

Министерство науки и высшего образования Российской Федерации
Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего образования
«Владимирский государственный университет
имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»

А. Г. САМОЙЛОВ В. С. САМОЙЛОВ С. А. САМОЙЛОВ

РАДИОПЕРЕДАЮЩИЕ УСТРОЙСТВА

Учебно-практическое пособие



Владимир 2023

УДК 621.396
ББК 32.844
С17

Рецензенты:

Доктор технических наук, доцент
профессор Ярославского государственного
университета им. П. Г. Демидова
А. Л. Приоров

Доктор технических наук, профессор
зав. кафедрой информатики и защиты информации
Владимирского государственного университета
имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых
М. Ю. Монахов

Издается по решению редакционно-издательского совета ВлГУ

Самойлов, А. Г. Радиопередающие устройства : учеб.-
С17 практ. пособие / А. Г. Самойлов, В. С. Самойлов, С. А. Самой-
лов ; Владим. гос. ун-т им. А. Г. и Н. Г. Столетовых. – Владимир :
Изд-во ВлГУ, 2023. – 156 с. – ISBN 978-5-9984-1549-4.

Рассмотрены основные принципы работы радиопередающих устройств. Представлены сведения о современной элементной базе и рассмотрена архитектура радиопередающих устройств. Определены технические, эксплуатационные и энергетические требования к радиопередающему оборудованию. Приведены методики и примеры расчета основных узлов радиопередающих устройств. Даны рекомендации по использованию изложенного материала при разработке и эксплуатации радиопередающих устройств.

Предназначено для студентов направлений подготовки 11.03.01 «Радиотехника», 11.03.02 «Инфокоммуникационные технологии и системы связи», будет полезно специалистам при проектировании и эксплуатации радиопередающих устройств.

Рекомендовано для формирования профессиональных компетенций в соответствии с ФГОС ВО.

Табл. 8. Ил. 105. Библиогр.: 38 назв.

УДК 621.396
ББК 32.844

ISBN 978-5-9984-1549-4

© ВлГУ, 2023

ОГЛАВЛЕНИЕ

ПРЕДИСЛОВИЕ	5
--------------------------	---

Глава 1. АКТИВНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ РАДИОПЕРЕДАЮЩИХ УСТРОЙСТВ

1.1. Радиоэлектронные лампы.....	8
1.2. Биполярные транзисторы	13
1.3. Полевые транзисторы	21
1.4. Электронные приборы СВЧ	26
1.5. Полупроводниковые приборы СВЧ	35
Контрольные вопросы	42

Глава 2. ОСНОВНЫЕ ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ РАДИОПЕРЕДАЮЩИХ УСТРОЙСТВ

2.1. Архитектура радиопередающих устройств	43
2.2. Основные технические требования к радиопередатчикам.....	47
2.3. Энергетические требования	52
2.4. Эксплуатационные требования.....	55
2.5. Типовые обозначения радиопередающих устройств.....	57
Контрольные вопросы	62

Глава 3. РАСЧЕТ И ИССЛЕДОВАНИЕ ОСНОВНЫХ УЗЛОВ РАДИОПЕРЕДАЮЩИХ УСТРОЙСТВ

3.1. Генераторы с внешним возбуждением.....	64
3.1.1. Основные схемотехнические решения.....	64

3.1.2. Методика расчета генераторов с внешним возбуждением.....	66
3.1.3. Исследование лампового генератора с внешним возбуждением.....	73
3.2. Автогенераторы.....	79
3.2.1. Автогенераторы гармонических колебаний	79
3.2.2. Стабильность частоты генераторов сигналов.....	81
3.2.3. Методика расчета трехточечного кварцевого генератора.....	83
3.2.4. Методика расчета умножителя частоты на биполярном транзисторе	89
3.2.5. Методика расчета генераторов импульсных сигналов	94
3.3. Модуляторы.....	101
3.3.1. Амплитудная и балансная модуляция.....	101
3.3.2. Модуляторы однополосной модуляции	109
3.3.3. Модуляторы при угловых видах модуляции	113
3.3.4. Импульсные модуляторы с накопителем энергии	122
3.3.5. Цифровые модуляторы	127
Контрольные вопросы	131
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	132
БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК.....	133
ПРИЛОЖЕНИЯ.....	136

ПРЕДИСЛОВИЕ

Бурное развитие научно-технического прогресса требует развития систем передачи информации и их узлов и устройств. В телекоммуникационных системах и системах радиосвязи основными составляющими являются радиопередающие устройства, антенны, радиоприемные устройства и источники питания. Радиопередающим устройствам (РПДУ) при этом отводится наиболее важная роль, так как именно они в основном определяют энергетику радиолиний, качественные и количественные параметры передаваемых сигналов. РПДУ различаются назначением, диапазонами используемых частот, выходной мощностью, большим разнообразием видов модуляции, рабочими сигналами и условиями эксплуатации и применения. Однако есть у различных РПДУ и много общего. Это общее заключается в том, что в структуру практически всех РПДУ входят одинаковые по назначению блоки – блоки формирования рабочих сигналов, усиления мощности, модуляции радиосигналов информационными потоками.

РПДУ непрерывно совершенствуются и развиваются, и при этом меняются принципы их построения, появляются новая элементная база и новые методики расчета узлов и каскадов. Фактически за время своего существования РПДУ прошли через несколько революционных преобразований: от искровых передатчиков к дуговым, от дуговых к машинным, затем к радиоламповым, а к началу 60-х годов прошлого века и к транзисторным. В настоящее время сложилась парадигма совместного использования в РПДУ транзисторов и радиоламп: на малых и средних мощностях применяют транзисторы, а при мощностях более 1 – 3 кВт – радиолампы. В связи с этим в учебно-практическом пособии рассматриваются различные типы элементной базы.

В соответствии с учебным планом изучение дисциплин «Радиопередающие устройства» и «Методы и устройства передачи сигналов», читаемых студентам разных направлений, сопровождается курсовым проектированием и лабораторными занятиями. На основании этого большая часть книги посвящена практическим вопросам разработки схемных решений и их расчетам. Настоящее учебно-практическое пособие дополняет изданное авторами в 2018 году учебное пособие по курсовому проектированию «Методы и устройства формирования сигналов», развивая изучение не отраженных в нем вопросов.

В первой главе рассматривается современная элементная база. Читатели знакомятся с используемыми в настоящее время мощными радиолампами, с биполярными и полевыми транзисторами и узнают их достоинства и недостатки при использовании в различных схемных решениях. Объяснена сложившаяся в настоящее время парадигма применения в каскадах малой и средней мощности биполярных и полевых транзисторов, а в мощных выходных каскадах РПДУ радиоламп. В связи с бурным освоением все более высокочастотных радиодиапазонов большое внимание уделено активным элементам СВЧ как ламповым (магнетроны, клистроны, лампы бегущей волны, гиротроны), так и полупроводниковым, включая лавинно-пролетные диоды, туннельные диоды и диоды Шоттки и Ганна. Указаны активные элементы, способные работать в условиях ионизирующего облучения, что особенно важно для систем, работающих в космосе, и атомных систем промышленной электроники. Глава завершается контрольными вопросами по рассматриваемым темам.

Во второй главе раскрываются основные принципы построения РПДУ. Приводятся структурные схемы и описываются варианты архитектуры построения РПДУ, разного назначения с амплитудными видами модуляции, однополосной модуляцией, с угловыми и цифровыми видами модуляции. Подробно рассмотрены основные требования к РПДУ, выдвигаемые Международным союзом электросвязи, – технические, энергетические и эксплуатационные. Уделено особое внимание необходимости соблюдения всеми типами РПДУ норм электромагнитной совместимости и правил работы РПДУ в полном соответствии с маской спектра, установленной для этого радиопередающего устройства. Глава завершается контрольными вопросами по ее теме.

В третьей главе описаны проблемы проектирования наиболее важных устройств, входящих в состав РПДУ и приведены варианты их схемотехнических решений. Подробно описаны методики расчета таких устройств, как усилители мощности, автогенераторы, высокостабильные кварцевые генераторы, умножители частоты. Приведены принципиальные схемы и методики расчета генераторов импульсных сигналов, таких как симметричные мультивибраторы, мощные блокинг-генераторы, триггеры Шмидта. Рассмотрены применяемые в РПДУ генераторы линейно изменяющихся напряжений. Предложены варианты схемных решений и методики расчета модуляторов радиосигналов для аналоговой и цифровой техники РПДУ. Глава завершается контрольными вопросами по ее теме.

В заключении приводится оценка современного состояния РПДУ и даны рекомендации по развитию радиопередающих средств различного назначения и их элементов.

В книге обобщены профильные с учебным пособием материалы лекционных курсов, читавшихся авторами почти 50 лет во Владимирском государственном университете имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых, а также результаты научно-исследовательских работ, выполнявшихся авторами по проектированию и созданию большого количества аналоговых и цифровых РПДУ разнообразных по назначению, для разных частотных диапазонов, с различной выходной мощностью и разных условий эксплуатации в различных средах.

Авторы выражают глубокую и искреннюю благодарность рецензентам учебного пособия доктору технических наук профессору Ярославского государственного университета им. П. Г. Демидова Приорову Андрею Леонидовичу и доктору технических наук, профессору заведующему кафедрой информатики и защиты информации Владимирского государственного университета имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых Монахову Михаилу Юрьевичу за подробное обсуждение материала и ценные советы по улучшению содержания учебно-практического пособия.

Глава 1. АКТИВНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ РАДИОПЕРЕДАЮЩИХ УСТРОЙСТВ

1.1. Радиоэлектронные лампы

С открытием возможности передачи сообщений с помощью радиоволн техника радиопередающих устройств непрерывно совершенствовалась. От искровых, дуговых и машинных передатчиков [1] сравнительно быстро перешли к применению радиоэлектронных ламп – первых активных элементов, используемых для усиления и преобразования радиосигналов. Активными элементами в радиотехнике называют радиодетали, с помощью которых можно осуществлять усиление или обработку сигналов: лампы, транзисторы, диоды, микросхемы и др.

Радиоэлектронные лампы позволили расширить диапазон частот, используемых для передачи информации. Именно ламповая техника способствовала освоению частотных диапазонов вплоть до сотен гигагерц, широко используемых в народном хозяйстве для радио и телевидения, радиосвязи, навигации и радиолокации, мониторинга физических объектов и процессов и т. д.

Первый вакуумный прибор, пропускающий ток только в одну сторону, изобрел в 1905 году англичанин Джон Амброс Флеминг (рис. 1.1). Этот прибор называли диодом, или вентилем, по аналогии с водопроводным краном.

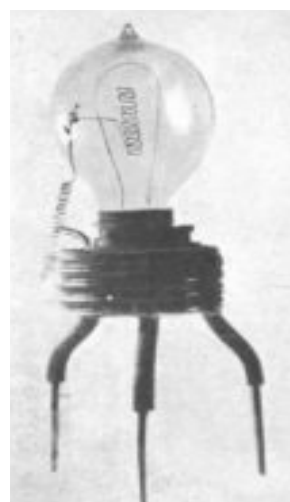
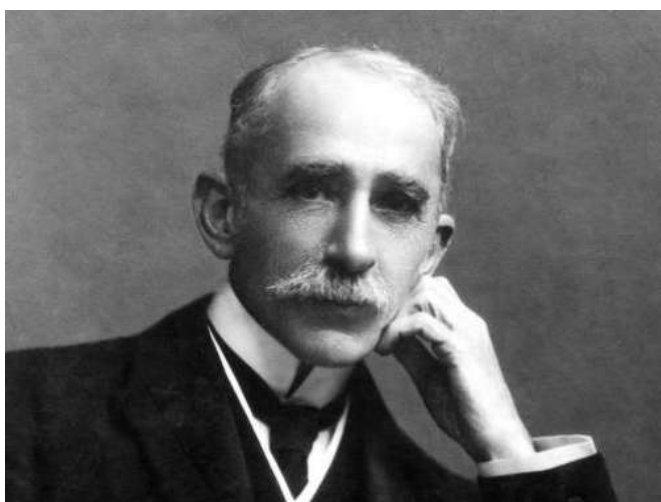


Рис. 1.1. Джон Амброс Флеминг (1849 – 1945) и первый в мире диод

Диод Флеминга представляет собой двухэлектродную (катод – анод) электронную лампу с нагревающимся катодом. При нагреве катода возникает термоэлектронная эмиссия – излучение электронов из металла. При положительном потенциале на аноде электроны движутся от катода к аноду, формируя анодный ток. При отрицательном напряжении на аноде эмитированные катодом электроны возвращаются на катод, т. е. электронный диод выпрямляет переменное напряжение, пропуская только положительные полуволны радиосигналов. Электронные диоды успешно работают до частот в 500 МГц, позволяя выпрямлять мощные высоковольтные сигналы [2].

Недостаток электровакуумных диодов – их большие габариты, а достоинства, определяющие их практическое применение в настоящее время, заключаются в стойкости к ионизирующим излучениям; отсутствии обратного тока; они выдерживают высоковольтные напряжения.

Электровакуумные диоды выполняют важную функцию по преобразованию переменных токов в постоянные, но настоящая электроника появилась с изобретением электронных ламп, позволяющих усиливать слабые входные сигналы. В 1906 году американский исследователь Ли де Форест (рис. 1.2) ввел в колбу вакуумного диода третий электрод, названный сеткой. Этот прибор назвали триодом.

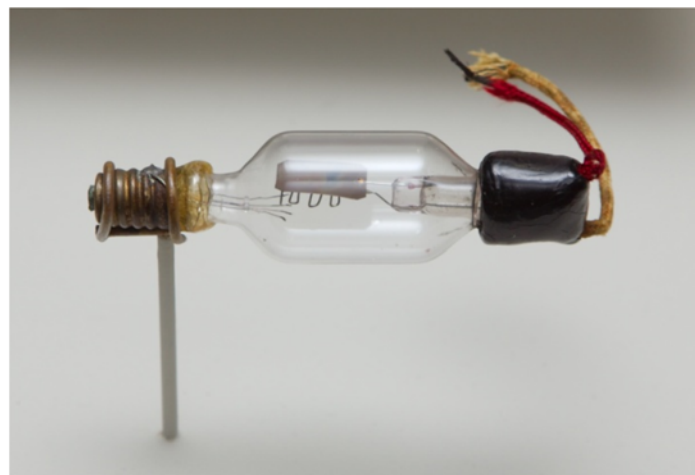
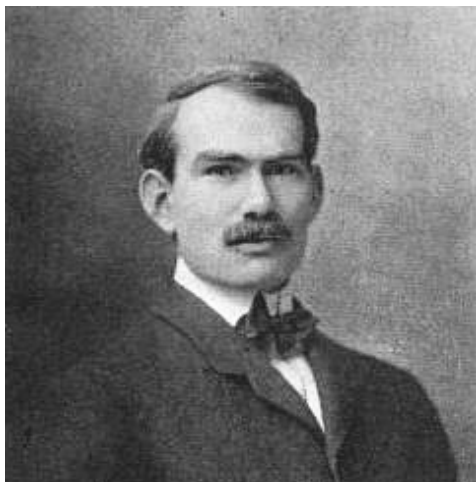


Рис. 1.2. Ли де Форест (1873 – 1961) и первый в мире триод

Вакуумные триоды вносят минимальные нелинейные искажения в усиливаемый сигнал [3]. На основе триода впоследствии были раз-

работаны многосеточные электронные лампы – тетрод, лучевой тетрод, пентод, октод, гептод и другие, а также двойные радиолампы – двойной триод, триод-пентод.

Триод позволяет усиливать сигналы в электрических цепях путем изменений малых потенциалов на сетке. Их стали использовать как усилители, а позднее как модуляторы и генераторы. Советский физик Н. Д. Папалекси (рис.1. 3) разработал теорию ламповых электронных схем и в 1914 году организовал в Петрограде производство радиоламп. Ламповые авиационные передатчики появились раньше всех в мире в русской армии уже в 1914 году.

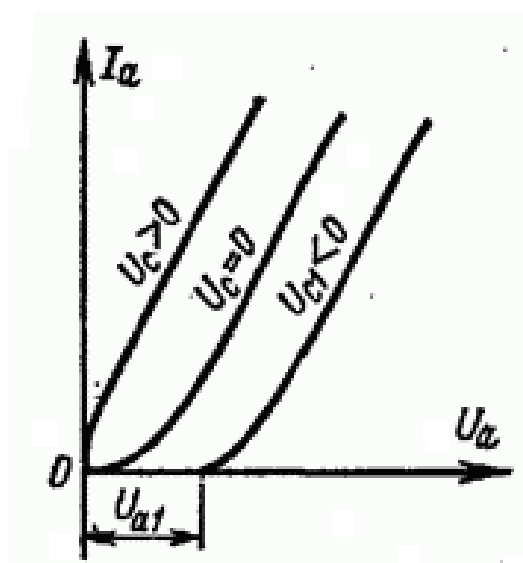


Рис. 1.3. Н. Д. Папалекси (1880 – 1947) и анодные характеристики вакуумного триода при разных сеточных напряжениях

До шестидесятых годов прошлого века радиолампы были основными активными элементами, на которых строилась приемопередающая, генераторная и усилительная аппаратура. Однако по мере развития транзисторной техники радиолампы стали вытесняться транзисторами. В настоящее время их широко используют в генераторах и усилителях мощности при мощностях более 2 кВт, которые транзисторной техникой еще не освоены.

Принцип упрочнения радиоламп с помощью водяного охлаждения разработал русский и советский радиоинженер М. А. Бонч-Бруевич в 1918 году (рис. 1.4). Он основатель радиоламповой промышленности в нашей стране и внес значительный вклад в развитие

советской радиофизики, разработку новых типов радиоламп, аппаратуры радиовещания и радиосвязи и в развитие инженерного радиотехнического образования в нашей стране. М. А. Бонч-Бруевич – автор серии учебников, научных работ, а также около 60 патентов на изобретения в области радиотехники.



Рис. 1.4. М. А. Бонч-Бруевич (1888 – 1940) и генераторный триод коротковолнового диапазона с выходной мощностью 1 кВт и водяным охлаждением (1920-е годы)

Мощные радиолампы в настоящее время широко используются в радиолокации, радио- и телевидении, промышленных установках высокочастотного нагрева и в космической технике (рис. 1.5).



Рис. 1.5. Триод ГУ-88А мощностью 500 кВт на частоты до 32 МГц

На рис. 1.6 показаны схема триода, включаемого по схеме с общим катодом, и его вольт-амперные статические характеристики (ВАХ). Пунктиром на схеме триода отмечены межэлектродные емкости

сти, отрицательно влияющие на качественные характеристики лампы. И если входную емкость $C_{ск}$ и выходную емкость $C_{ак}$ можно скомпенсировать входными и выходными цепями согласования каскадов, то проходная емкость $C_{са}$ не компенсируется. С ростом сеточного напряжения e_c растет сеточный ток, что наблюдается и при значительном снижении анодного напряжения e_a . Коэффициент усиления по мощности в схемах с общим катодом определяется усилением по току K_i и по напряжению K_U , т. е. $K_p = K_U K_i$.

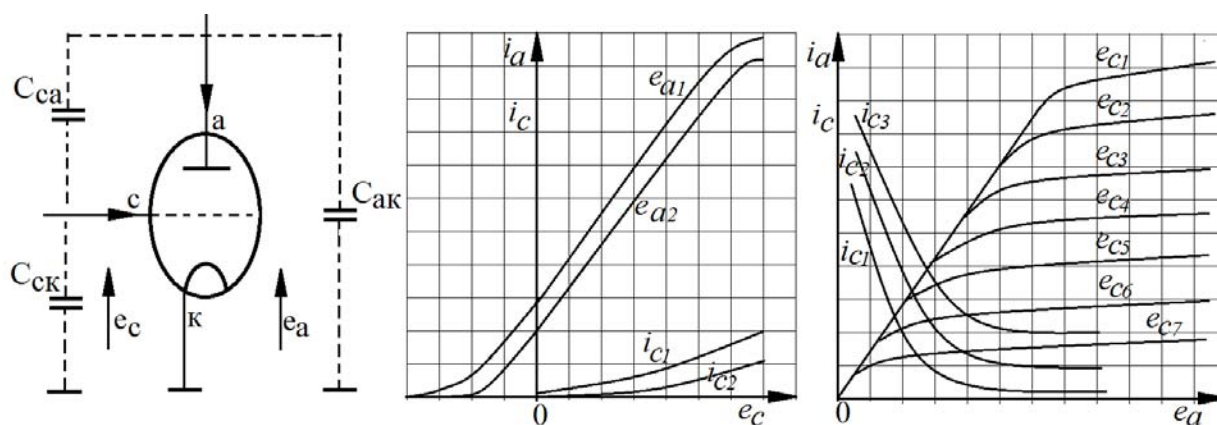


Рис. 1.6. Схема включения триода с общим катодом и его статические вольт-амперные характеристики

При включении лампы по схеме с общей сеткой, как показано на рис. 1.7, проходная емкость образуется последовательным соединением входной $C_{ск}$ и проходной $C_{са}$ емкостями за счет последовательного соединения двух емкостей и

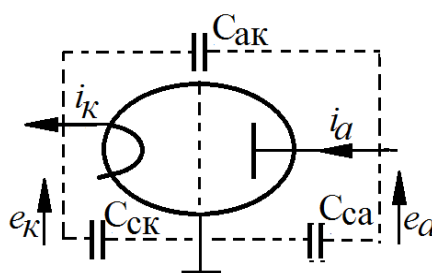


Рис. 1.7. Схема с общей базой

величина проходной емкости уменьшается. А если в схеме сетка соединена с общим для входа и выхода корпусом, то величина эквивалентной проходной емкости уменьшается более чем на 13 Дб, что позволяет получать от схемы с общей сеткой возможность качественной работы на более высоких частотах.

Недостаток схемы с общей сеткой – в малом коэффициенте усиления по мощности, так как $K_p = K_U$, а усиления по току нет.

1.2. Биполярные транзисторы

В 1947 году началась эра транзисторной техники. В декабре 1947 года американские физики Джон Бардин и Уолтер Браттейн, работавшие в лаборатории Белл, соединив два полупроводниковых прибора, получили транзистор – устройство, которое позволяет небольшим входным током управлять гораздо большим током выходной цепи (рис. 1.9). В 1949 году сотрудничавший с ними Уильям Шокли разработал теорию нового полупроводникового прибора – транзистора. В 1956 году все трое (рис. 1.8) получили Нобелевскую премию с формулировкой «За исследования в области полупроводников и открытие транзистора».



*Джон Бардин,
(1908 – 1987)*



*Уолтер Браттейн
(1902 – 1987)*



*Уильям Шокли
(1910 – 1989)*

Рис. 1.8. Нобелевские лауреаты за изобретение транзистора

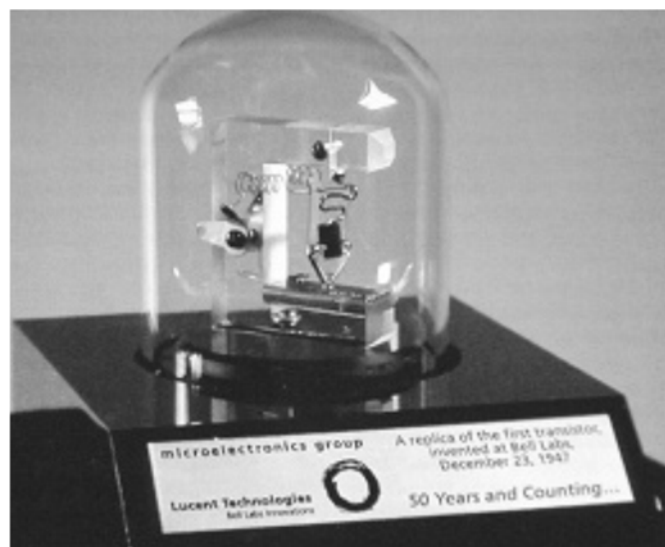


Рис. 1.9. Фотография первого в мире транзистора, созданного в лаборатории Белл 23.12.1947 г.

Малый вес и габариты, безопасность персонала при эксплуатации из-за низких питающих напряжений и практически неограниченные возможности для миниатюризации разнообразных схемных решений определили активное развитие транзисторов. Первые транзисторы были точечными и имели ряд недостатков, но переход к диффузионной и планарной технологиям избавил транзисторы от многих недостатков [4].

Принцип работы биполярных транзисторов отличается от ламповых триодов тем, что в лампе управление производится изменением входных потенциалов, а в транзисторе – изменением входного тока. Входной слабый ток умножается на коэффициент усиления, зависящий от параметров транзистора и напряжений питания, и формируется увеличенный выходной ток, как показано на рис 1.10.

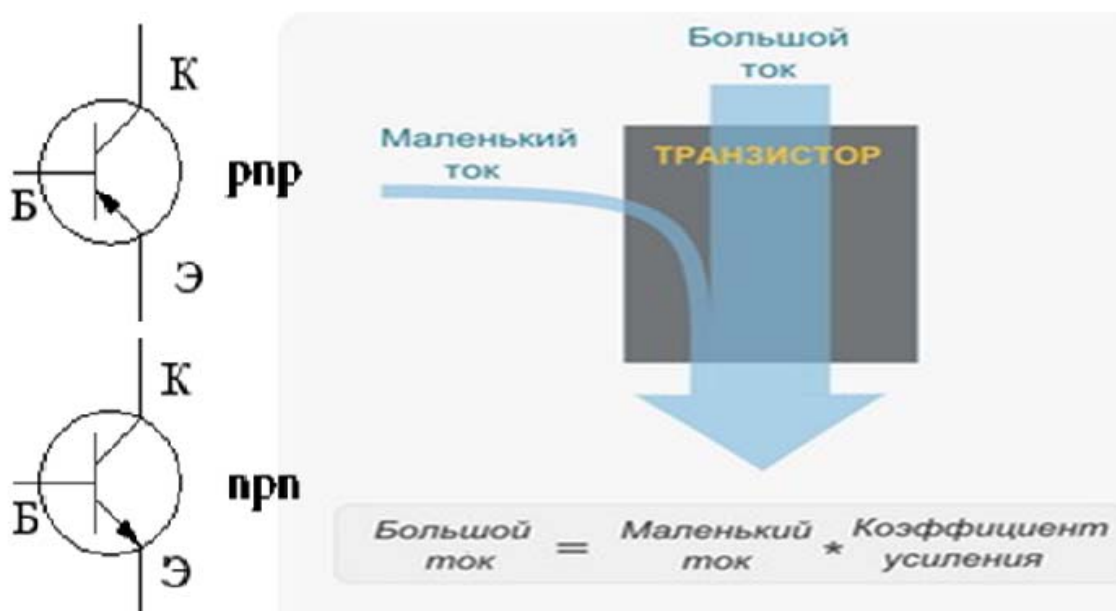


Рис. 1.10. Принцип действия биполярного транзистора

Первые транзисторы использовались для построения малогабаритных приемников и компактной аппаратуры в основном военного назначения. В настоящее время трудно найти отрасль техники, в которой бы не использовались транзисторы. Транзисторы разрабатываются и серийно выпускаются практически во всех развитых странах и стали своеобразными кирпичиками для построения различных устройств электроники.

На рис. 1.11 показано подключение источников питания цепей смещения коллектор – эмиттер и база – эмиттер, необходимых для открытия биполярных транзисторов.

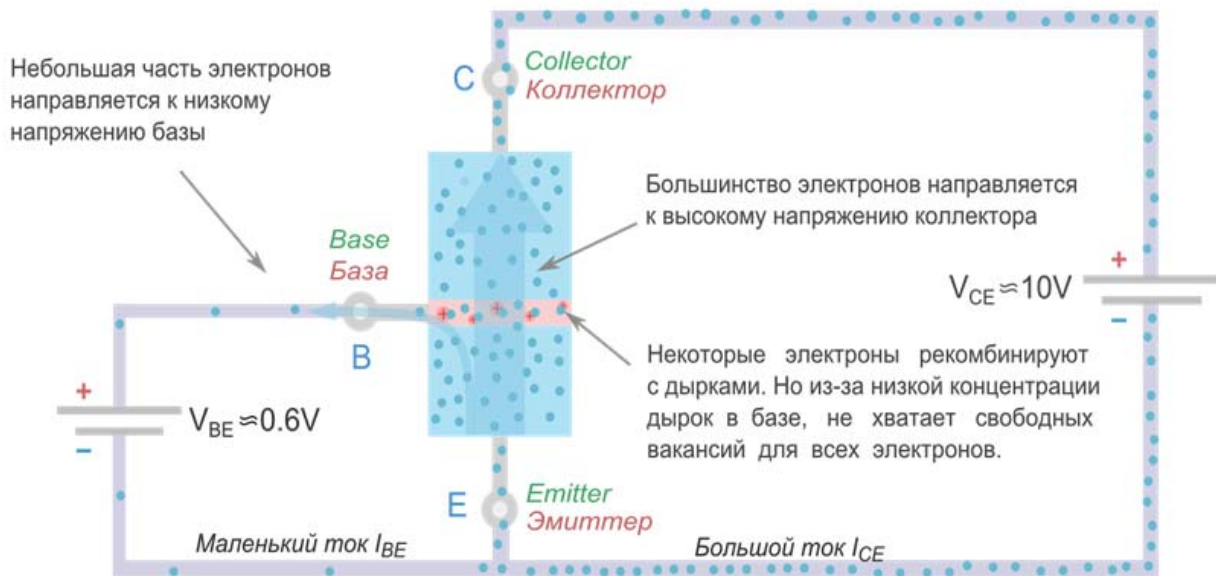


Рис. 1.11. Схема движения зарядов в биполярном транзисторе

Транзисторы в отличие от ламп питаются низкими по величине напряжениями, что позволило создать малогабаритные схемы различных по функциональным возможностям устройств, названные интегральными микросхемами (ИС). Американский физик Джек Килби, фото которого приведено на рис. 1.12, работавший в фирме Texas Instruments, запатентовал принцип интеграции, создал первые прототипы ИС и довел их до серийного выпуска. Он был награжден Нобелевской премией за эту грандиозную по значимости работу.

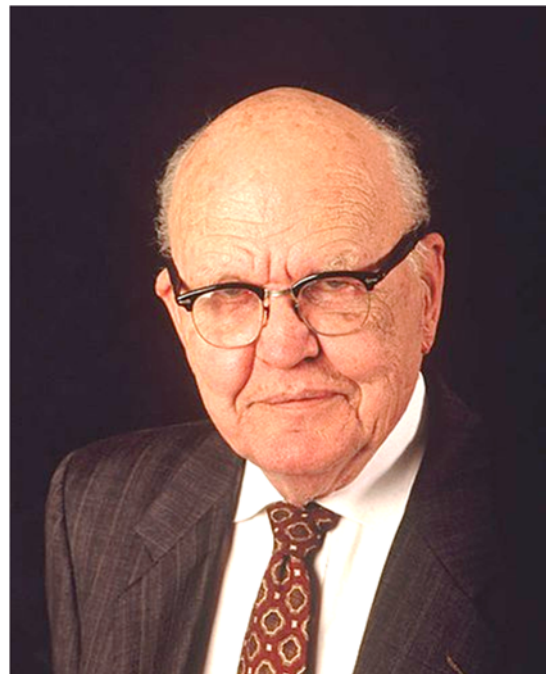


Рис.1.12. Джек Килби (1923 – 2005)

Сейчас транзисторы и микросхемы можно встретить практически в любом электронном устройстве как в виде дискретных компонентов, так и в составе интегральных схем. Например, в компьютерных микросхемах счет транзисторов идет на миллионы. Разработаны и мощные транзисторы с выходной мощностью до 1 – 2 кВт, однако на высоких частотах транзисторы реализуются с меньшей выходной мощностью, что определило правила построения мощных передающих устройств: маломощные и предварительные каскады усиления выполняют на транзисторах, а выходные каскады – на лампах.

Создание мощных транзисторных усилителей мощности на высоких и сверхвысоких частотах для трактов усиления РПДУ явилось исключительно сложной задачей. Транзисторы постоянно совершенствуются, непрерывно ищутся методы создания более мощных транзисторов.

Для достижения повышенной мощности устройств, реализуемых на транзисторах, приходится суммировать возможности нескольких усилительных каскадов, что увеличивает габаритные размеры устройств и снижает их надежность. Из-за низкой стойкости транзисторов к перегреву мощные транзисторы требуют охлаждения и мощные транзисторные каскады выполняют на достаточно громоздких радиаторах. Это также приводит к росту габаритных размеров аппаратуры и снижению ее надежности. Поэтому в настоящее время мощная радиопередающая техника выполняется по смешанному принципу – мощные выходные каскады выполняют на лампах, а предвыходные реализуют на транзисторах.

Для построения сверхмощных передающих устройств используют другие принципы, например, методы сложения сигналов фазированной антенной решетки в пространстве. По такому принципу построены мощные передатчики загоризонтных радиолокационных станций типа «Воронеж» систем дальнего обнаружения и предупреждения о ракетном нападении [1].

