для включения схем «и» необходимо выполнение трех условий: наличие напряжения на шинах ввода данных, наличие напряжения, поступающего со схемы синхронизации, и наличие импульса. Напряжение, поступающее с шин ввода данных и вводимое одновременно на все включенные параллельно вентили, прикладывается к блоку вентиля в течение времени, большего, чем время, необходимое для прохождения импульсов через линию задержки, и импульсы последовательно поступают на каждый вентиль с отводов линии задержки. Таким образом, параллельно представленные данные вводятся в регистр последовательно. Использование линии задержки уменьшает схему и вес по сравнению со случаем использования других средств накопления.

Схема

На фиг. 1 показана схема линии задержки, которая состоит из трех соединенных последо-

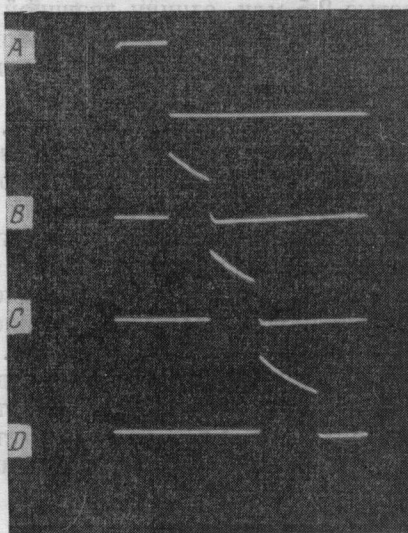


Фиг. 1. Транзисторная линия задержки для бортовых цифровых вычислительных машин; линия дает задержку в 40 мксек на каскад, полная задержка 120 мксек.

вательно одновибраторов на точечных транзисторах. Отрицательный импульс тока, подаваемый в цепь база — эмиттер первого каскада,

вызывает импульс определенной длительности. Второй каскад, связанный с первым каскадом через диод, не реагирует на положительный импульс с первого каскада.

Отрицательный выброс, идущий после положительного импульса с выхода первого каскада, проходит через диод и запускает второй каскад.



Фиг. 2. Осциллограммы входного импульса А и выходных импульсов в точках В, С и D схемы.

Таким образом, на выходе второго каскада положительный импульс появляется позже, чем на первом каскаде, на время, определяемое первым каскадом. Точно так же работает третий каскад.

Если диоды имеют большее обратное сопротивление, чем используемые типа 1N126, следует обеспечить восстановление начального состояния конденсаторов связи.

Эта схема обеспечивает задержку примерно в 40 мксек на каскад при временах нарастания в 0,1 мксек. Продифференцированные выходные импульсы использовались для запуска суммирующего регистра в вычислительном устройстве.

ВЫСОКОСКОРОСТНОЕ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОЕ УСТРОЙСТВО, НАКАПЛИВАЮЩЕЕ 2,5 МЛН. ЕДИНИЦ ДВОИЧНОЙ ИНФОРМАЦИИ

Папьян

Собранное на транзисторах арифметическое и управляющее устройство, работающее на частоте следования импульсов 5 МГц, внутреннее запоминающее устройство емкостью 2,5 млн. единиц с циклом 6 мксек и 64-регистровый блок памяти, состоящий из индексных регистров и программных счетчиков, позволяют создать счетную машину с очень большим запоминающим устройством. Обсуждаются конструктивные особенности и характеристики вычислительной машины «Линкольн» ТХ-2.

Отличительные особенности вычислительной машины «Линкольн» ТХ-2 (отвечающей требованиям размера, стоимости и сложности, предъявляемым к современным вычислительным машинам) состоят в транзисторном арифметическом и управляющем устройствах, работающих на частоте 5 МГц, внутреннем запоминающем устройстве емкостью 2,5 млн. единиц двоичной информации с циклом 6 мксек и 64-регистровом накопителе, состоящем из индексных регистров и программных счетчиков.

В логической, или организационной, структуре машины использованы два нововведения: арифметическое устройство, представляющее собой один 36-разрядный блок, который можно преобразовать (в соответствии с программой управления) на комбинации 9-разрядных блоков, и система ввода и вывода данных, обеспечивающая одновременное запрограммированное действие по очереди нескольких устройств.

Стол оператора и устройства соединения с описанными выше устройствами изготовлены так, что «Линкольн» ТХ-2 представляет собой универсальную гибкую цифровую машину.

Характеристики

ТХ-2 является широкодиапазонной параллельной цифровой машиной общего назначения с одноадресной структурой кода, работающей на двоичном коде. Запоминаемый код содержит 36 единиц двоичной информации и может состоять из подкодов, содержащих девять единиц двоичной информации. Имеется ряд 18-разрядных индексных регистров.

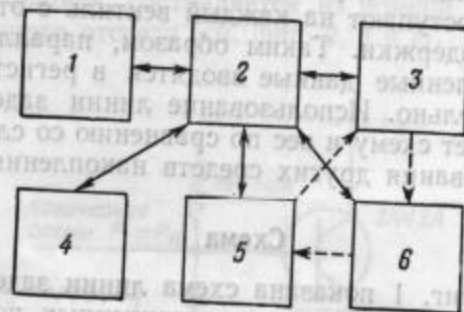
В качестве первичного накопителя с временем цикла 5 мксек используются блоки магнитных сердечников, срабатывающие при совпадении токов. Первый блок — на 65 536 37-разрядных кодов, второй — на 4096 37-разрядных кодов, остальные блоки можно приспособить для запоминания 262 144 кодов (около 10 млн. единиц двоичной информации). Блоки накопления могут приводиться в действие одновременно

и независимо. Наибольшая скорость вычисления в типовых режимах: 150 000 сложений и 80 000 умножений в секунду для 36-значных кодов и 600 000 сложений или умножений в секунду для 9-значных кодов.

В машине стоит 22 000 транзисторов, несколько сотен диодов и 625 электронных ламп, из которых 608 — двойные триоды, стоящие в большом запоминающем устройстве

Ввод и вывод данных

Связь с внешними устройствами в машине ТХ-2 осуществляется через устройство ввода и вывода данных. Всякий раз, когда вводимый



Фиг. 1. Блок-схема вычислительной машины.

Стрелками показан ход информации между главными устройствами, пунктирными линиями показан внутренний контур передачи информации. 1 — устройство ввода-вывода; 2 — распределительное устройство; 3 — запоминающее устройство; 4 — арифметическое устройство; 5 — программирующее устройство; 6 — управляющее устройство.

код (данные или инструкции представлены в двоичном коде) должен быть воспринят машиной, он поступает из устройства ввода и вывода данных через распределительное в запоминающее устройство. Выводимый код идет другим путем.

На фиг. 1 показано, как код через распределительное устройство поступает в главные устройства машины и идет с них. Пунктирные ли-

нии изображают контур главного внутреннего цикла вычислительной машины.

Адрес, как правило, поступает на запоминающее устройство с программирующего устройства. С адресного регистра запоминающего устройства код посылается на управляющее устройство (запоминающее код и действующее в соответствии с командой кода), которое посылает адресную команду на программирующее устройство, в котором код может быть изменен.

Измененная или неизмененная адресная команда выводит из запоминающего устройства закодированную информацию, которая через распределительное устройство поступает на арифметическое для производства арифметических операций.

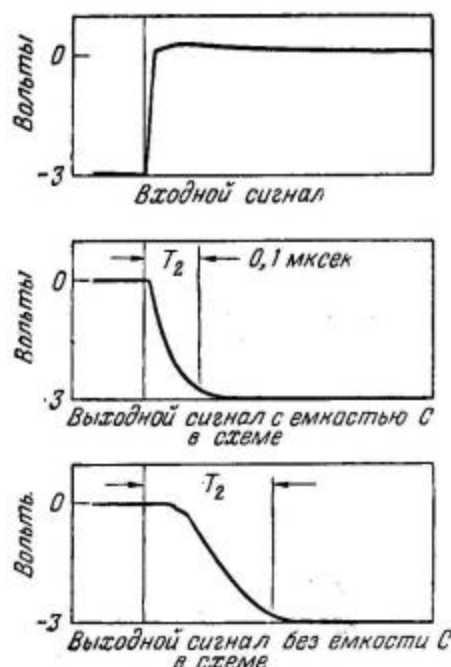
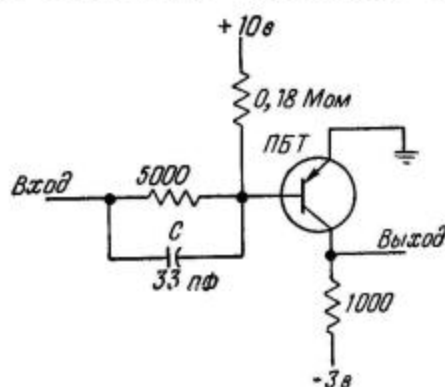
Здесь не показаны линии управления, идущие от управляющего к другим устройствам и служащие для управления и синхронизации внутренней работы и передачи информации между устройствами и в них.

Транзисторные элементы

Операции переноса, сдвига, сложения, умножения и другие осуществляются схемами на поверхностно-барьерных транзисторах, работающих на частотах до 5 Мгц. В основном используются две схемы на транзисторах: схема с общим эмиттером в режиме насыщения и эмиттерный повторитель в режиме насыщения.

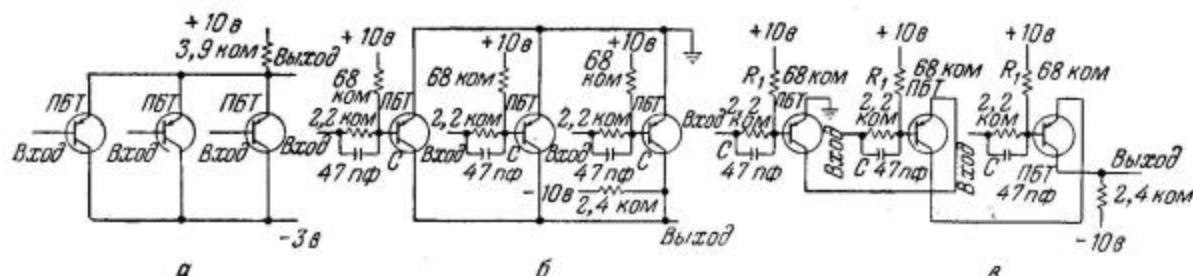
На фиг. 2, а показана схема «или» для отрицательных входных импульсов, построенная на трех параллельно включенных эмиттерных повторителях. При подаче на вход схемы одного или более отрицательных сигналов фиксированный потенциал на выходе равен -3 в. Заземление всех входов схемы вызывает увеличение потенциала на выходе до нулевого уровня; таким образом, подобную схему можно использовать как схему «и» с тремя входами.

На фиг. 2, б показана схема, состоящая из трех параллельно включенных каскадов



Ф и г. 3. Добавление емкости C улучшает время выключения каскада с общим эмиттером.

T_2 — время выключения.

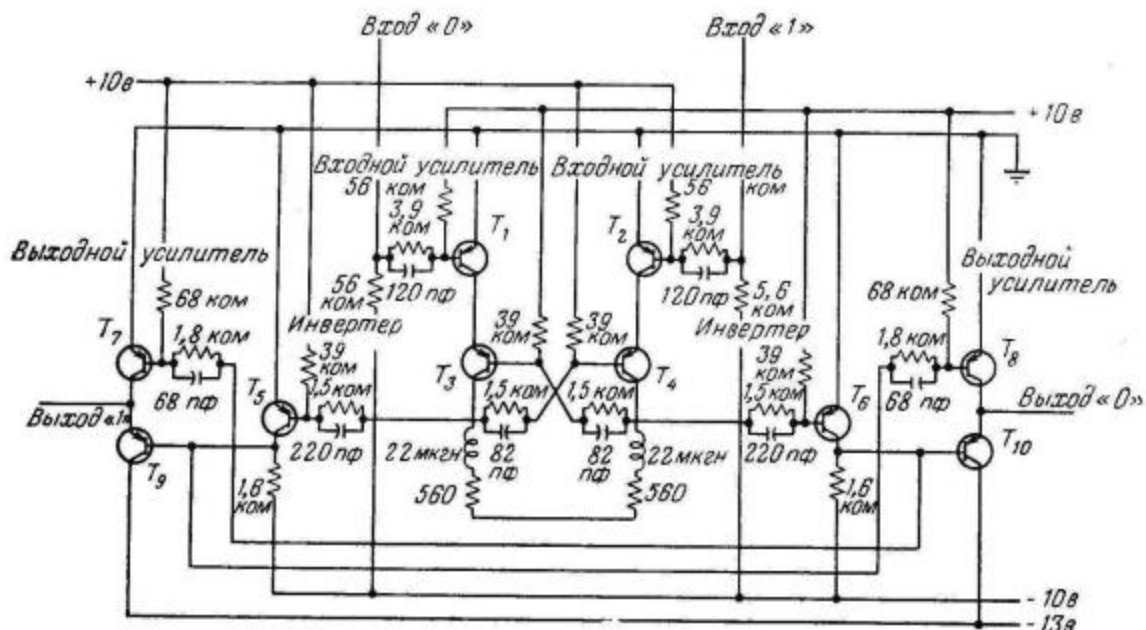


Ф и г. 2. Типовые схемы на транзисторах, используемые в машине: три параллельно включенных эмиттерных повторителя (а); три параллельно включенных каскада с общим эмиттером (б); три последовательно включенных каскада с общим эмиттером (в).

ПБТ — поверхностно-барьерный транзистор.

с общим эмиттером. Эта схема является схемой «и» для положительных входных импульсов и схемой «или» для отрицательных. Каскад с общим эмиттером изменяет полярность сигнала. Три

с помощью напряжения питания $+10$ в и сопротивления смещения R_1 . При открывании транзистор переводится входным импульсом в состояние насыщения, что обеспечивает постоянство



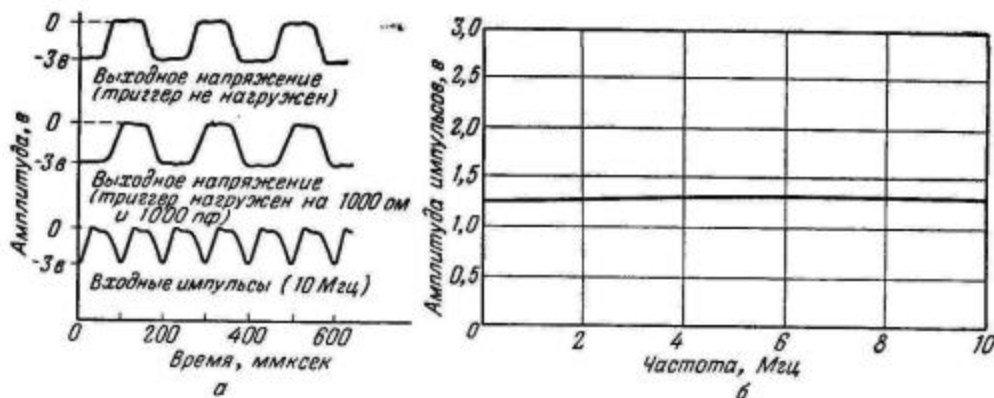
Ф и г. 4. Основная схема триггера на поверхностно-барьерных транзисторах с входным и выходным буферными каскадами, используемая в машине для производства арифметических операций.

таких каскада, включенные последовательно, образуют схему «или» для положительных входных импульсов (фиг. 2, в).

Величина сопротивления R_1 выбирается так, чтобы при наихудших ожидаемых условиях ра-

выходного уровня при изменении амплитуды входных сигналов.

Емкость C уменьшает время выключения, так как она ускоряет уход неосновных носителей из базы (фиг. 3).



Ф и г. 5. Осциллограммы выходных сигналов триггера (а) и график чувствительности триггера к изменению частоты (б) свидетельствуют о хорошей стабильности схемы.

боты схемы (плохие детали, изменение напряжения питания) падение напряжения на проводящем транзисторе было меньше 200 мв. Для уменьшения шумов транзистор надежно запирается

Стандартный триггер машины ТХ-2, изображенный на фиг. 4, составлен из десяти таких основных схем. Этот триггер представляет собой обычный триггер Икклса-Йордана с усилите-

лем на трех транзисторах на каждом выходе и усилителем на одном транзисторе на каждом входе. Этот триггер весьма удобен в применении, так как он не подвержен влиянию частоты синхронизации и изменения нагрузки в обычных пределах. Осциллограммы выходных сигналов триггера и графики чувствительности триггера к изменению частоты, представленные на фиг. 5, свидетельствуют о высокой стабильности этой схемы.

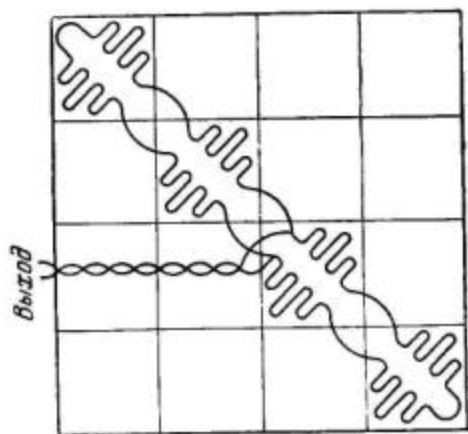
На одном вставном блоке монтируется вся схема триггера, два вентиля и два дополнительных буферных усилителя.

Схемы изготовлены пайкой посредством погружения в припой и травлением панелей, которые затем монтируются на стальных каркасах и подсоединяются к переходным колодкам-разъемам. Приемные переходные колодки монтируются на остовах; соединения с ними и пайки выполняются вручную.

Вся система, работающая на частоте 5 МГц, занимает площадь менее 40 м² и рассеивает мощность менее 800 вт.

Большое запоминающее устройство

Запоминающее устройство ТХ-2 на 2,5 млн. единиц с 6-микросекундным циклом с произвольным порядком выборки информации осно-



Фиг. 6. Схема включения одной воспринимающей обмотки в запоминающей плоскости на 256×256 ячеек в большом запоминающем устройстве.

вано на совпадении токов; для двухкоординатного считывания и трехкоординатной записи используются соотношения выбирающих токов 2:1. Каждая матрица состоит из 256×256 магнитных сердечников; емкость каждого

регистра 36 единиц плюс параллельная аналогичная контрольная единица и запасная единица. Электронные лампы необходимы только в мощных схемах возбуждения. В маломощных схемах используются транзисторы. Матрица на магнитных сердечниках питает импульсами тока 512 шин выборки.

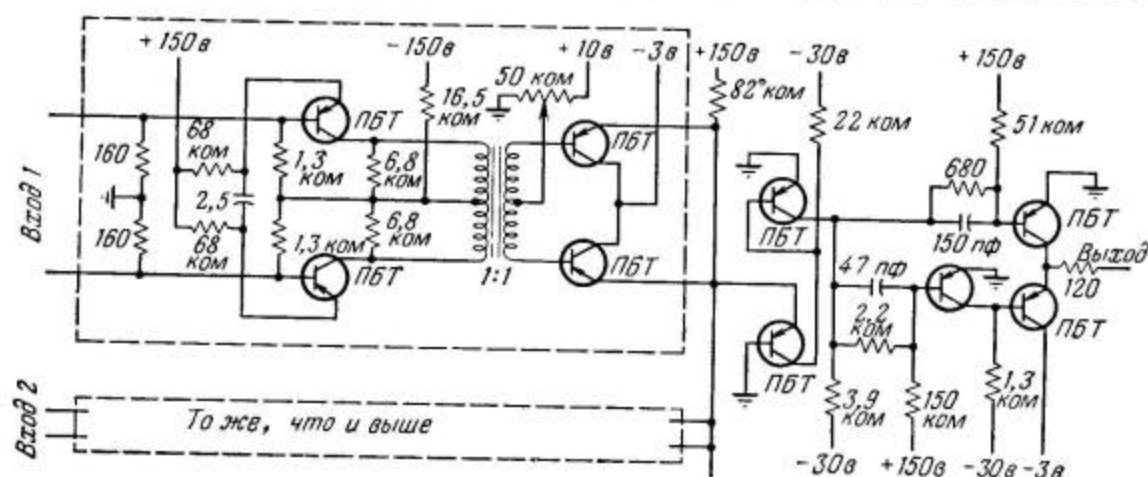
2,5 млн. сердечников были изготовлены и испытаны в лаборатории «Линкольн». Сердечники имеют форму кольца внешним диаметром 2 мм, внутренним диаметром 1,3 мм, высотой 0,56 мм. Переключение сердечника производится импульсом тока амплитудой 820 ма, длительностью 1 мксек, при этом вырабатывается сигнал амплитудой 100 мв. 4096 таких сердечников монтировалось на проводах на плоскостях модулей 64×64 ; 16 таких плоскостей испытывалось, и затем из них составлялась полная цифровая плоскость на 256×256 . Многоярусная решетка собирается из 38 цифровых плоскостей.

Воспринимающие, или выходные, обмотки четырех сборочных узлов соединены последовательно-параллельно. Таким образом, каждая большая цифровая плоскость имеет четыре пары выходных выводов, как показано на фиг. 6. Воспринимающий усилитель, схема которого показана на фиг. 7, состоит из двухтактного усилителя, двухполупериодного выпрямителя на двух эмиттерных повторителях, усилителя импульсов и возбудителя шины. Эти воспринимающие усилители питают буферный регистр запоминающего устройства, который калибрует сигнал по времени строб-импульсом длительностью 80 мксек.

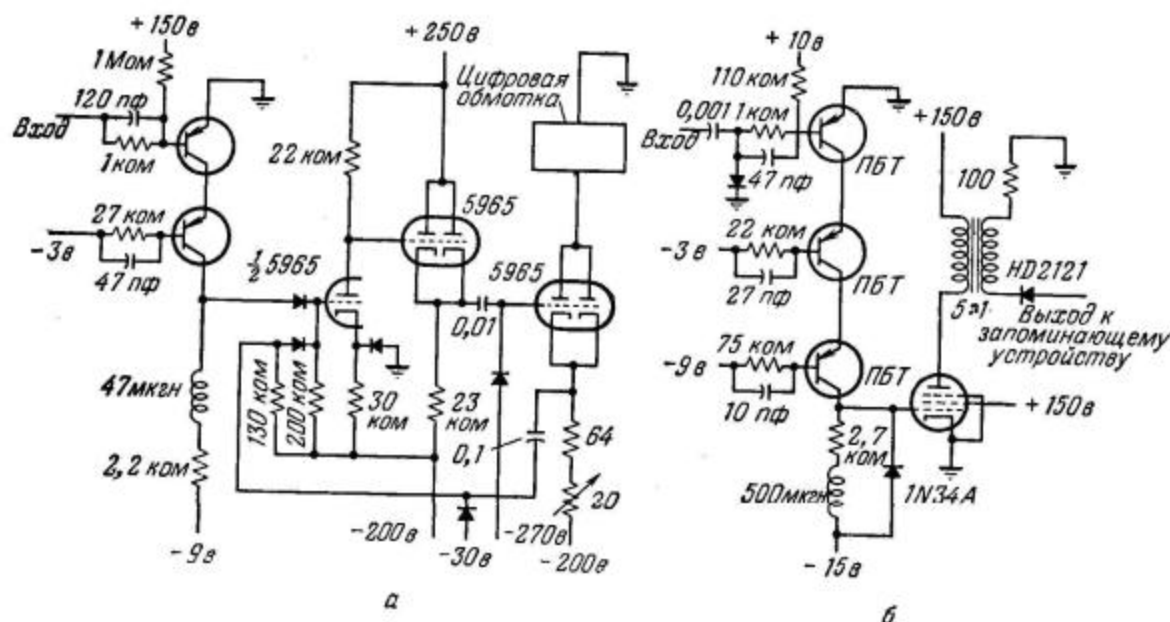
Обмотки цифровой плоскости разделены на четыре секции, каждая из которых возбуждается схемой, изображенной на фиг. 8, а. В этой схеме транзисторы усиливают сигнал 3в примерно до 9 в. Электронные лампы еще больше усиливают сигнал и выдают в цифровые обмотки импульс тока 410 ма.

Подобные схемы используются для возбуждения двух матричных магнитных коммутаторов на выбранных шинах.

Каждый коммутатор матрицы на сердечниках собран на 256-импульсных трансформаторах с насыщением, имеющих по четыре отдельных обмотки и изготовленных из молибдено-пермаллоевой ленты, причем соединения выполнены так, что это устройство является двухкоординатным коммутатором 16×16 . Эти коммутаторы действуют так, что в запрограммированном счетном устройстве интервал между считыванием и записью может длиться несколько микросекунд, так что отпадает необходимость запоминания заданного адреса адресным регистром запоминающего устройства спустя полупериод считывания.



Ф и г. 7. Воспринимающий усилитель возбуждает буферный регистр запоминающего устройства, который калибрует выходной сигнал по времени.



Ф и г. 8. Возбудитель цифровой плоскости, выдающий в цифровые обмотки импульс 410 ма (а); возбудитель считывающих обмоток, выдающий считывающий импульс 117 ма (б).

Запоминающее устройство с быстрой выборкой данных

Небольшой экономичный быстродействующий накопитель дает возможность использовать приемлемое количество регистров с промежуточным быстродействием, способствующих выполнению операций с кодами программы.

Это небольшое запоминающее устройство состоит из 64 19-разрядных регистров и содержит 434 транзистора, восемь диодов и одну электронную лампу. Выборка данных из этого запоминающего устройства осуществляется за 0,6 мксек; полный цикл завершается за 4 мксек.

В каждом регистре единице информации соответствует пара ферритовых сердечников. Операция записи приводит оба сердечника пары в состояние с одинаковыми величинами и знаками намагниченности. Шина регистра запоминающего устройства избирается по однокоординатной системе, причем для считывания используется импульс относительно большого тока. В каждой паре сердечники пересекаются шиной регистра в противоположном направлении. Соответственно этому переключается только один сердечник каждой пары; другой сердечник пары переходит в состояние насыщения противоположного направления.

Переключаемый сердечник индуцирует значительно большую э. д. с., чем другой сердечник пары, кроме того, знаки этих э.д.с. различны. Цифровая обмотка проходит через оба сердечника пары в одном направлении, так что с нее снимается алгебраическая сумма большого напряжения одной полярности и малого напряжения другой полярности. Следовательно, полярность сигнала определяется результирующим током во время предыдущей операции записи. Так как регистр имеет только одну шину, воспринимающую значительный ток возбуждения во время считывания, он возбуждается тем труднее, чем меньше время выборки.

Цикл записи производится по двухкоординатной системе, причем результирующий переключающий ток должен не более чем в 3 раза превышать значение максимального тока, не производящего переключения сердечника. Записываемый ток подается в цифровые обмотки — те же самые обмотки, с которых снимается выходной сигнал при считывании. Амплитуда этих цифровых токов в 3 раза меньше величины, необходимой для переключения, а полярность их определяется цифровыми триггерами.

Малый цифровой ток не влияет на работу, за исключением случая записи, когда ток амплитуды, равной $\frac{2}{3}$ амплитуды переключающего тока, подается в выбранную шину регистра во встречном по отношению к считываемому току направлении. Этот ток регистра складывается с цифровым током в одном и вычитается из цифрового тока в другом сердечнике каждой пары сердечников выбранного регистра.

Характер накопленной информации — единица или ноль, т. е. то, в каком из сердечников каждой пары два тока будут складываться, определяется полярностью цифрового тока.

Внешний диаметр сердечников 1,2 мм, внутренний 0,7 мм и высота 0,3 мм. Они переключаются относительно малым током за время, несколько большее времени переключения сердечников, используемых в большом запоминающем устройстве. Так как переключающие токи малы, можно использовать более простые возбудители на транзисторах; большой ток считывания, который можно получать благодаря селекции однокоординатным регистром, обеспечивает малое время выборки данных.

Амплитуда цифрового тока 8 ма, амплитуда записывающих импульсов тока регистра 18 ма, считывающих — 117 ма. При переключении сердечника во время считывания в цифровой обмотке в режиме холостого хода индуцируется сигнал величиной $\pm 0,5$ в длительностью 0,3 мксек. Токовый считывающий возбудитель на 117 ма

работает на пентоде типа 6197, все остальные усилители и токовые возбудители собраны на поверхностно-барьерных транзисторах и транзисторах 2N123.

На фиг. 8, б показана схема последовательного включения трех поверхностно-барьерных транзисторов, выдающая импульс 15 в на лампу 6197 без превышения предельно-допустимого напряжения питания транзисторов, равного 6 в.

Логическая структура

Регистры промежуточного быстродействия, пригодные благодаря описанному выше запоминающему устройству, предназначены для использования в качестве индексных регистров и программных счетчиков. Применение относительно большого числа программных счетчиков дает возможность использовать технику многократно-последовательного программирования, при которой несколько последовательных цепей устройств ввода — вывода и последовательных цепей внутренних счетчиков может работать совместно.

Устройства ввода — вывода могут включать бумажные ленты, магнитные ленты, катодно-лучевые индикаторы, преобразователи непрерывных величин в дискретные, другие вычислительные устройства.

Многократно-последовательный счетчик весьма похож на ряд счетчиков с отдельной логикой, совместно работающих на одни и те же запоминающее, программирующее и арифметическое устройства.

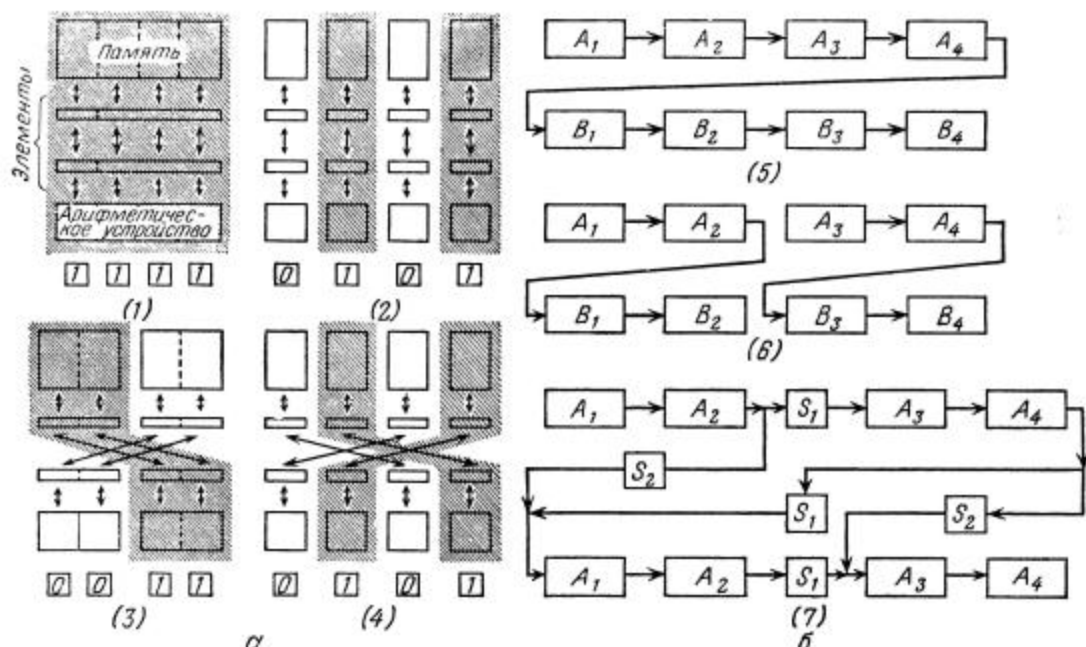
При необходимости введения в работу устройства ввода — вывода данных избирается программный счетчик этого устройства, который и выдает нужные инструкции для вычисления. Затем инструкции управления подаются на другие устройства. Главная цепь вычислительных последовательностей работает так же, как и другие блоки машины, и вводится в работу по требованию устройств ввода — вывода данных, запоминающих небольшой объем информации.

Эффективная работа при минимальных программирующих ограничениях достигается при использовании очередности в последовательности ряда программ. В ТХ-2 высокоскоростные свободно работающие устройства пускаются в работу в первую очередь. Электрические пишущие аппараты по очередности одни из последних, так как они могут ждать любое время. Цепи главных вычислительных последовательностей самые последние по очередности.

Арифметическое устройство машины гибко в работе; действия его можно изменять при помощи программы управления. В результате каж-

дая вычислительная команда устанавливает определенную структуру машины, вводя ее в работу либо целиком в качестве 36-разрядного счетчика, либо в виде различных комбинаций 27-, 18- и 9-разрядных устройств.

A и B арифметического устройства при операции сдвига вправо соответственно 36- и 18-разрядного кодов. На схеме (7) фиг. 9, б показаны переключения, с помощью которых можно просто получить соединения по схемам (5) и (6).



Фиг. 9. Четыре возможных структуры машины ТХ-2 (а): (1) — один 36-разрядный блок; (2) — четыре 9-разрядных блока; (3) — два 18-разрядных блока и (4) — четыре 9-разрядных блока с перекрестной связью; также показаны возможные пути между цифровыми каскадами арифметического устройства (б); (5) — блок-схема сдвига вправо 36-разрядного кода; (6) — два сектора для сдвига 18-разрядного кода; (7) — схема переключения на 18-разрядную работу. При сдвиге 36-разрядного кода ключи S_1 замкнуты, ключи S_2 разомкнуты; при сдвиге 18-разрядного кода — наоборот.

На фиг. 9, а схематически представлены четыре из возможных структур машины; в двух из показанных вариантов линии части запоминающего устройства перекрестно связаны с частями арифметического устройства.

Такая схема структуры машины не только позволяет накапливать данные, состоящие из разноразрядных кодов, но параллельной работой обеспечивает большее быстродействие. Например, два 18-разрядных умножения могут производиться одновременно. Это свойство особенно ценно при использовании машины для управления и конструирования оборудования, где точность входных данных редко требует 18 разрядов, а чаще достаточно 9 разрядов.

Для обеспечения разбиения арифметического устройства в соответствии с командами необходимы переключения некоторых соединительных путей между цифровыми устройствами. Например, на фиг. 9, б на схемах (5) и (6) показаны пути следования информации через регистры

Результаты испытаний

Вычислительная машина ТХ-2 создана на основе большой экспериментальной работы над вычислительными элементами и системами. Восемькаскадный двурядный регистр сдвига на 99 поверхностно-барьерных транзисторах испытывался на срок службы с апреля 1955 г. Он работал с фиксированным заданным кодом в течение 10 789 час. без ошибок и выхода из строя транзисторов.

В августе 1955 г. было сконструировано и построено восьмиразрядное умножительное устройство на 600 поверхностно-барьерных транзисторах, обнаруживающее ошибки. В то же время оно было запущено в почти непрерывную работу. Работа его периодически контролируется, и в установившемся режиме множительное устройство дает примерно одну ошибку в 2 мес. или одну ошибку на $5 \cdot 10^{11}$ умножений при 10^5 умножений в секунду. Большинство этих

ошибок является результатом дефектов проводки. Из восьми выходов транзисторов из строя семь были вызваны случайными перегрузками или превышениями напряжения, а один — неисправностью транзистора.

В настоящее время 10% транзисторов многоконтурного устройства подвергаются многосторонним испытаниям.

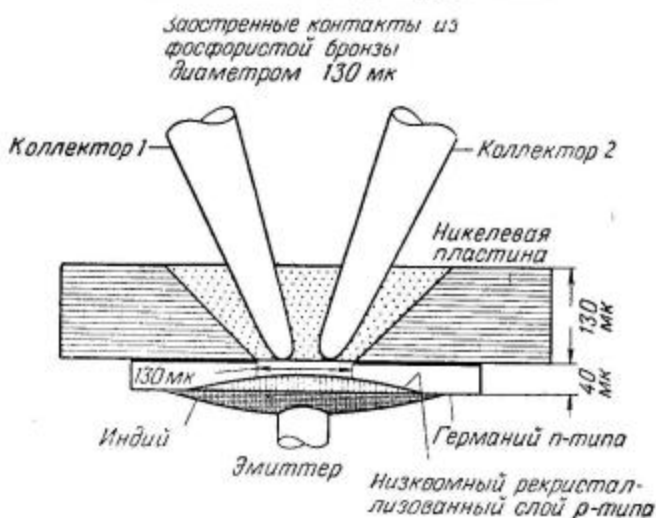
ЛИТЕРАТУРА

1. Clark W. A., The Lincoln TX-2 Computer Development, Proc. Western Joint Computer Conference, February 1957.

2. Olsen K. H., TX-2 Circuitry, Proc. Western Joint Computer Conference, February 1957.
3. Mitchell J. L., Olsen K. H., TX-0, A Transistor Computer with A 256×256 Memory, Proc. Eastern Joint Computer Conference, December 1956.
4. Best R. L., Memory Units in the Lincoln TX-2, Proc. Western Joint Computer Conference, February 1957.
5. Forgie J. W., The Lincoln TX-2 Input-Output System, Proc. Western Joint Computer Conference, February 1957.
6. Frankovich J. M., A Functional Description of the Lincoln TX-2 Computer Conference, February 1957.