Ламповая техника в непрерывном режиме генерации оказалась экономически оправдана только при выходных мощностях радиопередающих устройств, превышающих 2 – 3 кВт. Поэтому во многих практических приложениях, например в мощных телевизионных и радиовещательных центрах, в системах радиолокации и дальней навигации, без ламповой электронной техники пока не обойтись. Однако следует

отметить, что преобладающее число радиопередающих устройств в настоящее время реализуют на транзисторах и микросхемах.

В связи с бурным развитием электроники, ростом числа потребителей инфотелекоммуникационных услуг и ростом скоростей передачи информации для усилителей мощности в РПДУ исключительно важное значение имеют высокочастотные и сверхвысокочастотные транзисторы средней и большой мощности. В настоящее время осваиваются все более высокочастотные участки спектра, например миллиметровые волны (30 – 300 ГГц), что требует создания транзисторов с большими возможностями по частоте, но пока российской науке гордиться нечем (см. прил. 1).

Максимальной частотой транзистора $f_{\text{макс}}$ называют такое значение частоты, при котором коэффициент усиления транзистора по мощности $K_p = 3$ дБ или 2 раза. Эта частота близка к граничной частоте транзистора [5], определяемой как

$$f_T = h_{21\beta} f = \frac{1}{2\pi\tau_{T\beta}} = \frac{V_3}{2\pi W_6}, \quad (1.1)$$

где $h_{21\beta}$ – модуль коэффициента передачи по току в схеме с общим эмиттером;

f – частота, на которой измеряется величина $h_{21\beta}$;

V_3 – скорость пролета носителей через базу (эта скорость ограничена значением 10^7 см/с);

$\tau_{T\beta}$ – время пролета неосновных носителей заряда через базу;

W_6 – толщина базовой области.

Из выражения (1.1) понятно, что для увеличения частотных возможностей транзистора требуется уменьшать толщину базового перехода. Но сильно уменьшать толщину базовой области нельзя из-за возможности его пробоя. Известно критическое значение напряженности электрического поля ($E_{\text{кр}} = 2 \cdot 10^5$ В/см для кремния), при котором наступает пробой полупроводникового перехода. Это определяет предел произведения максимально допустимого напряжения коллектор-база на частоту [6], который для кремниевых транзисторов рассчитывается как

$$U_{\text{кб}} f_T = \frac{E_{\text{кр}} V_3}{2\pi} = 3 \cdot 10^{11} \text{ В} \cdot \text{Гц}. \quad (1.2)$$

Из выражения (1.2) видно, что рост граничной частоты f_T за счет уменьшения толщины базы требует снижения напряжения $U_{кб}$, а это снижает выходную мощность транзистора. Например: у транзистора с частотой $f_T = 600$ МГц при мощности до 100 Вт толщина базового перехода $W_6 = 0,7$ мкм, а у транзистора с частотой до 2 ГГц величина этого перехода $W_6 = 0,3$ мкм, но выходная мощность меньше в несколько раз из-за необходимости снижения $U_{кб}$.

Еще одно ограничение при создании мощных высокочастотных транзисторов связано с эффектом оттеснения носителей зарядов, так как при высоких уровнях инжекции ток неосновных носителей зарядов оттесняется к внешним краям эмиттера. При больших мощностях плотность тока эмиттера достигает нескольких тысяч ампер на квадратный сантиметр [7]. Однако есть предельное значение плотности тока, при превышении которого происходит разрушение эмиттера. Поэтому для повышения мощности транзистора необходимо увеличивать периметр эмиттера, но при этом растет площадь электродов, увеличиваются емкости переходов и частотные свойства транзистора ухудшаются.

Влияние эффекта оттеснения зарядов удалось снизить, выполняя эмиттер в виде большого числа полосок, соединенных между собой параллельно и образующих многоэмиттерную структуру [4, 7]. Это значительно увеличивает отношение периметра эмиттера к площади коллектора, что позволило увеличить колебательную мощность и граничную частоту биполярных транзисторов.

Используют три вида многоэмиттерных структур: решетчатую, сетчатую, полосковую, каждая из которых объединяет сотни площадок эмиттеров в один электрод. Поэтому многоэмиттерный транзистор по сути представляет собой параллельное соединение большого числа маломощных транзисторов. Для компенсации различий в коэффициентах усиления таких маломощных транзисторов в цепях эмиттеров используют дополнительные резисторы.

Планарными называют многоэмиттерные транзисторы, у которых границы переходов лежат в одной плоскости поперечного сечения. В многоэмиттерных транзисторах увеличивают коэффициент усиления по мощности за счет уменьшения сопротивления базы r_6^1 .

Для этого в тело базы вводят сильнолегированные участки с низким удельным сопротивлением [6]. Конструкторскими методами уменьшают потери из-за нежелательных реактивностей выводов транзистора. Полосковые выводы имеют индуктивность около 0,3 нГн, а штыревые – порядка 3 нГн, поэтому для уменьшения индуктивностей выводов высокочастотных транзисторов их, как правило, делают полосковыми [7].

В мощных сверхвысокочастотных импульсных усилителях используют транзисторы, реализованные на карбиде кремния. Особенность их применения заключается в том, что они работают в режимах, близких к предельным по температуре перехода.

Область максимально допустимых режимов биполярных транзисторов ограничена максимально допустимым током коллектора, максимально допустимой мощностью рассеивания тепла, электрическим пробоем, граничным напряжением на вольтамперной характеристике при заданных входных условиях и максимально допустимым обратным напряжением коллектор-эмиттер (в справочниках [4 – 7] максимально допустимое напряжение приводится при той температуре корпуса T_k , при которой обеспечивается максимальная мощность рассеивания).

Для увеличения коэффициента полезного действия мощные транзисторы используют обычно в режимах работы с отсечкой, поэтому допустимые режимы, приводимые в справочниках как статические (при работе на постоянном токе), могут значительно отличаться при реальной работе транзистора. С ростом температуры транзистора T площадь области максимальных режимов, как показано на рис. 1.13, значительно уменьшается.

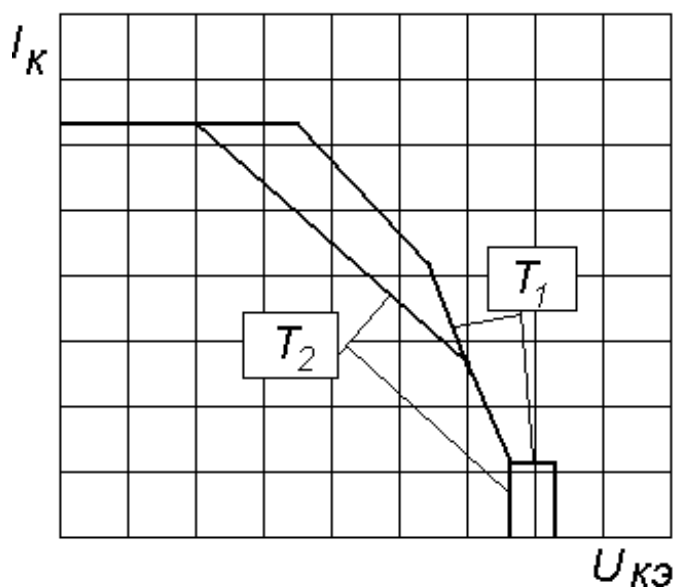


Рис. 1.13. Области максимальных режимов при различных температурах корпуса транзистора

Тепловая мощность рассеивания рассчитывается [8] по формуле

$$P_{\max} = (T_{\text{п}} - T_{\text{к}}) / R_{T_{\text{п,к}}}, \quad (1.3)$$

где $T_{\text{п}}$ – температура перехода;

$T_{\text{к}}$ – температура корпуса транзистора;

$R_{T_{\text{п,к}}}$ – тепловое сопротивление переход – корпус.

Тепло, определяемое по выражению (1.3), отводят с помощью радиатора, на который крепится транзистор. Крепление транзисторов к радиаторам охлаждения должно осуществляться так, чтобы был надежный тепловой контакт. Это условие реализуют винтовыми креплениями транзисторов к радиаторам, шлифовкой поверхности крепления и применением теплопроводящих смазок КПТ-8 (ГОСТ 19783-74) и полимертилсилоксановой жидкости ПМС-100 (ГОСТ 13032-77). На сверхвысоких частотах иногда применяют уплотняющую фольгу из мягких металлов с высокой теплопроводностью, например, из сплава индий-олово толщиной менее 100 мкм.

При работе транзисторов на постоянном токе или на низких рабочих частотах иногда применяют крепление транзисторов к радиаторам через диэлектрические прокладки (слюда, оксидированный алюминий и др.). Однако при изоляции транзисторов от радиатора суммарное тепловое сопротивление переход – радиатор увеличивается на 0,5 °С/Вт на каждые 50 мкм толщины слюдяной прокладки и на 0,25 °С/Вт – для 50 мкм оксидированного алюминия [7].

Применение диэлектрических прокладок при креплении транзисторов не только увеличивает вероятность отказов из-за возможных повреждений прокладок, но и способствует возникновению самовозбуждения в транзисторных каскадах усиления мощности. На основании этого большинство производителей мощного радиотехнического оборудования отказываются от применения изолированных от радиатора транзисторов.

Использование радиаторов при естественном воздушном охлаждении требует выполнения расчетов тепломассообмена. Для многих практических приложений можно рекомендовать рассчитывать площадь поверхности радиатора с естественным воздушным охлаждением из условия рассеивания тепловой мощности в 1 Вт площадью поверхности радиатора не менее 10 см².

1.3. Полевые транзисторы

К настоящему времени предельные значения частоты мощных биполярных транзисторов приблизились к 30 ГГц [9], что позволило использовать биполярные транзисторы в электронике вплоть до миллиметрового диапазона частот. Но в ряде применений полевые транзисторы, управляемые не током как биполярные, а потенциалами (аналогично электронным лампам), практически вытеснили биполярные транзисторы [9]. Широкое распространение они получили в качестве ключей (электронных переключателей).

Полевой транзистор – полупроводниковый прибор, управляемый электрическим полем. Это его главное отличие от биполярных транзисторов, которые управляются током. Электрическое поле создается напряжением, прикладываемым к затвору относительно истока. Полевые транзисторы называют униполярными, т. е. однополярными. В зависимости от типа канала у полевых транзисторов ток осуществляется только одним типом носителей: либо дырками, либо электронами. В биполярных транзисторах ток формируется из двух типов носителей зарядов – электронов и дырок – независимо от типа приборов, что увеличивает инерционность биполярных транзисторов по сравнению с полевыми. Полярность управляющего напряжения зависит от типа канала транзистора. Принцип работы полевых транзисторов показан на рис. 1.14.

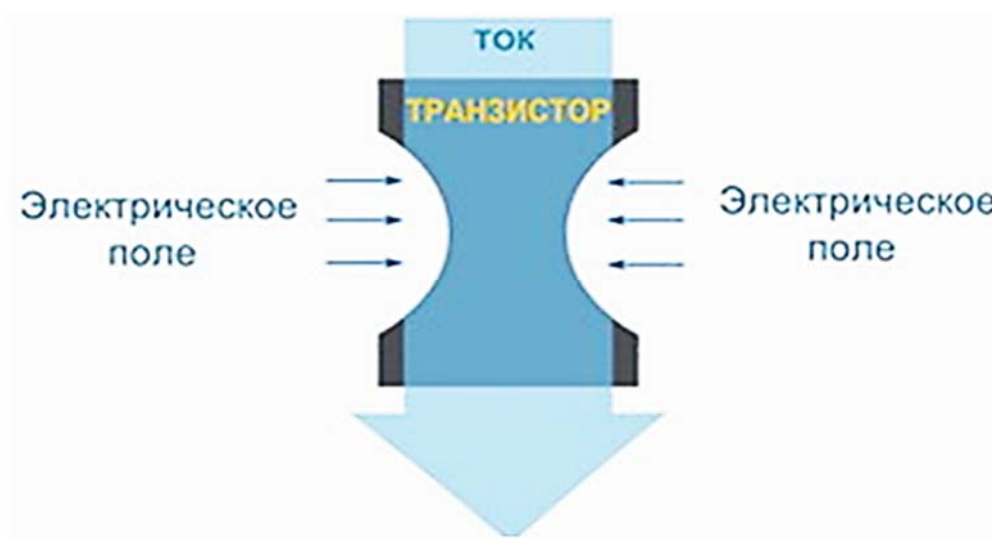


Рис. 1.14. Принцип действия полевых транзисторов

Принцип действия заключается в изменении тока под действием электрического поля, возникающим от приложенного напряжения, т. е. полевые транзисторы фактически управляются напряжением.

Классификация и схемные обозначения полевых транзисторов приведены на рис. 1.15.

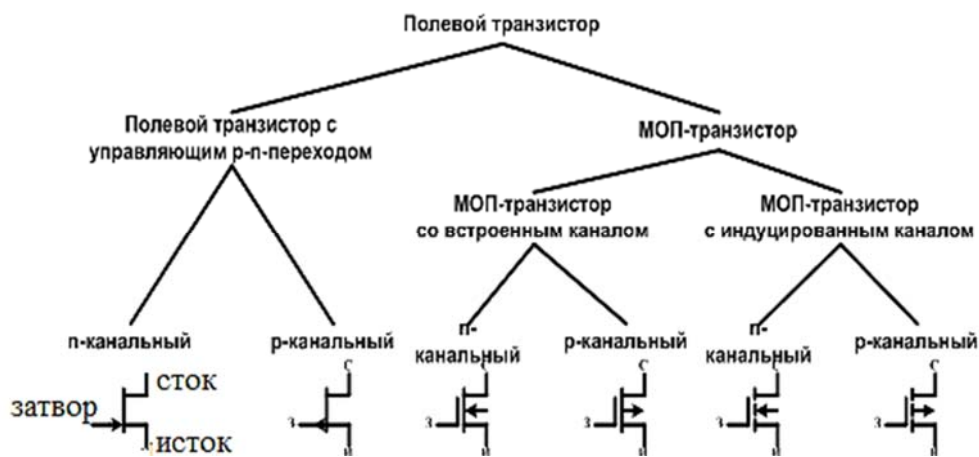


Рис. 1.15. Классификация полевых транзисторов

Технологически есть два вида полевых транзисторов:

1) с управляющим переходом, когда канал отделен от затвора обратным смещенным р-п переходом, как показано на рис. 1.16, а);

2) МОП (metal-oxide-semiconductor) транзисторы с изолированным каналом, когда канал от затвора отделен диэлектриком (часто окисью кремния SiO_2), как показано на рис. 1.16, б).

У транзисторов с изолированным затвором есть несколько названий:

МДП-транзистор (метал-диэлектрик-полупроводник).

МОП-транзистор (метал-окисел-полупроводник).

MOSFET-транзистор (metal-oxide-semiconductor field effect transistor).

Диэлектрик, или окисел, играет роль изолятора для затвора.

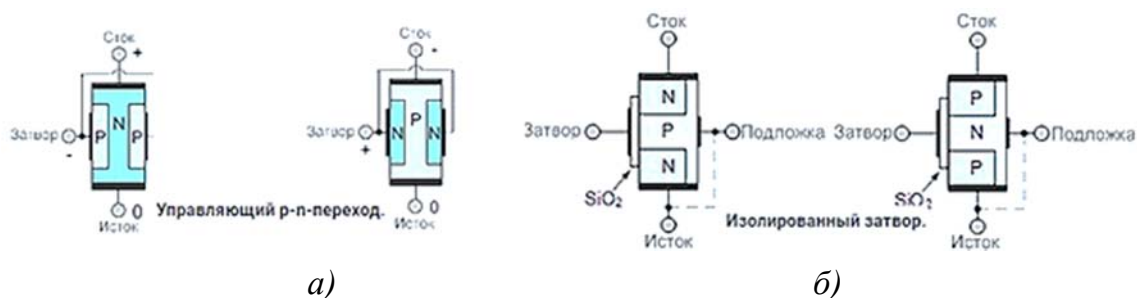


Рис. 1.16. Две технологии полевых транзисторов

Основное преимущество полевого транзистора перед биполярным – высокое входное сопротивление. Значит, при управлении требуется малый ток и благодаря очень высокому входному сопротивлению входная цепь полевых транзисторов расходует очень мало энергии, так как практически не потребляет входного тока. Основные положительные отличия полевых транзисторов от биполярных заключаются в следующем:

1. Высокое входное сопротивление цепи затвор-исток, т. е. малая мощность управления.

2. Усиление по току у полевых транзисторов намного выше, чем у биполярных.

3. Высокая скорость переключения и скорость перехода от состояния проводимости к непроводимости тока у полевых транзисторов по сравнению с биполярными на порядок выше. Поэтому они могут работать на более высоких частотах, чем биполярные.

4. Управляющая цепь со стороны затвора изолирована от выходной цепи со стороны стока и истока, что обеспечивает высокую надежность и повышение помехоустойчивости.

5. Отсутствие разогрева, что разрешает параллельное включение нескольких транзисторов.

6. Высокая температурная стабильность времени переключения.

7. Более высокая стойкость к ионизирующим излучениям.

Наряду с достоинствами у полевых транзисторов есть и недостатки, главные из которых следующие:

1. Необходимость защиты от статического напряжения.

2. У полевых транзисторов большее падение напряжения из-за высокого сопротивления между стоком и истоком приходится на открытое состояние. Однако оно резко падает с увеличением напряжения затвор-исток, как показано на рис. 1.17.

3. Структура полевых транзисторов начинает разрушаться при меньшей температуре ($150\text{ }^{\circ}\text{C}$), чем структура биполярных транзисторов ($200\text{ }^{\circ}\text{C}$).

4. Полевые транзисторы потребляют намного меньше энергии по сравнению с биполярными транзисторами, но при работе на высоких частотах ситуация меняется. На частотах выше $1,5\text{ ГГц}$ потребление энергии у МОП-транзисторов начинает возрастать практически по экспоненте. Рост потребления энергии приводит к разогреву транзистора, поэтому скорость процессоров для ЭВМ перестала расти и их производители перешли на стратегию «многоядерности».

5. При изготовлении мощных МОП-транзисторов технологически в их структуре возникает дополнительный биполярный транзистор. Для того чтобы нейтрализовать его влияние, подложку закорачивают с истоком. Это эквивалентно закорачиванию базы и эмиттера биполярного транзистора и превращению его в диод. Поэтому в схеме MOSFET-транзистора появляется встречно включенный диод, как показано на рис. 1.18.

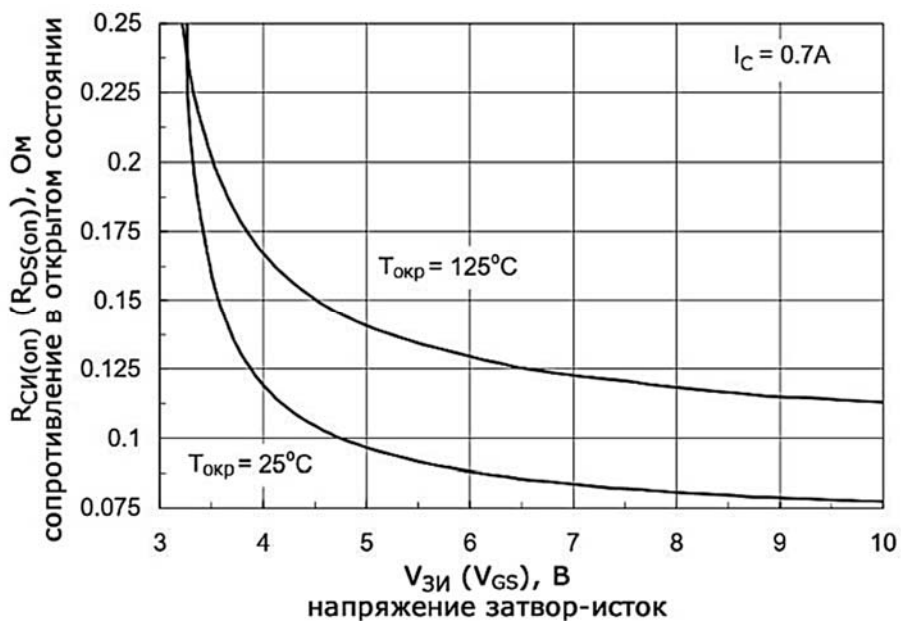


Рис. 1.17. Пример зависимости сопротивления сток-исток от напряжения затвор-исток

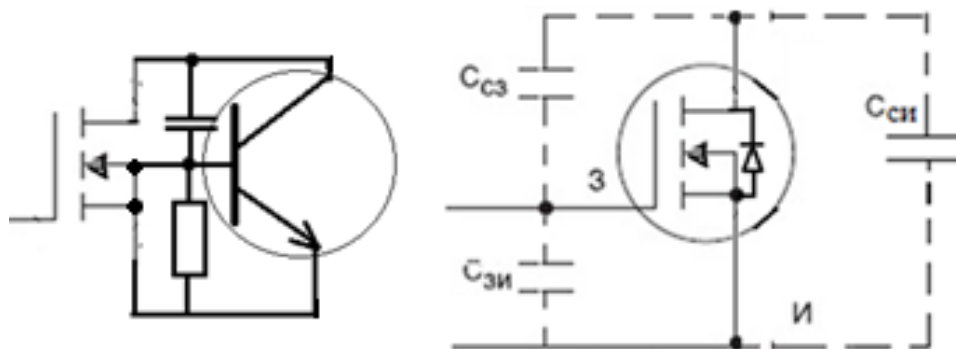


Рис. 1.18. MOSFET-транзистор с соединенным с подложкой истоком

МОП-транзисторы по технологии изготовления бывают двух типов:
 1. Встроенный канал создается технологически при изготовлении транзистора (МОП, МДП).

2. Индуцированный канал возникает (индуцируется) при воздействии поперечного электрического поля (MOSFET).

MOSFET-транзисторы активно используют в качестве высокоскоростных ключей в источниках электропитания радиоаппаратуры [11], устройствах электронной защиты, в коммутаторах электрических цепей. На рис. 1.19 показана структура MOSFET-транзистора и его характеристики.

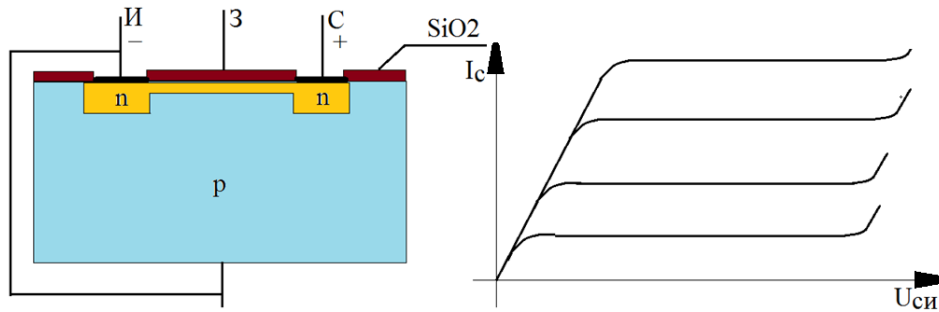


Рис. 1.19. Структура MOSFET-транзистора и его статическая характеристика

Как и у биполярных транзисторов, есть три типовые схемы включения полевых транзисторов, приведенные на рис. 1.19:

- схема с общим истоком (рис. 1.20, а). Используется чаще всего, дает усиление по току и по мощности;
- схема с общим затвором (рис. 1.20, б). Она используется реже, так как проигрывает по входному сопротивлению, усиления нет;
- схема с общим стоком (рис. 1.20, в). Усиление по напряжению близко к 1, большое входное сопротивление, а выходное низкое. Другое название этой схемы – истоковый повторитель.

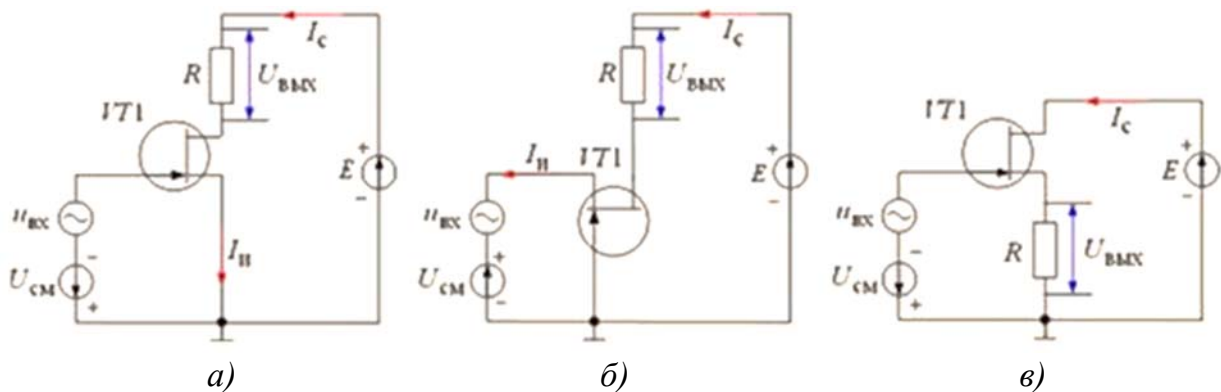


Рис. 1.20. Схемы включения транзисторов

1.4. Электронные приборы СВЧ

С переходом на частоты выше 300 МГц (такие частоты стали называть сверхвысокочастотными (СВЧ)) параметры радиоламп в стеклянных и металлизированных корпусах стали не удовлетворять разработчиков радиоаппаратуры. С открытием радиолокации возникла насущная потребность в радиолампах дециметрового и сантиметрового диапазонов. Радиоволны этих диапазонов успешно распространяются в атмосфере на расстояния радиовидимости от 30 до 50 км, и антенны стали иметь приемлемые габаритные размеры.

В 30-е годы прошлого века были разработаны новые типы электронных ламп на металлокерамике. Это позволило сблизить электроды ламп, повысить теплоустойчивость, изменить глубину вакуума в баллонах ламп. На рис. 1.21 приведены фотографии таких ламп.

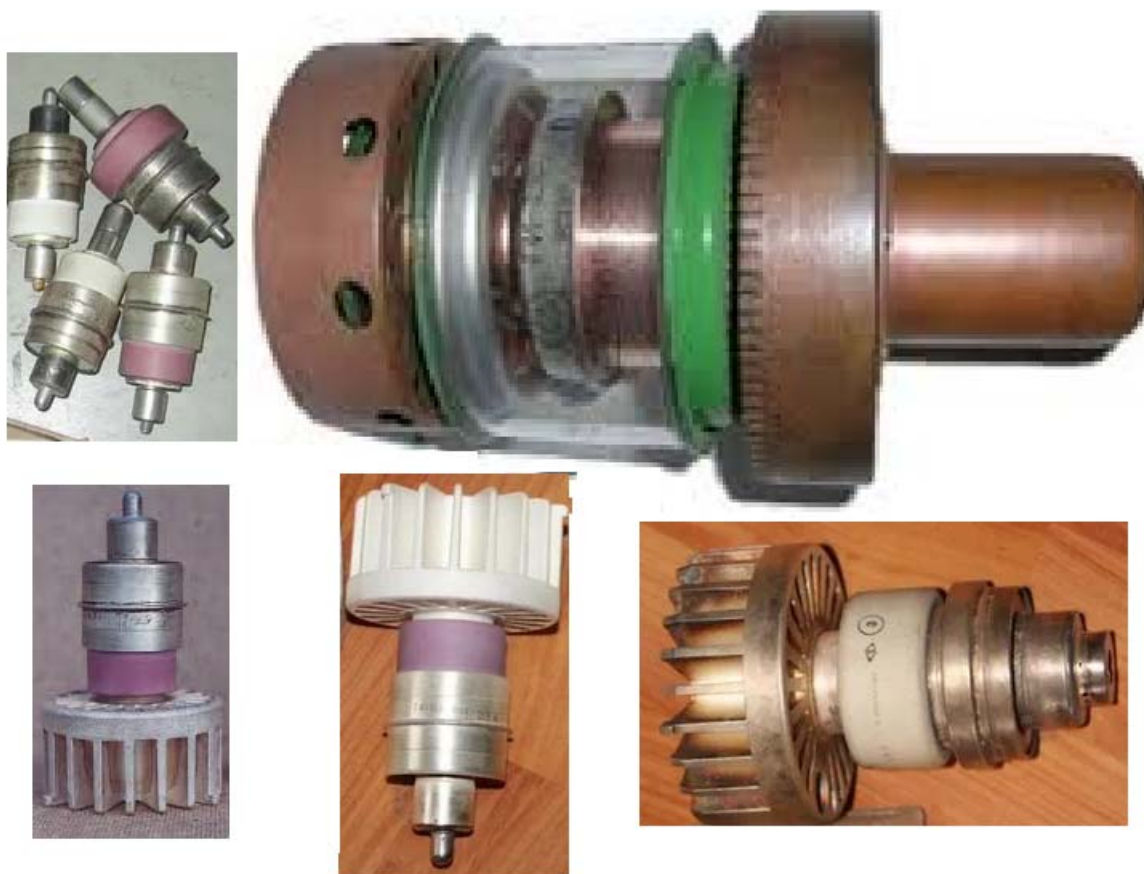


Рис. 1.21. СВЧ-радиолампы различной мощности

Маломощные СВЧ-радиолампы уже в 60-х годах прошлого века стали заменять транзисторами, но мощные радиолампы с выходной

мощностью более 1 кВт успешно работают и в настоящее время как генераторы и усилители мощности в радиолокаторах, микроволновых печах, медицинской технике, высокочастотных промышленных установках.

Радиолокационная техника потребовала новых разработок, и были изобретены электронно-волновые приборы. Первыми были построены клистроны и магнетроны. Клистроны – это усилители мощности, в которых мощный поток электронов модулируется СВЧ-полем при пролете сквозь зазор объемного резонатора, формируя мощный переменный ток с частотой модуляции. Клистроны подразделяют на пролетные и перестраиваемые по частоте – отражательные [12].

Впервые пролетные клистроны были созданы в 1938 году американскими физиками В. Ханом и Г. Меткалфом и независимо от них братьями Р. и З. Вариян. Отражательный клистрон был разработан в СССР в 1940 году группой ученых Н. Д. Девятковым, Е. Н. Данильцевым и И. В. Пискуновым и независимо от них инженером В. Ф. Коваленко.

В пролетном клистроне промодулированный поток электронов проходит через зазор второго резонатора, как показано на рис. 1.22, в котором, тормозясь, отдает свою энергию выходному резонатору [13].

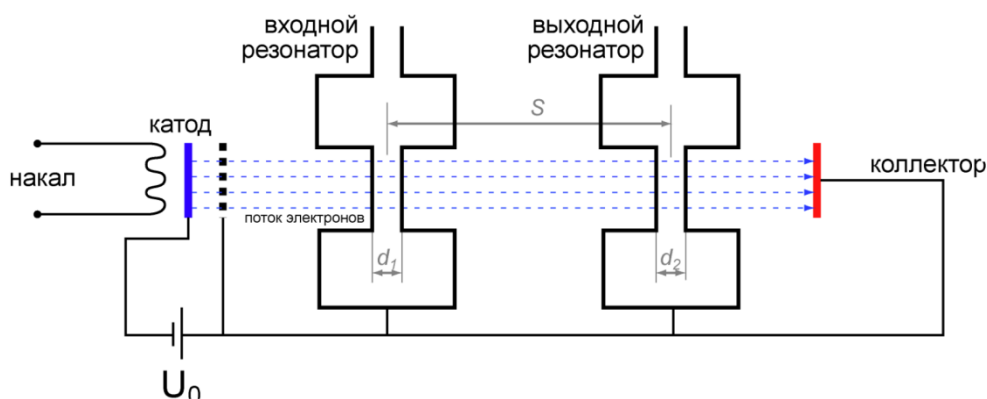


Рис. 1.22. Принцип работы пролетного клистрона

По закону сохранения энергии энергия СВЧ-колебаний в резонаторе появляется из-за уменьшения кинетической энергии (скорости) электронного потока, проходящего через зазор резонатора. Проходя через зазор резонатора в тормозящем электрическом поле, электроны тормозятся и отдают свою кинетическую энергию. В зазоре выходного резонатора сгруппированные первым резонатором в

сгустки электроны взаимодействуют с наведенным ими электрическим СВЧ-полем. При взаимодействии электроны тормозятся и часть их кинетической энергии преобразуется в энергию СВЧ-колебаний. Таким образом слабый входной сигнал, который подают в первый резонатор, умощняется и поступает на выход второго резонатора.

Пролетные клистроны обычно делают многорезонаторными с целью повышения коэффициента усиления. Обычно они содержат до восьми резонаторов. Промежуточные резонаторы, располагаемые между входным и выходным, позволяют получить большее усиление, расширить полосу рабочих частот и повысить коэффициент полезного действия клистрона. Такие клистроны используют в качестве мощных усилителей радиолокационных станций, в устройствах спутниковой связи, радиоастрономии. Выходная мощность серийных пролетных клистронов – от нескольких ватт до нескольких мегаватт в непрерывном режиме при коэффициентах усиления от 40 до 65 дБ и коэффициенте полезного действия (КПД) не ниже 70 %. На рис. 1.23 приведены пример многорезонаторного клистрона и его структура.