ДВУХКОЛЛЕКТОРНЫЙ ТРАНЗИСТОР ДЛЯ ПОЛНОГО ДВОИЧНОГО СУММИРОВАНИЯ

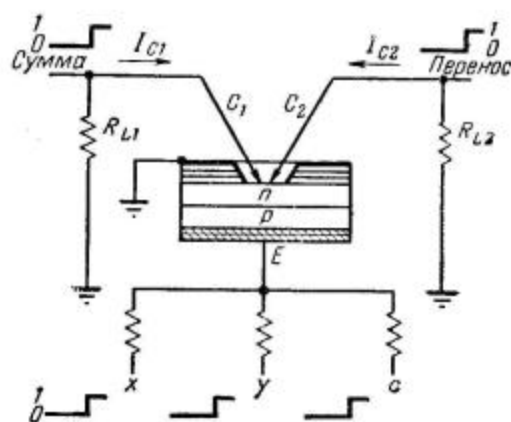
Многослойные транзисторы могут быть использованы в вычислительных схемах для производства сложных логических действий и для усиления. Совмещение этих операций в одном транзисторе упрощает схему. При высоких скоростях работы, когда емкость и индуктивность панелей и выводов ограничивают быстрое действие, проведение логических операций в полупроводниковом кристалле самого транзистора является неотъемлемым преимуществом.



Ф и г. 1. Поперечное сечение экспериментального двухколлекторного транзистора с точечноконтактными коллекторами для полного суммирования.

На фиг. 1 показано поперечное сечение экспериментального двухколлекторного транзистора с точечноконтактными коллекторами, служащего для полного суммирования.

Полный сумматор. На фиг. 2 показана схема на транзисторе такого типа. На входные выводы X , Y и C подаются сигналы, соответствующие двоичным цифрам, подлежащим сложению. Соответствующие этим цифрам токи I_x , I_y и I_c смешиваются в эмиттере. Выходные напряжения на двух коллекторах дают сумму и перенос.



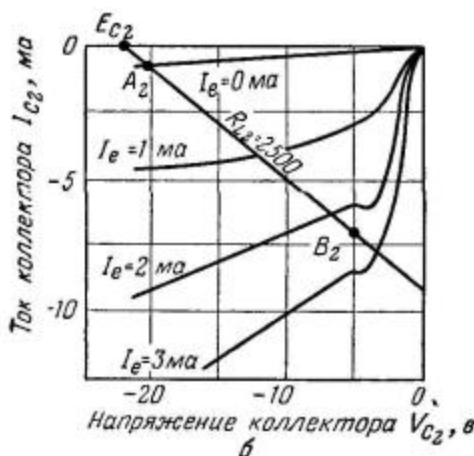
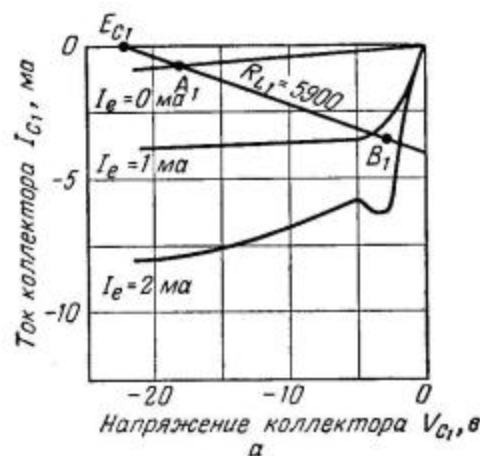
Ф и г. 2. Схема полного сумматора.

На фиг. 3 на вольт-амперных характеристиках отдельных коллекторов начерчены линии нагрузочных характеристик для неодинаковых сопротивлений R_{L1} и R_{L2} .

При токе эмиттера, равном нулю, коллекторы работают в режимах, обозначенных точками A_1 и A_2 . При увеличении тока эмиттера от нулевого значения изменяется ток коллектора C_1 , так как либо он расположен ближе к эмиттеру, чем второй коллектор C_2 , либо его усиление тока больше, чем у коллектора C_2 , и поэтому именно

коллектор C_1 реагирует на малые эмиттерные токи.

Когда рабочая точка коллектора C_1 перемещается с увеличением эмиттерного тока в точку B_1 , коллектор C_1 насыщается, и эмиттерный дырочный ток начинает поступать в коллектор C_2 . Дальнейшее увеличение тока эмиттера сопровождается возрастанием тока коллектора C_2 . При еще большем росте тока эмиттера близ коллектора C_2 появляется сильное электрическое поле, приводящее к ответвлению части тока, идущего к коллектору C_1 , в коллектор C_2 . При последующем увеличении тока эмиттера это ответвление становится еще заметней, так что в конце концов



Ф и г. 3. Характеристики.

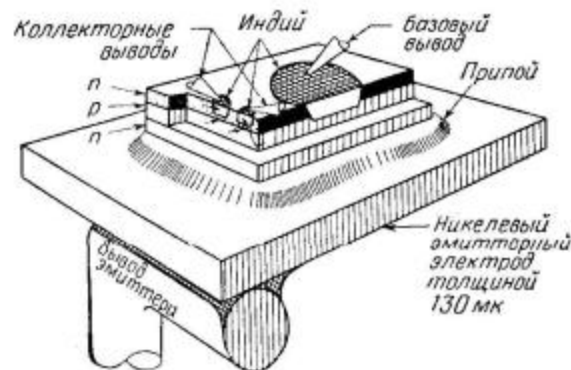
коллектор C_2 отбирает весь инжектируемый дырочный ток и насыщается, переходя в режим точки B_2 на фиг. 3. Теперь рабочей точкой коллектора C_1 будет точка A_1 (состояние отсечки). Нагрузочное сопротивление в цепи коллектора

C_2 должно быть примерно равно половине суммы величин сопротивления в цепи коллектора C_1 и сопротивления, необходимого для создания в области базы сильного электрического поля, способного вытянуть из базы дырки.

Увеличение эмиттерного тока после насыщения второго коллектора не вызовет увеличения тока коллектора C_2 . Теперь эмиттерный ток будет собираться первым коллектором, пока его увеличение не приведет к насыщению коллектора C_1 . Полное суммирование будет производиться, если коллектор C_1 использовать как выход суммирования, а коллектор C_2 — как выход переноса.

Такой многоэлектродный транзистор с взаимодействующими коллекторами может быть использован для построения других схем. Например, если в схеме полного сумматора (фиг. 2) поставить меньшее нагрузочное сопротивление в цепи коллектора C_2 , получится двоичная логическая схема «ни — ни». Схема двоичного сумматора с различающимися значениями входного тока будет работать как схема «не оба» («не два») сразу.

Плоскостная конструкция. Последние достижения техники изготовления транзисторов позволили создать транзистор для полного суммирования с плоскостными переходами. В этом



Ф и г. 4. Транзистор для полного суммирования с плоскостными контактами.

приборе формованные точечно-контактные коллекторы, которые трудно получить с заданными характеристиками, заменены коллекторными p - n -переходами с ловушкой, изготавливаемыми методами вплавления и диффузии.

На фиг. 4 показан общий вид с некоторыми деталями конструкции этого прибора, разрабатываемого в настоящее время.

Глава 17. ВСПОМОГАТЕЛЬНОЕ ОБОРУДОВАНИЕ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ МАШИН

ЦИФРО-АНАЛОГОВЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ С НАКОПЛЕНИЕМ

Патши, Рэйпер, Сьюрэн

В тех случаях, когда быстродействие или окружающие условия исключают возможность использования механических преобразователей, должны быть применены полностью электронные устройства. Описываемое устройство на транзисторах преобразует восьмиразрядный двоичный код, принимаемый параллельно с регистра сдвига, в 128 значений амплитуды синусоидального сигнала частот 400 гц. Одна двоичная единица используется для получения информации о знаке фазы. Преобразование осуществляется за 4 мсек со средней частотой 20 гц.

В электронных цифровых вычислительных устройствах для производства арифметических операций используются цифровые системы, однако часто нужно иметь выходные данные, представленные в виде непрерывных величин. Иногда для преобразования цифровых данных в непрерывные используются электромеханические устройства, в которых выходное показание дается углом поворота вала серводвигателя.

Описываемое устройство построено в основном на транзисторах вследствие их надежности, малого потребления мощности и малого размера. Описываемый преобразователь преобразует семизначный двоичный код в 128 значений амплитуд синусоидального сигнала частотой 400 гц и преобразует дополнительную двоичную единицу информации в знак фазы.

Эти функции выполняются в течение цикла 4 мсек при средней частоте следования 20 гц. Входная информация принимается параллельно с регистра сдвига и должна быть накоплена в цифро-аналоговом преобразователе в течение времени между циклами. «Нуль» двоичной системы отображается сигналом -30 в на соответствующих входных зажимах. «Единица» отображается нулем вольт. Преобразователь работает на высокоомную нагрузку, и наибольший выходной сигнал, выдаваемый им, имеет междупиковое напряжение 20 в. Это устройство работает в диапазоне температур от -50 до $+85^{\circ}\text{C}$.

Вентили

Полная схема цифро-аналогового преобразователя показана на фиг. 1. Для обеспечения постоянства в допустимых пределах отбираемого

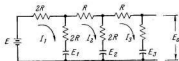
тока стробирующего импульса в схеме используется усилитель стробирующего импульса тока, общий для всех восьми преобразователей двоичной информации. Его усиление больше, чем требуемое для поддержания величины тока, потребляемого от источника стробирующих импульсов, в допустимых пределах. Диоды D_5 и D_6 фиксируют уровни стробирующего импульса, поступающего через цепь связи по переменному току.

Схемы семи единичных конвертеров одинаковы. Транзистор T_7 вместе с подсоединенной к нему схемой образует стробирующий вентиль. T_7 включен по схеме усилителя с общим эмиттером и нормально закрыт смещением, подаваемым с батареи -16 в. При считывании вентилем «нуля» (-30 в) с шины X_1 регистра транзистор вентиля остается закрытым даже при подаче положительного стробирующего импульса.

Стробирующий импульс подается также в коллекторную цепь транзистора вентиля через сопротивление 33 ком и, если транзистор T_7 закрыт, вызывает появление на выходе вентиля сигнала амплитудой около 8 в. Таким образом, при считывании «нуля» с регистра на выходе вентиля появляется положительный импульс. Если вентиль считывает с регистра «нуль» (0 в), в отсутствие стробирующего сигнала T_7 остается закрытым. При появлении стробирующего сигнала транзистор насыщается.

В этом случае сопротивление между коллектором транзистора и землей мало. Поскольку напряжение на коллекторе в отсутствие стробирующего импульса равно примерно $+8$ в, на выходе вентиля появится отрицательный импульс 8 в той же длительности, что и стробирующий

Если $E_0 = 0$, а E_1 , E_2 и E_3 имеют значения либо 0, либо 1, всевозможные комбинации этих



Фиг. 2. Матрица сопротивлений, используемая для определения параметров выходной цепи.

значений дадут на выходе различные величины E_0 , приведенные в таблице.

Сопротивление матрицы на выходе

Цифровой вход			Аналоговый выход E_0
E_1	E_2	E_3	
0	0	0	0
1	0	0	1/8
0	1	0	1/4
1	1	0	3/8
0	0	1	1/2
1	0	1	5/8
0	1	1	3/4
1	1	1	7/8

Таким образом, при определенном соотношении величин сопротивлений матрицы на ее выходе будет аналоговое представление цифровых входных напряжений. Равенство нулю E_1 , E_2 и E_3 означает короткое замыкание на землю, а не разомкнутую цепь.

Описанная матрица сопротивлений имеет семь цифровых входов и снабжена необходимыми диодными переключателями, как показано на фиг. 1. Переключатель на диодах D_1 и D_2 работает как двуполюсный и обеспечивает соответствие первой цифре двоичного кода двух определенных сигналов. Когда напряжение коллектора T_1 равно $+45$ в, ток от коллектора T_1 идет через сопротивление 10 ком и D_1 на шину $+35$ в, при этом становится низкоомной цепь между матричным сопротивлением 100 ком и шиной $+35$ в, которая сильно зашунтирована и по отношению к эталонному напряжению частотой 400 гц имеет потенциал земли.

Напряжение в точке соединения D_1 и D_2 складывается из постоянной составляющей $+20$ в и переменного сигнала частотой 400 гц с междупиковым напряжением 20 в. Таким образом, наибольшее мгновенное напряжение в этой точке составляет $+30$ в, а наименьшее $+10$ в. Постоян-

ное напряжение в точке соединения D_1 и D_2 несколько превышает $+35$ в, следовательно, диод D_3 закрыт в течение всего периода колебаний эталонного напряжения.

Если с регистра считывается единица, напряжение на коллекторе T_1 равно примерно $+4$ в. В этом случае ток идет от точки соединения диодов D_1 и D_2 через диод D_3 и сопротивление 10 ком к коллектору T_2 . В течение всего периода колебаний эталонного напряжения диод D_3 открыт.

Поскольку сопротивление проводящего диода D_3 много меньше 10 ком, в точке соединения его с матрицей сопротивлений напряжение практически будет равно эталонному. Напряжение в точке соединения диодов D_1 и D_2 не превышает $+30$ в. Следовательно, D_2 будет закрыт в течение всего периода колебаний эталонного напряжения.

Экстремальные случаи нагрузки эталонного источника: не нагружен (на всех конвертерах «нуль») и нагружен на сопротивление 1250 ом (на всех конвертерах «единица»).

Для сведения к минимуму флуктуаций эталонного напряжения, возникающих из-за этих изменений нагрузки, в каждый единичный конвертер введена схема компенсации нагрузки. В первом единичном конвертере она состоит из диода D_4 и сопротивления 10 ком, соединяющего D_4 и коллектор T_6 . Когда на коллекторе T_6 высокий потенциал — на коллекторе T_8 низкий потенциал, и наоборот. Таким образом, всегда открыт либо D_4 , либо D_5 , и тем самым изменения нагрузки источника эталонного сигнала значительно уменьшены.

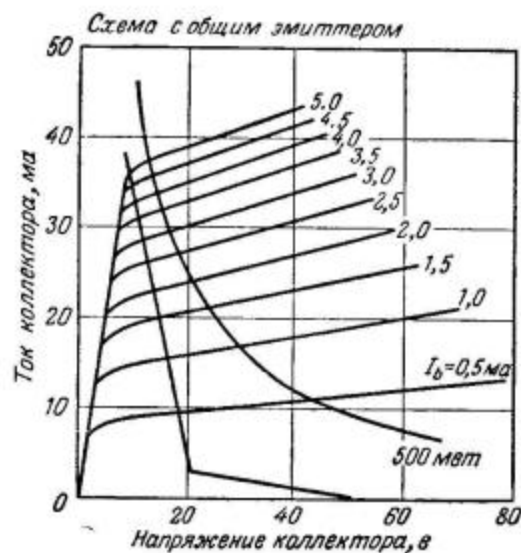
Фазореверсирующее устройство

Реверс фазы осуществляется открыванием одной из пар диодов D_{21} , D_{22} и D_{31} , D_{32} ; диоды другой пары при этом закрываются. Аноды всех четырех диодов находятся под смещением $+20$ в, подаваемым от батареи $+20$ в в середине вторичной обмотки трансформатора Tr_1 . Для запаривания диодов одной из пар на середину соответствующей первичной обмотки трансформатора Tr_2 подается еще больший положительный потенциал. В середину другой первичной обмотки Tr_1 подается меньший положительный потенциал, что обеспечивает открывание соответствующих диодов.

Так как первичные обмотки на Tr_2 имеют противоположные направления витков, выходные эталонные сигналы, передаваемые с каждой из этих обмоток, будут сдвинуты относительно друг друга на 180° . Для получения на выходе нужного эталонного напряжения прямое сме-

шение, подаваемое на диоды, должно быть не меньше пикового значения подаваемого переменного напряжения.

После некоторых экспериментов был выбран ток смещения диодов в 15 мА и применен трансформатор Tr_2 с индуктивностью холостого хода 4 Гн. Используемые в качестве фазоинвертирующих переключателей транзисторы T_{13} и T_{14} работают на изменяющуюся нагрузку, так что их



Фиг. 3. Характеристики транзисторов, используемых в качестве фазоинвертирующих переключателей; показана нагрузочная характеристика с изломом, в соответствии с которой работают транзисторы.

нагрузочная характеристика имеет вид ломаной линии (фиг. 3). Когда напряжение на коллекторе превышает +20 В, транзистор нагружен на сопротивление 10 Ом, включенное между коллектором и источником питания +50 В. Когда напряжение на коллекторе становится меньше +20 В, открывается пара диодов, и транзистор нагружается сопротивлением 300 Ом, включенным между коллектором и серединой обмотки Tr_2 . Такой режим исключает возможность перегрузки транзистора в течение любой части рабочего цикла.

Ламповая схема на фиг. 1 представляет собой контрольное устройство, проверяющее работу цифро-аналогового преобразователя. Из прямоугольных импульсов, поступающих на вход с частотой 25 Гц, вырабатываются сигналы, необходимые для получения серии двух 8-разрядных кодов, поступающих на цифро-аналоговый преобразователь.

Два кода задаются соответствующей установкой единичных селекторных переключателей

контрольного устройства. Контрольное устройство вырабатывает также и стробирующие импульсы.

Значения выходных сигналов, получающиеся при переключениях регистра соответствующей установкой единичных селекторных переключателей, таковы: единичный селекторный переключатель в положении «ноль» 0 В; единичный селекторный переключатель в положении «единица» +30 В; единичный селекторный переключатель в положении «ноль — единица» 0 В; при положительном полупериоде входного импульса с частотой 25 Гц и 30 В при отрицательном полупериоде входного импульса; единичный селекторный переключатель в положении «единица — ноль» +30 В; при положительном полупериоде входного импульса с частотой 25 Гц и 0 В при отрицательном полупериоде входного импульса.

Напряжения указаны по отношению к шасси моделирующего устройства.

Входные сигналы

Потенциал входного моделирующего устройства должен быть на 30 В меньше потенциала шасси цифро-аналогового преобразователя. Входные импульсы отрицательной полярности, следующие с частотой 25 Гц, усиливаются и ограничиваются по амплитуде лампой L_1 . На лампе L_2 собран фазовый инвертор, выходные сигналы с анода и катода L_2 сдвинуты по фазе относительно друг друга на 180°. Выходные сигналы фазового инвертора ограничиваются по амплитуде на уровнях 0 В и +35 В диодами D_1 , D_2 и D_3 , D_4 соответственно. Эти напряжения устанавливают соответствующие положения единичных селекторных переключателей в каждом блоке.

На лампах L_3 и L_4 собран одновибратор, выдающий импульс длительностью 4 мс. В стабильном состоянии L_4 открыта, L_3 закрыта. Положительный запускающий импульс, поступающий на сетку L_4 , закрывает ее и открывает L_3 ; это состояние сохраняется до тех пор, пока не зарядится конденсатор связи 0,015 мкФ. На аноде L_4 появляется примерно прямоугольный импульс длительностью 4 мс.

Для последовательного считывания кодов нужен стробирующий импульс во время каждого полупериода входного сигнала частотой 25 Гц; таким образом, переднему и заднему фронтам входного импульса должны соответствовать запускающие импульсы. Это достигается дифференцированием импульса до и после первого усилительного каскада.

ПЕРФОРАТОР, ЗАПИСЫВАЮЩИЙ ВЫХОДНЫЕ ДАННЫЕ СЧЕТНОЙ МАШИНЫ

Палмер, О'Доннелл, Пропстер

Устройство, сконпанованное из вентилях двух резистивных входов, триггеров и других схем задержки на транзисторах, состоит из сменных блоков. Оно осуществляет логические операции и возбуждает электромагниты перфоратора карт, обрабатывающего в минуту 150 карт для промышленных машин. Каждая карта проверяется путем считывания с нее всей записи и сравнения ее с исходной информацией.

Для изготовления перфокарт учетных промышленных машин часто требуются устройства обработки цифровых данных. Эти карты с долговременной записью можно использовать либо в других устройствах обработки данных, либо как документы — в качестве счетов или чеков.

Описываемый перфоратор, собранный на транзисторах, используется совместно с вычислительным устройством «Бизмак». Перфоратор обрабатывает большое количество данных, записанных на магнитную пленку, и отпечатывает их на перфокарты учетных машин. Он печатает 150 карт в минуту; управляется он весьма точно, что обеспечивает правильность данных, записанных на перфокартах. Все схемы перфоратора на транзисторах.

Описание действия

На вход перфоратора поступают двоичные семиразрядные коды десятичных алфавитно-цифровых чисел со считывателя с магнитной ленты. Устройство может работать при частотах следования цифр от 10 до 30 кГц, однако для его работы пригодна магнитная лента определенного формата. Все записанные на ленте знаки информации, не имеющие себе эквивалента в коде промышленной машины, воспроизводятся на картах, как пропуски в колонке цифр, за исключением некоторых управляющих знаков: начало информации, конец информации и номер сепаратора, которые никак не воспроизводятся.

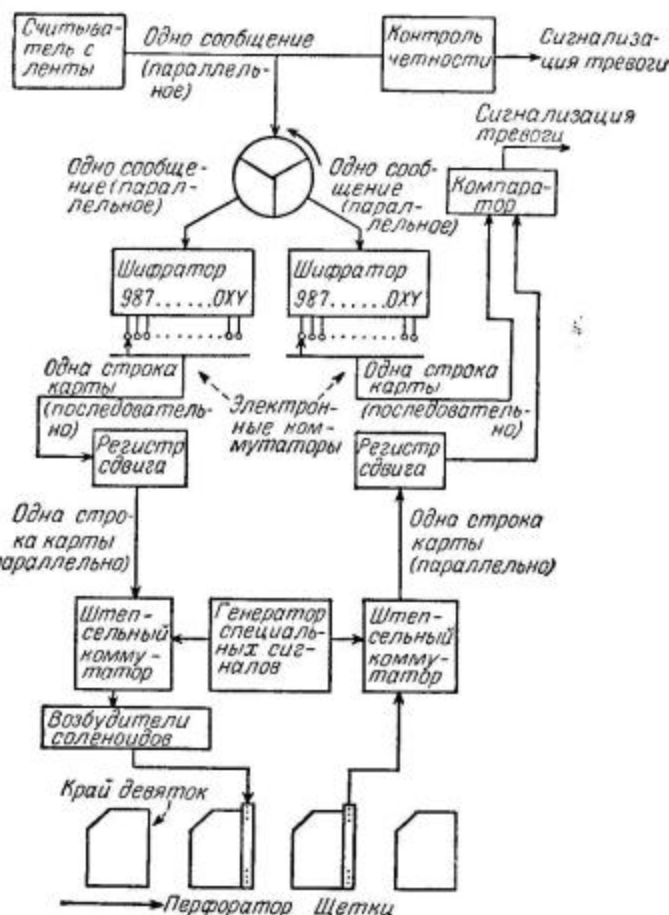
Штепсельный коммутатор позволяет перегруппировывать данные и вводить специальные символы. Обычно вся информация заносится на одну перфокарту, причем цифры этой информации можно расположить в любой последовательности.

При всех видах работы устройство контролирует себя, считывая записанные им на перфокартах данные и сравнивая их с записанной на ленте информацией, которая была перенесена на эту перфокарту. Проверка входной информации на четность обеспечивает дальнейшее точное управление. При ошибках перфорирования карт приостанавливается. Карта с ошибкой отделяется от остальных карт, а лента движется в обратную сторону и останавливается

на месте, предшествующем информации, воспроизведенной с ошибкой.

Логическая схема

Блок-схема перфоратора показана на фиг. 1. Временный накопитель состоит из трех секторов, которые периодически последовательно подключаются к подающему запись перфорирующему



Ф и г. 1. Блок-схема перфоратора. Накопленная информация сначала используется для записи на перфокарты, а затем для проверки этой записи.

и контролирующему устройству. Одновременно обрабатываются три группы информации: одна группа вводится, вторая заносится на пер-

фокарту, третья проверяется. Опишем обработку одной из групп информации за время полного цикла работы всего устройства.

При вводе информации временной накопитель «очищается» и подключается к считывателю с ленты. Так как на обработку карты отводится 40 мсек, цикл ввода информации длится столько же, хотя для этого достаточно и меньшего времени. По окончании этого цикла сектор временного накопителя с введенной информацией подключается к схеме перфорирующего устройства.

Во время цикла перфорирования информация считывается с временного накопителя и поступает на шифратор, преобразующий данные в соответствии с кодом промышленной машины. Выходные данные с шифратора поступают на 12-канальный электронный коммутатор, синхронизованный с передвижением карты.

В устройство вставляется край карты, соответствующий каналу 9 коммутатора; затем карта передвигается поступательными шагами в направлении, параллельном короткому краю карты, и на ней перфорируется сразу целая строка.

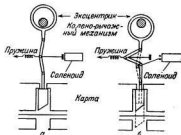
Коммутатор выбирает выходной канал шифратора в соответствии со строкой, которая должна быть пробита. Данные для строки карты последовательно поступают на регистр сдвига, который преобразует последовательную информацию в параллельную. Считываемые 80 единиц двоичной информации через штепсельный коммутатор одновременно поступают на регистр, возбуждающий 80 магнитов перфратора, которые пробивают строку карты. Карта передвигается на следующую строку, и операция повторяется.

После 11 таких операций перфорирование одной карты полностью завершается, и карта перемещается на величину, равную размеру одной карты, в положение для проверки.

Во время цикла проверки каждая строка карты считывается сразу с помощью 80 штепек, и информация через штепсельный коммутатор поступает на второй регистр сдвига. Этот регистр преобразует параллельную информацию в последовательную, и данные с его выхода поступают на одноканальное сравнивающее устройство (компаратор). Тем временем сектор временного накопителя, содержащий исходную информацию, переключается со схем перфорирующего устройства к контрольному устройству. Информация с временного накопителя поступает на второй шифратор, второй 12-канальный коммутатор выбирает и подключает соответствующий канал к сравнивающему устройству, и производится проверка информации, считываемой штепками.

Перфорирующий механизм

На фиг. 2 показан колено-рычажный перфорирующий механизм. 80 таких механизмов смонтированы в один ряд, что позволяет пробивать всю строку сразу.



Ф и г. 2. Колено-рычажный перфорирующий механизм; эксцентрик в верхнем положении (а); эксцентрик в нижнем положении (б).

Пунктирными линиями показано положение механизма, когда карта пробивается, соленоиды — когда карта не должна быть пробита.

В начале каждого цикла перфорирования якорь соленоида при соответствующем положении колено-рычажного механизма помещается внутри соленоида. Если соленоид при этом положении механизма возбужден, якорь не двигается. Это не дает колену согнуться при опускании сердечника, и карта пробивается. Для этого требуется относительно малая сила в тот момент, когда действие соленоида наиболее эффективно, т. е. когда воздушный зазор якоря наименьший.

Транзисторные схемы

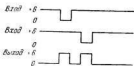
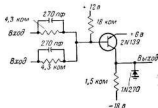
Основная схема, выбранная для совершения логических операций в перфраторе, показана в упрощенном виде на фиг. 3. Этот вентиль на два входа усиливает и калибрует сигнал. Если один из его входов заземлен, транзистор проводит, и потенциал его выхода равен $+6$ в. При отрицательных входных сигналах, соответствующих «единице», устройство работает как схема «или», меняющая полярность сигнала. При использовании одного входа схема работает как простой усилитель-инвертор.

Когда на оба входа подано $+6$ в, на выходе будет потенциал земли. Таким образом, при изменении полярности входных сигналов схема выполняет логическую функцию «и».

Типичная задержка на каскад при каскадировании таких схем составляет 0,2 мсек. Выходное

сопротивление каждого каскада может потреблять от последующего каскада ток до 10 мА, при этом на каждый вход схемы требуется ток 1,6 мА. Следовательно, один каскад может работать на семь входов вентиля.

Когда транзистор закрыт, ток утечки идет через сопротивление 18 ком. Путем перекрестного соединения двух таких основных схем можно получить триггер, или накопитель.

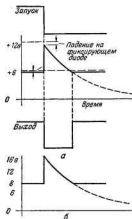
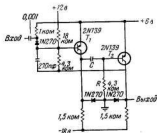


Фиг. 3. Универсальная схема, используемая как вентиль, инвертор и часть триггера. Внизу — реакция схемы на различные входные сигналы.

На одном вставном блоке монтируется по четыре основных универсальных схемы.

На фиг. 4, а показана упрощенная схема одновибратора, служащего для точной задержки или формирования импульсов. При подаче на вход отрицательного импульса транзистор T_1 открывается и потенциал его коллектора меняется от нуля до +6 в. Это изменение потенциала на 6 в передается через конденсатор C , заряженный первоначально до +6 в. Все это приводит к увеличению потенциала базы T_2 примерно до +12 в, и транзистор T_2 закрывается. Затем потенциал базы экспоненциально уменьшается, стремясь к потенциалу земли. Когда потенциал базы T_2 достигает примерно +6 в, T_2 начинает проводить. Для перехода запертого транзистора в состояние насыщения достаточно изменения потенциала на несколько десятых вольта, этому переходу способствует усиление T_2 и обратная связь через T_1 . Таким образом, время включения T_2 составляет малую часть цикла работы одновибратора. Поэтому большой разброс харак-

теристик транзисторов не вызывает ухудшения работы схемы. Однако, если длительность цикла одновибратора мала, так что скапливается накопление в транзисторе, разброс характеристик транзистора заметно влияет на работу схемы. Стандартная длительность импульса в этой



Фиг. 4. Одновибратор, служащий для задержки или формирования импульсов. Показана зависимость напряжения на базе T_2 от времени при стандартном напряжении питания (а); влияние увеличения напряжения питания (б).

схеме 3 мксек. Напряжения насыщения транзисторов и падения на диодах малы по сравнению с 6 в, определяющими разряд конденсатора задающего время импульса, и мало влияют на работу схемы.

Изменение напряжения питания мало влияет на работу схемы (см. фиг. 4, б). Если напряжение питания изменить с $+6$ на $+8$ в, первоначальный заряд C будет равен $+8$ в. При запуске схемы T_1 откроется, потенциал его коллектора станет равным $+8$ в, а потенциал базы $T_2 +16$ в. Как и раньше, будет спад, но начнется он от значительно большего напряжения. Однако теперь T_2 начинает открываться при потенциале его базы $+8$ в, что составляет как раз половину интервала между начальным и конечным напряжениями кривой спада потенциала базы T_2 . Следовательно, длительность выходного импульса остается той же.

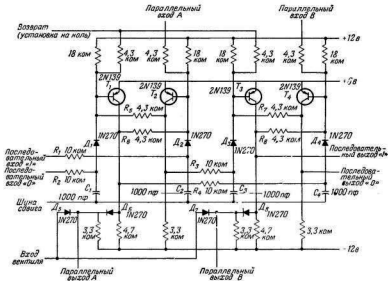
Регистр сдвига

На фиг. 5 показан регистр сдвига на две ячейки. Он имеет параллельные входы, стробируемые параллельные выходы, последовательные

Каждая триггерная ячейка переводится в состояние «единица» подачей потенциала земли на ее параллельный вход; возврат (установка на «нуль») осуществляется сразу для обеих ячеек подачей «единицы» на клемму «возврата». Сдвиг производится подачей «нуля» ($+6$ в) на шину сдвига. Длительность сигнала сдвига должна быть по крайней мере 5 мксек, а интервал между такими сигналами должен быть не менее 25 мксек.

Стробируемые параллельные выходы представляют собой выходы диодных клапанов, содержащих диоды D_2 и D_4 или D_1 и D_3 . «Единица» на выходах обеих ячеек, находящихся в состоянии «единица», может быть только тогда, когда на вход вентиля подана «единица», и точно так же «нуль» на выходах обеих ячеек, находящихся в состоянии «нуль», появится лишь при «нуле» на входе вентиля.

Для уяснения работы регистра сдвига положим, что T_1 и T_3 открыты, так что обе транзи-



Фиг. 5. Универсальный регистр сдвига собирается из соединенных каскадно ячеек. На одном вставном блоке монтируется по четыре ячейки.

входы, последовательные выходы и установку на нуль (поворот). Эта универсальная схема отвечает всем требованиям, предъявляемым к регистру сдвига.

сторные пары находятся в состоянии «нуль». Первая ячейка, состоящая из T_1 и T_2 и подключенной к ним схемы, переводится в состояние «единица» подачей «единицы» на параллельный

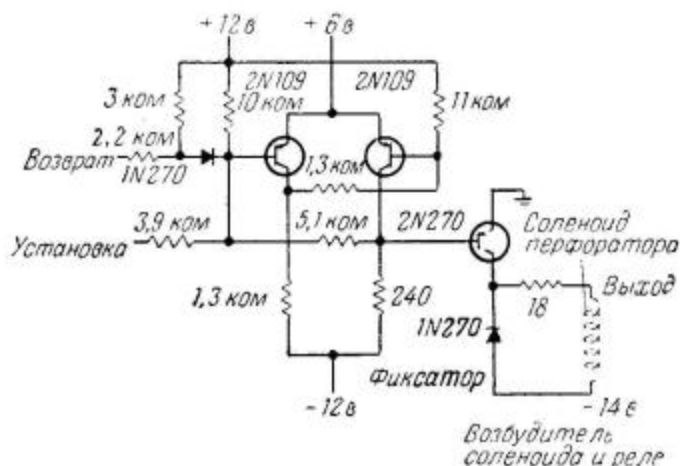
вход А. При этом T_2 открывается, а T_1 закрывается, и первая ячейка переходит в состояние «единица», т. е. потенциал коллектора T_1 равен нулю, а потенциал коллектора T_2 равен $+6$ в. Потенциал шины сдвига поддерживается равным нулю внешним устройством, так что к цепочке R_3-C_3 приложено напряжение 6 в, и C_3 заряжается до $+6$ в. К цепочке R_4-C_4 напряжение не приложено, так как потенциал коллектора T_1 равен нулю.

Как только C_3 зарядится, регистр сдвига готов к приему сигнала сдвига. Когда на шину сдвига подается $+6$ в, потенциал анода D_3 становится равным $+12$ в благодаря заряженному C_3 . При этом D_3 открывается и C_3 разряжается через базу T_3 , запирая T_3 . Срабатывание триггера приводит к отпиранию T_4 и вторая ячейка переходит в состояние «единица».

Сигналы, подаваемые на последовательные входы «1» и «0» (S_{1-1} и S_{1-0}) управляют зарядом C_1 и C_2 и, следовательно, определяют передвижение сигнала на первую ячейку. Если на последовательный вход «0» (S_{1-0}) подано 0 в, а на последовательный вход «1» (S_{1-1}) $+6$ в до подачи сигнала передвижения, то первая ячейка переключается в исходное состояние «нуль» через диод D_2 . Если на последовательный вход «1» (S_{1-1}) подано 0 в, а на последовательный вход «0» (S_{1-0}) $+6$ в, первая ячейка при подаче сигнала сдвига не изменит состояния, так как она уже содержит «единицу». Выходные сигналы регистра сдвига поступают через штепсельный коммутатор на возбудитель соленоидов перфорирующего механизма. Соленоиды потребляют импульсы тока 400 ма напряжением 14 в при коэффициенте заполнения импульса 20%. На фиг. 6 приведена

схема возбудителя на транзисторах средней мощности.

В схему входит триггер (полувибратор), обеспечивающий накопление и играющий роль пред-усилителя перед выходным транзистором. Триггер устанавливается «единицей» и возвращается



Ф и г. 6. Возбудитель соленоидов собран на транзисторах средней мощности.