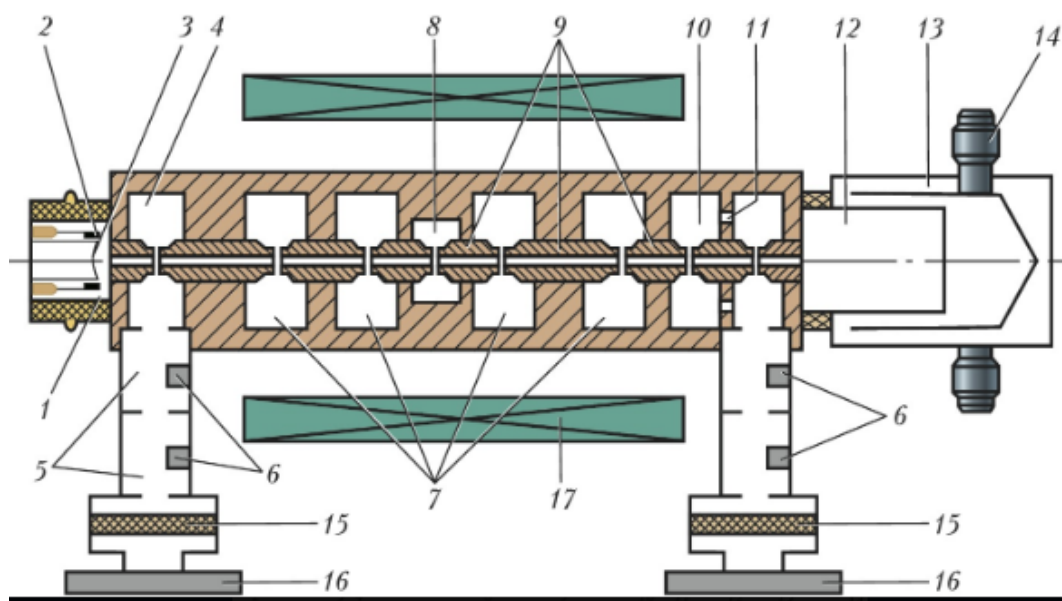


Рис. 1.23. Многорезонаторный пролетный клистрон: 1 – электронная пушка; 2 – фокусирующий электрод; 3 – катод; 4 – входной активный резонатор; 5 – промежуточные резонаторы; 10 – выходной резонатор; 17 – фокусирующие магниты

В 30-е годы прошлого века одновременно в разных странах изучалась возможность генерации мощных СВЧ-сигналов при взаимо-

действии движущихся потоков электронов и магнитных полей, а в 1938 году были созданы первые мощные генераторы, получившие название магнетроны.

Магнетрон – это класс электровакуумных приборов СВЧ, работающих на фиксированных частотах. Магнетроны используют в диапазоне частот от 300 МГц до 300 ГГц. Движение электронов в них происходит в скрещенных постоянных электрических и магнитном полях при взаимодействии с электромагнитным полем СВЧ [14]. Магнетроны применяют для генерирования и усиления сверхвысокочастотных колебаний в радиолокационных и навигационных устройствах, устройствах космической связи, линейных ускорителях, медицинских аппаратах, установках нагрева токами СВЧ, бытовых микроволновых печах и т. д.

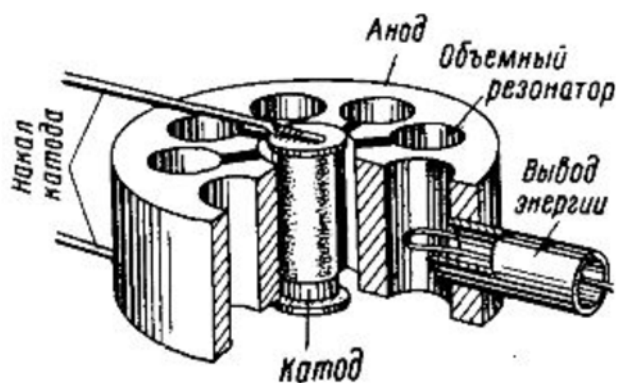


Рис. 1.24. Анод магнетрона в разрезе

Устройство и внешний вид магнетрона приведены на рис. 1.24 – 1.25. В магнетронах используется движение электронов во взаимно перпендикулярных электрическом и магнитном полях. Эти поля создаются в кольцевом зазоре между катодом и анодом. Радиальное электрическое поле создается анодным напряжением, под действием которого электроны от катода движутся к аноду, а магнитное поле в кольцевом зазоре создает постоянный магнит, и поле направлено по оси магнетрона.



Рис. 1.25. Мощный магнетрон бортового радиолокатора

Под действием магнитного поля электроны отклоняются от радиального направления и движутся по сложной спиральной траектории, как показано на рис. 1.26. За счет этого между катодом и анодом образуется вращающееся электронное облако, напоминающее ступи-

цу колеса со спицами. Пролетая мимо щелей объемных резонаторов, электроны возбуждают в них высокочастотные колебания.



Рис. 1.26. Схема работы магнетрона

Каждый из объемных резонаторов представляет собой колебательную систему с распределенными параметрами. Электрическое поле концентрируется у щелей, а магнитное поле сосредоточено внутри полости. Вывод энергии из магнетрона осуществляется при помощи индуктивной петли, выполняющей роль антенны, помещаемой в один или чаще в два соседних резонатора.

В настоящее время на рассмотренном принципе взаимодействия электронного потока с электромагнитным полем создано

множество электровакуумных приборов, различающихся конструктивным исполнением замедляющих систем и устройств формирования электронного потока. На этих приборах достигнуты мощности генерируемого излучения до нескольких мегаватт в непрерывном режиме при КПД до 80 % и при питании до 50 кВ.

Не менее широко использовались электровакуумные приборы, в которых для генерирования и/или усиления электромагнитных колебаний СВЧ используется взаимодействие бегущей электромагнитной волны и электронного потока. Когда электронный поток движется в одном направлении, такие электровакуумные приборы называли лампами бегущей волны (ЛБВ) в отличие от лампы обратной волны (ЛОВ).

Принцип действия ламп бегущей волны основан на длительном взаимодействии электронного потока с полем бегущей электромагнитной волны. На рис. 1.27 схематично представлено устройство ЛБВ. Электронная пушка формирует электронный пучок. Скорость электронов определяется напряжением между катодом и коллектором. С помощью фокусирующей системы, выполняемой в виде соленоида, создается продольное магнитное поле и

обеспечивается необходимое поперечное сечение пучка на всем пути вдоль замедляющей системы.

ЛБВ выпускаются двух типов – типа О и типа М. Они отличаются конструктивно из-за различных методов взаимодействия с потоком электронов и имеют различия по характеристикам. В ЛБВ типа О электроны отдают полю избыточную кинетическую энергию. В ЛБВ типа М кинетическая энергия электронов постоянна, а полю передается потенциальная энергия электронов.

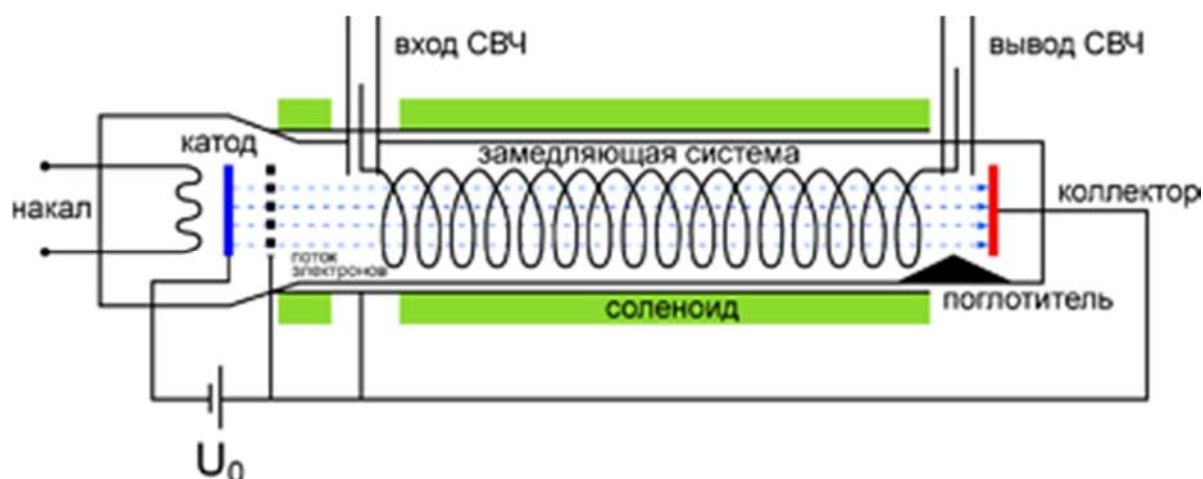


Рис. 1.27. Схема лампы бегущей волны типа О

В ЛБВ электронная пушка, спиральная замедляющая система и коллектор размещаются в металлоглазном или металлическом баллоне. Фокусирующий соленоид располагается снаружи. Спираль крепится между диэлектрических стержней, которые должны обладать малыми потерями на СВЧ и хорошей теплопроводностью. Теплопроводность изоляторов важна для ламп с большой выходной мощностью, когда спираль нагревается из-за оседания электронов и нужно отводить это тепло, чтобы не было прогорания спирали.

Важным свойством ЛБВ следует считать их широкополосность. Достоинством является и то, что коэффициент усиления ЛБВ при постоянном ускоряющем напряжении остается почти неизменным (до 40 дБ) в широкой полосе частот от 20 до 50 % от средней частоты. В этом отношении ЛБВ значительно превосходят усилительные клистроны, которые могут обеспечивать весьма высокое усиление (до 65дБ), но имеют узкую полосу частот. Отечественные ЛБВ типа О

выпускаются мощностью до десятков киловатт и имеют КПД до 40 %. На рис. 1.28 показан внешний вид отечественной ЛБВ.



Рис. 1.28. ЛБВ производства АО «НПП Алмаз»

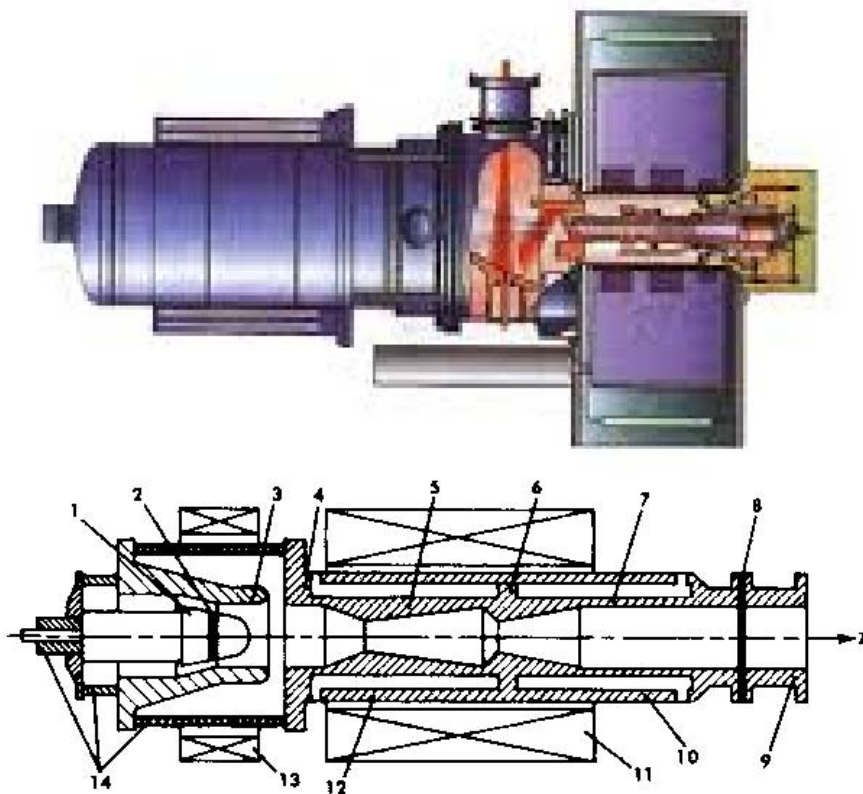
На входе и выходе замедляющей системы есть устройства для согласования ее с входной и выходной линиями передачи. Эти линии реализуют либо волноводными, либо коаксиальными. На вход ЛБВ поступает СВЧ-сигнал, который усиливается и передается в нагрузку.

Трудно получить хорошее согласование импеданса во всей полосе усиления ЛБВ, и может появиться внутренняя обратная связь из-за отражения электромагнитной волны на концах замедляющей системы. При этом ЛБВ может самовозбудиться. Для устранения самовозбуждения в лампу вводится поглотитель, который обычно выполнен в виде стержня из поглощающей керамики или в виде поглощающих диэлектрических пленок.

На принципе взаимодействия потоков электронов с электромагнитным полем построено много различных приборов, отличающихся параметрами и характеристиками, но особое значение имеют генераторные приборы миллиметрового диапазона, называемые гиротронами.

Гиротроны являются генераторами миллиметровых волн большой мощности, использующими индуцированное циклотронное излучение электронов. Они обеспечили получение мощностей в сотни киловатт в режиме непрерывной генерации при коэффициенте полез-

ного действия выше 30 %. Внешний вид гиротрона и его схема показаны на рис. 1.29.



*Рис. 1.29. Гиротрон и разрез гиротронного генератора:
 1 – электронная пушка; 2 – зона эмиссии оксидного катода; 3 – первый анод; 4 – второй анод; 5 – резонатор;
 6 – диафрагма; 7 – коллектор; 8 – вакуумное окно;
 9 – волновод к нагрузке; 10, 12 – каналы водяного охлаждения;
 11, 13 – катушки электромагнитов;
 14 – изоляторы*

Эти приборы работают за счет взаимодействия электронного потока с магнитными полями. Электроны, вылетающие из катода, имеют перпендикулярную внешнему магнитному полю компоненту скорости. По этой причине они приобретают спиральную траекторию, двигаясь в магнитном поле по направлению к коллектору под действием ускоряющего напряжения. Движение пучка электронов по спирали происходит с циклотронной частотой электронов, и гиротрон является источником колебаний именно этой частоты. Размеры СВЧ-системы оказываются довольно большими по сравнению с длиной волны миллиметрового диапазона (длина гиротрона с выходной мощ-

ностью 20 кВт примерно 20 см), поэтому отпадают проблемы, характерные для всех других типов приборов миллиметрового диапазона.

На рис. 1.30, *а* показана напряженность внешнего магнитного поля, прикладываемого к прибору; на рис. 1.30, *б* – траектория движения электронов вблизи катода гиротрона. В связи с большими размерами секционированных катодов гиротрона и их электронных пушек они могут обеспечивать высокую выходную мощность при высоком КПД [33].

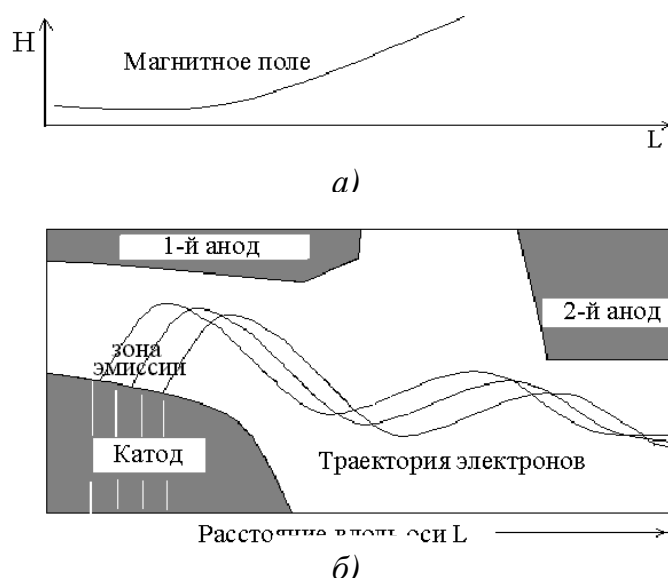


Рис. 1.30. Движение электронов в гиротроне

В работе [15] приводятся данные о достигнутых на гиротронах параметрах излучения. Например, на волне длиной 2 мм еще в 1981 году достигнута мощность в режиме непрерывной генерации 1,2 кВт; на волне длиной 0,9 мм при коэффициенте полезного действия – не ниже 30 %. Затем на волне длиной 5 мм была достигнута мощность непрерывного излучения в 205 кВт.

Для генераторов всех диапазонов частот, применяемых в радиотехнике, требуется обеспечивать высокую стабильность частоты. Наиболее совершенные методы стабилизации частоты основаны на соединении достоинств частотной автоподстройки частоты (ЧАПЧ), обладающей высокой скоростью и большей полосой захвата, а также фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ), обладающей высокой точностью по сравнению с ЧАПЧ.

1.5. Полупроводниковые приборы СВЧ

Освоение диапазона K_a в спутниковой связи стимулировало разработку полупроводниковых приборов СВЧ, работающих не только в сантиметровом, но и в миллиметровом диапазонах радиоволн. В нашей стране разработка полупроводниковых приборов, работающих в гигагерцевом диапазоне вплоть до 100 ГГц, активизировалась в 70-х годах прошлого века [16]. На основе головного предприятия страны в области СВЧ-электроники «Научно-производственное предприятие „Исток“» имени А. И. Шокина (г. Фрязино) в те годы были созданы предприятия электронной промышленности по всей стране. К их числу относятся и ныне действующие НИИ полупроводниковой промышленности (г. Томск), НИИ «Платан» (г. Фрязино), ГНПП «Алмаз» (г. Саратов), НИИ «Титан» (г. Москва), НПО «Гранит» (г. Ростов-на-Дону) и др.

Основываясь на работах Джона Бардина, в которых были теоретически исследованы свойства контактов металла с полупроводником [17] и получившего за эти исследования вторую Нобелевскую премию, были созданы отечественные диоды с барьером Шоттки (рис. 1.31). Они не имеют $p-n$ -перехода, так как представляют собой соединение металла с полупроводником одного типа, но имеют характеристики, близкие по форме к идеальным характеристикам обычных диодов с $p-n$ -переходом.

На схемах диоды Шоттки иногда обозначаются в отличие от обычных диодов так, как показано на рис. 1.32.

Вольт-амперные характеристики диодов с барьером Шоттки в широком диапазоне температур описываются выражением

$$I = ABT^2 \exp\left(-\frac{q\phi_b}{nkT}\right) \exp\left(\frac{qV}{nkT}\right), \quad (1.4)$$

где A – площадь контакта;

B – эффективная константа Ричардсона;



Рис. 1.20. Вальтер Шоттки (1886 – 1976)

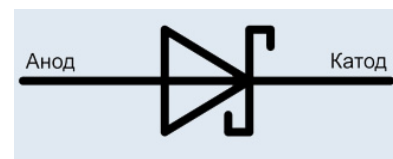


Рис. 1.32. Обозначение диодов Шоттки

T – температура;
 q – заряд электрона;
 ϕ_b – высота барьера Шоттки при нулевом смещении; k – постоянная Больцмана; n – качество контакта металла с полупроводником (от 0 до 1).

Диоды Шоттки меньше шумят, так как в работе участвуют только электроны, а движения «дырок» как в обычном полупроводниковом диоде нет. Дополнительное достоинство диодов Шоттки в том, что напряжение смещения у кремниевого диода Шоттки от 0,2 до 0,4 В в отличие от полупроводниковых кремниевых диодов со смещением 0,6 – 0,8 В. На основе выпрямляющего перехода Шоттки создают выпрямительные, импульсные и сверхвысокочастотные полупроводниковые диоды, отличающиеся от диодов с *p-n*-переходом лучшими частотными свойствами. Параметры диодов Шоттки отечественного производства приведены в прил. 1.

Недостатком диодов Шоттки можно назвать ограничение их по обратному напряжению, однако достаточно низкий уровень высокочастотного шума позволяет использовать диоды Шоттки в импульсных блоках питания, цифровой аппаратуре, в качестве детекторов и приемников излучения, модуляторов света, при конструировании солнечных батарей и в других практических приложениях.

В 1962 году британский физик Джон Беттискомб Ганн (1928 – 2008) открыл диодный эффект в полупроводниках на арсениде галлия. Это позволило создавать диоды без *p-n*-перехода, которые называли диодами Ганна. Однако серийно генераторы на эффекте Ганна стали выпускать только в 1970 году.

Диод Ганна не имеет *p-n*-перехода, а представляет собой пластину однородного полупроводника из арсенида галлия (GaAs) или фосфида индия (InP), имеющую за счет донорной примеси проводимость электронного характера. На рис. 1.33 показаны структура, внешний вид диода Ганна и его вольт-амперная характеристика, на падающем участке которой и осуществляется генерация СВЧ-колебаний. Принцип работы диодов Ганна базируется на собственных нелинейных свойствах применяемого полупроводникового материала.



Рис. 1.33. Диод Ганна

Диод Ганна оказался дешевым источником микроволновых колебаний, не требующим работы в вакууме, что позволило успешно реализовать автогенераторы на сверхвысоких частотах. На рис. 1.34 приведен пример СВЧ-генератора на диоде Ганна, а на рис. 1.35 указаны основные характеристики автогенераторов на диодах Ганна.

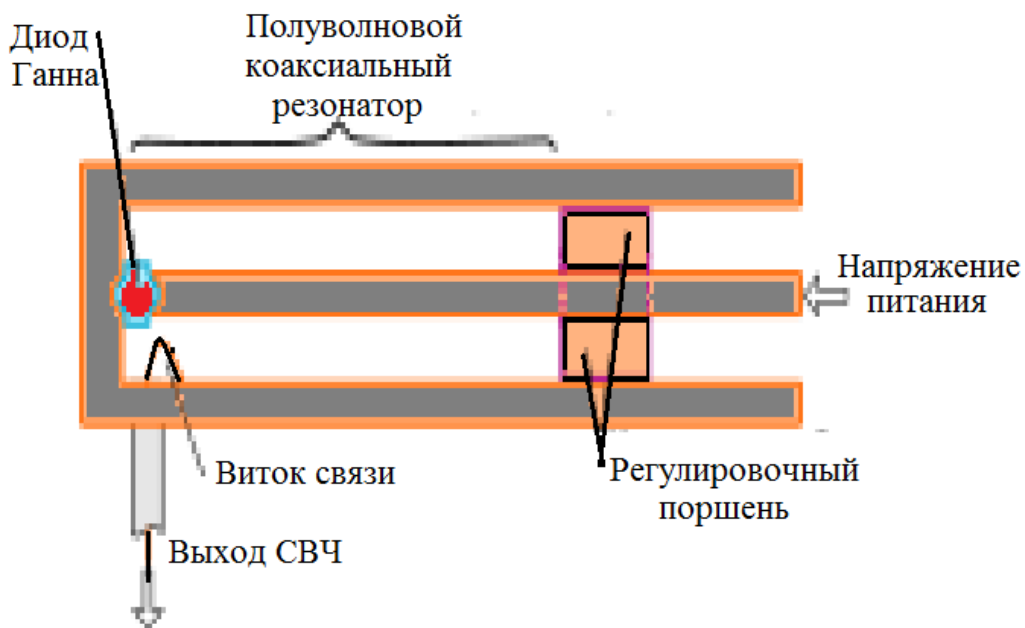


Рис. 1.34. Автогенератор на диоде Ганна коаксиального типа

Диоды Ганна используются для генерации и преобразования колебаний в широком диапазоне частот от 0,1 до 100 ГГц. На основе эффекта Ганна созданы генераторные и усилительные диоды, активно применяемые в качестве генераторов накачки в параметрических усилителях, гетеродинов в приемных устройствах, генераторов в мало-мощных передатчиках и в измерительной технике.

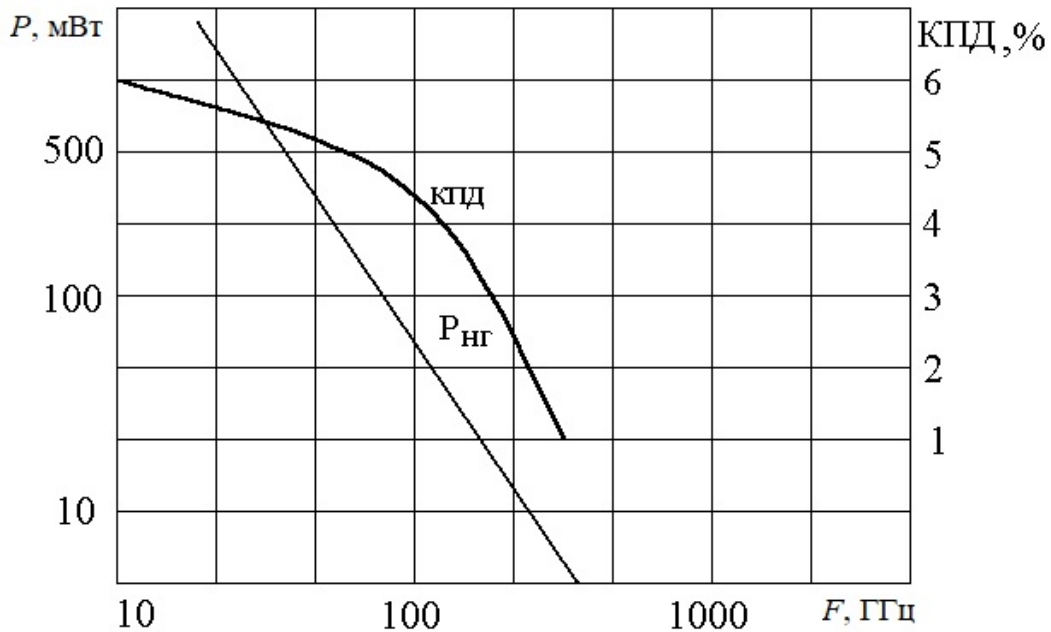


Рис. 1.35. Выходная мощность в режиме непрерывной генерации и КПД автогенераторов на диодах Ганна

Низкий КПД генераторов на диодах Ганна оправдывается достаточно большой выходной мощностью генераторов, достигающей единиц ватт, и возможностью работы на частотах сантиметрового и миллиметрового диапазонов. Параметры отечественных диодов Ганна приведены в прил. 2.

Лавинно-пролетный диод (ЛПД) – это диод, основанный на лавинном умножении носителей заряда. Из-за процессов в полупроводниковой структуре диода активная составляющая комплексного сопротивления при малом переменном сигнале в определённом диапазоне частот отрицательна. Но на вольт-амперной характеристике ЛПД нет участка с отрицательным сопротивлением. Рабочей для лавинно-пролетного диода является область лавинного пробоя.

Идея, лежащая в основе работы лавинно-пролетного диода, была сформулирована в 1958 году У. Т. Ридом, а эффект генерации колебаний при лавинном пробое был обнаружен в 1959 году А. С. Тагером, А. И. Мельниковым и другими специалистами из НПП «Исток» (г. Фрязино, Московской обл.).

Изготавливают лавинно-пролетные диоды из кремния и арсенида галлия с различными полупроводниковыми структурами: $p^+ - n - n^+$, $p^+ - n - i - n^+$, $n^+ - n - p - p^+$. На рис. 1.36 показана структура лавинно-пролетных диодов.

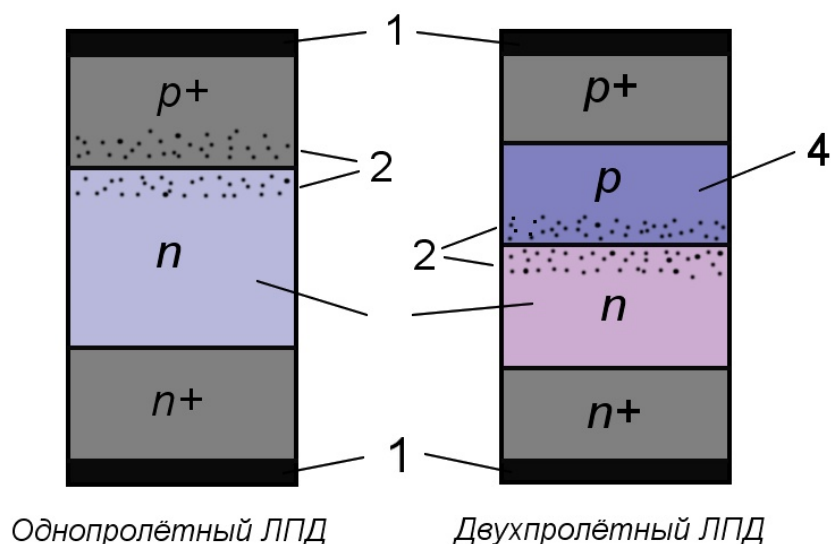


Рис. 1.36. Структура лавинно-пролетных диодов

Центральная инертная n -область называется базой. При напряжении, близком к пробивному, обедненный слой p^+ - n -перехода распространяется на всю базу. При этом напряженность электрического поля в ЛПД растет и вблизи p^+ - n -перехода можно выделить тонкую область, в которой напряженность станет превышать пробивное значение и произойдет лавинное размножение носителей. Образующиеся при этом «дырки» под действием поля уходят в p^+ -область, а электроны дрейфуют к n^+ -области. Эта область называется слоем лавинного размножения. За его пределами дополнительных электронов не возникает.

Лавинно-пролетные диоды применяются в основном для генерации колебаний и их усиления в диапазоне СВЧ. На практике используют два разных режима работы ЛПД:

- нормальный пролетный режим, за рубежом названный режимом IMPATT (IMPact Avalanche – ударная лавина, Transit Time – пролетное время);

- аномальный режим, или режим с захватом плазмы, за рубежом названный TRAPATT (TRApped Plasma – захваченная плазма, Avalanche Triggered Transit – пробег области лавинного умножения).

Мощность генераторов на ЛПД достигает десятков ватт, но КПД, как правило, не превышает 4 – 12 %. Структура волноводного генератора на ЛПД приведена на рис. 1.37, а основные характеристики даны на рис. 1.38.

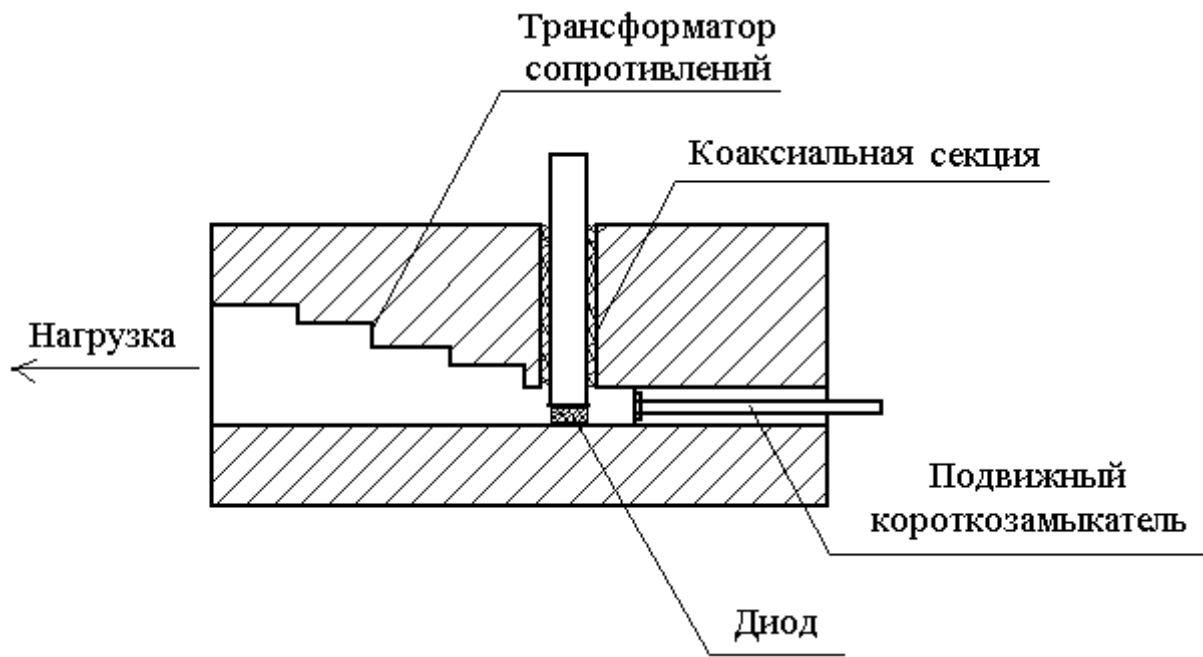


Рис. 1.37. Волноводный автогенератор на ЛПД

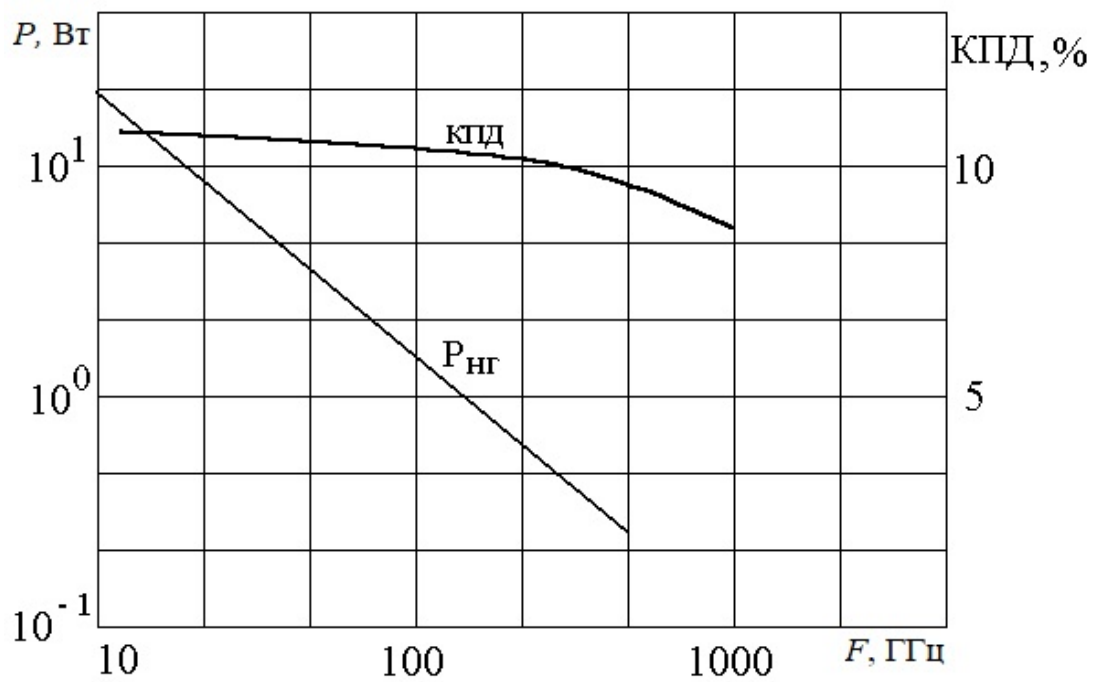


Рис. 1.38. Выходная мощность и КПД генераторов на ЛПД в режиме непрерывной генерации для режима IMPATT

Туннельный диод изобретен японским физиком Лео Эсаки (рис. 1.39) в 1957 году, получившим за это Нобелевскую премию.

Это диод, создаваемый на основе полупроводника, на вольт-амперной характеристике которого при приложении напряжения в прямом направлении появляется участок с отрицательным дифференциальным сопротивлением, обусловленный туннельным эффектом, обнаруженным еще в 1910 году.

На рис. 1.40 даны характеристика туннельного диода и его обозначение на принципиальных схемах. Туннельные диоды отечественного производства приведены в прил. 3.



*Рис. 1.39. Лео Эсаки
(1925 – 2022 г.)*

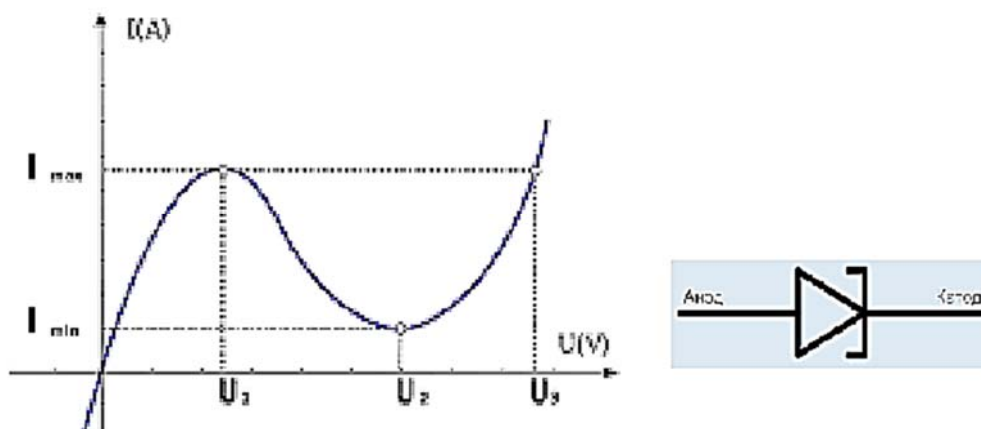


Рис. 1.40. Характеристика туннельного диода

Достоинства туннельных диодов заключаются в уникальном быстродействии, малой инерционности и устойчивости к ионизирующему излучению. Устойчивость к радиации определила широкое применение туннельных диодов в аппаратуре, работающей в космосе и в устройствах автоматики атомных станций.

Контрольные вопросы

1. В чем состоят достоинства электронных радиоламп?
2. В чем заключаются недостатки электронных радиоламп?
3. Зачем у радиоламп предусмотрены подогревные катоды?
4. Когда изобрели транзистор?
5. В чем достоинства транзисторной элементной базы по сравнению с радиолампами?
6. Чем управляются биполярные транзисторы?
7. От чего зависит размер площади максимальных режимов работы транзистора?
8. Чем управляются полевые транзисторы?
9. Какие технологии полевых транзисторов известны?
10. В чем достоинства полевых транзисторов по сравнению с биполярными?
11. В чем недостатки полевых транзисторов?
12. С чем взаимодействует поток электронов в пролетном клистроне?
13. Почему так сложна траектория движения электронов в магнетроне при движении от катода к аноду?
14. В чем различие ЛБВ типа О и типа М?
15. Какой из приборов СВЧ (клистрон, магнетрон, ЛБВ) является широкополосным по частоте?
16. Есть ли у диодов Шоттки $p-n$ -переход?
17. В чем отличие диодов Ганна от диодов Шоттки?
18. Есть ли у диодов Ганна падающий участок характеристики?
19. Какие генераторы могут обеспечить большую мощность – на диодах Ганна или ЛПД?
20. Какие диоды устойчивы к ионизирующему излучению?

Глава 2. ОСНОВНЫЕ ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ РАДИОПЕРЕДАЮЩИХ УСТРОЙСТВ

2.1. Архитектура радиопередающих устройств

Структура радиопередающих устройств содержит четыре основных модуля: синтезатор, или возбудитель частоты, блок усиления мощности, модулятор, блок электропитания.

Синтезатор частоты задает рабочую частоту радиопередающего устройства (РПДУ) с возможностью ее дискретного переключения через определенное значение частоты, называемое шагом сетки синтезатора. Возбудитель частоты в отличие от синтезатора задает рабочую частоту с возможностью ее плавной перестройки. Возбудители частоты уступают синтезаторам по скорости перестройки и используются реже, в основном в маломощных РПДУ низовой радиосвязи. Синтезатор частоты и возбудитель имеют в своем составе опорный генератор, отличающийся высоким качеством основных параметров.

Один из основных параметров РПДУ – это стабильность частоты, определяемая отношением возможных отклонений частоты из-за влияния дестабилизирующих факторов (температуры, вибрации, изменения напряжения питания) к ее номинальному значению $\Delta f / f$. Высокую стабильность частоты $10^{-6} - 10^{-7}$ обеспечивают маломощные кварцевые генераторы, часто используемые в РПДУ в качестве опорных. Для передатчиков сигналов точного времени, РПДУ спутниковых систем радионавигации и сетей связи, работающих в режиме единого времени, в качестве опорного задающего генератора применяют более сложные квантовые генераторы, обеспечивающие стабильность частоты до $10^{-10} - 10^{-12}$.

В блоках усиления мощности обычно отдельно рассматривают выходные мощные каскады и предварительный усилитель, часто представляющий собой линейку последовательно соединенных усилителей, уможняющих сигнал синтезатора до уровня, требуемого для возбуждения мощных выходных каскадов РПДУ. Предварительный усилитель реализуют на микросхемах и транзисторах, и он чаще всего не требует дополнительного охлаждения, а мощные выходные и предвыходные каскады усиления мощности устанавливают на радиа-

торы зачастую с искусственным воздушным или жидкостным охлаждением.

В мощных усилителях для повышения коэффициента полезного действия применяют режимы с отсечкой сигналов. При этом спектр выходного сигнала в соответствии с теоремой Фурье изменяется и появляются гармоники сигнала. Поэтому каскады усиления в радиопередающих устройствах, не воспроизводящие по форме входные сигналы, стали называть генераторами с внешним возбуждением (ГВВ).

Модуляторы в зависимости от используемого вида модуляции подключают в тракт РПДУ в самом синтезаторе частоты при цифровых видах модуляции, либо в маломощных каскадах предварительного усилителя мощности, либо непосредственно в выходных и предвыходных мощных каскадах. При этом возможны варианты, поскольку можно модулировать уже сформированный синтезатором частоты сигнал несущей частоты или осуществлять модуляцию на дополнительной промежуточной частоте, перенося на несущую частоту уже модулированный сигнал промежуточной частоты.

Структура РПДУ в самом общем виде приведена на рис. 2.1. Пунктирные линии показывают, что модуляция в зависимости от ее вида может выполняться в различных узлах РПДУ.

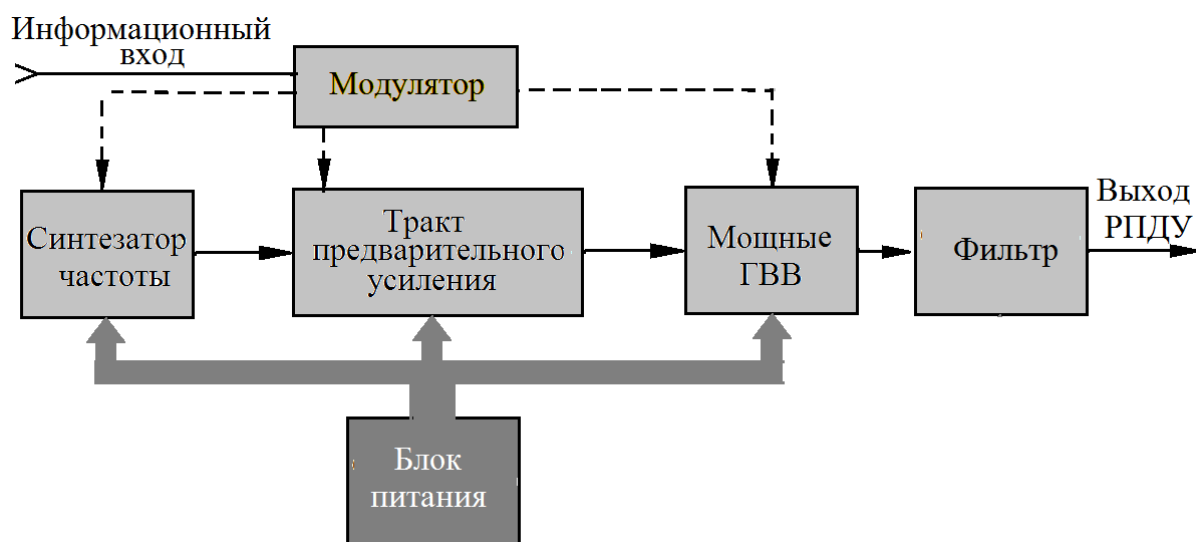


Рис. 2.1. Структура радиопередающего устройства

Блок электропитания преобразует входное электропитание в напряжения и токи, необходимые для работы всех остальных блоков

и фактически соединен с синтезатором, модулятором и усилителем мощности. При этом не обязательна поддержка гальванической связи между блоками РПДУ.

Структура РПДУ во многом зависит от вида применяемой модуляции. Например, амплитудная модуляция реализуется в выходных и предвыходных мощных каскадах РПДУ, и структурная схема имеет вид, показанный на рис. 2.2.

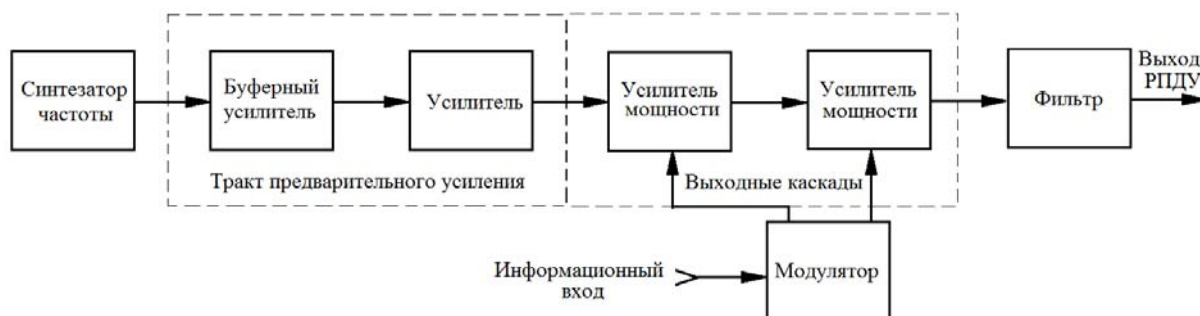


Рис. 2.2. Пример структуры РПДУ с амплитудной модуляцией

Совсем иначе выглядят структурные схемы РПДУ при однополосной модуляции, которая широко используется в системах магистральной и низовой связи [20 – 21]. Однополосная модуляция осуществляется разными способами. На рис. 2.3 приведен пример структуры РПДУ с однополосной модуляцией, формируемой фильтровым способом.

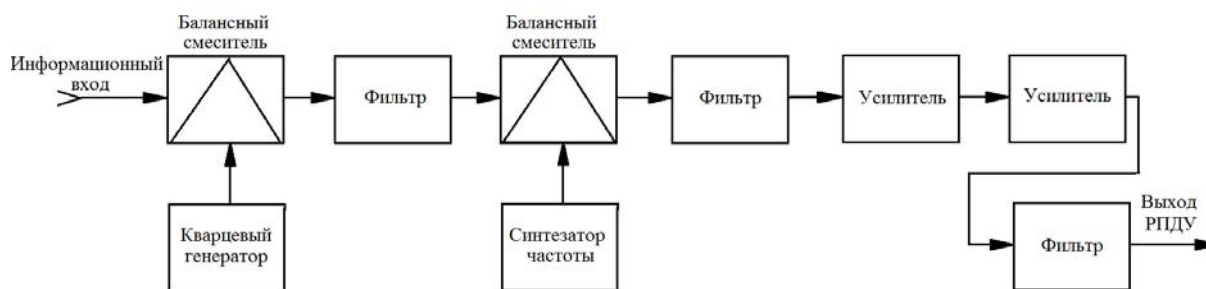


Рис. 2.3. Структура РПДУ с однополосной модуляцией, формируемой фильтровым способом

Фильтровый способ основан на выделении рабочей боковой полосы частот фильтром после первого балансного модулятора и даль-

нейшем переносе рабочей боковой полосы частот с помощью синтезатора частоты в заданную для передатчика область рабочих частот. Фильтры, отфильтровывающие нерабочую боковую полосу частот, ослабляя ее более чем на 60 дБ, успешно реализуются на частотах до 500 кГц. Это и определяет структуру однополосного РПДУ при фильтровом способе формирования однополосного сигнала. Следует отметить, что в магистральных передатчиках, работающих в сантиметровом диапазоне волн, иногда применяют три преобразования частоты.

В связи с более высокой помехозащищенностью на практике наиболее широко используются угловые виды модуляции – частотная, фазовая – и большое количество цифровых видов модуляции. При таких видах модуляции усилительный тракт РПДУ работает с фиксированными амплитудами входных сигналов, что позволяет осуществлять модуляцию в маломощных каскадах или объединять модулятор с синтезатором частот. Вариантов архитектуры таких РПДУ большое количество, на рис. 2.4 показан один из них.

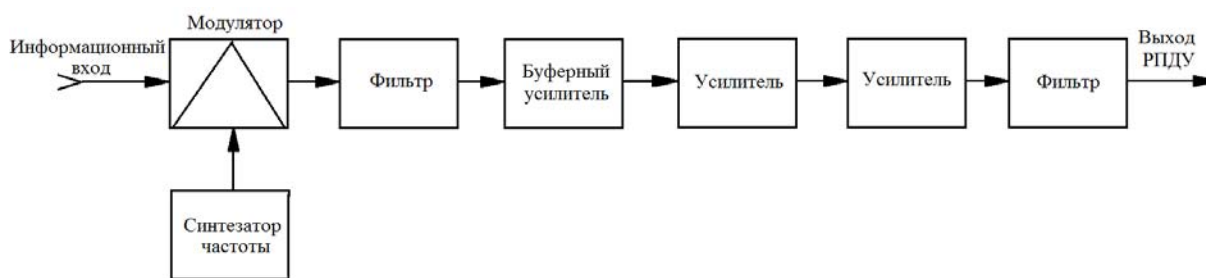


Рис. 2.4. Структура РПДУ с угловыми видами модуляции

Большое число цифровых видов модуляции имеют структуру, как на рис. 2.4. Например, при бинарной фазовой манипуляции модулятор, изображенный на рис. 2.4, превращается в высокоскоростной ключ, переключающий фазу сигнала, поступающего с синтезатора частот, в соответствии с формой входной информационной посылки.

Более сложные структуры имеют РПДУ со сложными видами модуляции. Например, при модуляции ОФДМ синтезатор должен сформировать сетку поднесущих частот, каждая из которых модулируется информационными сигналами разными способами, и усиливает

ется по мощности уже групповой сигнал, содержащий ряд поднесущих частот с разными видами модуляции на них. Затем групповой сигнал ОФДМ транспонируется с помощью второго синтезатора частот в рабочую область спектра передатчика.

2.2. Основные технические требования к радиопередатчикам

Технические требования к радиопередающим устройствам определяются тактико-техническим заданием (ТТЗ) на разработку и в основном зависят от назначения РПДУ и условий его эксплуатации. Поскольку эфир является достоянием всего человечества, то его использование регламентируется рядом нормативных документов. К ним относятся:

1. Регламент радиосвязи [19]. Регламент радиосвязи – это свод правил и условий эксплуатации эфира. Регламент разработан Международным союзом электросвязи и является обязательным для выполнения всеми странами.

2. Межгосударственные, государственные и отраслевые стандарты на используемую при передаче информации аппаратуру [20 – 22].

3. Нормы на определенные характеристики приемопередающей аппаратуры. Например, нормы на электромагнитную совместимость радиосредств [23]. Отметим, что нормы на технические требования разрабатываются на основе государственных и международных стандартов и не противоречат им.

В настоящее время радиопередающие устройства на частоты выше 100 ГГц пока не используются, но в Регламенте радиосвязи с учетом дальнейшего развития радиосредств определены правила их эксплуатации для диапазона частот от 3 кГц до 3 ТГц и оговариваются технические требования к РПДУ. Основными техническими требованиями на радиопередающие устройства можно считать следующие:

- рабочий диапазон частот;
- полезная выходная мощность РПДУ;
- стабильность частоты;
- допустимые уровни побочных и внеполосных излучений;
- допустимые искажения сигналов;

- допустимые уровни шума;
- климатические характеристики;
- весогабаритные параметры.

Для оценки рабочих характеристик РПУ используются разнообразные методы, например, для оценки рабочей полосы и уровней побочных и внеполосных излучений применяют метод спектральной маски, как показано на рис. 2.5. На рисунке видно, что спектр сигнала РПУ не выходит за пределы маски и, значит, соответствует нормам и требованиям ГОСТа. Однако видна и неравномерность амплитудно-частотной характеристики в полосе передаваемых частот, что может быть нарушением качественных характеристик передаваемого сигнала.

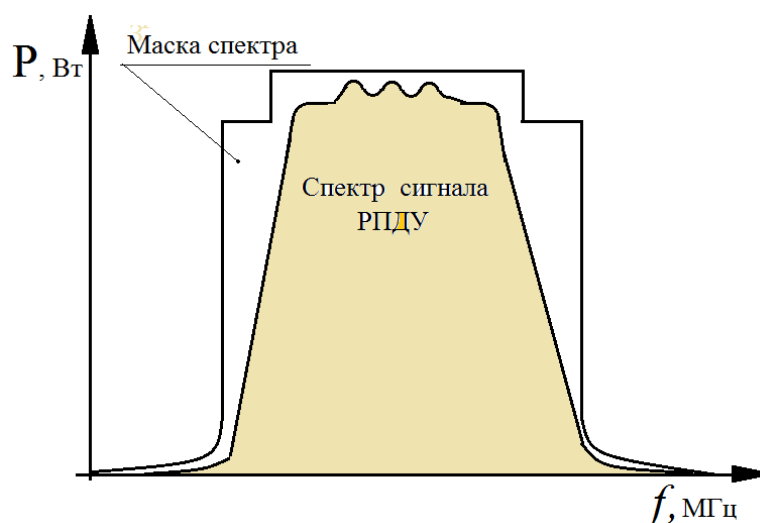


Рис. 2.5. Оценка выполнения норм излучения методом спектральной маски

Особенно жесткие требования предъявляются к уровням побочных и внеполосных излучений РПУ, и если общие требования сводятся к величине подавления b нерабочих составляющих излучаемого радиопередающим устройством спектра, как показано на рис. 2.6, то очень часто предъявляются и намного более строгие требования. Например, в современной аппаратуре авиационной диспетчерской радиосвязи требования к величине подавления нерабочих составляющих излучаемого спектра превышают 100 дБ.

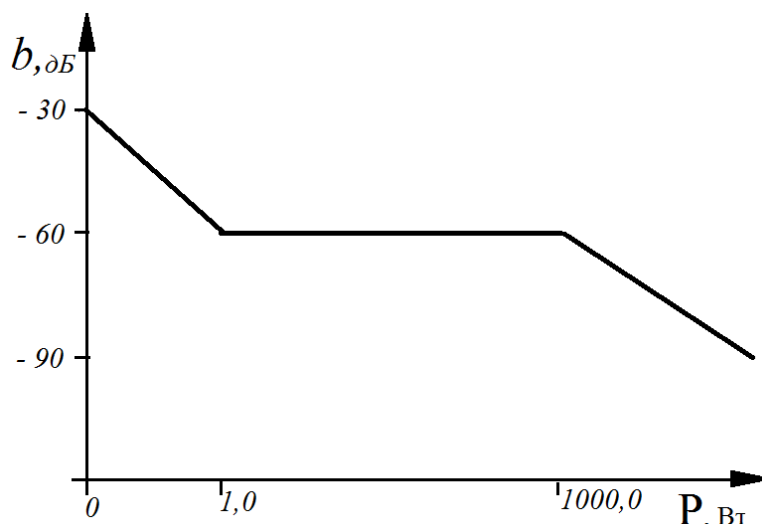


Рис. 2.6. Основные требования к подавлению внеполосных и побочных излучений в зависимости от мощности РПДУ

Для обеспечения требований по подавлению внеполосных и побочных излучений используют фильтры гармоник, пропускающие заданной маской спектра составляющие спектра и фильтры-пробки, закорачивающие определенную побочную частоту. Кроме фильтров, устанавливаемых на выходе РПДУ, используют и фильтры, непосредственно формирующие спектр информационного сообщения. Например, на рис. 2.7 показана схема фильтра, формирующего спектр речевого сигнала, а на рис. 2.8 приведена схема фильтра, формирующего спектр вещательного сигнала.

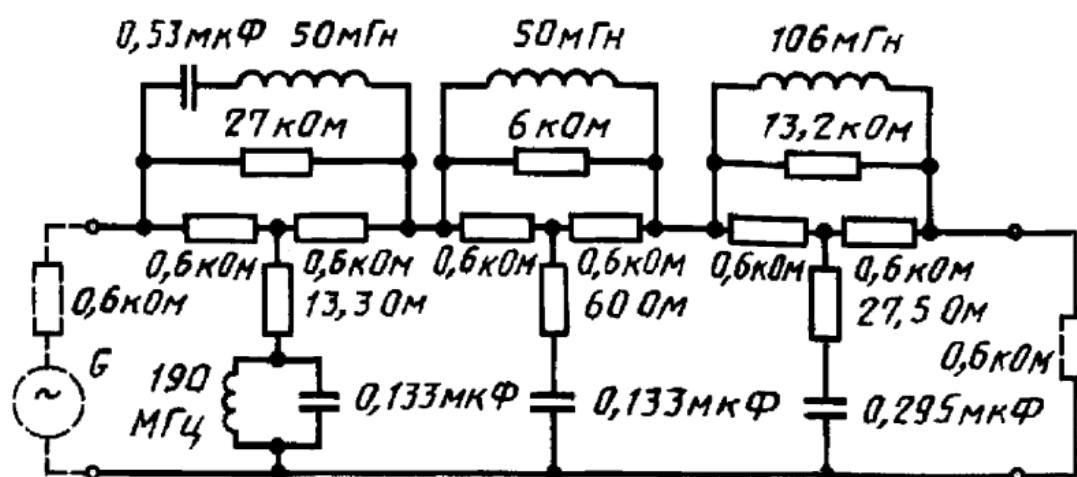


Рис. 2.7. Фильтр, формирующий спектр речевого сигнала

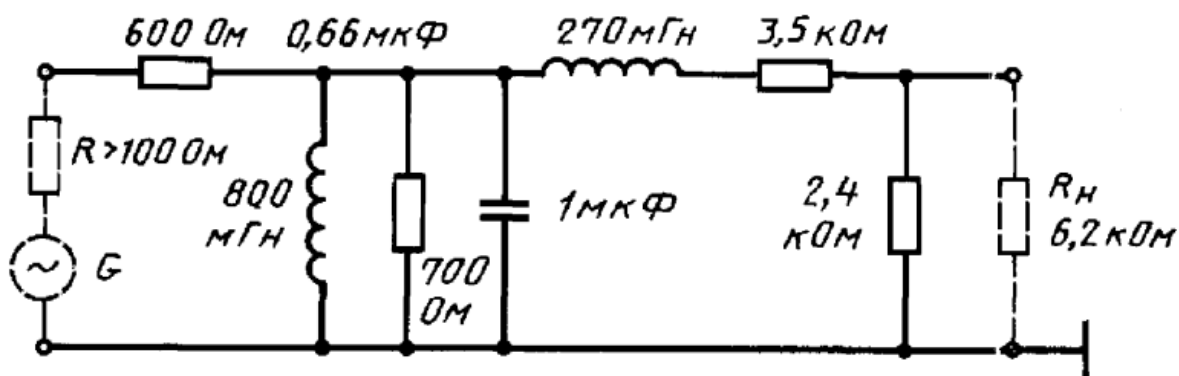


Рис. 2.8. Фильтр, формирующий спектр вещательного сигнала

На рис. 2.9 и 2.10 приведены частотные характеристики фильтров, схемы которых показаны на рис. 2.7 и 2.8.

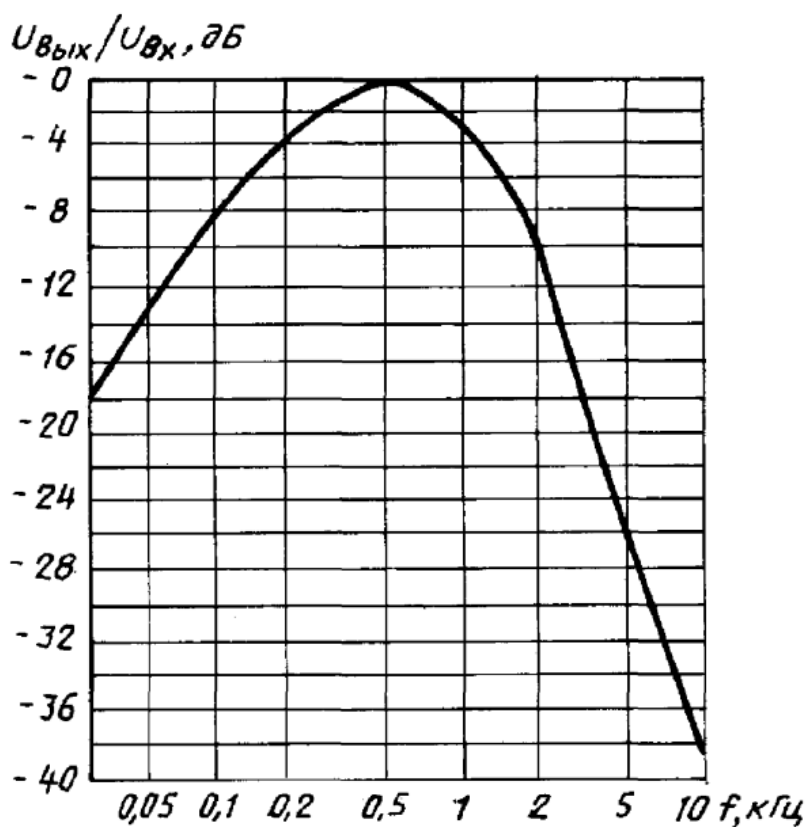


Рис. 2.9. Частотная характеристика фильтра, формирующего спектр речевого сигнала

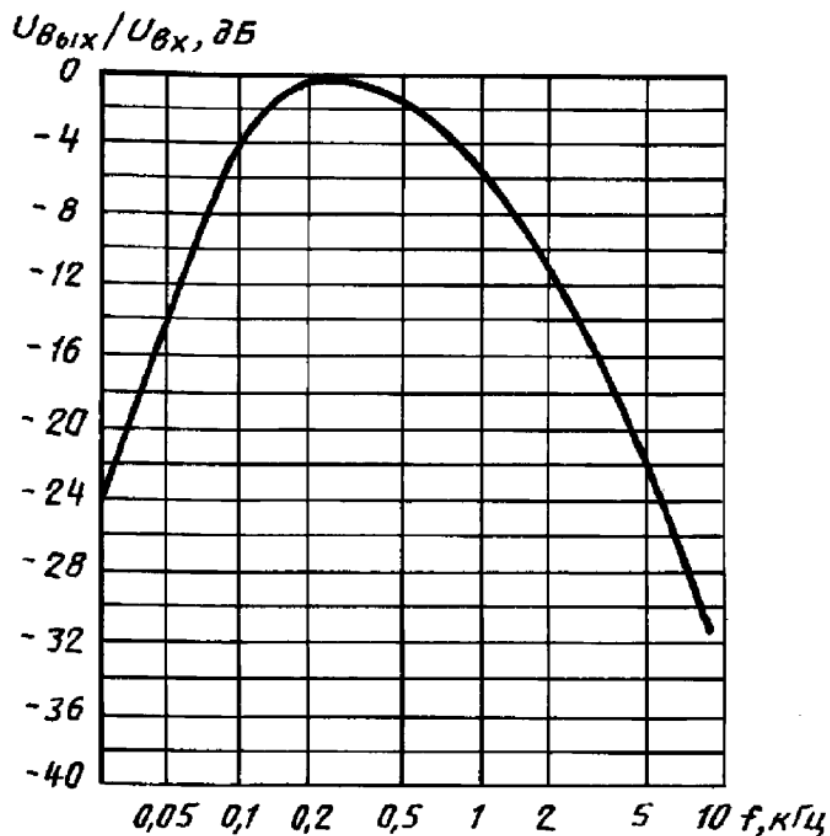


Рис. 2.10. Частотная характеристика фильтра, формирующего спектр вещательного сигнала

Рассмотрим методику построения ограничительной линии и контроля внеполосных спектров излучений. Приведем сравнение измеренных и нормируемых значений для излучения класса радиовещания (АЗЕ). Исходные данные для расчета:

Тип передатчика – вещательный передатчик.

Класс излучения – АЗЕGN.

Координаты точек ограничительной линии $X = -30$ дБ; 1,2 В. $X = -40$ дБ; 1,35 В. $X = -45$ дБ; 1,4 В_{вн}. $X = -50$ дБ; 1,9 В_{вн}. $X = -60$ дБ; 3,3 В_{вн}.

По координатам указанных выше точек построим график ограничительной линии, который представлен на рис. 2.11.