в исходное состояние «нулем». Эта особенность, кроме того что ослабляет требования к величине тока возврата, позволяет использовать триггер как простой усилитель тока, без накопления информации, если входы установка и возврата соединить и сигнал подавать сразу на оба входа.

Хотя выходной транзистор и отдает большой ток, он не перегружается благодаря малой мощности рассеяния на нем, когда он насыщен.

ТРАНЗИСТОРНОЕ УСТРОЙСТВО С ГЕОМЕТРИЧЕСКОЙ ШКАЛОЙ

Готт, Парк

Геометрические шкалы обеспечивают большую точность при измерении величин, изменяющихся в широком диапазоне. Подаваемый на вход вычислительной транзисторной схемы ступенчатый сигнал запускает два интегратора, вырабатывающие быстро и медленно нарастающие сигналы. Нарастающие напряжения сравниваются дискриминатором, и, как только они становятся равны, интегратор, выдающий быстро нарастающее напряжение, повторно срабатывает, и, таким образом, он вырабатывает серию импульсов, распределенных по геометрической прогрессии. Устройство можно применять для исследования амплитуды, длительности и фазы (при фазовой модуляции) импульсов, а также для логарифмирования в электронных счетных устройствах.

Шкала, равномерно отградуированная в соответствии с арифметической прогрессией, называется арифметической шкалой. Такая шкала

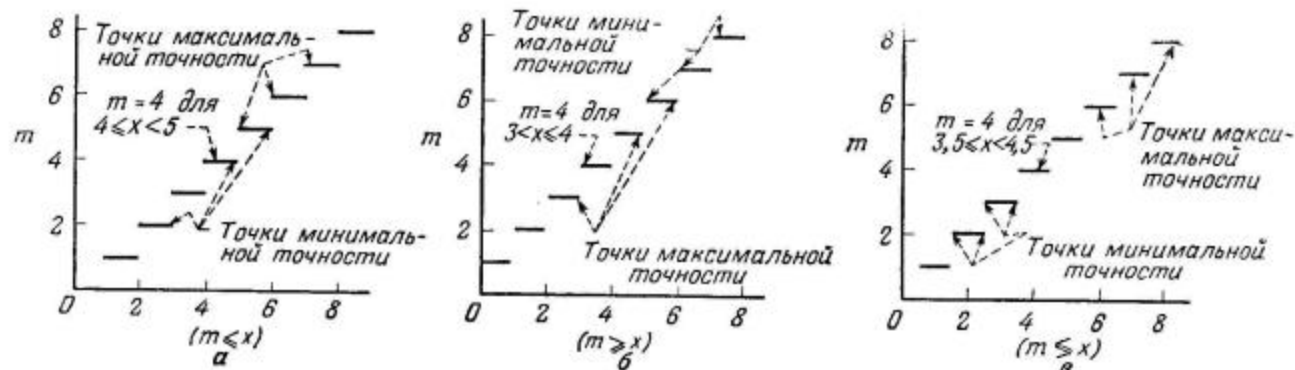
удобна, когда изменение измеряемых величин незначительно. Однако на практике часто встречаются величины, меняющиеся в диапазоне 10:1

и больше. В этом случае относительная точность измерения значительно меняется.

Для обеспечения относительной постоянной точности предлагается шкала, отградуированная в соответствии с геометрической прогрессией. Ниже описывается транзисторное устройство для получения такой шкалы.

Постоянная точность

Далее для простоты будем использовать слово «точность» вместо «относительная точность».



Фиг. 1. На графиках изображены различные способы размещения точек шкалы. Эти способы применимы как для арифметической, так и для геометрической шкал.

Точность определяется следующим выражением:

$$A(x) = 1 - |m - x|/m, \quad (1)$$

где $A(x)$ — точность, x — действительное значение величины, m — ее измеренное значение.

Хотя x — непрерывно меняющаяся величина, m принимает только ряд значений: $m_0, m_1, m_2, m_3, \dots$, применяемых в используемой шкале.

В арифметической шкале m_i — обычно целые числа.

В геометрической шкале

$$m_n = km(n-1),$$

где $k > 1$. Любую шкалу можно отградуировать так, чтобы в точках ее градуировочных линий выполнялось одно из трех соотношений: $m \leq x$; $m \geq x$; $m \approx x$. Эти случаи показаны на фиг. 1.

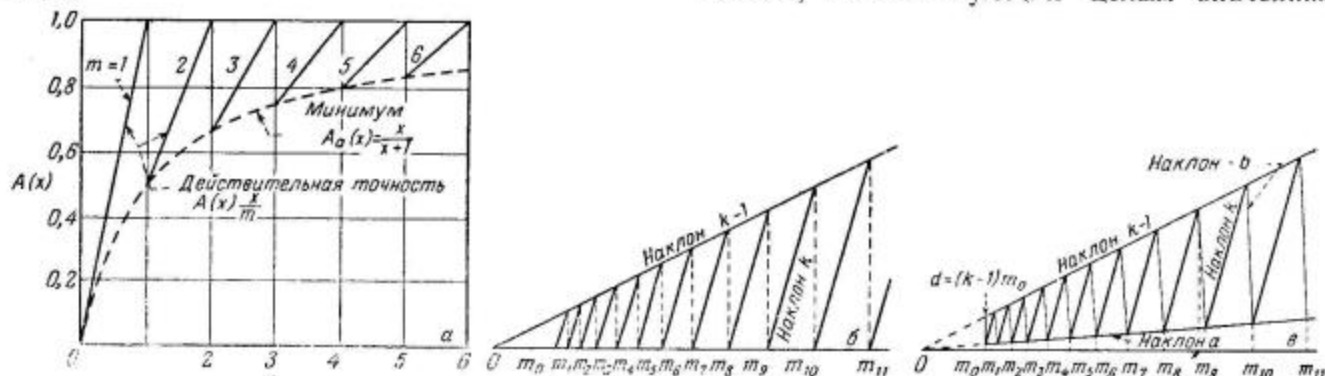
Для простоты рассмотрим случаи, когда $m \geq x$; к остальным случаям применимы те же рассуждения. Практически использование шкалы с $m \leq x$ и m_i , лежащей в середине i -го интер-

вала, уменьшает возможную разность между m и x до минимума.

При $m \geq x$ выражение (1) принимает вид

$$A(x) = \frac{x}{m}. \quad (2)$$

Из (2) следует, что график $A(x)$ имеет вид ломаной кривой, состоящей из бесконечного числа отрезков прямых линий (фиг. 2, а). Эти отрезки прямых начинаются и кончаются в точках, соответствующих целым значениям x



Фиг. 2. Пунктирная кривая указывает минимальную точность, которая уменьшается с уменьшением $x(a)$; нарастающие сигналы, с помощью которых получается геометрическая шкала ($б$); медленно нарастающий сигнал начинается одновременно с быстро нарастающим сигналом ($в$).

$б$ — при $x=m_1$, $(k-1)m_1=k(m_1-m_0)$, вообще при $x=m_n$, $m_n=km_{n-1}=k^2m_{n-2}=k^nm_0$; $в$ — при $x=m'_0$, $(k-1)m'_0=am_0+b(m_9-m_0)$.

следовательно, $m_0=k'm_0$, где $k'=\frac{(k-a)(k-1+b)}{a+b}$.

и являющихся точками минимума и максимума точности.

При рассмотрении точек минимальной точности у шкал обоих видов можно найти, что у арифметической шкалы минимальная точность будет при $(m-x)$, близкой к единице. Подстановка $m=x+1$ в (2) дает

$$\text{мин. } A_a(x) = \frac{x}{(x+1)}. \quad (3)$$

График этого выражения показан на фиг. 2, а пунктирной гиперболой; как видно, чем меньше x , тем меньше минимальная точность. Последняя монотонно возрастает при увеличении x . При изменении x действительная точность меняется от нуля до единицы.

У геометрической шкалы наименьшая точность в измерении имеет место, когда отличие x от m близко к величине одного деления, как, например, при $m=m_8$ и $x=m_7$. Выражение (2) при этом принимает вид

$$\text{мин. } A_g(x) = m_7 m_8 = \frac{m_n}{m_{n+1}} = \frac{1}{k}. \quad (4)$$

Таким образом, на геометрической шкале можно получить постоянную минимальную точность. Если выбрать k , близким к единице, мин. $A_g(x)$ также будет близка к единице, и диапазон изменения действительной точности будет мал.

Метод двойных колебаний

Для получения геометрической шкалы используются линейно возрастающие напряжения с двумя разными наклонами, как показано на фиг. 2, б. Напряжение с пологим наклоном начинается в точке $x=0$, напряжение с крутым наклоном в точке $x=m_0$. Наклоны обоих напряжений зависят от k ; на полого наклоненном участке наклон равен $k-1$, на круто наклоненном равен k . Графики напряжений пересекаются, т. е. напряжения сравниваются при $x=m_1=km_0$. В этот момент круто возрастающее напряжение падает до нуля и начинает снова возрастать от нулевого уровня. Снова графики напряжений пересекаются при $x=m_2=k^2m_0$. Далее процесс происходит таким же порядком, и таким образом получается геометрическая шкала.

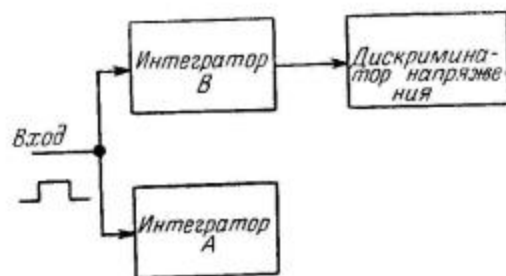
Так будет в идеальном случае. Практически, однако, так как линейно изменяющиеся сигналы обычно получают посредством заряда конденсаторов, момент начала повторного нарастания быстро нарастающего напряжения нельзя совместить с моментом сравнения напряжений. Каждый раз необходим все более долгий период ожидания. В некоторых случаях начальный уровень постепенно возрастает. Эти два фактора

приводят к тому, что отношение m_n/m_{n+1} несколько отличается от номинального (см. фиг. 2, в).

На фиг. 2, в показаны скорректированные сигналы; медленно растущий сигнал начинается в момент $x=m_0$ с начального уровня $d=(k-1)m_0$. Это означает, что оба нарастающих сигнала могут начинаться одновременно через время m_0 после начала измерения. В конце измерения останавливаются нарастание обоих сигналов можно также одновременно.

Блок-схема

На фиг. 3 показана блок-схема транзисторного устройства, с помощью которого получают геометрическую шкалу.



Фиг. 3. Блок-схема собранного на транзисторах генератора серии импульсов, расположенных по геометрической прогрессии.

На вход подается управляющий ступенчатый сигнал: положительный прямоугольный импульс подается спустя m_0 секунд после начала измерения, и его передний фронт включает схему в работу. В конце измерения задний фронт положительного импульса выключает схему.

Линейно нарастающие сигналы

Медленно нарастающий сигнал вырабатывается интегратором А, быстро нарастающий сигнал — интегратором В. Дискриминатор напряжения непрерывно сравнивает выходные сигналы этих двух интеграторов. Как только их мгновенные значения сравниваются, дискриминатор выдает импульс, разряжающий интегратор В. По окончании импульса интегратор В снова начинает вырабатывать быстро нарастающий сигнал, и процесс снова повторяется. Таким образом, серия импульсов с последовательно возрастающими с постоянной скоростью длительностями генерируется непрерывно, пока оба интегратора не останавливаются входным управляющим сигналом.

Между интегратором A и дискриминатором напряжения включен изолирующий усилитель, исключая влияние дискриминатора на медленно нарастающий сигнал.

Описание схемы

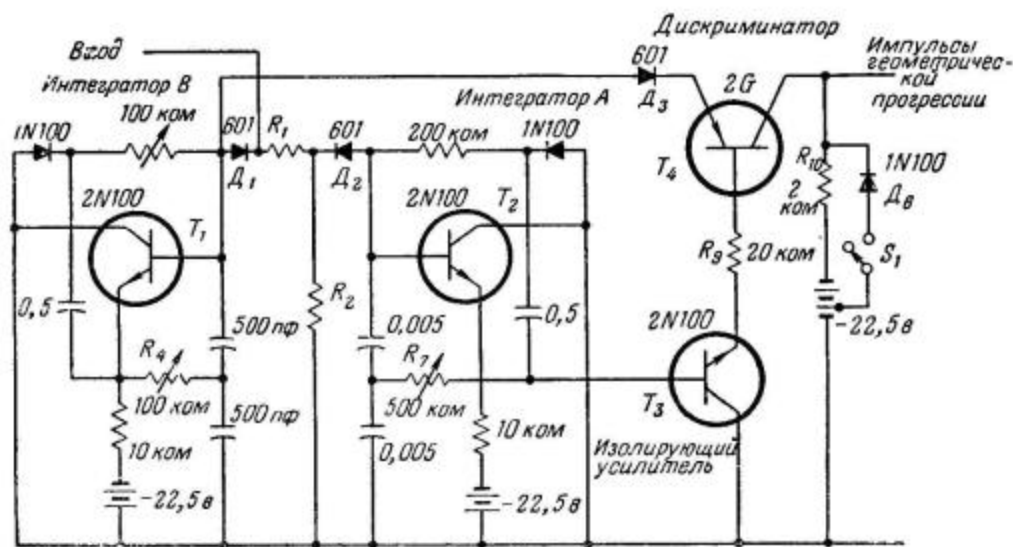
На фиг. 4 приведена схема на точечных и плоскостных транзисторах. В качестве интеграторов и усилителя использованы схемы с общим коллектором на транзисторах типа $n-p-n$.

Для хорошей работы схемы плоскостные транзисторы должны иметь большой α и высокое

Требуемая начальная амплитуда медленно нарастающего сигнала может быть получена при соответствующем выборе величин сопротивлений R_1 и R_2 .

Изолирующий усилитель, включенный по схеме с общим коллектором, нагружен на цепь база — коллектор дискриминатора напряжения. Таким образом, чтобы изолирующий усилитель всегда был нагружен на положительную нагрузку, R_9 должно быть достаточно велико.

Дискриминатор представляет мультивибратор с эмиттерным входом, собранный на точечном транзисторе с отрицательным сопротивлением.



Ф и г. 4. Схема на $n-p-n$ -транзисторах (интеграторы и усилитель) и на точечном транзисторе (дискриминатор).

сопротивление коллектора. В дискриминаторе используется один точечный транзистор. В качестве интеграторов используется вариант на транзисторах компенсированной схемы с катодным выходом. Компенсирующие сопротивления R_4 и R_7 следует выбирать такими, чтобы выходные сигналы на базе T_1 и эмиттере T_2 были линейны. Использование эмиттера T_2 в качестве выхода, работающего на изолирующий усилитель T_3 , облегчает исключение с помощью T_3 влияния на медленно нарастающий сигнал резких изменений напряжения на дискриминаторе.

Линейность

Влияние подключенных к интеграторам других схем на линейность нарастающих сигналов должно быть сведено к минимуму; поэтому в качестве D_1 , D_2 и D_3 используются кремниевые плоскостные диоды с высоким обратным сопротивлением.

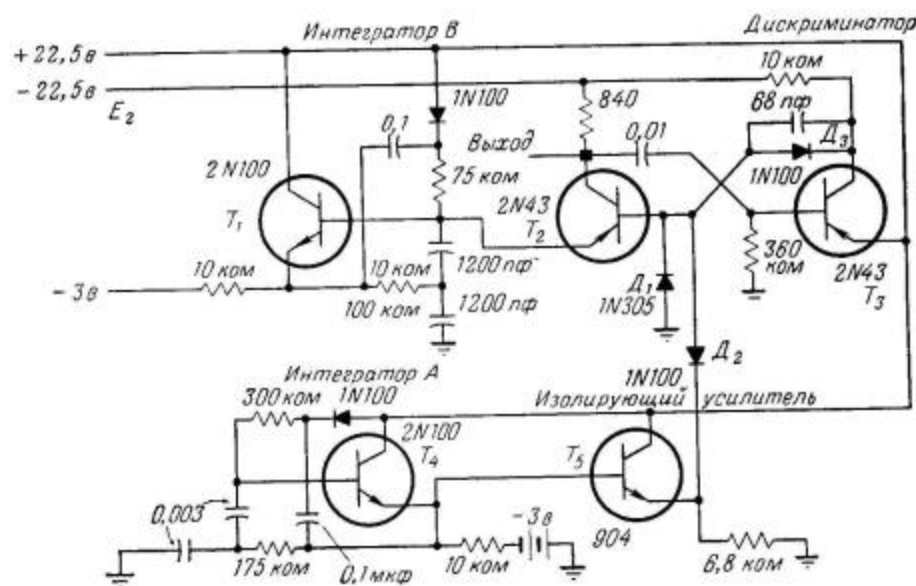
Медленно растущий сигнал поступает на его базу с изолирующего усилителя через сопротивление R_9 , быстро растущий сигнал поступает на его эмиттер через диод D_3 .

На фиг. 5 показана схема, построенная только на плоскостных транзисторах. Она отличается от схемы на фиг. 4 главным образом схемой дискриминатора напряжения (T_2 и T_3). Здесь сравниваются два нарастающих сигнала, поступающих на эмиттер и базу T_2 . На эмиттер всегда подается быстро нарастающий сигнал, на базу подается медленно нарастающий сигнал до тех пор, пока D_2 открыт. Нормально T_3 открыт и работает в переходном режиме, D_2 открыт, D_1 и D_3 закрыты.

Как только величины быстро и медленно нарастающих сигналов сравниваются, T_2 начинает открываться, а T_3 закрываться. Потенциал базы T_2 стремится к E_2 , D_2 запирается, D_3 открывается. Транзистор T_2 остается открытым, пока потенциал базы не равен нулю. Когда этот потен-

циал равен нулю, выходной сигнал интегратора B становится равным нулю; при этом D_1 открывается и запирает T_2 , схема возвращается в нормальное состояние.

Если желательно иметь линейную огибающую, как показано на фиг. 6, б, можно уменьшением R_{10} понизить влияние изменения I_{c0} и сдвига точки минимума. Однако такой способ



Ф и г. 5. Схема, собранная только на плоскостных транзисторах.