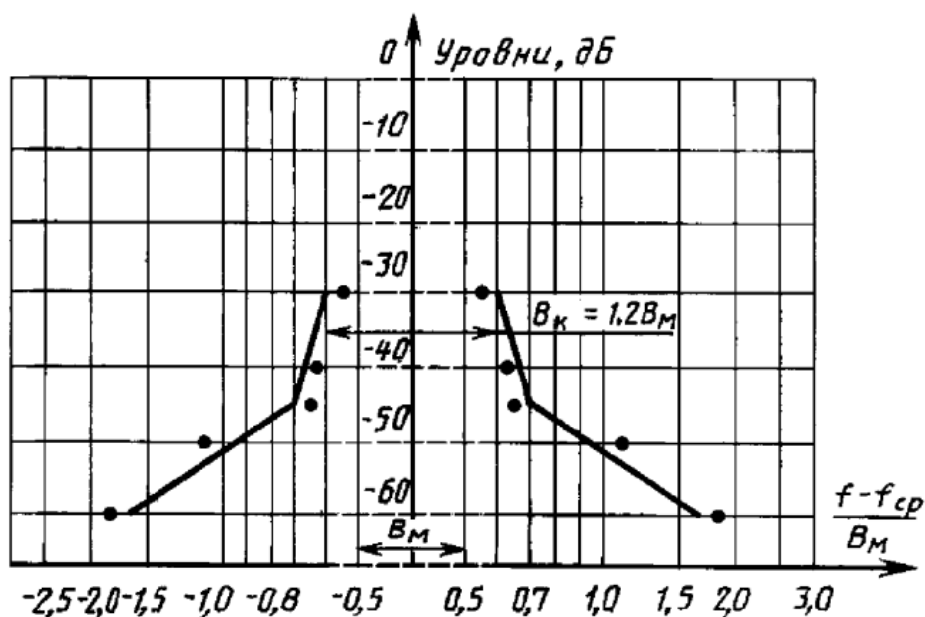


Рис. 2.11. Сравнение измеренных и нормируемых значений маски спектра для излучаемых сигналов радиовещания

Сравнение результатов измерений с нормируемыми величинами, измеренные значения ширины полосы частот, отнесенные к необходимой ширине полосы частот, отмечены на рис. 2.11 знаками «•». По результатам сравнения измеренных значений с нормируемыми величинами, приведенными на рис 2.11, следует сделать вывод, что ширина контрольной полосы частот и внеполосные спектры излучений данного передатчика вплоть до уровня -45 дБ соответствуют нормам, а внеполосные спектры излучений ниже уровня -45 дБ не соответствуют нормам.

2.3. Энергетические требования

Энергетические требования к РПДУ во многом зависят от способа электропитания, так как питание от промышленной и бортовой сетей значительно различается как по уровням напряжения, так и частотам питающей сети.

В нашей стране в качестве сетей электропитания стационарных РПДУ наиболее распространены промышленная трехфазная сеть электропитания переменным напряжением 380 В, частотой 50 Гц (3×380 В, 50 Гц) и однофазная сеть напряжением 220 В и частотой 50 Гц (220 В, 50 Гц). При питании РПДУ переменным током оговари-

вается допустимый фазовый сдвиг между напряжением и током ($\cos\varphi$ – коэффициент мощности).

Бортовые сети электропитания зависят от назначения мобильных устройств и номенклатура их велика. Например, для питания бортового оборудования летно-подъемных средств часто применяют электроэнергию постоянного тока напряжением 28 В, или переменного однофазного, или трехфазного тока с нейтралью и с напряжением 200/115 В при частоте 400 Гц, или переменного трехфазного тока без нейтрали линейным напряжением 36 В при частоте 400 Гц.

В ракетной технике для уменьшения трансформаторов блоков питания используют переменное напряжение частотой 1000 Гц. Суммарная мощность бортовых генераторов может достигать нескольких тысяч киловатт для тяжелых летательных аппаратов. В качестве источников постоянного тока обычно применяют коллекторные генераторы постоянного тока или бесконтактные синхронные генераторы переменного тока.

В автомобильной технике используют бортовое электропитание постоянным током напряжением 12 В или 24 В для тяжелых грузовиков.

К энергетическим требованиям относится также коэффициент полезного действия РПДУ, который определяется отношением полезной мощности радиопередающего устройства $P_{\text{вых}}$ к потраченной от источника питания P_0

$$\eta = \frac{P_{\text{вых}}}{P_0}. \quad (2.1)$$

В основном энергетические требования сводятся к выполнению двух задач:

- обеспечение безопасной работы персонала, обслуживающего РПДУ;
- достижение максимально возможного КПД при работе РПДУ.

На передающих радиоцентрах к работе допускаются только сотрудники, прошедшие специальный инструктаж, а мощная передающая аппаратура конструктивно изготавливается в специальных стойках и шкафах, оснащаемых устройствами блокировки питания при открытии шкафов и выдвигании блоков из стоек. Для защиты от мощного высокочастотного облучения рабочие места персонала или

помещения с персоналом, обслуживающим РПДУ, экранируются и защищаются металлическими сетками и радиопоглощающими покрытиями.

Для обеспечения достаточно жестких энергетических требований к радиопередающей аппаратуре приходится принимать дополнительные меры. Так, например, переход на ключевые преобразователи электропитания вместо привычных трансформаторных дает увеличение КПД преобразователя питания до 95 % вместо 80 % при трансформаторном преобразовании источника питания. И этим активно стали пользоваться.

Значительные энергетические потери происходят из-за рассогласования выходных сопротивлений РПДУ с нагрузками и межкаскадных рассогласований. Поскольку при рассогласовании импеданса часть энергии возвращается к источнику, то его режим меняется и у каскада коэффициент передачи по мощности снижается.

Амплитуды падающей и отраженной волн определяют коэффициент бегущей волны (КБВ)

$$\text{КБВ} = \frac{U_{\text{пад}} - U_{\text{отр}}}{U_{\text{пад}} + U_{\text{отр}}} = \frac{1 - K_U}{1 + K_U}, \quad (2.2)$$

где $U_{\text{пад}}$ – амплитуда падающей волны;

$U_{\text{отр}}$ – амплитуда отраженной волны;

K_U – коэффициент передачи по напряжению.

Из выражения (2.2) видно, что чем ближе КБВ к единице, тем меньше энергии теряется при ее передаче. Величина, обратная КБВ, называется коэффициентом стоячей волны (КСВ).

$$\text{КСВ} = \frac{U_{\text{пад}} + U_{\text{отр}}}{U_{\text{пад}} - U_{\text{отр}}} = \frac{1 + K_U}{1 - K_U} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|}$$

где $|\Gamma| = \frac{U_{\text{отр}}}{U_{\text{пад}}}$ = модуль коэффициента отражения по напряжению.

КСВ широко используется как мера рассогласования. В зарубежной литературе название КСВ выглядит так – SWR (от английского *standing wave ratio*). На практике приемлемые значения КСВ относят к интервалу величин от 1 до 2. Прямая и отраженная

волны, складываясь, образуют пучности и узлы. При КСВ, равному 2, амплитуда сигнала в пучности в два раза превышает амплитуду сигнала в узле.

Более высокие значения величины КСВ крайне негативно влияют на КПД радиопередающей системы, так как у каскадов РПДУ, работающих с отсечкой, а значит, в нелинейном режиме, колебательная мощность меняется при изменении нагрузки сложным образом [25]. Для обеспечения качественного КСВ применяют межкаскадные цепи согласования, в том числе адаптивно перестраиваемые при изменениях нагрузки [Там же].

Дополнительные потери мощности в РПДУ возникают при паразитной амплитудной модуляции сигнала РПДУ. Такая ненужная модуляция появляется при нестабильности питания каскадов РПДУ и переключении фаз посылок в большинстве цифровых РПДУ, работающих с сигналами ЧТ, ФТ, ОФТ, QPSK. При этом часть энергии уходит на формирование боковых составляющих сигнала и КПД РПДУ снижается.

Для противодействия паразитной амплитудной модуляции приходится применять схемы стабилизации питающих напряжений, использовать виды модуляции с плавными переходами фаз посылок и привлекать другие методы схемных решений РПДУ.

2.4. Эксплуатационные требования

Эксплуатационные требования к РПДУ многообразны и определяются в основном условиями эксплуатации. Они должны обеспечивать:

- простоту управления и обслуживания;
- меры сигнализации аварийных режимов работы РПДУ (выход из строя блоков, открывание дверей шкафов, обрыв заземления, пропадание одной фазы питания и т. д.);
- присутствие в составе аппаратуры РПДУ устройств, обеспечивающих профилактический контроль (имитаторы сигналов и т. д.) и автоматическое переключение на резервные блоки.

Для систем спутниковой связи выдвинуто требование построения систем высокой надежности и живучести, имеющих в своем со-

ставе средства диагностики и автоматической реконфигурации системы. У многих спутников связи в состав аппаратуры вводят имитатор радиоканала, который во время регламентных работ по командам с Земли включают между передатчиком и приемником. Так определяется отклонение от нормальной работы и формируется команда для переключения на резервное оборудование.

Наиболее жестко в техническом задании на разработку РПДУ указывают температурные требования и требования к вибрации, ударам и тряске. Например, в правилах по оборудованию морских судов [24] указано, что «радиооборудование должно быть рассчитано для работы в любых условиях эксплуатации морских судов».

В частности, судовое радиооборудование должно выдерживать осевую и бортовую качку, длительные наклоны в двух взаимно перпендикулярных плоскостях, низкочастотную вибрацию и продолжительные ударные нагрузки. Радиооборудование, размещаемое на палубах судов, должно быть стойким к воздействию температур от + 70 °С до – 60 °С. Оно должно обладать коррозионной стойкостью и стойкостью к влиянию соляного тумана, инея, росы, успешно переносить обледенение. На военных кораблях к обычным для судов добавляются также требования на качество бронирования, отсутствие намагниченности корабля, шумовые параметры и целый ряд других норм.

Кроме того, любое корабельное излучающее радиооборудование, т. е. и все судовые РПДУ, должно отвечать требованиям, обеспечивающим электромагнитную совместимость (ЭМС) с другим оборудованием на борту судна и обеспечивать уровень напряжения кондуктивных помех, создаваемых радиооборудованием на зажимах электропитания, и уровень напряженности поля излучаемых помех, создаваемых РПДУ на расстоянии 3 м от его корпуса, не выше задаваемых в правилах по оборудованию морских судов [24].

Эксплуатационные требования могут быть самыми разными, например, для радиооборудования, размещаемого на космических аппаратах, предъявляются требования по радиационной стойкости, а для РПДУ, используемым в подводных условиях, предъявляются требования по стойкости к внешнему давлению более 100 атм.

Для радиопередающих устройств различного назначения разрабатываются свои нормы и эксплуатационные требования, определяемые спецификой практического использования РПДУ, но есть и общие требования, например, по электромагнитной совместимости и уровням допустимого внеполосного и побочного излучения, по соответствию выделенной маске спектра и др.

К эксплуатационным относятся также требования по надежности. Эти нормы определяют время наработки на отказ, долговечность РПДУ, вероятность безотказной работы, сохранность после продолжительного хранения и транспортировки.

2.5. Типовые обозначения радиопередающих устройств

Каждому радиопередающему устройству соответствует свой класс излучения. Излучения, в свою очередь, должны обозначаться в соответствии с основными и дополнительными характеристиками. В международных стандартах излучения принято обозначать набором букв и цифр, причем первые три обозначения характеризуют основные характеристики для классификации излучения РПДУ, а следующие определяют дополнительные характеристики для полного описания класса излучения.

К основным характеристикам относятся:

- первое обозначение – тип модуляции основной несущей частоты;
- второе обозначение – характер сигналов, модулирующих основную несущую частоту;
- третье обозначение – тип передаваемой информации.

Следующие обозначения (четвертое, пятое, шестое и т. д.) определяют дополнительные характеристики класса излучения. Четвертое обозначение – это подробные данные о сигнале, пятое обозначение – характер уплотнения

Основные характеристики являются обязательными при обозначении излучения РПДУ, а дополнительные обозначения не всегда используются. Для более полной характеристики РПДУ перед обозна-

чением класса излучения указывают необходимую полосу частот для этого передатчика.

Необходимая ширина полосы частот, как показано в табл. 2.1, обозначается буквами.

Таблица 2.1

Обозначение частот

Обозначение	Частоты	Значение
Н	От 0,001 до 999 Гц	Герцы
К	От 1,0 до 999 кГц	Килогерцы
М	1,0 до 999 МГц	Мегагерцы
Г	От 1,0 до 999 ГГц	Гигагерцы

Полное обозначение полосы частот, занимаемой РПДУ, обозначается тремя цифрами и одной буквой. Букву размещают на месте запятой, отделяющей целую часть от дробной в десятичной дроби, буква обозначает единицы измерения полосы частот РПДУ. Примеры полного обозначения полосы частот РПДУ:

$$0,003 \text{ Гц} = \text{H003}$$

$$5 \text{ кГц} = 5\text{K00}$$

$$295 \text{ МГц} = 295\text{M}$$

$$0,3 \text{ Гц} = \text{H300}$$

$$150,4 \text{ кГц} = 150\text{K}$$

$$0,45 \text{ ГГц} = \text{G450}$$

$$15,4 \text{ Гц} = 15\text{H4}$$

$$150,6 \text{ кГц} = 151\text{K}$$

$$3,45 \text{ ГГц} = 3\text{G45}$$

$$300 \text{ Гц} = 300\text{H}$$

$$1,0 \text{ МГц} = 1\text{M00}$$

$$10 \text{ ГГц} = 10\text{G0}$$

$$2,7 \text{ кГц} = 2\text{K70}$$

$$12 \text{ МГц} = 12\text{M0}$$

$$17,2 \text{ ГГц} = 17\text{G2}$$

Например, полное обозначение РПДУ звукового сопровождения аналогового телевидения обозначают как 750KF3EGN. Рассмотрим классификацию сигналов РПДУ подробнее.

Первое обозначение сигналов РПДУ показано в табл. 2.3

Таблица 2.3

Тип модуляции основной несущей частоты

Тип модуляции	Обозначение
Немодулированная несущая	N
Амплитудная модуляция двухполосная	A
Амплитудная модуляция однополосная с полной несущей	H
Амплитудная модуляция однополосная с ослабленной несущей	R
Амплитудная модуляция однополосная с подавленной несущей	J
Амплитудная модуляция с независимыми боковыми полосами	B
Амплитудная модуляция с частично подавленной одной боковой полосой	C
Частотная модуляция	F
Фазовая модуляция	G
Несущая имеет амплитудную и угловую модуляции либо одновременно, либо поочередно	D
Последовательность немодулированных импульсов	P
Последовательность импульсов, модулированных по амплитуде	K
Последовательность импульсов, модулированных по ширине или длительности	L
Последовательность импульсов, модулированных по положению или по фазе	M
Последовательность импульсов, при которых несущая имеет угловую модуляцию во время передачи импульса	Q
Последовательность импульсов, представляющая сочетание указанных выше способов или производимая другими методами	V
Прочие случаи, когда излучение состоит из основной несущей, модулированной одновременно или по установленной последовательности сочетанием двух или более методов амплитудной, угловой, импульсной модуляции	W
Прочие случаи	X

Второе обозначение сигналов РПДУ приведено в табл. 2.4.

Таблица 2.4

Характер сигналов, модулирующих основную несущую

Сигналы, модулирующие основную несущую	Обозначение
Отсутствие модулирующего сигнала	0
Один канал, содержащий квантованную или цифровую информацию без использования модулирующей поднесущей	1
Один канал, содержащий квантованную или цифровую информацию при использовании модулирующей поднесущей	2
Один канал с аналоговой модуляцией	3
Два канала или более, содержащие квантованную или цифровую информацию	7
Два канала или более с аналоговой модуляцией	8
Система с одним или несколькими каналами с цифровой информацией совместно с одним или несколькими каналами с аналоговой информацией	9
Прочие случаи	X

Третье обозначение РПДУ показано в табл. 2.5.

Таблица 2.5

Тип передаваемой информации

Передаваемая информация	Обозначение
Отсутствие передаваемой информации	N
Телеграфия для слухового приема	A
Телеграфия для автоматического приема	B
Факсимиле	C
Передача данных, телеметрия, телеуправление	D
Телефония, включая звуковое радиовещание	E
Телевидение (видео)	F
Сочетание указанных выше способов	W
Прочие случаи	X

Четвертое обозначение РПДУ отражено в табл. 2.6.

Таблица 2.6

Данные о сигнале

Полные данные о сигнале	Обозначение
Двухпозиционный код с разным количеством элементов и (или) разной длительности	A
Двухпозиционный код с одинаковым количеством элементов и одинаковой длительности без исправления ошибок	B
Двухпозиционный код с одинаковым количеством элементов и одинаковой длительности с исправлением ошибок	C
Четырехпозиционный код, в котором каждая позиция представляет элемент сигнала из одного или нескольких бит	D
Многопозиционный код, в котором каждая позиция представляет элемент сигнала из одного или нескольких бит	E
Многопозиционный код, в котором каждая позиция или комбинация позиций представляет знак	F
Передача звука радиовещательного качества (монофоническая)	G
Передача звука радиовещательного качества (стереофоническая или квадрофоническая)	H
Передача звука с приемлемым для коммерческих систем связи качеством	J
Передача звука с приемлемым для коммерческих систем связи качеством при использовании инверсии частот или расщепления полосы частот	K
Передача звука с приемлемым для коммерческих систем связи качеством при использовании частотно-модулированных сигналов для управления уровнем демодулированного сигнала	L
Монохромный сигнал	M
Цветной сигнал	N
Сочетание перечисленных сигналов	W
Прочие случаи	X

Пятое обозначение РПДУ показано в табл. 2.7.

Таблица 2.7

Вид разделения сигналов

Тип разделения сигналов	Обозначение
Без разделения	N
Кодовое разделение	C
Частотное разделение	F
Временное разделение	T
Сочетание частотного и временного разделений	W
Прочие виды разделений	X

Контрольные вопросы

1. Почему коллекторную амплитудную модуляцию осуществляют на два каскада – выходной и предвыходной?
2. Почему частотную модуляцию и ряд цифровых манипуляций осуществляют в маломощных каскадах РПДУ?
3. Для чего при фильтровом способе однополосной модуляции используют дополнительный синтезатор частоты?
4. Зачем при согласовании каскадов применяют многозвенные цепи согласования?
5. С какой целью на выходе РПДУ всегда устанавливают высококачественный фильтр?
6. Чем определяются технические требования к РПДУ?
7. Что объединяет Регламент радиосвязи?
8. Накладываются ли технические требования на уровень шума РПДУ?
9. Что такое спектральная маска РПДУ?
10. Что контролируют с помощью спектральной маски?
11. Какое электропитание используют для стационарных РПДУ?

12. Какое электропитание применяют в мобильных РПДУ различного назначения?
13. Почему в подвижных сетях переменного тока частота не 50 Гц, а 400 или даже 1000 Гц?
14. Что такое коэффициент полезного действия?
15. Что такое электромагнитная совместимость РПДУ?
16. Относится ли вибрация к эксплуатационным требованиям?
17. Почему к РПДУ космического базирования предъявляются требования по радиационной стойкости?
18. Почему к РПДУ подводного базирования предъявляются требования по стойкости к внешнему давлению?
19. Что называют внеполосными излучениями?
20. В чем причина побочных излучений РПДУ?

Глава 3. РАСЧЕТ И ИССЛЕДОВАНИЕ ОСНОВНЫХ УЗЛОВ РАДИОПЕРЕДАЮЩИХ УСТРОЙСТВ

3.1. Генераторы с внешним возбуждением

3.1.1. Основные схемотехнические решения

Как отмечалось выше, усилители мощности называют генераторами с внешним возбуждением (ГВВ), так как при работе усилителя с



*Рис. 3.1. А. И. Берг
(1893 – 1979)*

отсечкой спектр выходного сигнала отличается от спектра входного сигнала и содержит гармоники входного сигнала. Амплитуда гармоник зависит от угла отсечки и падает с ростом номера гармоники. Это впервые показал в своих работах академик Аксель Иванович Берг, крупный советский учёный-радиотехник, адмирал-инженер, заместитель министра обороны СССР, фотография которого приведена на рис. 3.1.

На рис. 3.2 представлены результаты исследования, проведенного А. И. Бергом, по оценке амплитуд гармоник косинусоидального сигнала при усилении сигнала в зависимости от угла отсечки. Им вве-

дены нормированные к амплитуде косинусоидального импульса коэффициенты α , характеризующие амплитуду гармоники в зависимости от угла отсечки, и коэффициенты $\gamma_i = \alpha_i(1 - \cos^2\theta)$.

Приведенные на рис. 3.2 графики позволяют, меняя смещением угол отсечки сигнала усилителя мощности, выбрать наиболее выгодный режим работы ГВВ с максимальной амплитудой нужной гармоники. Для выделения требуемой по частоте гармоники используются LC фильтры, одновременно являющиеся трансформаторами сопротивлений, необходимыми для согласования каскада усиления мощности по входу и с нагрузкой. Такие LC фильтры называют цепями согласования [25] и обычно они трансформируют входной и выходной

импеданс каскада усиления мощности в стандартное сопротивление 50 Ом или 75 Ом в телевизионной технике.

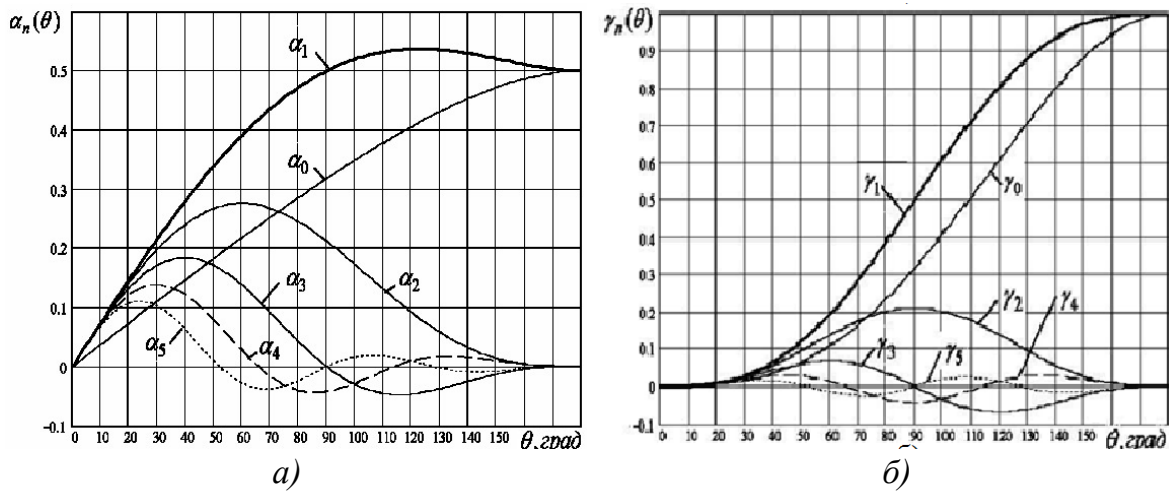


Рис. 3.2. Коэффициенты разложения косинусоидального импульса:
а – функции А. И. Берга; б – в зависимости от угла отсечки
косинусоидального импульса

В каскадах усиления мощности используют как внешнее смещение для задания рабочего режима ГВВ, показанное на рис. 3.3, так и смещение за счет входного сигнала, как изображено на рис. 3.4.

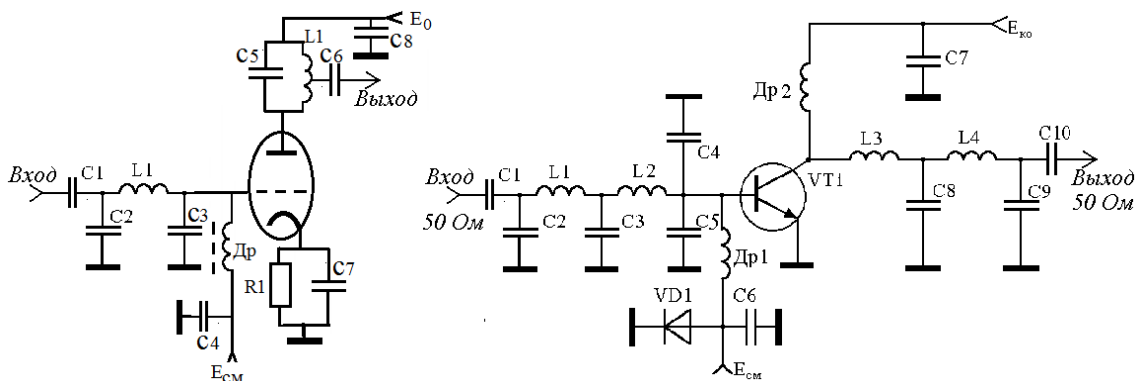


Рис. 3.3. Каскады усиления мощности с внешним смещением

При нулевом смещении у мощных ГВВ за счет входного сигнала реализуется угол отсечки, близкий к 90° , что в соответствии с рис. 3.2 обеспечивает благоприятный коэффициент усиления ГВВ. Каскады усиления мощности по схеме с общей базой менее склонны к самовозбуждению и их широко применяют на частотах СВЧ.

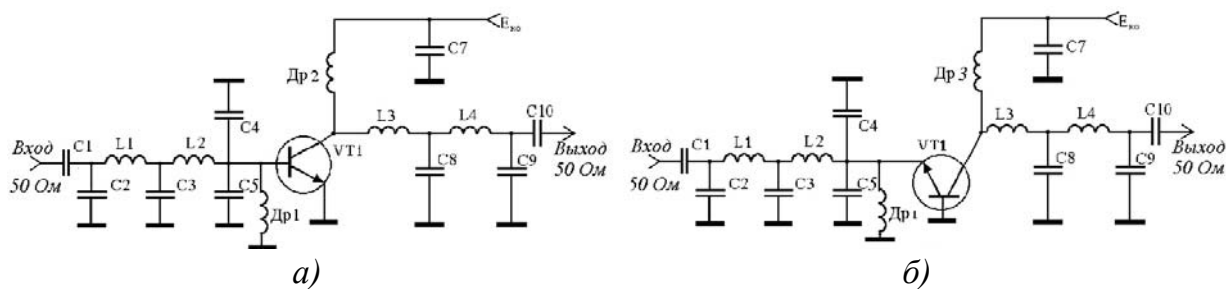


Рис. 3.4. Каскады усиления мощности с нулевым смещением:
 а) – ГВВ по схеме с общим эмиттером; б) – ГВВ по схеме с общей базой

3.1.2. Методика расчета генераторов с внешним возбуждением

Методика расчета ГВВ основана на анализе эквивалентных схем активных элементов [3], а исходными данными для расчета являются требуемая выходная мощность, рабочая частота, напряжение источника питания, некоторые данные об условиях эксплуатации, а также паспортные параметры активного элемента. ВЧ- и СВЧ-транзисторы, производимые в России, приведены в прил. 4.

В результате расчета усилителя мощности определяются его мощностные характеристики: необходимая входная мощность, КПД, коэффициент усиления, тепловая мощность рассеивания, а также импеданс на входе и выходе выбранного активного элемента. По результатам расчета определяется необходимость охлаждения мощного ГВВ и производится расчет цепей согласования (ЦС) с нагрузкой и предыдущим каскадом усиления.

Изложенную в работе [35] методику расчета ГВВ приведем на примере расчета усилителя мощности с выходной мощностью $P_{\text{вых}} = 60$ Вт при напряжении питания $E_{\text{ко}} = +28$ В, работающего с частотой $f = 500$ МГц в стационарных условиях отапливаемого помещения.

Для решения поставленной задачи выбираем транзистор типа 2Т976А, включаемый по схеме с общей базой. Для расчета выбираем критический режим работы каскада при напряжении смещения $U_{B0} = 0$. По справочнику [27] определяем паспортные данные транзистора 2Т976А и сводим их в таблицу.

Параметр	Обозначение	Величина
Граничная частота	$f_{гр}$	1000 МГц
Сопротивление базы	r_b	0,02
Емкость коллектора	C_k	40 пФ
Индуктивность эмиттера	$L_э$	0,92 нГн
Индуктивность коллектора	L_k	1,55 нГн
Индуктивность базы	L_b	0,06 нГн
Коэффициент передачи по току в схеме с общим эмиттером	$h_{21э}$	4
Постоянная времени цепи обратной связи	τ	10 пс
Тепловое сопротивление переход-корпус	$R_{пк}$	1,7 °С/Вт
Средняя рассеиваемая мощность	$P_{рас}$	75 Вт
Температура перехода	$t_{п}^{\circ}$	+160 °С
Емкость внутреннего С звена	$C_э$	140 пФ

Типовое напряжение питания у транзистора 2Т976А рекомендуется как $U_{к0} = 28$ В, но особенностью этого транзистора считается сравнительно малое допустимое напряжение $U_{кБмакс} = 50$ В. Поэтому снижаем напряжение питания каскада до значения $E_{к0} = U_{кБмакс} - U_{к0} = 50 - 28 = 22$ В. Так как рабочая частота меньше граничной ($f < f_{гр}$), то можно использовать типовую методику расчета, предложенную в работе [35].

Мощность эквивалентного генератора P_r выбираем из условий $P_r = (0,8 - 1)P_{вых}$ для схемы с ОЭ и $P_r = (1 - 1,2)P_{вых} = 60$ Вт для схем с ОБ [35]. Выбранный транзистор рекомендован для схем с общей базой, поэтому принимаем $P_r = 72$ Вт и начинаем расчет.

1. Рассчитываем эквивалентное сопротивление потерь в коллекторе

$$r_k = \frac{1}{(wC_k)^2 r_k'} = \frac{1}{(6,28 \cdot 500 \cdot 10^6 \cdot 40 \cdot 10^{-12})^2 0,1} = 634.$$

2. Рассчитываем крутизну линии граничного режима

$$S_{гр} \approx \frac{P_{вых\ типовой}}{U_{к0}} = \frac{60}{28} = 2,14.$$

3. Определяем коэффициент использования коллекторного напряжения

$$\xi_{\Gamma P} = 0,5 + 0,5 \sqrt{1 - \frac{16P_{\Gamma}}{S_{\Gamma P} E_{K0}^2}} = 0,5 + 0,5 \sqrt{1 - \frac{16 \cdot 72}{2,14 \cdot 28^2}} = 0,78.$$

4. Находим амплитуду напряжения, амплитуду тока первой гармоники и сопротивление нагрузки эквивалентного генератора

$$U_{\Gamma} = \xi_{\Gamma P} E_{K0} = 0,78 \cdot 22 = 17,2;$$

$$I_{\Gamma 1} = \frac{2P_{\Gamma}}{U_{\Gamma}} = \frac{2 \cdot 72}{17,2} = 8,4;$$

$$R_{\Gamma} = U_{\Gamma} / I_{\Gamma} = 17,2 / 8,4 = 2,0.$$

5. Осуществляем проверку на превышение коллекторного напряжения

$$U_{K0} + U_{\Gamma} = 28 + 17,2 < U_{KB\text{макс}} = 50 \text{ В.}$$

6. Определяем крутизну по переходу

$$S_{\Pi} = \frac{42,5 I_{\Gamma 1}}{1 + 3,66 \cdot 10^{-3} t_{\Pi}^{\circ}} = \frac{42,5 \cdot 8,4}{1 + 3,66 \cdot 10^{-3} \cdot 160} = 225.$$

7. Находим сопротивление рекомбинации

$$r = \frac{h_{21\beta}}{S_{\Pi}} = \frac{4}{225} = 0,018.$$

8. Определяем сопротивление базы и эмиттера

$$r_{\delta} = \frac{\tau_r}{C_k} = \frac{10 \cdot 10^{-12}}{40 \cdot 10^{-12}} = 0,25; \quad r_{\epsilon} = 0,3 r_{\delta} = 0,075.$$

9. Крутизна статической характеристики коллекторного тока

$$S = \frac{h_{21э}}{r_6 + r + r_3(1 + h_{21э})} = \frac{4}{0,25 + 0,018 + 0,075(1 + 4)} = 6,25.$$

10. Коэффициент разложения импульса выходного тока

$$\begin{aligned} \gamma_1 &= \frac{0,65 + 0,3 \left(\frac{\pi f_{гр} C_3}{S} \right)}{0,67 + 2\pi f_{гр} C_3 \left(\frac{1}{S} - \frac{(U_{B0} - U^1)}{I_{r1}} \right)} = \\ &= \frac{0,65 + 0,3 \left(\frac{3,14 \cdot 10^9 \cdot 140 \cdot 10^{-12}}{6,25} \right)}{0,67 + 6,28 \cdot 10^9 \cdot 140 \cdot 10^{-12} \left(\frac{1}{6,25} - \frac{0 - 0,7}{8,4} \right)} = \frac{0,67}{0,92} = 0,73. \end{aligned}$$

11. По таблицам Берга [3] (прил. 5 или по рис. 3.2, б находим угол отсечки $\theta = 112^\circ$ и проверяем выполнение условия

$$\begin{aligned} U_{ЭБ \text{ макс доп}} &= 4 > 0,7 - \frac{I_{r1}(1 + \cos \theta)}{2\pi f C_3} = \\ &= 0,7 - \frac{8,4 \cdot 0,63}{6,28 \cdot 0,5 \cdot 10^9 \cdot 140 \cdot 10^{-12}} = -11,3 \text{ В.} \end{aligned}$$

Так как $+4 \text{ В} > -11,3 \text{ В}$, то условие выполняется.

12. Рассчитываем токи и напряжения эквивалентной схемы транзистора, раскладывая по теореме Эйлера $e^{jx} = \cos x + j \sin x$.

$$\begin{aligned} \dot{I} &= j \frac{f I_{r1}}{f_{гр} \gamma_1} e^{j0,4 \frac{f}{f_{гр}}} = j \frac{500 \cdot 10^6 \cdot 8,4}{1000 \cdot 10^6 \cdot 0,73} (\cos 0,2 + j \sin 0,2) = \\ &= j5,7(\cos 11^\circ + j \sin 11^\circ) = j5,6 - 1,09; \end{aligned}$$

$$\dot{I}_{\text{э1}} = \dot{I} + \dot{I}_{\text{r1}} = j5,6 - 1,09 + 8,4 = 7,3 + j5,6;$$

$$\dot{U}_{\text{э1}} = \dot{I}_{\text{э1}} (r_{\text{э}} + j2\pi fL_{\text{э}}) = (7,3 + j5,6) (0,075 + j2,9) = -15,7 + j21,6;$$

$$\begin{aligned} \dot{U}_{\text{н1}} &= -j \left(\frac{1 - \gamma_1}{2\pi f C_{\text{э}}} \right) \dot{I} = -j \left(\frac{0,27(j5,6 - 1,09)}{6,28 \cdot 0,5 \cdot 10^9 \cdot 140 \cdot 10^{-12}} \right) = \\ &= \frac{j1,5 - 0,29}{0,44} = j3,4 - 0,66. \end{aligned}$$

$$\dot{U}_{C_{\text{ка}}} = \dot{U}_{\text{r}} + \dot{U}_{\text{н1}} = 17,2 - 0,66 + j3,4 = 16,5 + j3,4;$$

$$\begin{aligned} \dot{I}_{C_{\text{ка}}} &= j2\pi f C_{\text{ка}} \dot{U}_{C_{\text{ка}}} = j6,28 \cdot 0,5 \cdot 10^9 \cdot 13 \cdot 10^{-12} \times \\ &\times (16,5 + j3,4) = j0,7 - 0,14; \end{aligned}$$

$$\dot{I}_{r'_6} = \dot{I} + \dot{I}_{C_{\text{ка}}} = j5,6 - 1,09 - 0,14 + j0,7 = j6,3 - 1,23;$$

$$\dot{U}_{r'_6} = r'_6 \dot{I}_{r'_6} = 0,25(j6,3 - 1,23) = j1,6 - 0,3;$$

$$\dot{U}_{C_{\text{кп}}} = \dot{U}_{r'_6} + \dot{U}_{C_{\text{ка}}} = j1,6 - 0,3 + 16,5 + j3,4 = 16,2 + j5;$$

$$\begin{aligned} \dot{I}_{C_{\text{кп}}} &= j2\pi f C_{\text{кп}} \dot{U}_{C_{\text{кп}}} = j6,28 \cdot 0,5 \cdot 10^9 \cdot 26 \cdot 10^{-12} (16,2 + 5j) = \\ &= 1,3j - 0,4; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} r_{\text{к}} &\approx \frac{1}{r'_{\text{к0}} (2\pi f C_{\text{к}})^2} = \frac{1}{0,02(6,28 \cdot 0,5 \cdot 10^9 \cdot 40 \cdot 10^{-12})^2} = \\ &= \frac{1}{3,17 \cdot 10^{-4}} = 3155; \end{aligned}$$

$$\dot{I}_{r_{\text{к}}} = \dot{U}_{C_{\text{кп}}} / r_{\text{к}} = \frac{16,2 + j5}{3155} = 0,005 + j0,002;$$

$$\begin{aligned} \dot{I}_{\text{б1}} &= \dot{I}_{r'_6} + \dot{I}_{C_{\text{кп}}} + \dot{I}_{r_{\text{к}}} = j6,3 - 1,23 + j1,3 = 0,005 + 0,002j = \\ &= -1,23 + j7,6; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \dot{U}_{L_6} &= j2\pi f L_6 \dot{I}_{\text{б1}} = j6,28 \cdot 0,5 \cdot 10^9 \cdot 0,06 \cdot 10^{-9} \times \\ &\times (-1,23 + j7,6) = -j0,23 - 1,43; \end{aligned}$$

$$\dot{U}_B = \dot{U}_\varepsilon + \dot{U}_{L\sigma} + \dot{U}_{r'_6} + \dot{U}_{\text{пл}} = -15,7 + j21,6 - j0,23 - 1,43 + j1,6 - 0,3 - 0,7 + j3,4 = -18,1 + j26,4;$$

$$\dot{I}_{K1} = \dot{I}_{\Gamma1} - \dot{I}_{C_{ка}} - \dot{I}_{C_{кп}} - \dot{I}_{r_k} = 8,4 + 0,14 - j0,7 + 0,4 - j1,3 = 8,84 - j2,0.$$

13. Для схемы с общей базой

$$\dot{U}_K = \dot{U}_{C_{кп}} - \dot{U}_{L\sigma} = 16,2 + j3,4 + j0,23 + 1,43 = 17,6 + j3,6;$$

$$\begin{aligned} \dot{Z}_{\text{вх1об}} &= r_{\text{вх1}} + jx_{\text{вх1}} = \dot{U}_B / \dot{I}_{\varepsilon1} = \frac{-18,1 + j26,4}{7,3 + j5,6} = \\ &= \frac{-18,1 \cdot 7,3 - j26,4 \cdot 7,3 + j5,6 \cdot 18,1 + 26,4 \cdot 5,6}{7,3^2 + 5,6^2} = \\ &= \frac{16}{84,7} - j \frac{92}{84,7} = 0,19 - j1,09. \end{aligned}$$

14. Находим мощность сигнала, отдаваемую в нагрузку:

$$\begin{aligned} P_{\text{вых}} &= 0,5 \left(\text{Re} \dot{U}_K \text{Re} \dot{I}_{K1} + \text{Im} \dot{U}_K \text{Im} \dot{I}_{K1} \right) = \\ &= 0,5(17,6 \cdot 8,84 - 3,6 \cdot 2) = 74 \text{ Вт}. \end{aligned}$$

Если выходная мощность удовлетворяет заданию, то продолжаем расчет, если нет, то повторяем его, скорректировав P_r . Производственный запас в 21 % нас устраивает, поэтому продолжаем расчет.

15. Определяем требуемую мощность возбуждения. При этом учтем, что для схемы с ОЭ $\dot{I}_{\text{вх}} = \dot{I}_{\sigma1}$, а для схемы с ОБ $\dot{I}_{\text{вх}} = \dot{I}_{\varepsilon1}$

$$\begin{aligned} P_B &= 0,5 \left(\text{Re} \dot{U}_B \text{Re} \dot{I}_{\text{вх}} + \text{Im} \dot{U}_B \text{Im} \dot{I}_{\text{вх}} \right) = \\ &= 0,5 (-18,1 \cdot 7,3 + 26,4 \cdot 5,6) = 8 \text{ Вт}. \end{aligned}$$

16. Находим постоянную составляющую коллекторного тока

$$I_{\text{ко}} = \frac{I_{\Gamma_1}}{g_1(\theta)} = \frac{8,4}{1,38} = 6,09 \text{ А},$$

где $g_1(\theta) = \frac{\alpha_1}{\alpha_0} = 1,32$ – коэффициент формы для угла отсечки $\theta = 112^\circ$,

определяемый согласно прил. 5.

17. Находим мощность, потребляемую от источника питания, по формуле $P_0 = I_{\text{ко}}E_{\text{к0}}$, и коэффициент полезного действия усилителя при этом определим как

$$\eta = \frac{P_{\text{ВЫХ}}}{P_0 + P_{\text{В}}} = \frac{74}{6,09 \cdot 22 + 8} 100 \% = 52 \%$$

18. Определяем коэффициент усиления ГВВ по мощности

$$K_P = \frac{P_{\text{ВЫХ}}}{P_{\text{В}}} = \frac{74}{8} = 9,25 = 9,66 \text{ дБ.}$$

19. Определяем мощность, рассеиваемую на транзисторе:

$$P_{\text{рас}} = P_0 + P_{\text{В}} - P_{\text{ВЫХ}} = 134 + 8 - 74 = 68,0 \text{ Вт.}$$

20. Проверяем выполнение неравенства

$$P_{\text{рас}} = 68,0 < P_{\text{макс доп}} = \frac{t_{\text{п}}^0 - t_{\text{к}}^0}{R_{\text{ПК}}} = \frac{160 - 30}{1,7} = 76,5.$$

21. Находим нагрузку на внешних выводах транзистора

$$Z_{\text{ВЫХ}} = \frac{\dot{U}_k}{\dot{I}_{k1} - j2\pi f L_k} = \frac{17,6 + 3,6j}{8,84 - 2j - 6,28 \cdot 0,5 \cdot 10^9 \cdot 1,55 \cdot 10^{-9} j} =$$

$$= \frac{17,6 + 3,6j}{8,84 - 6,9j} = \frac{17,6 \cdot 8,84 - 3,6 \cdot 6,9}{126} + j \frac{3,6 \cdot 8,84 + 17,6 \cdot 6,9}{126} =$$

$$= 1,04 + j1,2.$$

На этом расчет каскада закончен. Реактивные составляющие сопротивлений $Z_{\text{ВХ}}$ и $Z_{\text{ВЫХ}}$ скомпенсируем элементами входной и выходной цепей согласования.

3.1.3. Исследование лампового генератора с внешним возбуждением

Для экспериментального исследования ГВВ соберем испытательный стенд, схема которого показана на рис. 3.5.

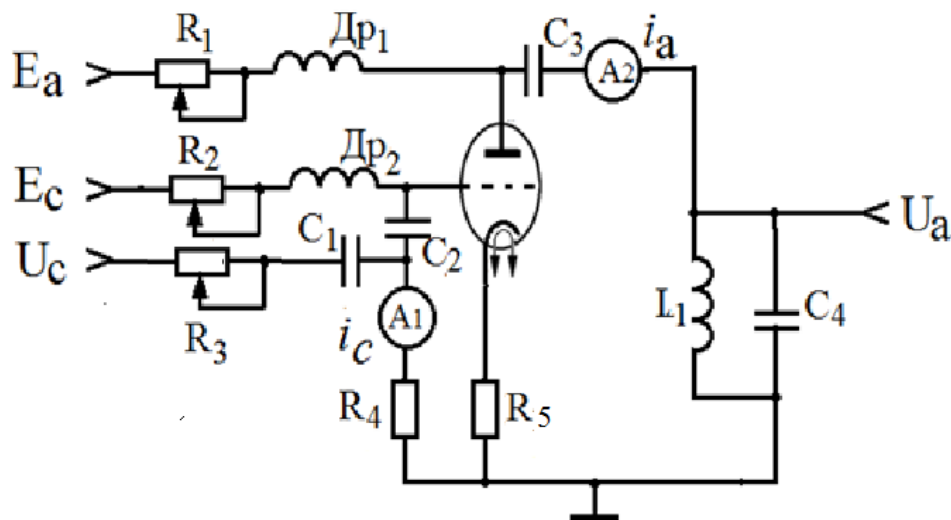


Рис. 3.5. Ламповый усилитель мощности

Подключим к схеме анодное E_a и сеточное напряжение E_c и подадим на вход сигнал U_c с частотой f . Меняя с помощью потенциометров $R_1 - R_3$ анодное или сеточное напряжение и уровень входного сигнала, можно изучать разные режимы работы ГВВ: недонапряженный, критический и перенапряженный. Например, при низком напряжении на сетке сеточные токи очень малы и реализуется недонапряженный режим, как показано на рис. 3.6.

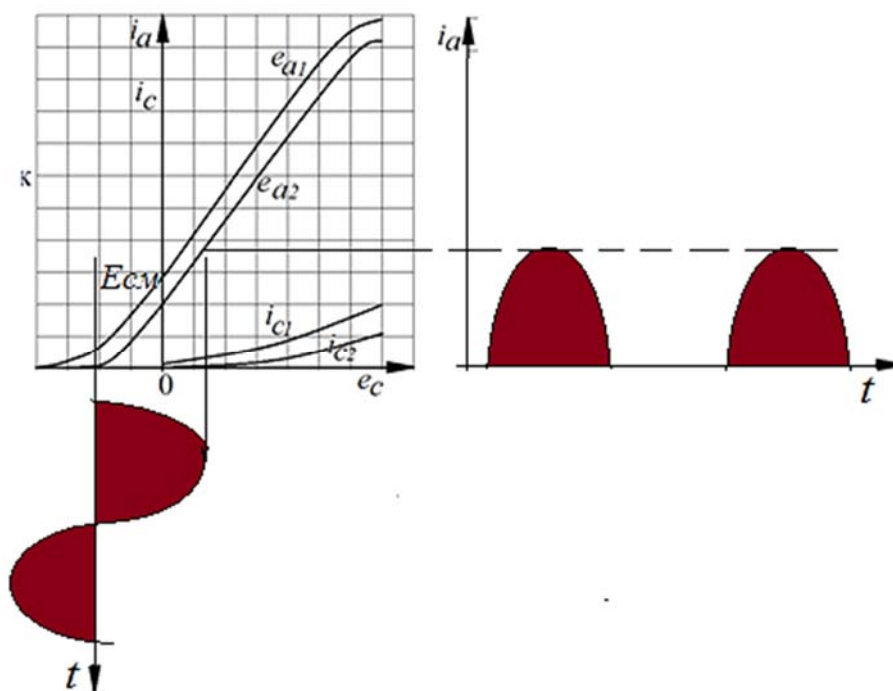


Рис. 3.6. Работа ГВВ в недонапряженном режиме

Если увеличивать амплитуду входного сигнала и использовать весь линейный участок выходной статической характеристики лампы, то наступит критический режим. В этом режиме косинусоидальный импульс имеет максимальную амплитуду и не искажен по форме. Спектр неискаженного косинусоидального импульса содержит частоту входного сигнала и его гармоники, частота которых в целое число раз больше частоты входного сигнала, а амплитуды определяются в соответствии с коэффициентами А. И. Берга.

При большой амплитуде входного сигнала растет сеточный ток лампы и наступает перенапряженный режим (рис. 3.7). Лампа входит в насыщение, так как растет входной ток и на анод приходит меньше электронов. С дальнейшим ростом уровня входного сигнала продол-

жается рост тока сетки, а так как входные и выходные токи в противофазе, то в импульсах выходного тока растет провал.

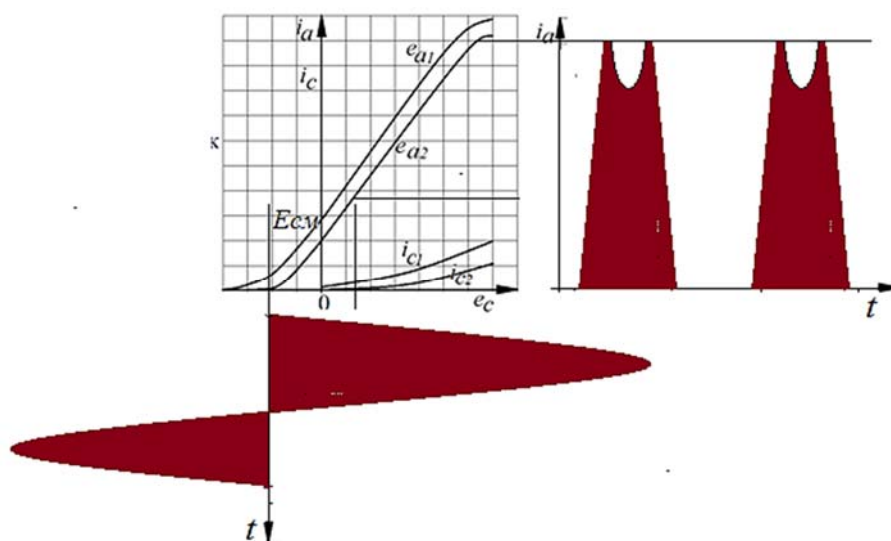


Рис. 3.7. Работа ГВВ в перенапряженном режиме

Если провал не больше 20 % от амплитуды выходного импульса, то режим называют слабоперенапряженным, а если больше, то режим работы ГВВ называют сильноперенапряженным. Поскольку форма косинусоидальных импульсов при перенапряженном режиме работы исказилась, то в спектре выходного сигнала ГВВ, кроме основной частоты и ее гармоник, в соответствии с преобразованием Фурье (рис. 3.8) от формы сигнала появляются дополнительные частоты, более высокие по частоте по сравнению с частотой входного сигнала.

Перенапряженный режим может наступать и при малом анодном напряжении, когда положительный потенциал сетки сильнее притягивает к себе часть электронов и они не попадают на анод.



Рис. 3.8. Французский математик и физик барон Жан-Батист Жозеф Фурье (1768 – 1830)

Измеряя E_a , I_0 , несложно определить потребляемую ГВВ мощность $P_0 = I_0 \cdot E_0$, а колебательная мощность, выделяемая в анодном контуре, определяется как $P_k = i_a \cdot U_a / 2$.

Коэффициент полезного действия выходной цепи ГВВ найдем как

$$\eta = \frac{i_a \cdot U_a}{2 \cdot I_0 \cdot E_0} = \frac{1}{2} \frac{\alpha_1}{\alpha_0} \xi = \frac{1}{2} g_0 \cdot \xi,$$

где $g_0 = \alpha_1 / \alpha_0$ – коэффициент формы выходного импульса;

$\xi = U_a / E_0$ – коэффициент использования анодного напряжения.

КПД выходной цепи отличается от КПД всего ГВВ, так как в нем не учтена приходящая в ГВВ входная мощность. Полный КПД для каскада ГВВ

$$\eta = \frac{i_a \cdot U_a}{2 \cdot I_0 \cdot E_0 + P_{\text{вх}}},$$

где $P_{\text{вх}}$ – приходящая в ГВВ входная мощность.

Энергетические параметры ГВВ – это КПД, потребляемая мощность P_0 , полезная мощность P_1 , входная мощность $P_{\text{вх}}$, мощность рассеивания $P_{\text{рас}}$ и коэффициент усиления каскада K_y . Зависимости энергетических параметров ГВВ от внешних показателей образуют семейства характеристик:

- нагрузочные – функции энергетических параметров от сопротивления нагрузки Z_n ;
- частотные – функции P_1 , P_0 , $P_{\text{рас}}$, K_y , КПД от входной частоты;
- амплитудные – функции P_1 , P_0 , $P_{\text{рас}}$, K_y , КПД от входной мощности $P_{\text{вх}}$.

С ростом сопротивления нагрузки лампы растет напряжение на контуре. Это приводит к изменению формы динамической характеристики ГВВ [8] (рис. 3.9).

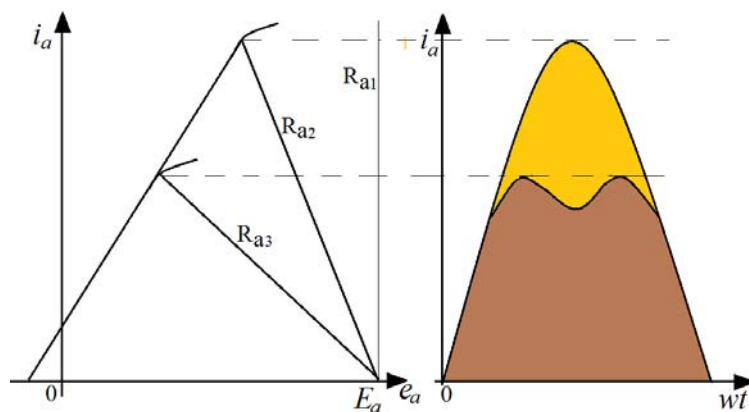


Рис. 3.9. Динамические характеристики ГВВ

При коротком замыкании нагрузки $R_a = 0$, $e_a = E_a$ и динамическая характеристика ГВВ будут иметь вид вертикальной прямой ($Ea1$ на рис. 3.9). С ростом R_a наклон динамической характеристики ГВВ увеличивается и ГВВ переходит из недонапряженного режима в критический R_{a2} , а затем – в перенапряженный R_{a3} .

При расстройке анодного контура его сопротивление становится комплексным, что вызывает:

- уменьшение модуля $|R_a|$ и амплитуды напряжения на контуре, так как $U_k = i_{a1} |R_a|$;
- появление сдвига фаз между током первой гармоники и напряжением на контуре. Это приводит к асимметрии в форме выходных импульсов (рис. 3.10).

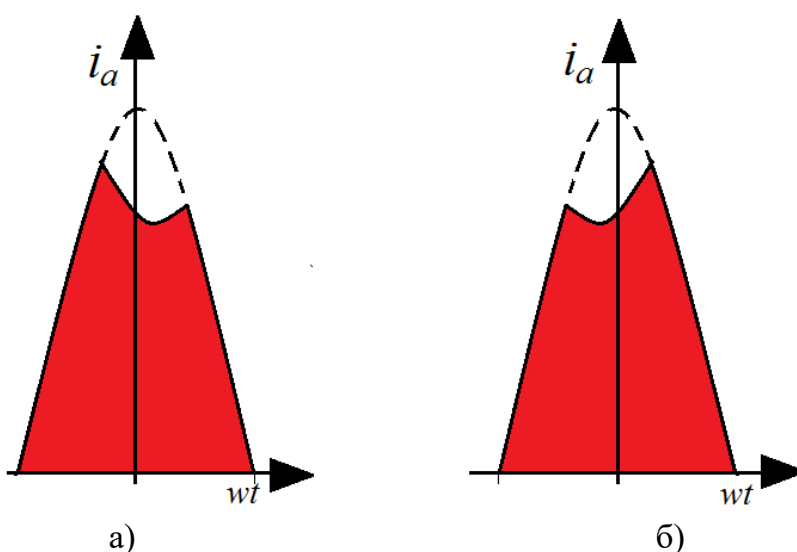


Рис. 3.10. Нагрузка емкостного а) и индуктивного б) характера

Кроме недонапряженного, критического и перенапряженного режимов используют и режим без отсечки, называемый режимом «А». В этом режиме ГВВ работает как усилитель, так как в выходном сигнале гармоники входного сигнала отсутствуют. Но режим «А» оказался маловостребованным из-за того, что коэффициент полезного действия в этом режиме не превышает 22,5 %. Малый КПД в режиме «А» обусловлен тем, что в этом режиме требуется подавать на каскад ГВВ большое смещение, чтобы входной сигнал использовал линейный участок выходной статической характеристики полностью. При этом через каскад идет значительный постоянный ток, что и приводит к низкому КПД в режиме «А».

Рассмотренное выше относится и к транзисторной технике, так как статические характеристики лампового и транзисторного триодов отличаются только масштабом по осям координат. Лампа работает с большими питающими напряжениями и сравнительно малыми токами, а транзисторный ГВВ, наоборот, работает с малыми питающими напряжениями и большими токами.

Анализируя работу ГВВ в разных режимах, можно сделать вывод о том, что для получения максимальной колебательной мощности наиболее выгодны критический или слабоперенапряженный режимы. Подбирая напряжения смещения и возбуждения, а также напряжение анодного питания, можно получить любой необходимый режим работы ГВВ.

Методика получения максимальной мощности на выходе ГВВ состоит в следующем:

1. Необходимо настроить контур (см. рис. 3.5) в резонанс при включенной нагрузке R_a .

2. Предварительно нужно добиться, чтобы нагрузка не имела реактивной составляющей. Это достигается подключением между ГВВ и нагрузкой цепей согласования, компенсирующих реактивную составляющую нагрузки за счет включения ее в состав элементов согласующей цепи.

3. При заданных нагрузке R_a и уровне входного сигнала U_c , изменяя E_c и E_a , добиться режима максимальной мощности.

Часто ГВВ используют в качестве умножителей частоты, так как в спектре выходного сигнала присутствуют высшие гармоники. Для

этого выбирают угол отсечки по правилу $\theta = \frac{120^\circ}{n}$, где n – номер необходимой гармоники входной частоты ГВВ.

Настраивая анодный (коллекторный) контур на частоту нужной гармоники, выделяют требующуюся гармонику входной частоты ГВВ. Однако умножать частоту больше чем в $n = 4$ раз с помощью ГВВ затруднительно, так как с ростом номера гармоники снижается ее амплитуда мощности в соответствии с коэффициентами Берга (см. рис. 3.2), а также сложно поддерживать постоянным малый угол отсечки. Чаще всего умножители на ГВВ используют для умножения частоты в 2 или 3 раза, а необходимую более высокую частоту получают, включая последовательно несколько умножителей в 2 и 3 раза.

3.2. Автогенераторы

3.2.1. Автогенераторы гармонических колебаний

Известно много различных принципов генерирования радиосигналов. На разных физических принципах построены:

- квантовые генераторы – лазеры и мазеры;
- магнетроны, гиротроны и другие генераторы, выполненные на взаимодействии электрических и магнитных полей;
- генераторы на ЛПД и других СВЧ-диодах.
- трехточечные автогенераторы.

Наиболее широко в радиотехнике используются трехточечные автогенераторы на триодах. В основном их реализуют на транзисторах, что позволяет при их малой мощности обеспечить минимальные уровни шумов.

Структура трехточечного автогенератора сводится к объединению активного элемента с контурной системой, как показано на рис. 3.11. Для упрощения понимания принципа работы трехточечного автогенератора на рис. 3.11 не приведены элементы смещения и питания транзистора.

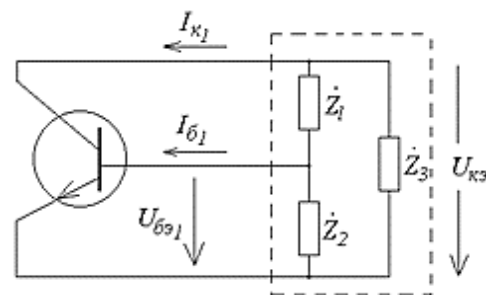


Рис. 3.11. Структура трехточечного автогенератора

Принцип работы трехточечного автогенератора прост и заключается в том, что часть сигнала из контура $\dot{Z}_1, \dot{Z}_2, \dot{Z}_3$ с резонансной частотой f поступает на вход триода, усиливается, а усиленный сигнал возвращается в контур. В контуре инвертируется его фаза и сигнал снова поступает на вход транзистора, усиливается – и так по кругу.

Из уравнений для токов и напряжений по схеме рис. 3.11 не сложно вывести [28] общее уравнение для трехточечного автогенератора в виде

$$\dot{S}_1 \dot{K} \dot{Z}_K = S_1 K Z_K \exp[j(\varphi_S + \varphi_K + \varphi_{ZK})] = 1, \quad (3.1)$$

где $\dot{S}_1 = \dot{I}_{K1} / \dot{U}_{\sigma\delta 1}$ при $\dot{U}_{\kappa\delta 1} = 0$;

$$\dot{K} = \dot{U}_{\sigma\delta 1} / \dot{U}_{\kappa\delta 1}, \quad \text{при } \dot{I}_{\delta 1} = 0; \quad \dot{Z}_K = \frac{\dot{Z}_3(\dot{Z}_1 + \dot{Z}_2)}{\dot{Z}_1 + \dot{Z}_2 + \dot{Z}_3}.$$

Уравнение (3.1) сводится к двум простым, которые назвали:

- балансом амплитуд $S_1 K Z_K = 1$ и
- балансом фаз $\varphi_S + \varphi_K + \varphi_{ZK} = 2\pi n$, при $n = 0, 1, 2, \dots$

Выходной сигнал усилителя перед подачей на вход нужно инвертировать по фазе, так как входные и выходные сигналы в противофазе. Для инверсии фазы контуром реактивности Z_1 и Z_2 должны быть разного знака. Это породило два варианта построения трехточечных автогенераторов (рис. 3.12).

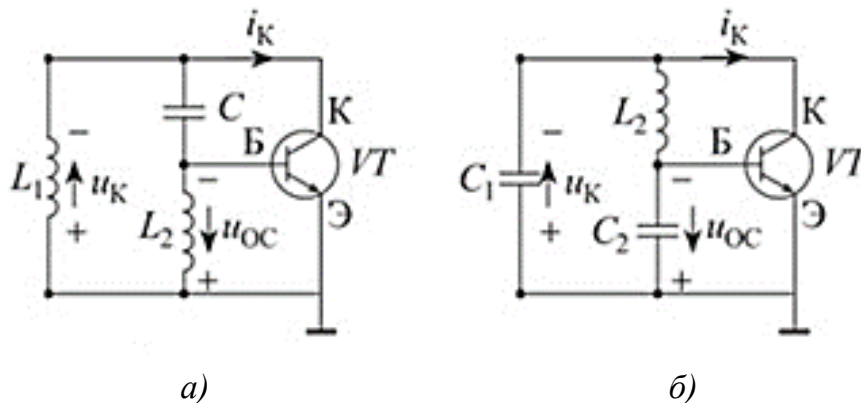


Рис. 3.12. Трехточечные генераторы без цепей питания

В соответствии с элементом Z_3 такие схемы стали называть: а) индуктивной трехточкой; б) емкостной трехточкой.

Известно много разновидностей построения трехточечных генераторов. Эти схемы в литературе иногда называют по имени изобретателей: генераторы Армстронга, Клаппа, Хартли, Вачкара и др. Например, на рис. 3.13 приведены два генератора по схеме Клаппа и генератор на полевом транзисторе.

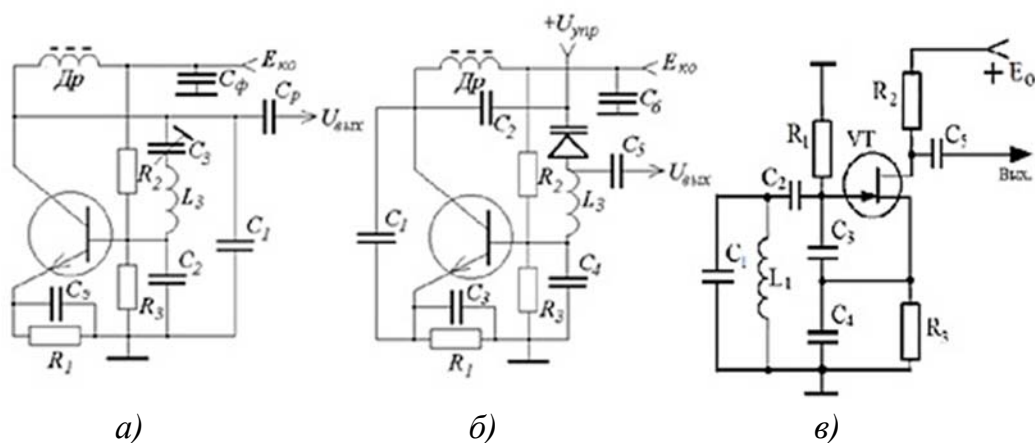


Рис. 3.13. Генераторы по схеме Клаппа а), в) и генератор, управляемый напряжением б)

3.2.2. Стабильность частоты генераторов сигналов

Стабильностью частоты генератора сигналов называют отношение возможного отклонения частоты сигнала от номинального значения к этому номинальному значению частоты, т. е. $\frac{\Delta f}{f}$. Высокая стабильность частоты – одно из основных условий надежной работы средств радиосвязи, поэтому этот параметр задающих генераторов имеет важное значение.

Отклонение частоты возможно из-за ряда причин, к которым относятся как влияние флуктуаций питающих генератор напряжений, так и вибрация деталей схемы, а также температурные колебания в аппаратуре. Питающие напряжения можно стабилизировать известными методами [11], а вибрацию убрать конструктивными методами, такими, например, как покрытие схемы крепящими лаками или заливка компаундами. Сложнее с температурными флуктуациями, так как минимизировать их удастся только термостатированием генераторов, что существенно увеличивает габаритные размеры аппаратуры.

Известно [1, 9], что генератор сигналов, работающий без принятия мер по защите от изменений температуры, имеет стабильность частоты не лучше чем $\frac{\Delta f}{f} = 10^{-3}$.

Но такая стабильность частоты недопустима для систем радиосвязи, навигационных радиосистем, для систем радио- и телевидения и других практических приложений. Для улучшения стабильности частоты генераторов сигналов в двадцатых годах прошлого века стали использовать кварцевые резонаторы, не чувствительные к температурным колебаниям.

Стабильность частоты кварцевых резонаторов основана на использовании механических резонансов, чувствительных к изменениям температуры. Ряд элементов, таких, например, как минералы кварца и турмалина, обладают прямым и обратным пьезоэффектами, при которых изменение напряжения на пластине из такого материала вызывает деформацию пластины, вследствие чего на ней появляются электрические заряды, вызывающие механические колебания пластины, совпадающие по частоте с колебаниями заряда на ее поверхности. К пластинам припаивают выводы и помещают кварцевые резонаторы в металлические корпуса, как показано на рис. 3.14, либо в вакуум в герметизированные стеклянные корпуса.