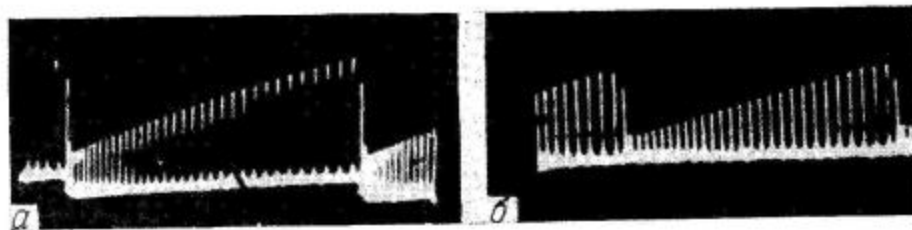
Линейная огибающая

На фиг. 6 показаны выходные импульсы схемы фиг. 4. На обеих осциллограммах отсутствует время задержки t_0 .

Подъем огибающей линии на фиг. 6, а вызван тем, что медленно нарастающее напряжение является частью напряжения питания, приложенного к цепи база — коллектор дискриминатора

неудобен тем, что приводит к уменьшению амплитуды выходных импульсов.

Есть более удобный способ получения линейной огибающей без уменьшения амплитуды импульсов: для этого нужно включить параллельно R_{10} смещенный диод D_6 . Это практически исключает влияние I_{c0} . В отсутствие импульса диод D_6 открыт, при наличии импульса — закрыт. Первоначальный ток, идущий через D_9 , перед

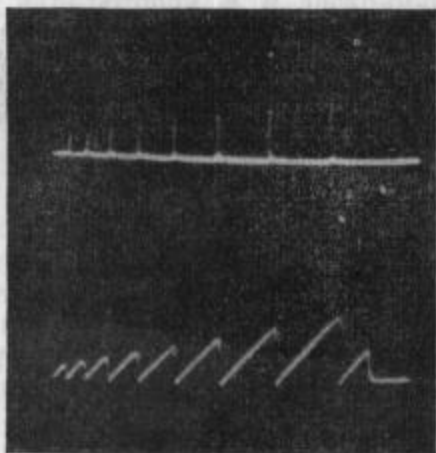


Ф и г. 6. Линейность огибающей вызвана постепенным сдвигом точки минимума и возрастанием тока отсечки коллектора (а); их влияние исключается включением параллельно R_{10} диода D_6 (б).

напряжения. Это приводит к тому, что ток отсечки коллектора I_{c0} увеличивается, а точка минимума кривой отрицательного сопротивления сдвигается пропорционально времени. Подъем точки минимума приводит к тому, что каждый импульс оканчивается на более высоком уровне, чем предыдущий; в отсутствие импульса через нагрузку R_{10} идет увеличивающийся ток I_{c0} .

началом первого импульса должен быть по крайней мере равен наибольшему I_{c0} , который ожидается при пике медленно нарастающего сигнала.

На фиг. 7 приведены осциллограммы быстро нарастающего напряжения на эмиттере и выходных импульсов на коллекторе T_2 в схеме на фиг. 5.



Ф и г. 7. Импульсы на коллекторе (вверху) и эмиттере T_2 в схеме на фиг. 5.

Дальнейшее усовершенствование

Постоянная минимальная точность — не единственное преимущество геометрической шкалы. Геометрическая шкала имеет значительно меньше делений, чем арифметическая шкала такого же диапазона и с такой же минимальной точностью. Благодаря этому применение геометрической шкалы при измерении сильно изменяющихся величин весьма значительно упрощает аппаратуру обработки данных.

Например, если величина меняется от 20 до 20 000, арифметическая шкала будет иметь минимальную точность 95%, а для обработки данных нужен 15-каскадный двоичный счетчик или пятикаскадный десятичный счетчик. При использовании геометрической шкалы с постоян-

ной минимальной точностью 95% наибольший номер на выходе будет 142 вместо 20 000 и достаточно восьмикаскадного двоичного или трехкаскадного десятичного счетчика.

Поскольку напряжение в схеме нарастает пропорционально времени, геометрическая шкала может быть использована для измерения как времени, так и напряжения. В обоих случаях схема включается в работу спустя t_0 секунд после приема величины, подлежащей измерению. Если эта величина есть время, конец измерения совпадает с окончанием измеряемой величины, и задержка не включается.

Если эта величина — напряжение, измерение заканчивается, когда мгновенная величина медленно нарастающего напряжения равна измеряемой величине. В этом случае время задержки зависит от наклона медленно нарастающего напряжения и от напряжения, подлежащего измерению. Другой дискриминатор напряжения должен сравнивать медленно нарастающее напряжение с принятым напряжением, которое может быть зафиксировано запоминающим конденсатором. Этот дискриминатор напряжения отмечает равенство двух напряжений и одновременно разряжает запоминающий конденсатор.

Применения

Геометрическую шкалу можно применять при анализе и кодировании импульсов по амплитуде, длительности и модуляции по фазе. Кроме того, геометрическая шкала может быть использована в вычислительных машинах для сведения операций умножения и деления к операциям сложения и вычитания, для нахождения логарифма числа и для извлечения из числа корня n -й степени.

ПОЛУЧЕНИЕ ИЗОБРАЖЕНИЯ ЦИФР НА КАТОДНО-ЛУЧЕВОЙ ТРУБКЕ

Перри, Ахо

С помощью аналогового устройства на экране катодно-лучевой трубки можно получать изображение букв алфавита или цифр. Отклоняющие напряжения нужной формы по осям X и Y для осциллографа получаются путем синтеза на основе разложения Фурье из синусоидальных и косинусоидальных сигналов, соответствующих первым пяти гармоникам при частоте первой гармоники 30 кГц. Каждый символ вычерчивается примерно за 30 мксек. Собранные на диодах стробируемые генераторы, последовательные счетчики-триггеры и эмиттерные повторители работают на десять тороидальных трансформаторов, имеющих по одной последовательной цепочке вторичных обмоток на каждый нужный символ.

Новое, недавно разработанное аналоговое устройство для записи числовых и алфавитных кодов на экране осциллографа с помощью откло-

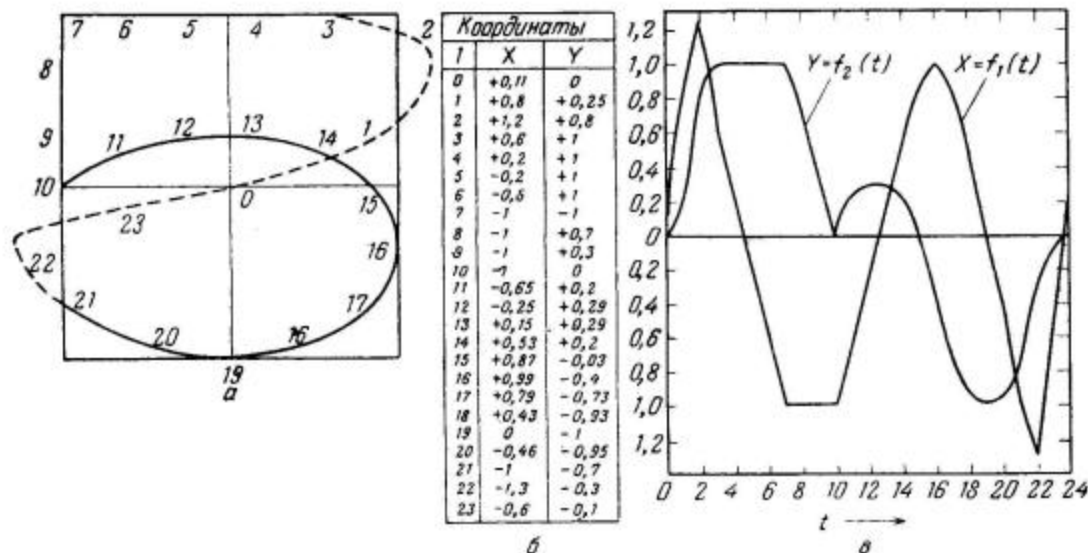
нения луча отличается простотой и гибкостью.

Каждая цифра октавы цифр от нуля до семи может быть представлена сегментом непрерыв-

ной замкнутой кривой, списываемой в декартовых координатах уравнением $Y=f(X)$. Вообще говоря, Y есть многозначная функция X , но кривая может быть задана в параметрической форме двумя уравнениями: $Y=f_1(t)$, $X=f_2(t)$, где $t_0 < t < t_1$, а f_1 и f_2 — однозначные функции t . Если t есть время, эти функции описывают непрерывное движение точки по кривой. Функции эти

где $\omega=2\pi(t_1-t_0)$, а $t_0=0$; (t_1-t_0) есть время, требуемое для прохождения пятна вдоль всей замкнутой кривой.

Коэффициенты A_n и B_n находятся следующим образом. Нужная цифра вычерчивается на координатной сетке вместе с сегментом, замыкающим кривую и соответствующим возвращению луча (фиг. 1, а). Чтобы отпирающий сигнал был для



Ф и г. 1. Слева показана цифра «пять», которую можно наблюдать на осциллографе, если подать на его входы X - и Y -сигналы, показанные справа и полученные из измерений координат цифры «пять».

должны быть однозначны, так как пятно на экране трубки не может быть в двух различных точках в одно и то же время.

Если тангенциальная скорость движения точки известна в любой момент времени (например, если она постоянна), то параметрические уравнения определяются выражением $Y=f(X)$. Таким образом, если $f_1(t)$ и $f_2(t)$ представляют собой формы напряжений, подаваемых на усилители отклонения X и Y , на экране осциллографа появится нужная кривая. Так как большинство символов представляет собой незамкнутые кривые, должен иметься отпирающий сигнал, выделяющий нужный сегмент.

Уравнения для цифр

Функцию описанного типа можно представить в виде ряда Фурье из синусов и косинусов:

$$f_1(t) = A_0 + A_1 \sin \omega t + B_1 \cos \omega t + \\ + A_2 \sin 2\omega t + \dots,$$

всех цифр одинаков, к замкнутым фигурам, подобным нулю или восьми, придаются дополнительные сегменты. На кривую наносятся 24 точки через приблизительно равные интервалы. Эти точки делят время (t_1-t_0) на 24 равных интервала. На фиг. 1, б сведены в таблицу координаты X и Y всех точек, причем t_0 взято в центре сегмента возврата луча. На фиг. 1, в показаны функции $f_1(t)$ и $f_2(t)$, соответствующие приведенным в таблице значениям. Эти функции можно проанализировать любым из различных графических или числовых методов интегрирования.

Здесь использовался чисто графический метод [1], при котором каждое значение X или Y представляется вектором с углом, равным ωt . Затем эти векторы складываются, и проекции результирующего вектора дают коэффициенты A_n и B_n . Когда коэффициенты определены, нужную кривую можно синтезировать электрически, складывая синусоидальные и косинусоидальные сигналы соответствующей частоты и амплитуды.

Синтезирующая система

В синтезирующей схеме напряжения нужной формы из специально генерируемых синусоидальных и косинусоидальных сигналов используются пять гармоник с частотой основной гармоники 30 кГц.

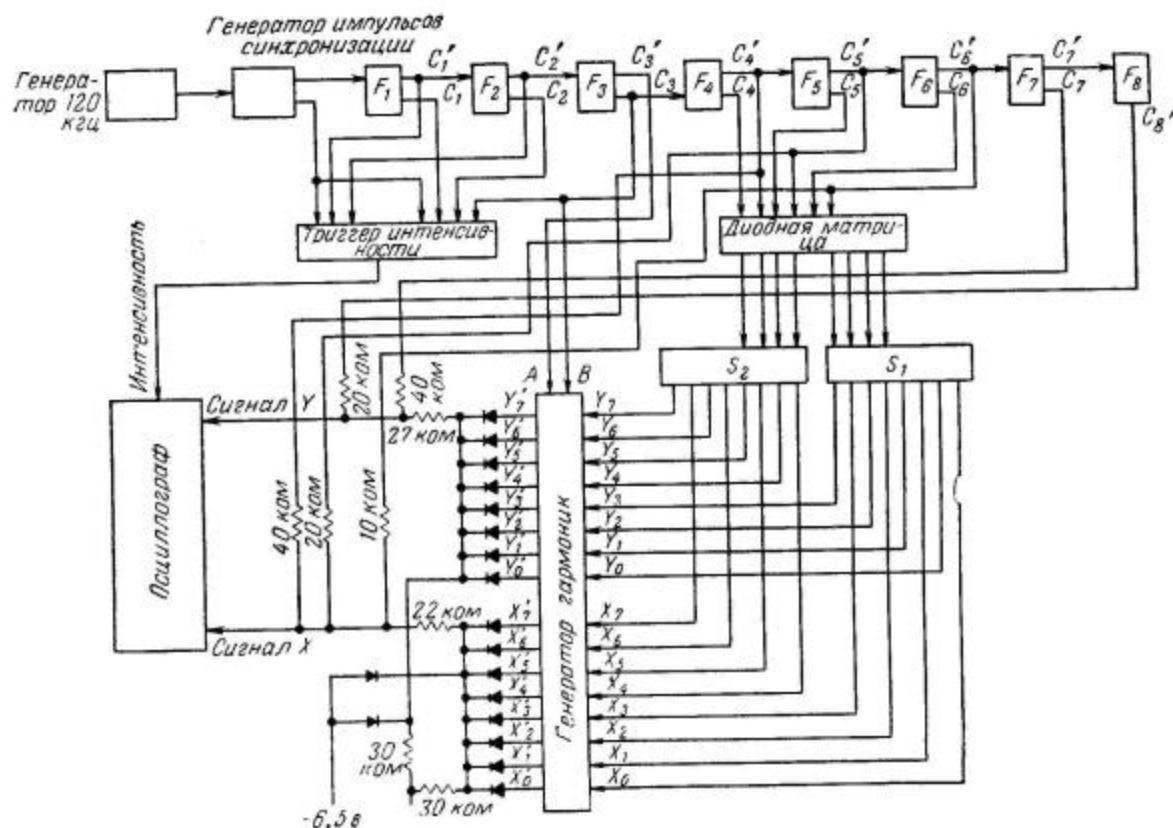
Десять настроенных на определенные частоты схем (пять синусоидальных и пять косинусоидальных) одновременно ударно возбуждаются строб-импульсом длительностью 33 мксек и генерируют один период частотой 30 кГц, два периода частотой 60 кГц, три — 90 кГц, четыре — 120 кГц и пять — 150 кГц.

В конце цепи появится напряжение нужной формы.

На фиг. 2 приведена полная блок-схема системы. Такая схема вырабатывает цифры от 0 до 7 при четырех рядах глубины (32 символа).

Цифры можно наблюдать на любом осциллографе, имеющем внешнее отпирание.

Синусоидальный сигнал частотой 120 кГц подается на генератор синхронизирующих импульсов, выдающий прямоугольные импульсы. Один из выходов генератора синхронизирующих импульсов подключен к триггеру F_1 — первому из последовательной цепочки восьми счетчиков



Ф и г. 2. Блок-схема генератора символов, основанного на синтезе Фурье.

F_1, F_2, F_3 и т. д. — триггеры-последовательные счетчики.

Эти десять сигналов через буферные эмиттерные повторители поступают на первичные обмотки десяти тороидальных трансформаторов. Направления вторичных обмоток тороидальных трансформаторов и число их витков определяются знаками и величинами коэффициентов Фурье.

При последовательном соединении этих обмоток и заземлении одного конца этой цепи на дру-

[2]. Уровни сигналов для логических операций +5 в и -5 в. Отпирающий сигнал вырабатывается триггером интенсивности, управляемым F_1, F_2, F_3 и генератором синхронизирующих импульсов. Импульс, управляющий интенсивностью, начинается спустя один полупериод синхронизации, или около 4 мксек, после переброса триггера F_3 и оканчивается 4 мксек спустя после обратного переброса F_3 . При этом включается

яркость того сегмента фигуры Лиссажу, который образует нужный символ. Яркость $1/4$ замкнутой кривой выключается.

Генератор гармоник

Частота колебаний триггера F_3 , возбуждающего ударно схемы со звенящими контурами в генераторе гармоник (фиг. 3), точно в 2 раза меньше основной частоты, используемой при синтезе. В ударно возбужденных генераторах со звенящими контурами колебания длятся в течение полупериода триггера F_3 . Так как основная частота в 2 раза больше частоты колебаний триггера F_3 , то произойдет одно полное колебание, до того как колебания в звенящем контуре прервутся изменением состояния F_3 .

Точно так же у второй гармоники произойдет два колебания, у третьей — три и т. д., причем все колебания начинаются и заканчиваются одновременно. Синусоидальные и косинусоидальные сигналы генерируются соответственно схемами параллельного и последовательного резонансов.

К входу A схемы на фиг. 3, управляемому выходом C_3 счетчика, подключено пять схем с звенящими контурами, вырабатывающих синусоидальные сигналы. Когда потенциал C_3 поднимается, пять входных транзисторов запираются и в схемах параллельного резонанса, состоящих из L_1 , C_1 и C_2 на фиг. 3, возбуждаются колебания соответствующих частот (30, 60, 90, 120 и 150 кГц).

Сигнал на выходе представляет собой положительную синусоиду.

Затухание колебаний невелико, так как при изготовлении L_1 использовались высокодобротные сердечники из железного порошка. Вход B , к которому подключено пять схем с последовательными звенящими контурами, выдающих косинусоидальный сигнал, управляется выходом C_3 триггерного счетчика. Эти схемы генерируют, когда входной транзистор в них открывается (потенциал точки B падает). На выходе получается отрицательный косинусоидальный сигнал.

Так как схемы с звенящими контурами включаются точно в той же фазе цикла, в какой и выключаются, затухающий переходный процесс отсутствует, и коэффициент заполнения импульса не влияет на работу схемы. Другими словами, при мгновенном выключении напряжение на конденсаторе и ток через индуктивность почти равны их статическим значениям. Это равенство было бы точным, если бы не было потерь при колебаниях. При этом необходимо, чтобы схе-

ма выключалась достаточно долго, для того чтобы была возмещена эта небольшая убыль энергии.

Величины L и C в схеме на фиг. 3 определяются из выражения $\sqrt{L/C} = R$, где R — критическое гасящее сопротивление, произвольно выбранное равным 1 ком, а L и C — неизвестные.