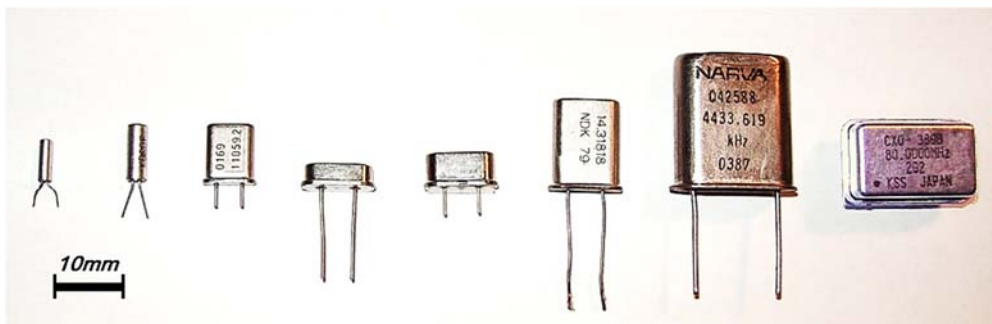


Рис. 3.14. Внешний вид кварцевых резонаторов в герметизированных металлических корпусах

Стабильность частоты генераторов, в структуру которых введены кварцевые резонаторы, повышается до уровней

$$\frac{\Delta f}{f} = 10^{-6} - 10^{-7}.$$

Такая стабильность частоты устраивает почти все радиослужбы. Кварцевые резонаторы успешно возбуждаются и на гармониках основной частоты, но с ростом номера гармоники снижается амплитуда ее сигнала [1].

Принципиальные схемы кварцевых генераторов мало отличаются от схем простых трехточечных генераторов. В этих схемах кварцевый резонатор может заменять один из элементов трехточечного контура либо служить фильтром, пропускающим только свою рабочую частоту.

К недостаткам генераторов с кварцевыми резонаторами можно отнести их малую мощность, не превышающую нескольких милливатт, а также ограничение частотного диапазона кварцевых резонаторов частотой 100 МГц, так как с дальнейшим ростом частоты уменьшаются размеры кварцевой пластины и затруднено крепление выводов с резонатора.

3.2.3. Методика расчета трехточечного кварцевого генератора

Схемы индуктивной и емкостной трехточек не отличаются по своим характеристикам. Выходной сигнал генератора может сниматься непосредственно с колебательного контура через конденсатор небольшой емкости или с электродов транзистора, не заземленных по переменному току. Для питания генераторов следует использовать стабильные источники питания с малыми пульсациями напряжения. Рассмотрим расчет трехточечного кварцевого автогенератора, схема которого приведена на рис. 3.15. Расчет выполним по методике, изложенной в работе [29].

Задаемся параметрами для расчета кварцевого генератора. К ним относятся:

$f_H = 6,875$ МГц – частота автогенератора;

$\delta = 1,2 \cdot 10^{-6}$ – заданная стабильность частоты.

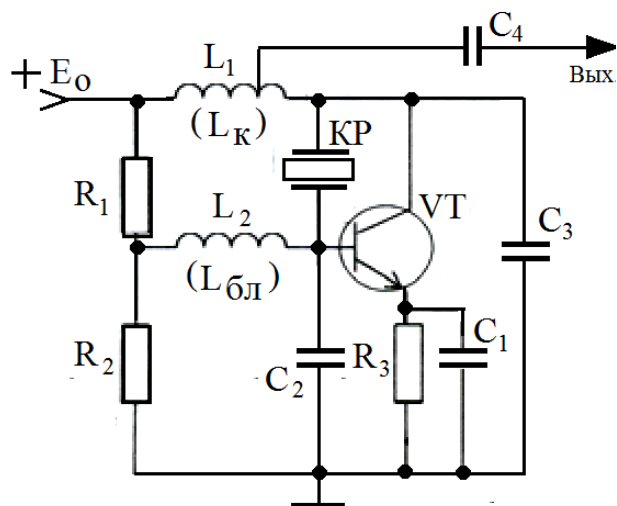


Рис. 3.15. Принципиальная схема кварцевого генератора

Зададим параметры работы транзистора $E_{кэ} = 6$ В, $E_э = 3$ В.

$\beta_0 = \sqrt{h_{21э \min} \cdot h_{21э \max}} = \sqrt{20 \cdot 90} = 42,43$ – статический коэффициент усиления по току в схеме с общим эмиттером;

$I_{к \text{ доп}} = 100$ мА – допустимый ток коллектора;

$f_T = 100$ МГц – граничная частота в схеме с общим эмиттером.

Подходящий по частоте транзистор типа КТ315А со следующими параметрами:

$\tau_r = 300$ нс – постоянная времени цепи обратной связи транзистора;

$P_{к \text{ доп}} = 150$ мВт – допустимая мощность, рассеиваемая на коллекторе;

$C_к = 7$ пф – емкость коллекторного перехода транзистора;

$U_{кэ \text{ доп}} = 25$ В – допустимое напряжение на коллекторе в схеме с общим эмиттером.

Задаем коэффициент полезного действия и коэффициент полезного действия контура $\eta_к = \eta_э = 0,25$.

$$P_{\sim} = \frac{P_H}{\eta_к} = \frac{0,01}{0,25} = 0,04 \text{ Вт}, \quad P_{к \text{ доп}} = \frac{P_H}{\eta_э \eta_к} = \frac{0,01}{0,25 \cdot 0,25} = 0,16 \text{ Вт}.$$

Это значение не превышает предельно допустимых параметров, продолжаем расчет. Вычисляем напряжение источника питания

$$E_к = E_{кэ} + E_э = 6 + 3 = 9 \text{ В}.$$

$$I_{к0} = (10 - 15) \frac{P_H}{E_к} = 10 \frac{0,01}{9} = 11,1 \text{ мА}.$$

$$\text{Определяем ток базы } I_{б0} = \frac{I_{к0}}{\beta_0} = \frac{11,1 \cdot 10^{-3}}{42,43} = 0,26 \text{ мА}.$$

Вычисляем ток эмиттера по формуле

$$I_{э0} = I_{к0} \frac{1 + \beta_0}{\beta_0} = 11,1 \cdot 10^{-3} \frac{1 + 42,43}{42,43} = 11,36 \text{ мА}.$$

Находим сопротивление эмиттерного автосмещения

$$R_э = \frac{E_э}{I_{э0}} = \frac{3}{11,1 \cdot 10^{-3}} = 270,3 \text{ Ом}.$$

Выбираем стандартное из ряда сопротивлений $R_9 = 270 \text{ Ом}$.

Вычисляем ток делителя

$$I_{\text{дел}} = 10I_{\beta 0} = 10 \cdot 0,26 \cdot 10^{-3} = 2,6 \text{ мА}.$$

Вычисляем напряжение на базе транзистора

$$E_6 = E_9 + 0,7 = 3,7 \text{ В}.$$

Находим результирующее сопротивление делителя напряжения

$$R_{\text{дел}} = \frac{E_k}{I_{\text{дел}}} = \frac{9}{2,6 \cdot 10^{-3}} = 3,46 \text{ кОм}.$$

Рассчитываем сопротивления делителя

$$R_2 = \frac{E_6}{I_{\text{дел}}} = \frac{3,7}{2,6 \cdot 10^{-3}} = 1,42 \text{ кОм}.$$

$$R_1 = R_{\text{дел}} - R_2 = 3,46 - 1,42 = 2,04 \text{ кОм}.$$

Из ряда номиналов выбираем 2,0 кОм.

Задаем коэффициент регенерации автогенератора

$$G_p = (3 - 7) = 5.$$

Вычисляем управляющее сопротивление $R_{\text{упр}} = \frac{G_p}{S}$,

где $S = \frac{\beta_0}{r_6 + \beta_0 \cdot r_3}$ – крутизна статической характеристики транзистора;

r_6 – сопротивление базы транзистора;

r_3 – сопротивление эмиттера.

$$r_6 = \frac{\tau_k}{C_k} = \frac{300 \cdot 10^{-12}}{7 \cdot 10^{-12}} = 42,86 \text{ Ом}.$$

$$r_3 = \frac{1}{40 \cdot I_{\beta 0}} = \frac{1}{40 \cdot 11,36 \cdot 10^{-3}} = 2,2 \text{ Ом}.$$

$$S = \frac{42,43}{42,86 + 42,43} = 0,312 \frac{\text{А}}{\text{В}}, \quad R_{\text{упр}} = \frac{5}{0,312} = 16,03 \text{ Ом}.$$

Задаем коэффициент обратной связи

$$K_{\text{ос}} = \frac{C_3}{C_2} \leq 1, \quad K_{\text{ос}} = 0,5.$$

Вычисляем реактивное сопротивление емкости C_3

$$X_3 = \sqrt{\frac{R_{\text{упр}} \cdot r_{\text{кв}}}{K_{\text{ос}}}} = \sqrt{\frac{30 \cdot 16,03}{0,5}} = 31,01 \text{ Ом},$$

где $r_{\text{кв}}$ – сопротивление кварца (30 Ом).

Находим величины конденсаторов C_2 и C_3 :

$$C_3 = \frac{1}{2\pi f_{\text{кв}} \cdot X_3} = \frac{1}{6,28 \cdot 5 \cdot 10^6 \cdot 31,01} = 1,0 \cdot 10^{-9} \text{ Ф}.$$

Из ряда номиналов выбираем $C_3 = 1,0 \text{ нФ}$.

$$C_2 = \frac{C_3}{K_{\text{ос}}} = \frac{1,0 \cdot 10^{-9}}{0,5} = 2,0 \text{ нФ}.$$

Емкость блокировочного конденсатора

$$C_2 = \frac{10 - 20}{2\pi f_{\text{кв}} \cdot R_9} = \frac{10}{6,28 \cdot 5 \cdot 10^6 \cdot 270} = 1,18 \cdot 10^{-9} \text{ Ф}.$$

Из ряда номиналов выбираем $C_1 = 1,2 \text{ нФ}$.

Вычисляем индуктивность блокировочного дросселя L_1

$$L_1 = \frac{(20 - 30)X_3}{\omega_{\text{кв}}} = \frac{20 \cdot 31,01}{31,4 \cdot 10^6} = 1,98 \text{ Гн}.$$

Вычисляем индуктивность блокировочного дросселя L_2

$$L_2 = \frac{(20 - 30)X_2}{\omega_{\text{кв}}},$$

где X_2 – реактивное сопротивление емкости C_2 .

$$X_2 = \frac{1}{31,4 \cdot 10^6 \cdot 2 \cdot 10^{-9}} = 15,45 \text{ Ом}.$$

$$L_2 = \frac{20 \cdot 15,45}{31,4 \cdot 10^6} = 9,84 \text{ мкГн}.$$

Из ряда номиналов выбираем $L_2 = 10 \text{ мкГн}$.

Проверяем неравенство

$$(20 - 30)X_2 \leq \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2},$$

$$30 \cdot 15,45 = 463,5 \leq \frac{2 \cdot 1,42 \cdot 10^6}{(2 + 1,42)10^3} = 837,2.$$

Неравенство выполняется. Следовательно, нет необходимости в дросселе L_2 .

Определяем коэффициент Берга для стационарного режима

$$\gamma(\theta_k) = \beta_1 = \frac{1}{G_p} = 0,2.$$

По таблице Берга определяем угол осечки коллекторного тока $\theta_k = 60^\circ$.

По табличным данным находим коэффициенты Берга для данного угла осечки

$$\alpha_0(\theta_k) = 0,218, \quad \alpha_1(\theta_k) = 0,391.$$

Размах импульса коллекторного тока определяем по формуле

$$I_{\text{МК}} = \frac{I_{\text{к0}}}{\alpha_0(\theta_k)} = \frac{11,1 \cdot 10^{-3}}{0,218} = 0,051 \text{ А.}$$

Проверяем выполнение условия $I_{\text{МК}} \leq I_{\text{МК доп}}$, где $I_{\text{МК}} = 0,1 \text{ А}$ – допустимое значение размаха импульса коллекторного тока.

$0,051 < 0,1$ – данное условие выполняется.

Рассчитываем амплитуду первой гармоники коллекторного тока

$$I_{\text{к1}} = I_{\text{МК}} \cdot \alpha_1(\theta_k) = 0,051 \cdot 0,391 = 19,94 \text{ мкА.}$$

Вычисляем амплитуду переменного напряжения на базе

$$U_{\text{мб}} = I_{\text{к1}} \cdot R_{\text{упр}} = 19,94 \cdot 16,03 = 0,32 \text{ В.}$$

Находим модуль коэффициента обратной связи

$$|K_{oc}| = \frac{X_2}{\sqrt{X_3^2 + r_{KB}^2}} = \frac{15,45}{\sqrt{31,01^2 + 30^2}} = 0,36.$$

Вычисляем амплитуду напряжения на коллекторе

$$U_{MK} = \frac{U_{M6}}{|K_{oc}|} = \frac{0,32}{0,36} = 0,89 \text{ В.}$$

Проверяем условие работы транзисторного каскада в недонапряженном режиме:

$$U_{MK} = 0,89 < E_K = 9 - \text{данное условие выполняется.}$$

Определяем мощность, потребляемую от источника питания коллекторной цепью:

$$P_0 = E_{K3} \cdot I_{K0} = 6 \cdot 11,1 \cdot 10^{-3} = 0,067 \text{ Вт.}$$

Рассеиваемая кварцевым резонатором мощность

$$P_{KB} = 0,5 \cdot r_{KB} \left(\frac{U_{M6}}{X_2} \right)^2 = 0,5 \cdot 30 \left(\frac{0,32}{15,45} \right)^2 = 6,43 \text{ мВт.}$$

Проверяем допустимость рассеиваемой кварцем мощности $P_{KB} = 6,43 \cdot 10^{-3} < P_{KB \text{ доп}} = 10^{-2}$ – данное условие выполняется.

Рассеиваемую транзистором мощность рассчитываем по формуле

$$P_K = P_0 - P_{KB} = 0,067 - 6,43 \cdot 10^{-3} = 61 \text{ мВт.}$$

Проверяем выполнение условия

$$P_K = 61 \cdot 10^{-3} < P_{K \text{ доп}} = 150 \cdot 10^{-3},$$

где $P_{K \text{ доп}} = 150 \cdot 10^{-3}$ мВт – допустимая мощность, рассеиваемая транзистором.

$$61 < 150 - \text{данное условие выполняется.}$$

Допустимое сопротивление нагрузки

$$R_{\text{н доп}} = \frac{5 \cdot U_{\text{МК}}^2}{P_{\text{КВ}}} = \frac{5 \cdot 0,89}{6,43 \cdot 10^{-3}} = 692,1 \text{ Ом.}$$

Потребляемая нагрузкой мощность

$$P_{\text{н}} = 0,1P_{\text{КВ}} = 0,1 \cdot 6,43 \cdot 10^{-3} = 0,643 \text{ мВт.}$$

3.2.4. Методика расчета умножителя частоты на биполярном транзисторе

Расчет умножителя частоты состоит из двух этапов: энергетический расчет и расчет элементов схемы. Рассчитаем каскад умножителя частоты по схеме, приведенной на рис. 3. 16.

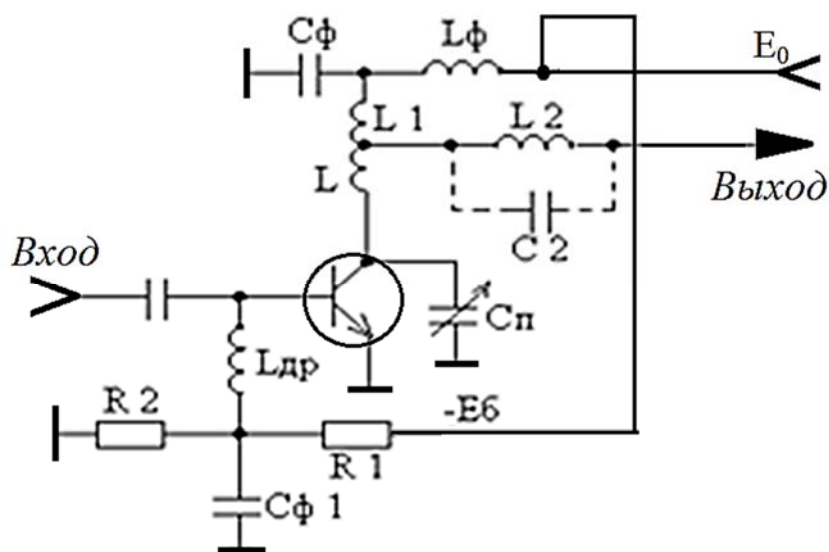


Рис. 3.16. Умножитель частоты

Энергетический расчет. Находим оптимальный угол отсечки $\theta^0 = \frac{120^0}{n}$, где n – коэффициент умножения частоты.

Для найденного θ^0 по таблицам находим коэффициенты Берга $\alpha_0, \alpha_1, \alpha_n$.

Задавшись коэффициентом использования коллекторного напряжения $\xi = 0,7 - 0,9$, вычисляем сопротивление нагрузки, обеспечивающее заданную мощность, $R_n = \frac{\xi^2 \cdot E_K^2}{2P}$, где P – мощность на умноженной частоте.

Выбор транзистора производится по требуемой мощности и диапазону частот. В справочниках мощность транзистора дается для режима А или В. Чтобы выбранный транзистор обеспечивал требуемую мощность на умноженной частоте, его надо выбирать на мощность

$$P_B = P \frac{\alpha_1^2}{\alpha_n^2},$$

где P_B – мощность транзистора, приведенная в справочниках для режима В; P – мощность на выходе умножителя.

Коэффициенты Берга α_1, α_n находим по таблицам в прил. 5. Для выбранного транзистора из справочника выписываем его характеристики. КПД каскада по коллекторной цепи

$$\text{КПД} = 0,5 \frac{\alpha_n}{\alpha_0} \xi.$$

Потребляемая каскадом мощность от источника питания

$$P_0 = \frac{P}{\text{КПД}}.$$

Мощность, рассеиваемая коллектором транзистора:

$$P_{\text{рас}} = P_0 - P.$$

Коэффициент усиления по мощности в режиме умножения

$$K_{PM} = K_P \left(\frac{\alpha_n}{\alpha_1} \right)^2,$$

где K_P – коэффициент усиления по мощности, указанный в справочнике для выбранного транзистора.

Мощность, необходимая для возбуждения каскада:

$$P_{\text{возб}} = \frac{P}{K_{PM}}$$

Максимальный импульс коллекторного тока

$$I_m = \frac{\xi \cdot E_K}{\alpha_n \cdot R_H}$$

Расчет элементов схемы. Индуктивность контура

$$L = \frac{1}{\omega^2 C},$$

где ω – частота нужной гармоники.

$$C = C_K + C_M + C_{\Pi},$$

где C_K – выходная емкость транзистора;

$C_M = (3 - 10)$ пФ – емкость монтажа;

C_{Π} – средняя емкость подстроечного конденсатора.

Если нагрузкой умножителя служит входное сопротивление следующего каскада, то его $R_H > [Z_{вх}]$ следующего каскада. Поэтому его входная цепь и цепь связи со следующим каскадом соответствуют эквивалентной схеме, приведенной на рис. 3.17.

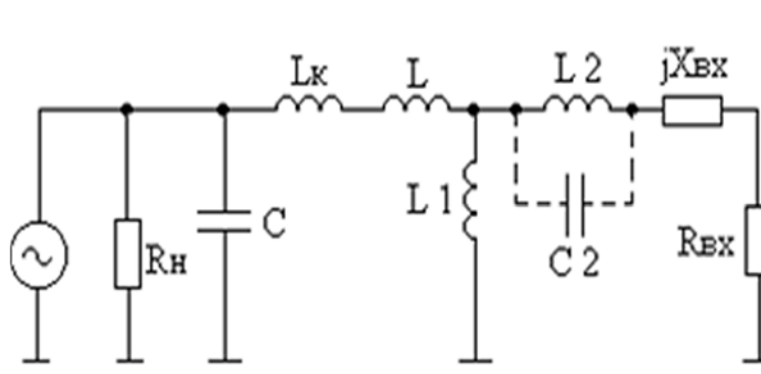


Рис. 3.17. Эквивалентная схема цепи связи умножителя со следующим каскадом

На рисунке $X_{\text{BX}} = \text{Im}Z_{\text{BX}}$.

Комплексное сопротивление нагрузки в коллекторе

$$Z_{\text{H}} = \frac{R_{\text{H}}}{1 + j\omega C R_{\text{H}}} + j\omega L_{\text{K}} + j\omega L = \text{Re}Z_{\text{H}} + j\text{Im}Z_{\text{H}},$$

где ω – умноженная частота.

Сопротивление индуктивности L_1 для умноженной частоты

$$\omega L_1 = \frac{2\text{Im}Z_{\text{H}}R_{\text{BX}} + \sqrt{2\text{Im}Z_{\text{H}}R_{\text{BX}}^2 + 4R_{\text{BX}}(\text{Re}Z_{\text{H}} - R_{\text{BX}})(\text{Re}^2Z_{\text{H}} + \text{Im}^2Z_{\text{H}})}}{2(\text{Re}Z_{\text{H}} - R_{\text{BX}})}.$$

После этого индуктивность L_1 находим из соотношения

$$L_1 = \frac{2\text{Im}Z_{\text{H}}R_{\text{BX}} + \sqrt{2\text{Im}Z_{\text{H}}R_{\text{BX}}^2 + 4R_{\text{BX}}(\text{Re}Z_{\text{H}} - R_{\text{BX}})(\text{Re}^2Z_{\text{H}} + \text{Im}^2Z_{\text{H}})}}{2(\text{Re}Z_{\text{H}} - R_{\text{BX}})\omega}.$$

Проверка выполнения соотношения

$$\text{Re}Z_{\text{H}} \frac{\text{Re}Z_{\text{H}}(\omega L_1)^2}{\text{Re}^2Z_{\text{H}} + (\text{Im}Z_{\text{H}} + \omega L_1)^2} = R_{\text{BX}}.$$

Если последнее соотношение соблюдается, то расчет L_1 сделан правильно.

Для расчета L_2 и C_2 необходимо найти

$$X_{20} = \frac{\text{Re}^2Z_{\text{H}}\omega L_1 + \text{Im}Z_{\text{H}}\omega L_1(\text{Im}Z_{\text{H}} + \omega L_1)}{\text{Re}^2Z_{\text{H}} + (\text{Im}Z_{\text{H}} + \omega L_1)^2}.$$

Величину сопротивления ωL_2 или $\frac{1}{\omega C_2}$ находим из равенства

$$X_{20} + X_{\text{BX}} + \omega L_2 = 0, \quad \text{если } X_{20} + X_{\text{BX}} < 0;$$

$$X_{20} + X_{\text{BX}} - \frac{1}{\omega C_2} = 0, \quad \text{если } X_{20} + X_{\text{BX}} > 0.$$

Если из одного равенства находим (ωL_2) или $(\frac{1}{\omega C_2})$, то

$$L_2 = \frac{(\omega L_2)}{\omega} \text{ или } C_2 = \frac{(\omega C_2)}{\omega}.$$

Амплитуда напряжения на входе умножителя

$$U_{\text{вх}} = \sqrt{2P_{\text{возб}} \cdot |Z_{\text{вх}}|},$$

где $Z_{\text{вх}}$ – входное сопротивление умножителя.

Напряжение постоянного смещения на базе транзистора

$$E_{\text{б0}} = -U_{\text{вх}} \cos \theta_{\text{опт}}.$$

Для обеспечения требуемого смещения $E_{\text{б0}}$ необходимо установить делитель $R_1 - R_2$, где R_2 – максимальное сопротивление в цепи базы (по справочнику на транзисторы), а R_1 подсчитываем по формуле

$$R_1 = \frac{R_2(E_{\text{б}} - E_{\text{б0}})}{E_{\text{б0}}}.$$

Величины $L_{\text{ф}}$, $C_{\text{ф}}$, $L_{\text{др}}$ рассчитываются так же, как и при расчете усилителя мощности, а емкость конденсатора $C_{\text{ф}}$ – из условия

$$\frac{1}{\omega C_{\text{ф1}}} = \frac{R_2}{(50 - 100)},$$

где ω – входная частота умножителя.

На рис. 3.18 показан пример применения умножителей частоты

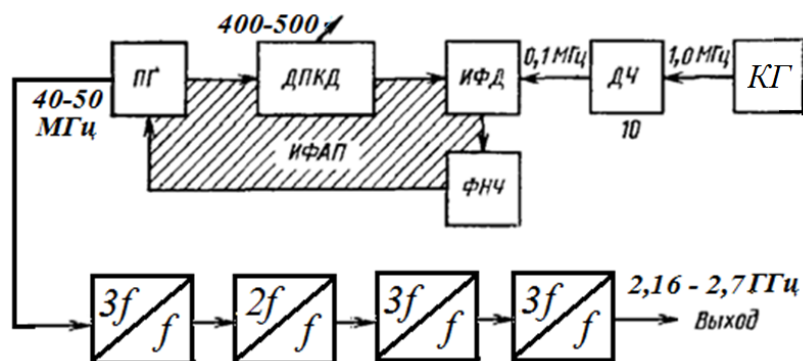


Рис. 3.18. Пример применения умножителей для получения необходимого рабочего диапазона частот от синтезатора частоты

На рисунке приняты следующие сокращения:

ПГ – перестраиваемый генератор;

ДПКД – делитель с переменным коэффициентом деления;

ИФД – импульсно-фазовый дискриминатор;

ДЧ – делитель частоты;

КГ – кварцевый генератор;

ФНЧ – фильтр нижних частот.

3.2.5. Методика расчета генераторов импульсных сигналов

Импульсные генераторы делятся на два класса – автоколебательные и ждущие. Автоколебательные генераторы не требуют внешних воздействий периодическими сигналами, а ждущие без внешних воздействий не работают.

Наиболее простой автоколебательный генератор прямоугольных импульсов назвали мультивибратором из-за ключевого характера работы схемы. Это самовозбуждающийся генератор с двумя неустойчивыми состояниями. Из-за изменений токов неустойчивые состояния постоянно переходят из одного состояния в другое, формируя на выходах мультивибратора импульсные сигналы. Мультивибраторы бывают симметричными и несимметричными и реализуются на транзисторах и логических схемах импульсной техники.

На рис. 3.19 приведена схема симметричного мультивибратора на двух биполярных транзисторах. Фактически это два каскада усиления, работающие в ключевом режиме и охваченные положительной обратной связью. На двух выходах симметричного мультивибратора формируются противофазные колебания, по форме близкие к прямоугольным.

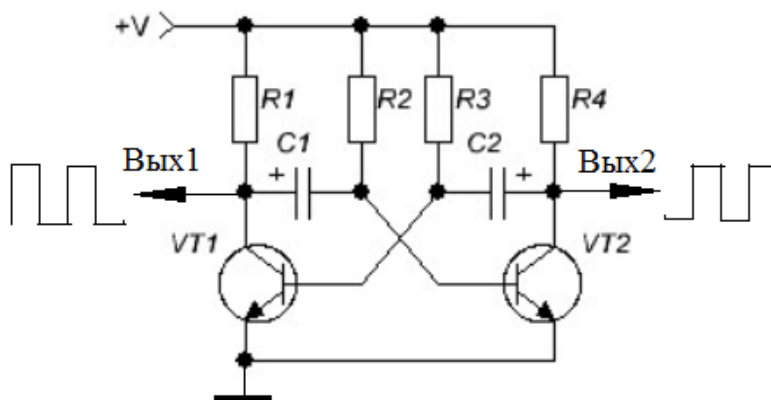


Рис. 3.19. Симметричный мультивибратор

Исходными данными для расчета являются амплитуда выходного сигнала, его период T и скважность Q . Для расчета выбирается напряжение питания, которое и определит уровень выходного сигнала. Если мультивибратор предназначен для работы с микросхемами, то типовые напряжения для ТТЛ логики +5 В и в схеме на рис. 3.19 выбираются резисторы $R1 = R4 = 1,0$ кОм. Если работа предполагается с КМОП микросхемами, то питание выбирается +9 В, а резисторы $R1 = R4 = 10,0$ кОм.

Транзисторы для мультивибратора выбирают исходя из их энергетических и частотных возможностей. Необходимо, чтобы предельные напряжения и токи транзистора были больше максимальных в схеме, а предельная частота была больше $10/T$, где T – период выходных импульсов [30]. Поскольку период импульсов и скважность задают при расчете величины, то определяем длительность импульса и время паузы между импульсами $t_{\text{п}}$ по формулам

$$t_{\text{и}} = \frac{T}{Q}, \quad t_{\text{п}} = T - t_{\text{и}}.$$

Номиналы конденсаторов для схемы симметричного мультивибратора можно выбрать в соответствии со следующим неравенством [30]:

$$C_1 = C_2 = (5 - 10)(C_{\text{к}} + C_{\text{м}}),$$

где $C_{\text{к}}$ – емкость коллекторного перехода транзистора; $C_{\text{м}}$ – емкость монтажа.

Длительность фронта выходных импульсов

$$t_{\text{ф}} = 3 \cdot C_2 \cdot R_4.$$

Она должна быть не более одной трети длительности импульса

$$t_{\text{ф}} \leq \frac{t_{\text{и}}}{3-5}.$$

Определяем номиналы резисторов

$$R_3 = \frac{t_{\text{и}}}{0,7 \cdot C_1}, \quad R_2 = \frac{t_{\text{п}}}{0,7 \cdot C_2}.$$

Резисторы выбираем из стандартного ряда ближе к расчетным значениям. Проверяем условия насыщения транзистора по формулам

$$R_2 \leq (h_{21э} - 2)R_1, \quad R_3 \leq (h_{21э} - 2)R_4.$$

Если даже одно условие не выполняется, то нужно увеличить емкость конденсаторов и скорректировать расчет.

Простой мультивибратор можно собрать и на логических микросхемах, например на советской микросхеме типа К561ЛА7. Есть некоторые преимущества перед мультивибраторами на двух транзисторах: во-первых, меньше деталей – всего 3, как видно на рис. 3.20; во-вторых, у мультивибраторов на логических элементах форма импульсов ближе к прямоугольной.

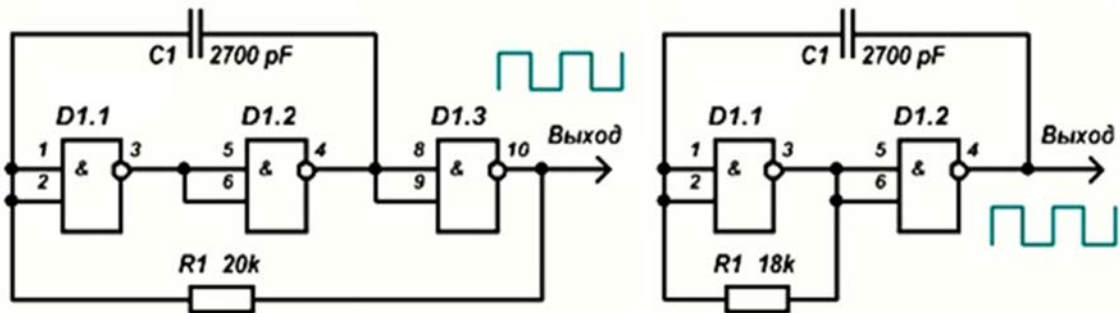


Рис. 3.20. Схемы мультивибраторов на микросхеме К561ЛА7

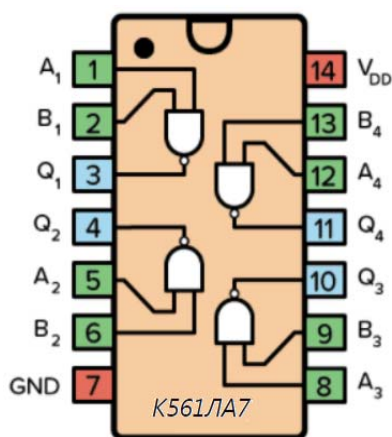


Рис. 3.21. Распиновка микросхемы

На рис. 3.21 приведена распиновка микросхемы К561ЛА7. Частотные возможности мультивибраторов на микросхеме К561ЛА7 ограничены частотами от 3 до 10 МГц. Тем не менее они нашли широкое применение в различных практических приложениях. Например, в работе [31] показано, как мультивибратор, управляя мощным ключом, выполненным на полевом транзисторе, позволяет преобразовать низкое по уровню напряжение в напряжение в десятки раз большее.

На рис. 3.22 показана схема преобразователя напряжения 12 В в напряжение 120 В [31].

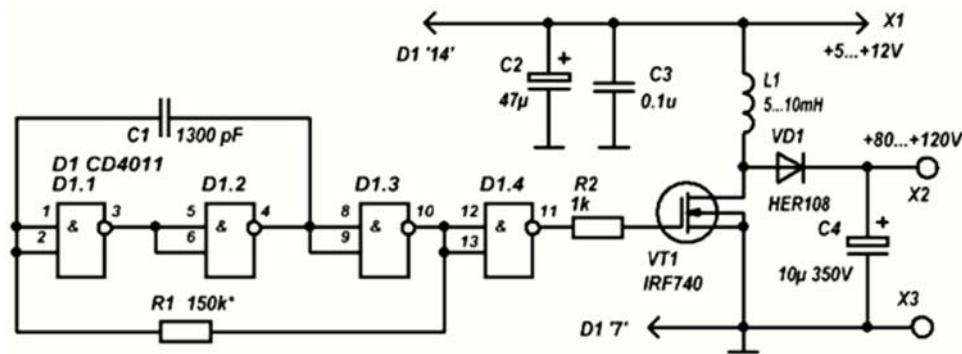


Рис. 3.22. Преобразователь напряжения, управляемый мультивибратором

Мультивибратор с помощью потенциометра несложно сделать с перестройкой скважности (рис. 3.23).