Решая это уравнение относительно L и подставляя результат в уравнение $\sqrt{LC} = (2\pi f)^{-1}$, можно затем найти C , а после этого и L . Емкость подстроечного конденсатора C_2 можно менять от 100 до 500 пф и благодаря этому подстраивать звенящий контур при неточностях L и C .

Каждая схема с звенящим контуром работает на буферный усилитель — эмиттерный повторитель, который в свою очередь работает на другой усилитель — эмиттерный повторитель на мощном транзисторе. Выход мощного транзистора подключен через конденсатор 1 мкф к первичной обмотке тороидального трансформатора.

На фиг. 2 и фиг. 3 у блока генератора гармоник знаками X_0 и X'_0 , X_1 и X'_1 и т. д. или Y_0 и Y'_0 , Y_1 и Y'_1 и т. д. отмечены выводы последовательных цепочек вторичных обмоток тороидальных трансформаторов. Во время каждого цикла триггера F_3 на этих выводах появляются сигналы вида $f_1(t)$ и $f_2(t)$. Однако эти сигналы с вторичных обмоток не будут пропускаться к осциллографу схемой «или» на диодах до тех пор, пока потенциал входов X и Y не станет высоким.

Постоянные потенциалы концов вторичных обмоток (X и Y на фиг. 2) определяются состояниями подключенных к ним переключателей. Когда потенциал выхода переключателя высокий, соответствующий диод схемы «или» открывается и сигнал с выделенной вторичной обмотки поступает на осциллограф.

Переключающая схема на транзисторах

Переключатели представляют собой $p-n-p$ -транзисторы, включенные по схеме с общим эмиттером, как показано на фиг. 3. Коллектор управляет уровнем по постоянному току присоединенной к нему вторичной обмотки генератора гармоник.

Входной сигнал, подаваемый на базу, принимает два значения. Когда потенциал базы высокий, потенциал коллектора равен — 6,5 в и присоединенная к нему вторичная обмотка подключена к открытому диоду схемы «или».

предшествующей осциллографу (фиг. 2). Когда потенциал базы низкий, потенциал коллектора равен нулю или небольшой отрицательной величине, вызванной наличием постоянного сопротивления в цепи эмиттера.

С помощью этого сопротивления устанавливается постоянный уровень синтезируемого сигнала $f_1(t)$ и $f_2(t)$.

При графическом анализе $f_1(t)$ и $f_2(t)$ нулевой коэффициент Фурье A_0 , соответствующий постоянному току, не определялся, так как трансформатор не передает нулевую частоту. Следовательно, некоторые цифры должны бы быть смещены на экране осциллографа относительно номинального положения. Именно этот недостаток устраняется сопротивлениями для установки постоянного уровня.

Диодная матрица, управляемая триггерами F_4 , F_5 и F_6 , выбирает цифру, которая должна быть показана.

В течение каждого отпирающего импульса показываются различные цифры. И только на одном из выходов каждый раз сохраняется низкий потенциал. Этот сигнал включает пару переключающих транзисторов блока селекции и переключения.

Четыре сопротивления на входе X-осциллографа (фиг. 2) используются для получения сигнала напряжения из восьми ступенек, следующих с той же частотой, что и отпирающий сигнал; таким образом, цифры появляются последовательно.

Три сопротивления на входе Y вместе с наиболее медленно работающими триггерами F_7 и F_8 служат для расположения в вертикальный ряд всех восьми цифр четыре раза подряд.

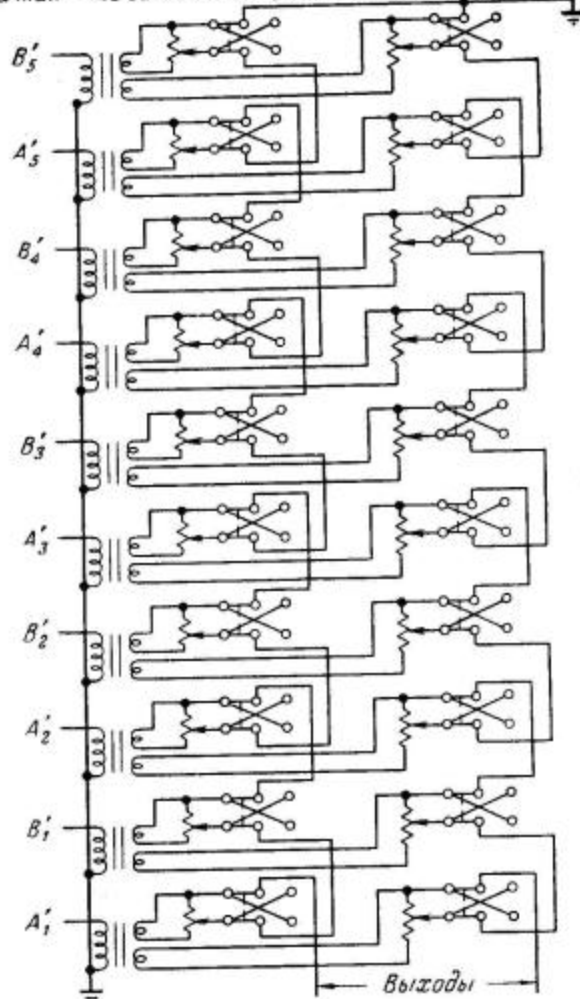
Конструкция тороида

Десять тороидальных трансформаторов генератора гармоник изготовлены из ферритовых сердечников F-108 «Дженерал керамикс» с обмоткой из 100 витков ровной машинной намотки по всему тороиду, покрытой изолирующей лентой.

На десяти сердечниках, смонтированных в правых углах панели, вторичные обмотки можно намотать вручную так, как это нужно. Вторичные обмотки изготавливаются из одного куска проволоки № 24 «формвар», охватывающего десять тороидов. Дополнительные обмотки для получения других символов также приспособляются на тороидах.

Для получения различных комбинаций коэффициентов при генерации разных символов было

Десять тороидальных трансформаторов (первичная — 100 витков; вторичная — 30 витков)



Фиг. 4. Моделирующая схема. Потенциометры отображают изменение витков вторичных обмоток тороидальных трансформаторов. Схема использовалась для получения различных комбинаций коэффициентов до того, как окончательно заложить обмотки.

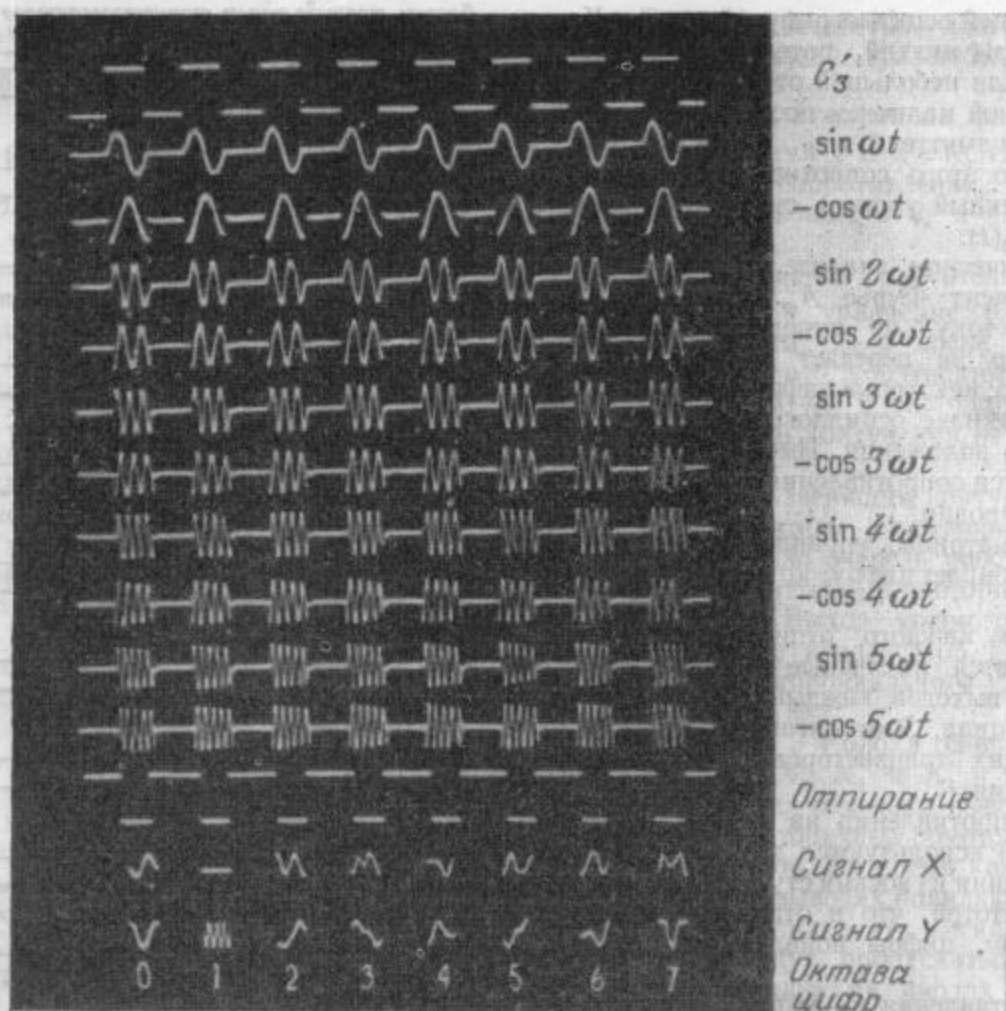
Все потенциометры по 250 ом.

построено моделирующее устройство, схема которого приведена на фиг. 4.

Первичные обмотки тороидов подключаются к генератору гармоник; 250-омные потенциометры служат для установки соответствующих значений коэффициентов. Получающийся символ можно наблюдать.

ЛИТЕРАТУРА

1. Blow T. C., *Electronics*, p. 194 (December 1947).
2. Baker R. H., *Electronics*, p. 190 (March 1, 1957).



Ф и г. 5. Осциллограммы напряжений, используемых для синтеза арабских цифр.

СИНХРОНИЗИРУЮЩИЙ ГЕНЕРАТОР С КВАРЦЕМ ДЛЯ БОРТОВЫХ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ

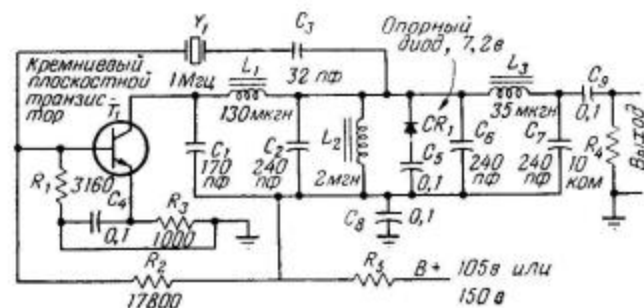
Педерсон

Бортовое цифровое вычислительное устройство на транзисторах, разработанное «Белл телефон», обладает всеми преимуществами этих элементов. Одно из устройств этой системы — синхронизирующий генератор, работающий на частоте $1 \text{ МГц} \pm 0,05\%$. Этот генератор должен выдавать на нагрузку 500 ом синусоидальный сигнал $25 \text{ мвт} \pm 10\%$ в диапазоне температур от 0 до 50°C и должен занимать объем не более $3,2 \times 6,1 \times 0,8 \text{ см}^3$. Описываемый ниже генератор отвечает этим жестким требованиям.

Была выбрана схема на одном транзисторе, включенном с общим эмиттером. Частота генерации определяется главным образом кварцевым кристаллом Y_1 . Конденсаторы C_1 , C_2 и дроссель L_1 образуют П-образный фильтр нижних частот, обеспечивающий сдвиг фазы, нужный для генерации рабочей частоты.

Для обеспечения приблизительного постоянства уровня выходного сигнала в указанном выше диапазоне температур применяется ограничитель, состоящий из диода CR_1 и конденсатора

C_5 . Однако ограничение вносит такие искажения, что для получения на выходе синусоиды нужно поставить выходной фильтр. Этот П-образный фильтр нижних частот состоит из C_6 , C_7 и L_3 .



Фиг. 1. Схема генератора.

Сопротивления R_1 , R_2 и R_3 служат для стабилизации тока. В коллекторной цепи осуществлено параллельное питание, а для изоляции от точки В+ по высокой частоте служит дроссель L_2 .

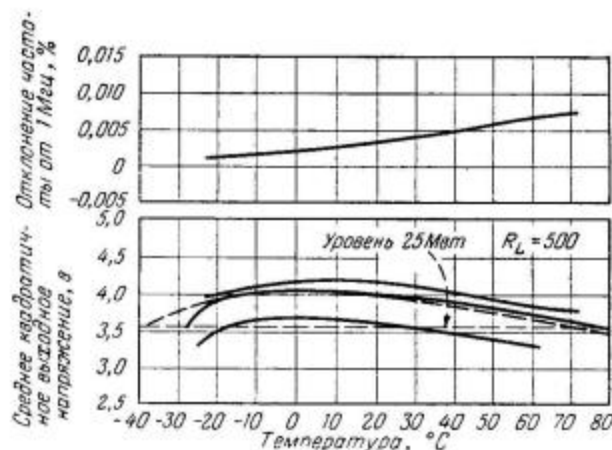
Конденсаторы C_4 и C_8 замыкают высокочастотный сигнал на землю, а C_9 связывает выход с нагрузкой.

Конденсатор C_3 служит для точной регулировки частоты и устанавливается так, чтобы частота выходного сигнала равнялась номинальной — 1 МГц. Сопротивление R_4 предохраняет схему от большого скачка тока, который имел бы место при включении питания схемы, если бы не было сопротивления R_4 .

Генератор питается от источника с постоянным напряжением 105 или 150 в. Так как генератору достаточно 40—55 в, последовательно с ним включается гасящее сопротивление R_5 . Это гасящее сопротивление стабилизирует выход схемы при использовании транзисторов с раз-

личными коэффициентами усиления. Генератор потребляет мощность около $1/3$ вт.

На фиг. 2 показаны типичные кривые зависимости выходного напряжения от температуры



Фиг. 2. Зависимость частоты (вверху) и выходного напряжения (внизу) от температуры у нескольких лабораторных образцов генератора.

у нескольких лабораторных образцов генератора, а также кривая типичной зависимости частоты от температуры.

Несмотря на то, что выходное напряжение зависит от характеристик транзистора, стоящего в схеме, в любом случае выходное напряжение при комнатной температуре лежит в пределах от 3,8 до 4,05 в.

Характеристики лабораторных образцов говорят о том, что схема выдает требуемый сигнал в диапазоне температур от -20 до $+85^\circ\text{C}$. Хотя уход частоты невелик, он лежит в пределах $\pm 0,05\%$; можно получить еще лучшую стабильность частоты, поставив вместо C_3 термистор для температурной компенсации.

ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ТРИОДЫ, ИСПОЛЗУЕМЫЕ В СХЕМАХ, ОПИСАННЫХ В КНИГЕ

Наименование	Материал	Тип	Рабочие параметры					Максимально допустимые параметры				Примечание
			напряжение коллектора $V_c, \text{в}$	ток коллектора $I_c, \text{мА}$	коэффициент усиления тока α	$T, ^\circ\text{C}$	граничная частота $f_{\text{г}}, \text{кГц}$	напряжение коллектор-база $V_{\text{сб}}, \text{в}$	напряжение коллектор-эмиттер $V_{\text{сг}}, \text{в}$	ток коллектора $I_c, \text{мА}$	рассеиваемая мощность, мВт	
2N34	Германий	p-n-p	-6	1	0,975	25	600	-40	-25	10	50	П1В
2N35	"	n-p-n	6	1	0,975	25	800	40	25	10	50	П1Г
2N43	"	p-n-p	-5	1	0,975	25	1 000	-45	-30	50	150	П10
2N43A	"	p-n-p	-5	1	0,98	30	1 000	-45	-20	50	150	П11
2N45	"	p-n-p	-5	1	0,92	25	1 000	-45	-25	50	150	П14
2N57	"	p-n-p	-20	1a	0,87	25	200	-60	-60	5a	20 вт	П14
2N68	"	p-n-p	-6	50	0,975	25	400	-25	-20	1,5a	4 вт	П4Б
2N78	"	n-p-n	5	1	0,95	25	4 000	15	10	20	50	П201А
2N85	"	p-n-p	-12	10	0,975	25	8 000	-30	-25	100	750	П602
2N86	"	p-n-p	-12	10	0,95	25	8 000	-40	-30	100	750	П602
2N94A	"	n-p-n	6	0,5	0,97	25	6 000	20	15	10	50	
2N99	"	n-3-n	4,5	1	0,975	25	3 500	40	-25	-10	50	
2N100	"	n-p-n	4,5	1	0,993	25	5 000	25	15	15	25	
2N101	"	p-n-p	-6	50	0,975	25	400	-25	-20	1,5a	4 вт	П201А
2N107	"	p-n-p	-5	1	0,95	25	1 000	-12	-10	10	50	П14
2N109	"	p-n-p	-4,5	15	0,95	25	400	-20	-10	40	100	П13
2N112	"	p-n-p	-6	1	0,975	35	5 000	10		5		П403
2N123	"	p-n-p	-6	10	0,98	25	8 000	-20	-15	125	150	
2N128	"	Поверхностно-барьерный	-3	3	0,97	25	65 МГц	10	-4,5	5	30	П404
2N136	"	p-n-p	-5	1	0,95	25	5 000	-20	-12	50	100	П403
2N137	"	p-n-p	-5	1	0,95	25	5 000	-10	-6	50	100	П403
2N139	"	p-n-p	-9	0,5	0,98	25	4 500	-20	-15	15	35	П403
2N140	"	p-n-p	-9	0,4	0,98	25	4 500	-20	-15	15	35	П403
2N146	"	n-p-n	9	0,5		25		20	15	5	65	
2N156	"	p-n-p	-12	-360	0,98	25	300	-30		3a	6 вт	П201А
2N158	"	p-n-p	-24	-180	0,98	25	300	-60		3a	6 вт	П201А
2N169	"	n-p-n	5	1	0,952	25	2 500	15	15	20	50	П11
2N181	"	p-n-p	-6	1	0,985	25	700	-30			250	
2N184	"	p-n-p	-6	1	0,985	25	10 000	25			100	П403
3N23	"	p-n-p	22,5	1,3		25	10—	30		5	50	
301	"	p-n-p	-5	1	0,973	25	1 000	-30	-20	50	100	П14
903	Кремний	n-p-n	5	1	0,925	25	4 000	30		25	150	
904	"	n-p-n	5	1	0,96	25	5 000	30		25	150	
905	"	n-p-n	5	1	0,98	25	6 000	30		25	150	
953	"	n-p-n	6	10	0,94	25		120		40	1000	
GT-20	Германий	p-n-p	-4,5	1	0,98	25	700	-25		3	70	П14
P-11	"	p-n-p	-15	1,5a		25	400	-60	-30	5	60 вт	П210
SB-100	"	Поверхностно-барьерный	-3	0,5	0,95	25	45 МГц		-4,5	5	10	П404

ПРЕДМЕТНЫЙ УКАЗАТЕЛЬ

- Авиационный индикатор для измерения разрядов в реактивном двигателе 197
- Автоматическая подстройка частоты в радиолокаторах 133
- Акустический компрессор 153
- Блокинг — генератор с запуском 33
- Вентиль для перфоратора карт 266
- Возбудитель соленоида 269
- цифровой плоскости 256
- Входное сопротивление в h -параметрах 14
- — схема измерения 162
- Выпрямитель 38
- кремниевый, управляемый 91
- Выходное сопротивление в h -параметрах 14
- Генератор гармоник 278
- задающий, стабилизированный кварцем 122
- задержанных импульсов на однопереходном транзисторе 87
- запуска 88
- импульсов синхронизации, для портативной телевизионной камеры 121
- — — на одновибраторах 123
- импульсный, с переменной шириной импульса 79
- импульсный, ультразвуковой 246
- качающейся частоты 244
- кварцевый, переменной частоты 44
- Колпитца 43
- преобразователь напряжения, питающийся от батареи 6 в 224
- прерывистой генерации 242
- развертки, мультивибраторный 90
- с вынужденным срывом генерации 131
- — задержкой, одновибраторного типа 89
- символов, основанный на синтезе Фурье 276
- синхронизирующий, с кварцем, для бортовых вычислительных устройств 280
- смещения 38
- с обратной связью 47
- срывающихся колебаний 129
- суперрегенеративный 129
- тензометрический, с фазовым сдвигом 216
- Т-образный, мостовой 209
- тональных посылок переменной частоты с магнитной связью 228
- эталонной частоты, портативный 172
- Делитель частоты для генератора импульсов синхронизации 123
- Демодулятор-ограничитель для управления на расстоянии 194
- Детектор-измеритель γ -излучения 200
- строб-импульса 185
- фазовый 212
- Диод, опорный в источнике питания 51
- — — схеме Колпитца 43
- — — развертки 134
- эмиттер-база для коррекции характеристик диодного модулятора 22
- Дискриминатор для генератора серии импульсов, расположенных по геометрической прогрессии 271
- Дополнительная симметрия на высокой частоте 40
- Инвертор, для перфоратора карт 267
- Индикатор искажений 167
- Индукционная вещательная система 156
- Интегратор, для транзисторного устройства с геометрической шкалой 272
- Источник питания на 35 в, для аппаратуры контроля 164
- Камертонный стандарт двойного тона 143
- Каскад, двойной, в детекторе-измерителе γ -излучения 201
- с общим эмиттером с малым временем выключения 253
- Каскады с общим эмиттером, три параллельно включенные 253
- — — — — последовательно включенные 253
- Конвертер, единичный, цифро-аналогового преобразователя 262
- Контроль напряжения насыщения 166
- обратного тока коллектора 164
- — — эмиттера 164
- усиления тока 165
- Коэффициент усиления напряжения в h -параметрах 14
- — тока в h -параметрах 14
- Линия задержки для бортовых цифровых вычислительных машин 251
- Маяк для управляемых ракет 219
- Микроамперметр переменного тока, бесконтактный 168
- Многочастотные транзисторы 259
- Модулятор 228
- в авиационном индикаторе 198
- Мост, многочастотный 40
- с термопарой 198

- Мультивибратор в стабилизаторе напряжений 59
 — на однопереходном транзисторе 84
 — синхронизирующий, для 49-канальной телеметрической системы 226
 Мультивибраторы, применяемые в манипуляторе 152
 Манипулятор, тональный 146
- Номограммы для расчета трансформаторов звуковой частоты 20
 — температурной стабильности 12
 Нулевой прибор, высокочувствительный 170
- Обнаружитель расселин во льду 207
 Оборудование для контроля транзисторов на производстве 163
 Ограничитель 228
 Одновибратор задержки 80
 — с дополнительной симметрией 123
 — служащий для задержки или формирования импульсов 267
 — — импульсным усилителем 202
 — с переменной шириной импульса 63
 Одновибраторы в схеме задержки, для вычислительных устройств 251
- Передачик обнаружителя расселин 209
 — с длиной волны 40 м 132
 Перфоратор 265
 Полный сумматор 259
 Полувибратор в запоминающих устройствах на магнитных барабанах 248
 — со связью через эмиттерный повторитель 77
 — — — — — ненасыщенный 78
 — — — — — резистивной связью 77
 — — — — — ненасыщенный 78
 — токовый, насыщенный 73
 — ненасыщенный 74
 — — на кремниевых транзисторах 75
 Полувибраторы с непосредственной связью 76
 Предварительный усилитель звуковой частоты 111
 — для керамического звукоснимателя 119
 — — электромагнитного звукоснимателя 117
 — — к осциллографу 173
 — — с низким входным импедансом 34
 — — согласующий входной импеданс 35
 Преодолевающий каскад (драйвер) 38, 210
 Преобразователь, однофазный 64
 — с удвоением напряжения 204
 — трехфазный 64
 — цифро-аналоговый 261
 Приемник видеосигналов 220
 — звуковой, индукционный 158
 — на транзисторах с четырьмя переходами 104
 — обнаружителя расселин 210
 — рефлексный 111
 — — на двух транзисторах 109
 — — — — — четырех транзисторах 96
 — с двухтактным выходом 110
 — супергетеродинный, на электронных лампах 127
 — широкополосный, на пяти транзисторах 111
 Приемники моделей кораблей 184
 Приемопередатчик суперрегенеративный, с рабочей частотой 51 МГц 129
- Работа полупроводниковых приборов в условиях атомной радиации 9
- Радиомикрофон 126
 Регистр сдвига 268
 Регулятор громкости в рефлексном приемнике 97
 Реле с малыми холостыми токами 181
 — управляющее, чувствительное 193
- Сервосистемы скоростного типа 174
 Сервоусилитель 176
 — двухтактный 177
 — для управления подводными киями 186
 Сигнализатор тревоги 211
 Системы преобразования данных 247
 Смеситель, двухканальный, для ленточного магнитофона 128
 Смещение четырехпереходного транзистора 105
 Спзистор 41
 Стабилизатор напряжения, для счетчика Гейгера — Мюллера 204
 — — использующий мультивибраторы 59
 — последовательного типа 54
 — шунтового типа 54
 Стабилизированный источник с регулируемым напряжением 59
 Стробирование схем 75
 Схема отклонения луча электронно-лучевой трубки, высокочастотная 112
 — двоичного счетчика в телеметрическом кодирующем устройстве 227
 — орбитального переключателя 232
 — развертки 134
 — смещения 25
 — синхронизатора 141
 — измерения 161
 Счетчик Гейгера 201
 — десятичный с магнитными сердечниками 234
 — — — — — неоновыми лампами 68
 — управляющий, приводимый в действие освещением 206
 — цифровой, 16-разрядный 250
 Счетчика двоичная ячейка 67
 Счетчики, триггерные, для генератора импульсов синхронизации 121
- Телетайп, четырехканальный 135
 Тепловое сопротивление 13
 Термостабильность 13
 Тестер для измерения гибридных параметров 159
 Тетроды сплавные 30
 Тока коллектора схема измерения 160
 — утечки зависимость от температуры 12
 Трансформатор звуковой частоты для блокинг-генератора 88
 — преобразователь постоянного тока в постоянный 65
 Триггер для перфоратора карт 266
 — на поверхностнобарьерных транзисторах 254
 — повторитель, для пересчета в телеметрических схемах 227
 — с диодным выключением в эмиттерных цепях 148
 — — индуктивностью в цепи нагрузки выходного транзистора 148
 — — фиксацией потенциалов коллекторов 148
- Увеличение скорости переключения 70
 Управление авиационным прожектором 192
 — перфоратором 265
 — ядерным реактором 195
 Усиление тока 160

- Усилители импульсные с непосредственной связью 76
— — — резистивной связью 76
— — — связью через эмиттерный повторитель 76
— — — компенсированные промежуточной частоты 28
Усилитель, воспринимающий запоминающего устройства на магнитных сердечниках 256
— датчика смещения кия 190
— двухтактный с температурной компенсацией 24
— для измерения плотности потока нейтронов 196
— записи 248
— импульсный в запоминающем устройстве на магнитных сердечниках 240
— — детектора-измерителя γ -излучения 200
— — на тетрадах 34
— на транзисторах с малым усилением тока 170
— нулевого прибора 170
— постоянного тока в стабилизаторе напряжения 51
— — — — схеме портативного приемника на трех транзисторах 157
— с высокоомным входом 36
— промежуточной частоты на тетрадах 33
— работающий в классе С 38
— с малым временем пролета носителей 41
— стробирующего импульса 240
— — тока 261
— тока 262
- Устройство вычислительное, бортовое 280
— — высокоскоростное 252
— транзисторное, с геометрической шкалой 269
— следящее, ультразвуковое 245
- Фазовращатель 218
Фазореверсирующий блок в цифроаналоговом преобразователе 262
Ферритовый блок настройки, для радиовещательного диапазона частот 101
Фильтр, электронный 145
Формулы преобразований h и t -параметров 14
Фототранзистор 212
- Частотомер звуковых частот 146
— — цифровой 66
- Эмиттерные повторители, три параллельно включенные 253
Эмиттерный повторитель, двойной 240

О Г Л А В Л Е Н И Е

Предисловие редактора русского издания	5
Предисловие автора	7

Глава 1. Расчетные параметры цепей

Риддл. Работа полупроводниковых приборов в условиях атомной радиации	9
Шенкерман. Номограммы температурной стабильности	12
Хэйс. Расчетные уравнения параметров усилительных каскадов	14
Сильван. Формулы преобразований h - и t -параметров	14
С. Дж. Сэвент и С. Э. Сэвент. Номограммы для расчета трансформаторов звуковой частоты	20
Гилл. Применение транзисторных диодов эмиттер — база для коррекции характеристик диодного модулятора	22

Глава 2. Транзисторные усилители

Уиллер. Температурная компенсация полупроводниковых усилителей транзисторами	24
Гордон. Компенсированные усилители промежуточной частоты на 1 МГц	28
Бекер. Сплавные полупроводниковые тетроды в высокочастотных схемах	30
Иордан. Предварительный усилитель с низким входным импедансом	34
Предварительный усилитель, согласующий входной импеданс	35
Шустер. Усилитель постоянного тока с высокоомным входом	36
Другатч. Маломощное управление мощным усилителем	38
Ясуо Таруи. Дополнительная симметрия на высокой частоте	40
Усилитель с малым временем пролета носителей	41

Глава 3. Транзисторные генераторы

Далбергер. Генератор Колпитца, дающий стабильное напряжение	43
Гедней, Давидсон. Кварцевый генератор переменной частоты	44
Уитт. Генератор с обратной связью	47

Глава 4. Источники питания на транзисторах

Лилленштейн. Стабилизаторы напряжения	51
Келлер. Схемы стабилизированных источников питания	54
Скизм. Стабилизатор напряжений, использующий мультивибраторы	59
Одно- и трехфазные преобразователи	64
Трансформатор — преобразователь постоянного тока в постоянный	65

Глава 5. Импульсные схемы

Чисхольм. Индикаторный счетчик с неоновыми лампами	66
Бекер. Увеличение скорости переключения	70
Рапп, Уонг. Высокоскоростные мультивибраторы	76
Фуллер. Импульсный генератор с переменной шириной импульса	79
Кенджан, Сьюрен. Мультивибратор на однопереходном транзисторе	84
Армстронг. Генератор запуска и генератор с задержкой	88
Армстронг. Мультивибраторный генератор развертки	90
Френзел, Гутцвиллер. Кремниевый управляемый выпрямитель	91

Глава 6. Схемы для бытовых устройств

Готтлиб. Рефлексный приемник на четырех транзисторах	96
Аббот, Лафер. Миниатюрный ферритовый блок настройки для радиовещательного диапазона частот	101
Фарбер. Упрощенная схема приемника на транзисторах с четырьмя переходами	104
Рефлексный приемник на двух транзисторах	109
Радиовещательный приемник с двухтактным выходом	110
Широковещательный приемник на пяти транзисторах	111
Саливан. Упрощенная схема рефлексного приемника	111
Гугги. Высокочастотная схема отклонения луча электронно-лучевой трубки	112
Барр. Предварительный усилитель для электромагнитного звукозаписывателя	117
Невитт. Предварительный усилитель для керамического звукозаписывателя . .	119

Глава 7. Радиовещательные и телевизионные устройства

Киношита. Генератор импульсов синхронизации для портативной телевизионной камеры	121
Аронсон. Делитель частоты для генератора импульсов синхронизации на одновибраторах	123
Монтгомери. Радиомикрофон	126
Феррара. Двухканальный смеситель для ленточного магнитофона	128

Глава 8. Схемы связи высокой частоты

Чоу. Суперрегенеративный передатчик с рабочей частотой 52 МГц	129
Передатчик с длиной волны 40 м	132
Ходж, Спотен. Автоматическая подстройка частоты, использующая треугольную поисковую развертку	133
Врей. Четырехканальный телетайп	135

Глава 9. Цепи звуковой связи

Кретцман. Камертонный стандарт двойного тона	143
Тьюксбери. Регулировка шума в самолетной усилительной установке, обслуживающей пассажиров	144
Хикман. Триггер, тональный манипулятор и частотомер	146
Далбергер. Генератор дозвуковой частоты манипулирует генератор высокой частоты	151
Резерфорд. Мгновенный акустический компрессор	153
Зак. Вещательная индукционная система	156
Звуковой индукционный приемник	158

Глава 10. Измерительная аппаратура

Хендрик. Измерение параметров плоскостных транзисторов	159
Якобсен, Тинсли. Оборудование для контроля транзисторов на производстве	163
Монтгомери, Стансбери. Бесконтактный микроамперметр переменного тока	168
Тодд. Высокочувствительный нулевой прибор	170
Бэйер. Портативный генератор эталонной частоты	172
Предусилитель к осциллоскопу	173

Глава 11. Схемы автоматического регулирования, применяемые в промышленности

Аронсон, Ламб. Сервосистемы скоростного типа	174
Хензей. Двухтактный сервоусилитель	177
Мак-Кинли. Реле с малыми холостыми токами	181
Рич. Тренировочная система, управляющая моделями морских кораблей . .	183
Шейб. Стабилизатор бортовой качки для судов — носителей управляемых снарядов	186
Управление авиационным прожектором	192
Гилл. Чувствительное управляющее реле	193
Иохансен. Демодулятор-ограничитель для управления на расстоянии . .	194
Управление ядерным реактором	195

Глава 12. Промышленные измерительные приборы

Коул. Авиационный индикатор для измерения разрежений в реактивном двигателе	197
Джексон, Сьюрен. Детектор — измеритель γ -излучения	200
Грант. Управляющий счетчик, приводимый в действие освещением	206

Глава 13. Промышленные схемы обнаружения скрытых объектов

Ван Экхардт. Обнаружитель расселин во льду	207
Багно, Фэсэл. Сигнализатор тревоги, использующий фазочувствительный детектор	211

Глава 14. Оборудование для самолетов, ракет и спутников

Фостер. Тензометрический генератор с фазовым сдвигом	216
Коэн, Эрэн. Сверхминиатюрный маяк для управляемых ракет	219
Мэтьюз, Рочелл, Хауз, Ван Аллен, Шафферт. Сердечники «циклоп» в телеметрических схемах спутников Земли	224
Уоррен, Рамбл, Хэлбиг. Запоминающее устройство на магнитных сердечниках, контролирующее спутник Земли	236

Глава 15. Научное и медицинское оборудование

Мак-Кэй, Якобсон. Радиопилуля, передающая информацию из пищеварительного тракта	242
Трефесен, Дадлей, Смит. Ультразвуковое следящее устройство для наблюдения за меченой рыбой	245

Глава 16. Схемы вычислительных машин

Страссман, Кинг. Выбор счетчиками секторов магнитных барабанов	247
Скизм. Схема задержки для вычислительных устройств на одновибраторах	251
Папьян. Высокоскоростное вычислительное устройство, накапливающее 2,5 млн. единиц двоичной информации	252
Двухколлекторный транзистор для полного двоичного суммирования	259

Глава 17. Вспомогательное оборудование вычислительных машин

Патши, Рэйпер, Сьюрэн. Цифро-аналоговый преобразователь с накоплением	261
Палмер, О. Доннелл, Пропстер. Перфоратор, записывающий выходные данные счетной машины	265
Готт, Парк. Транзисторное устройство с геометрической шкалой	269
Перри, Ахо. Получение изображения цифр на катодно-лучевой трубке	274
Педерсон. Синхронизирующий генератор с кварцем для бортовых вычислительных устройств	280
Приложение	282
Предметный указатель	283

Дж. Карролл

НОВЫЕ СХЕМЫ НА ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРАХ

Редактор Н. В. Серегина

Переплет художника А. Н. Лебедева. Художественный редактор В. И. Шаповалов
 Технический редактор М. А. Белева. Корректор И. П. Максимова.
 Сдано в производство 21/XII 1960 г. Подписано к печати 2/VI 1961 г.
 Бумага 84×108 1/16=9,0. бум. л. 29,5 печ. л. уч.-изд. л. 27,9 Изд. № 20/5203
 Цена 2 р. 25 к. Зак. 808

ИЗДАТЕЛЬСТВО ИНОСТРАННОЙ ЛИТЕРАТУРЫ
Москва, 1-й Рижский пер., 2

Московская типография № 5 Мосгосрезохрана. Москва, Трехпрудный пер., 9