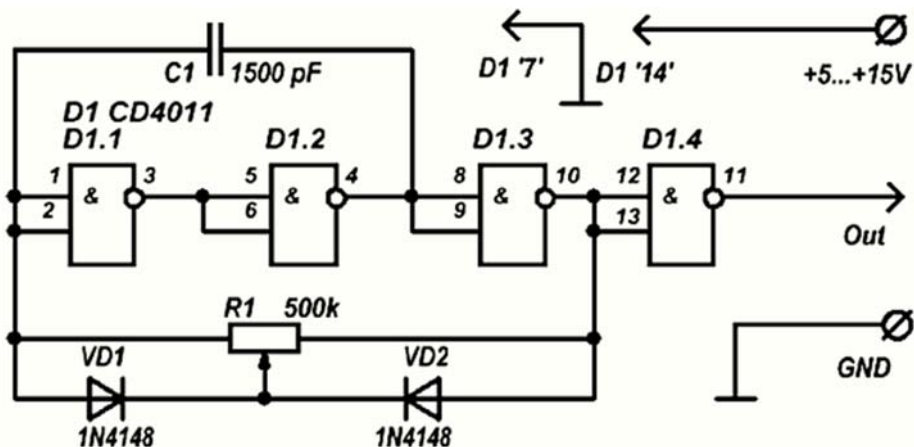


Рис. 3.23. Мультивибратор с управляемой скважностью

Импульсные сигналы, по форме близкие к прямоугольным, получают не только с помощью мультивибраторов. Можно использовать и другие схемы импульсной техники, например автоколебательные блокинг-генераторы. С помощью блокинг-генераторов можно создавать мощные короткие импульсы с большой скважностью и крутыми фронтами. Схема простейшего автоколебательного блокинг-генератора на транзисторе приведена на рис. 3.24.

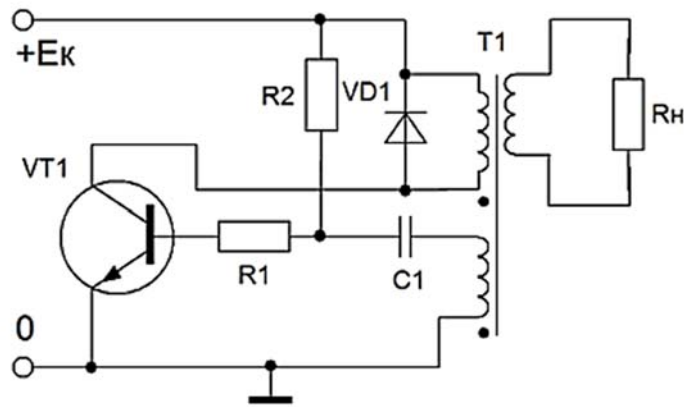


Рис. 3.24. Автоколебательный блокинг-генератор

Блокинг-генератор – это однокаскадный усилитель, охваченный положительной обратной связью. Эту связь обеспечивает импульсный трансформатор, а времязадающая цепочка R2C1 определяет крутизну фронтов импульса. Диод в схеме выполняет демпфирующие функции, защищая транзистор от выбросов тока из-за индуктивностей трансформатора.

Как и мультивибратор, блокинг-генератор может работать не только в автоколебательном режиме. Эти генераторы используют и в ждущем режиме, в режиме деления частоты и режиме синхронизации.

При формировании в радиопередающих устройствах модуляции разных видов нередко требуются генераторы пилообразного по форме напряжения как быстрого, так и медленно спадающего (рис. 3.25). Например, такие сигналы требуются при организации линейно-частотной модуляции (ЛЧМ) или при формировании фазоимпульсной манипуляции (ФИМ).

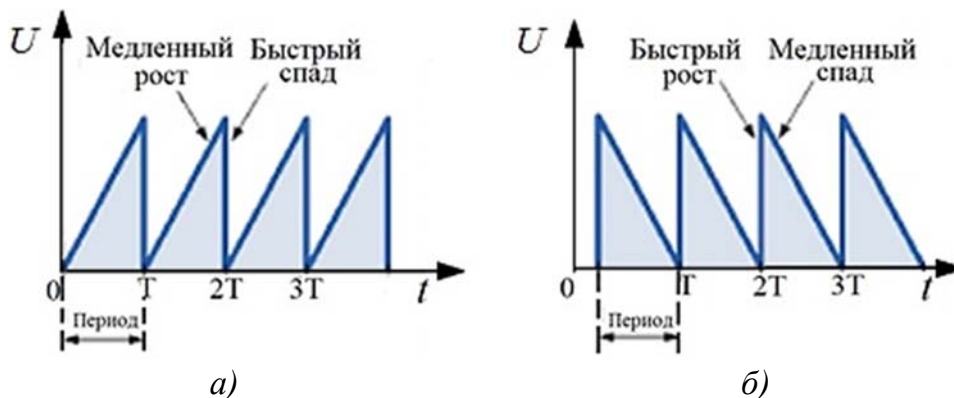


Рис. 3.25. Линейно растущее а) и линейно падающее б) напряжения

Схемы генераторов таких сигналов приведены на рис. 3.26, а – для линейно растущего напряжения и на рис. 3.26, б – для линейно падающего напряжения.

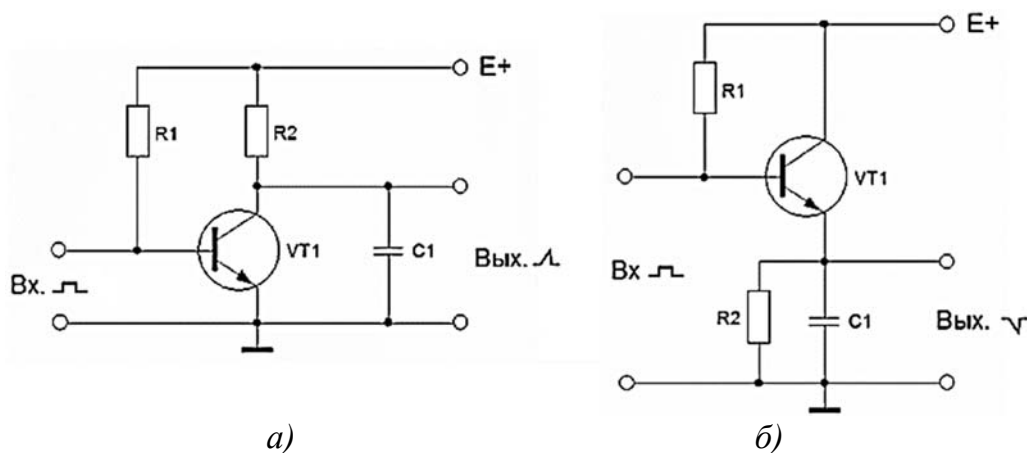


Рис. 3.26. Схемы генераторов пилообразного напряжения

Период следования пилообразных импульсов определяется цепочкой $R2C1$. Недостатками схем генераторов пилообразного напряжения, использующих заряд и разряд конденсатора, являются высокий коэффициент нелинейности (от 5 до 10 %) , а также то, что амплитуда импульсов U меньше напряжения питания.

Поток прямоугольных импульсов часто формируют с помощью триггера Шмидта, схема которого приведена на рис. 3.27. Триггер Шмидта имеет два порога входных напряжений – один для открытия транзистора, а другой для закрытия. Разницу напряжений порогов срабатывания триггера Шмидта стали называть гистерезисом.

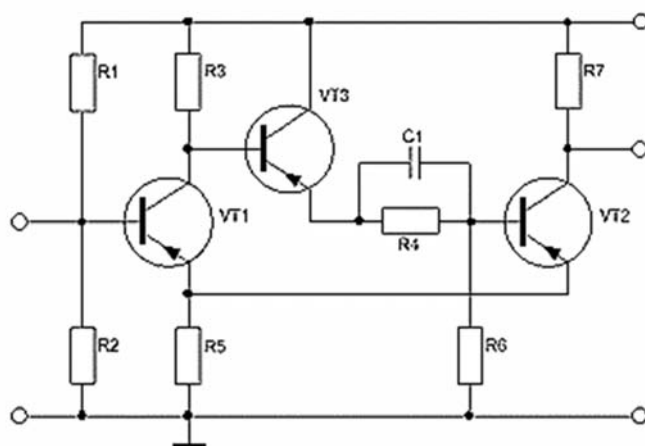


Рис. 3.27. Схема триггера Шмидта с буферным элементом $VT3$ и независимой регулировкой гистерезиса и уровней срабатывания

Эмиттерный повторитель как буферный элемент включается для осуществления независимой регулировки параметров триггера Шмидта. Это повышает чувствительность схемы в целом и снижает влияние резистора $R3$ на делитель напряжения $R4R6$. Рассмотрим методику расчета триггера Шмидта на конкретном примере, приведенном в работе [32].

Исходные данные для расчета: амплитуда импульсов $U_m = 10$ В, максимальный выходной ток триггера $I_m = 10$ мА, напряжение срабатывания триггера $U_1 = 5$ В, напряжение отпускания триггера $U_2 = 3$ В, частота следования импульсов $f_m = 5$ МГц, длительность фронта и среза импульсов $t_f = t_s \leq 10$ нс.

1. Определяем напряжение источника питания

$$E_k = (1,1 - 1,2)(U_m + U_1) = (1,1 - 1,2)(10 + 5) = 18 \text{ В.}$$

Выбор транзистора. Транзистор должен соответствовать следующим условиям:

$$U_{кэ \max} > 18 \text{ В, } f_{h21e} > (3 - 5)5 \text{ МГц} = 15 - 25 \text{ МГц.}$$

Этим параметрам соответствует транзистор КТ315Д со следующими характеристиками:

$$U_{кэ \max} = 30 \text{ В, } I_{кэ \max} = 100 \text{ мА, } f_{h21e} = 250 \text{ МГц,}$$

$$h_{21e} = 20 - 90 = 65.$$

2. Определяем сопротивление коллекторных резисторов $R3$ и $R7$ транзистора VT1 и VT2.

$$R7 \geq \frac{U_m}{I_m} = \frac{10}{0,01} = 1 \text{ кОм, } R3 = (2 - 3)R7 = 2 \text{ кОм.}$$

3. Вычисляем сопротивление резистора $R5$ в эмиттерных цепях транзисторов

$$R5 = \frac{U_1 R7}{U_m} = \frac{5 \cdot 1}{10} = 0,5 \text{ кОм,}$$

примем ближайшее по ряду $R5 = 510$ Ом.

Находим сопротивления резисторов $R4$ и $R6$. Для этого между резисторами введем коэффициент пропорциональности α .

$$\alpha = \frac{R6}{R4 + R6} = \frac{U_2}{E_k - \frac{U_2 R3}{R5}} = \frac{3}{18 - \frac{3 \cdot 2}{0,51}} = 0,48.$$

Сопротивление резистора $R4$ вычислим по формуле

$$R4 \leq h_{21e \min} \cdot R7 - R3 = 20 \cdot 1 - 2 = 18 \text{ кОм.}$$

Тогда сопротивление резистора $R6$ будет равно

$$R6 = \frac{\alpha R4}{1-\alpha} = \frac{0,48 \cdot 18}{1-0,48} = 16 \text{ кОм, примем } R6 = 15 \text{ кОм.}$$

4. Определяем сопротивление резисторов $R2$

$$R2 \leq \frac{h_{21e\text{мин}} R5 \cdot R3}{R7} = \frac{20 \cdot 0,51 \cdot 2}{1} \approx 20 \text{ кОм.}$$

5. Находим сопротивление резистора $R1$

$$R1 \leq \frac{h_{21e} R3 \cdot R2}{R2 + h_{21e} R5} = \frac{20 \cdot 2 \cdot 20}{20 + 20 \cdot 0,51} = 26 \text{ кОм.}$$

6. Вычисляем значение ёмкости ускоряющего конденсатора $C1$.

$$R_{\text{экв}} = \frac{R4 \cdot R6}{R4 + R6} = 8,2 \text{ кОм, } C \leq \frac{1}{6f_m R_{\text{экв}}} = \frac{1}{6 \cdot 5 \cdot 8,2} = 4 \text{ пф.}$$

После проведенного расчета необходимо выбрать номиналы элементов в соответствии со стандартными рядами и выполнить проверочный расчет пороговых уровней напряжения U_1 и U_2 по следующим формулам:

$$U_1 \approx \frac{\alpha (E_K + I_{кVT2} \cdot R4)}{1 + \frac{\alpha \cdot R3}{R5}}, \quad U_2 \approx \frac{E_K R5}{R5 + R7}.$$

Прямой проверочный расчет важен, поскольку, когда ширина петли гистерезиса ($U_2 - U_1$) находится в пределах нескольких долей вольта, могут возникать ложные срабатывания.

3.3. Модуляторы

3.3.1. Амплитудная и балансная модуляция

Различают следующие виды амплитудной модуляции (АМ):

- смещением,
- возбуждением,
- коллекторную,
- автоколлекторную,
- комбинированную,
- связью с антенной.

Модуляция связью с антенной практически не используется из-за низкого КПД и больших вносимых искажений. Модуляторы воздействуют сообщением $u_{\Omega} = U_{\Omega} \cos \Omega t$ на высокочастотное колебание не-

сущей частоты $u_w = U_w \cos \omega t$. В результате чего амплитуда высокочастотных колебаний изменяется по закону сообщения.

В общем случае Ω представляет собой множество частот, сосредоточенных в низкочастотной области спектра по сравнению с высокочастотной несущей частотой ω , т. е. $\Omega = \sum_{i=1}^n 2\pi f_i$. В результате мо-

дуляции амплитуда сигнала несущей частоты изменяется от среднего уровня в режиме отсутствия модуляции (режим молчания) в стороны увеличения или уменьшения на величину $u_\Omega = U_\Omega \cos \Omega t$, а уравнение для амплитудно-модулированных колебаний примет вид

$$U_{\text{ам}} = (U_w + U_\Omega \cos \Omega t) \cos \omega t = U_w \left(1 + \frac{U_\Omega}{U_w} \cos \Omega t \right) \cos \omega t.$$

На рис. 3.28 показано амплитудно-модулированное колебание для простейшего случая амплитудной модуляции гармоническим колебанием с частотой Ω .

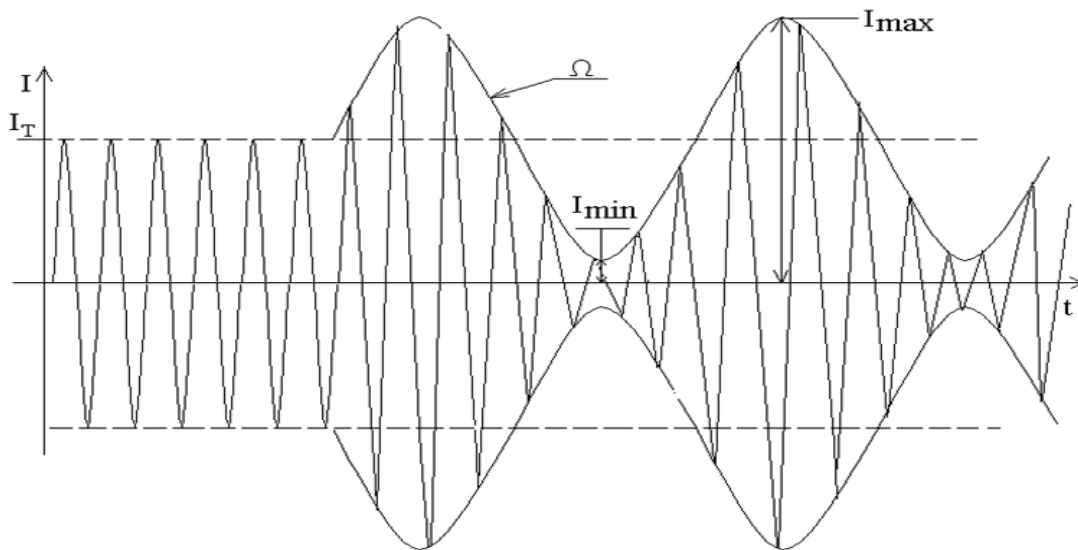


Рис. 3.28. Амплитудно-модулированное колебание

Соотношение $m = \frac{U_\Omega}{U_w}$ назвали глубиной модуляции. При $\Omega t = 2k\pi$ наступает пиковый, или максимальный, режим модуляции, описываемый выражением $U_{\text{max}} = (1 + m)U_w$.

При $\Omega t = (2k+1)\pi$ наступает минимальный режим, для которого

$$U_{\min} = (1 - m)U_w.$$

Пользуясь рис. 3.28, несложно определить напряжения для максимального и минимального режимов работы модулятора и глубину модуляции несколько по-другому.

$$m = \frac{U_{\Omega}}{U_w} = \frac{U_{\max} - U_{\min}}{U_{\max} + U_{\min}}.$$

При переходе к токам первой гармоники основной частоты несущей $m = \frac{I_{\Omega}}{I_w} = \frac{I_{1\max} - I_{1\min}}{I_{1\max} + I_{1\min}}$,

так как мощность $P_w = \frac{I^2 R_{\Sigma}}{2} I^2 R_{\Sigma}$,

где R_{Σ} – эквивалентное сопротивление нагрузки для несущей частоты. Тогда мощность в максимальном режиме

$$P_{\max} = \frac{(1 + m)^2}{P_w},$$

а в минимальном режиме

$$P_{\min} = \frac{(1 - m)^2}{P_w}.$$

Среднюю за период модулирующего напряжения мощность называют мощностью в режиме молчания, или мощностью в телефонном режиме P_T .

$$P_T = P_w \left(1 + \frac{m^2}{2} \right).$$

Стремление увеличить полезную мощность за счет увеличения глубины модуляции m приводит к перемодуляции и искажениям информационной составляющей в амплитудно-модулированном сигнале (рис. 3.29).

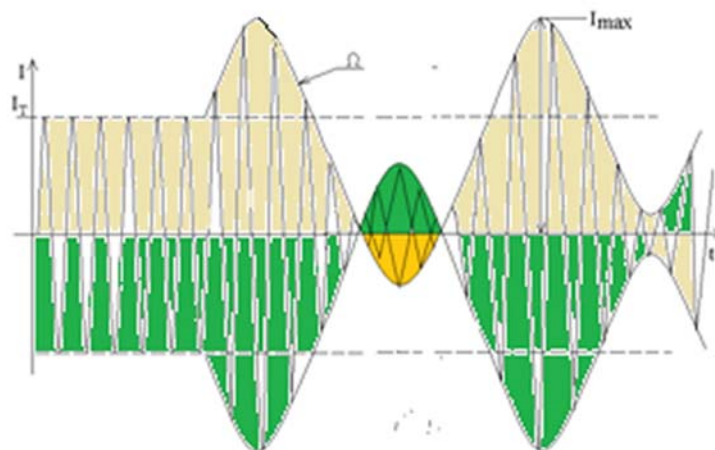


Рис. 3.29. Перемодуляция при амплитудной модуляции

В спектральной области АМ сигнал представляет собой сумму трех составляющих

$$i = I_T(1 + m \cos \Omega t) \cos \omega_0 t = I_T \cos \omega_0 t + \frac{m}{2} I_T \cos (\omega_0 + \Omega)t + \frac{m}{2} I_T \cos (\omega_0 - \Omega)t,$$

где I_T – ток в режиме молчания.

Первое слагаемое описывает колебания несущей частоты в режиме молчания, два других слагаемых отстоят от несущей частоты на величину Ω и по амплитуде в $m/2$ раза меньше амплитуды несущей частоты. Их стали называть верхней $f + \Omega$ и нижней $f - \Omega$ боковыми полосами спектра, соответственно и их амплитуда не может быть больше половины амплитуды I_T .

При модуляции простым гармоническим колебанием с частотой Ω спектр АМ сигнала будет иметь вид, показанный на рис. 3.30, а; при сложном модулирующем сигнале спектр будет такой, как показано на рис. 3.30, б.

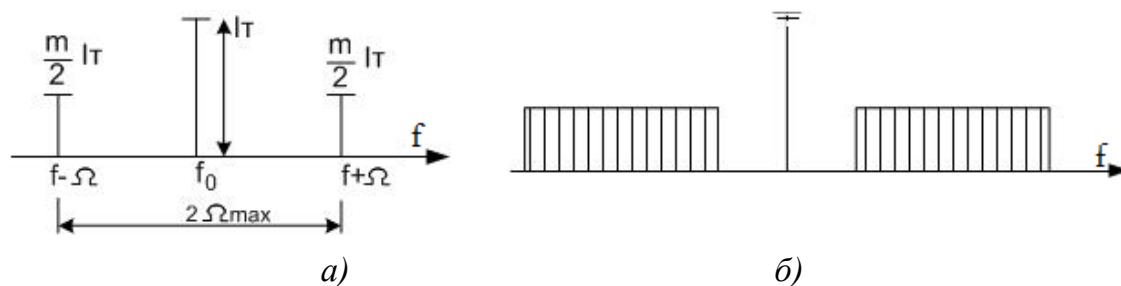


Рис. 3.30. Спектры АМ сигналов

Из рис. 3.30 видно, что полоса частот, занимаемая АМ сигналом, должна быть не меньше чем $2\Delta f \geq 2\Omega_{\max}$, иначе сигнал исказится.

Работа амплитудного модулятора определяется тремя видами характеристик:

- статической модуляционной;
- динамической модуляционной;
- амплитудно-частотной модуляционной.

Статическая модуляционная характеристика – это зависимость первой гармоники выходного тока от напряжения, изменяемого в процессе модуляции. Например, при коллекторной модуляции это $I_{k1} = \Phi(E_k)$. Динамическая модуляционная характеристика – это зависимость глубины модуляции от амплитуды модулирующего напряжения $m = \Phi(U_\Omega)$. Амплитудно-частотная модуляционная характеристика – это зависимость глубины модуляции от частоты модулирующего сообщения $m = \Phi(\Omega)$.

Есть особенность при определении амплитудно-частотной модуляционной характеристики. Ее требуется снимать при двух фиксированных на средней модуляционной частоте при $m = 0,5$ и $m = 0,9$. Это вызвано тем, что при разных входных уровнях напряжения полосы пропускания амплитудного модулятора могут отличаться.

При коллекторной модуляции зависимость тока первой гармоники от напряжения питания возможна только в перенапряженном режиме работы транзистора. Поэтому при расчетах выбирают критический режим работы транзистора в максимальной точке статической модуляционной характеристики и перенапряженный – во всех ее точках при переходе от максимального режима к минимальному. В максимальной точке статической модуляционной характеристики напряжение в два раза больше напряжения в режиме молчания. Это факти-

чески означает, что транзистор должен обеспечивать четырехкратную мощность по сравнению с режимом молчания. Другой недостаток коллекторной модуляции состоит в том, что при работе в перенапряженном режиме велик уровень гармоник модулирующего сигнала из-за нелинейности статической модуляционной характеристики, что приводит к увеличению коэффициента нелинейных искажений.

Эти недостатки привели к тому, что в чистом виде коллекторную модуляцию применяют редко. Чаще используют модуляцию на два каскада, причем первый каскад в режиме коллекторной модуляции с глубиной модуляции не выше 0,8, а второй уже работает в режиме коллекторно-базовой модуляции, так как на его вход приходит уже промодулированный первым каскадом АМ сигнал с $m < 0,8$. Это позволяет синхронно с изменением E_K , изменением напряжения $U_{бэ}$ получить во всех точках модуляционной характеристики режим, близкий к критическому, и обойти недостатки из-за перенапряженного режима работы модулятора.

Для амплитудной модуляции всегда используют выходные каскады РПДУ, чтобы в предварительных каскадах работать с сигналом несущей частоты в наиболее выгодном энергетическом режиме и не вносить дополнительных искажений в информационную составляющую – огибающую АМ сигнала.

При анодной модуляции, в отличие от коллекторной, статическая модуляционная характеристика линейна и допустима выгодная глубина модуляции $m = 1$, так как при этом амплитуда и соответственно мощность боковых составляющих спектра АМ сигнала максимальны, а именно в них и переносится все информационное сообщение, а несущая является нулевой точкой для определения приемником принимаемых частот.

В верхней и нижней боковых полосах при АМ содержится одна и та же информация, а несущая частота полезной информации не содержит. Поэтому с позиции передатчика для экономии энергии нет необходимости передавать несущую частоту и модулятор АМ с подавленной несущей стали называть балансным. Однако в радиосвязи балансная модуляция не прижилась, поскольку на одну линию несущей частоты в спектре сигнала расходуется мало энергии, а у приемных устройств без несущей частоты могут возникнуть сложности с определением принятых частот. Балансную модуляцию стали исполь-

зовать в разных технических приложениях и при формировании других методов модуляции в том числе. Поэтому рассмотрим работу балансного модулятора (БМ).

Амплитудно-модулированный сигнал с подавленной несущей при модуляции гармоническим сигналом (тоном) с частотой Ω имеет вид

$$\begin{aligned} S(t) &= \frac{m}{2} I_T \cos (\omega_0 + \Omega)t + \frac{m}{2} I_T \cos (\omega_0 - \Omega)t = \\ &= \frac{m}{2} I_T (\cos (\omega_0 + \Omega)t + \cos (\omega_0 - \Omega)t). \end{aligned}$$

Спектр сигнала балансной модуляции содержит только две составляющие; спектр для случая модуляции гармоническим колебанием и сложным речевым сигналом показан на рис. 3.31.

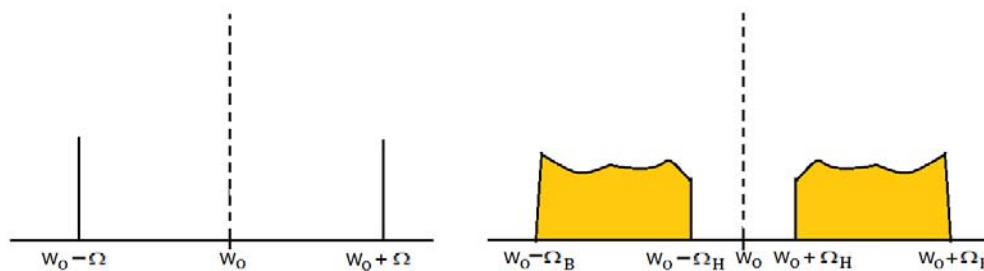


Рис. 3.31. Спектры при балансной модуляции

Формирование балансной модуляции возможно различными способами. Чаще используют способы с помощью балансных и кольцевых балансных модуляторов. В таких балансных модуляторах происходит компенсация несущей частоты при объединении двух АМ колебаний на общей нагрузке. Так, если в двух амплитудных модуляторах модулирующее напряжение подавать в противофазе, то получатся два напряжения вида

$$S_1(t) = I_T (1 + m \cos \Omega t) \cos \omega t, \quad S_2(t) = I_T (1 - m \cos \Omega t) \cos \omega t.$$

При их вычитании получится сигнал с подавленной несущей

$$S_{\text{ОМ}}(t) = I_T (1 + 2I_T m \cos \Omega t) \cos \omega t.$$

На практике несущую подавляют не полностью, оставляя остаток с уровнем 5 – 10 % от уровня несущей. Такой остаток называют пилот-сигналом и используют для различных целей.

Схемы БМ часто реализуют на диодах, поскольку они характеризуются простотой реализации и возможностью работы с мощными сигналами. Чаще всего используют схемы БМ и кольцевого балансного модулятора, показанного на рис. 3.32.

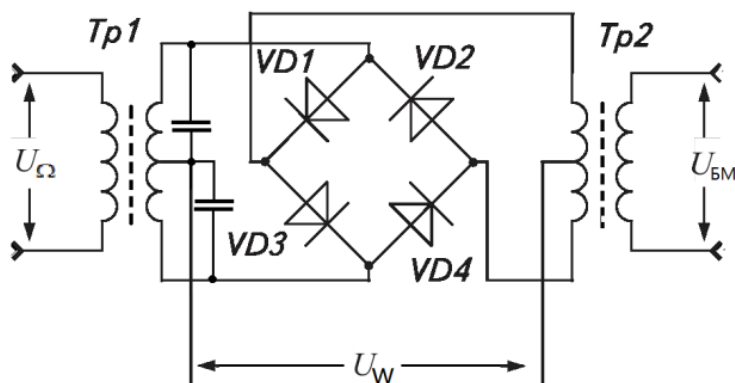


Рис. 3.32. Кольцевой балансный модулятор

При полной симметрии плеч на схеме рис. 3.32 напряжение на выходе отсутствует, если на входе U_{Ω} нет сигнала. Обычно используют диодные сборки с идентичными диодами. При полной симметрии плеч осциллограммы БМ будут иметь вид как на рис. 3.33.

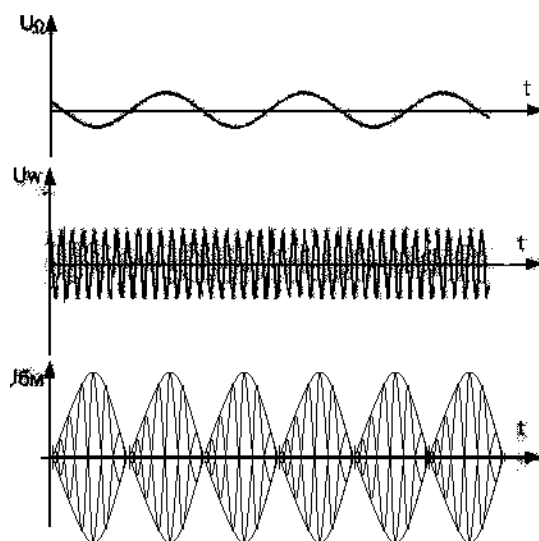


Рис. 3.33. Осциллограммы сигналов кольцевого БМ

Если симметрия плеч нарушена, то вид осциллограммы изменится и сигнал БМ примет вид, показанный на рис. 3.34. Остаточный уровень J тогда можно определить, измерив амплитуды полувольт A и B , по формуле, приведенной на рисунке.

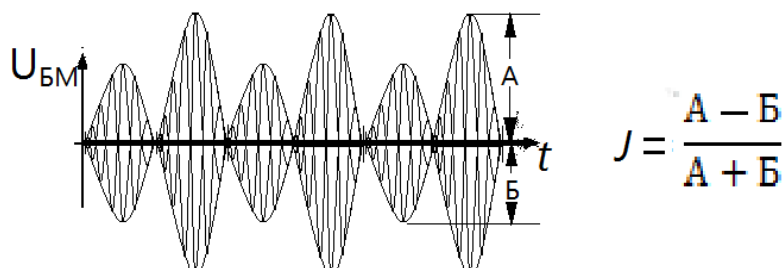


Рис. 3.34. Осциллограмма сигнала при асимметрии плеч БМ

3.3.2. Модуляторы однополосной модуляции

Отмечено, что у амплитудной модуляции сравнительно узкая полоса частот, занимаемая сигналом. В 1914 году тогда еще молодой ученый М. В. Шулейкин, поняв, что обе боковые полосы при АМ несут одну и ту же информацию, предложил передавать только одну боковую полосу, что позволило выявить ряд достоинств:

- убрав одну боковую полосу, можно вдвое поднять напряжение у оставшейся рабочей полосы частот, т. е. увеличить мощность передачи в четыре раза;

- за счет сокращения полосы частот в два раза можно уменьшить энергию шумов на входе приемника и в два раза снизить вероятность появления внешних помех, т. е. дополнительно сэкономить энергию от двух до четырех раз;

- обеспечить экономию спектра, что позволит в одной полосе частот работать большему количеству радиосредств.



Рис. 3.35. Бригадный инженер, академик АН СССР М. В. Шулейкин (1884 – 1939)

Однако предложение М. В. Шулейкина (рис. 3.35) долго не могли воплотить в жизнь из-за сложностей формирования мощных одно-

полосных сигналов, жестких требований по стабильности частоты и трудностей выделения информации из однополосного сигнала. Только в конце тридцатых годов прошлого века были разработаны методы формирования однополосных сигналов и их обработки на приемной стороне линии связи, а в 1940 году в России вошла в строй первая магистральная линия радиорелейной связи Москва – Хабаровск с однополосной модуляцией.

Формировать сигнал однополосной модуляции (ОМ) значительно сложнее по сравнению с АМ. Наиболее распространены два способа формирования сигнала с одной боковой полосой (ОБП) – фильтровой и фазокомпенсационный.

Фильтровой способ основан на том, что подавить фильтрами нерабочую боковую полосу АМ сигнала возможно только на сравнительно низких частотах, так как только на низких частотах можно синтезировать фильтры со сверхвысокой крутизной фронтов. Это требуется, например, при передаче музыки, когда расстояние между боковыми полосами АМ сигнала немного превышает 20 Гц.

Формирование сигналов с ОБП на сравнительно низких частотах потребовало дополнительного переноса их спектра в область рабочих высоких частот. Идея фильтрового способа формирования однополосных сигналов поясняется рис. 3.36.

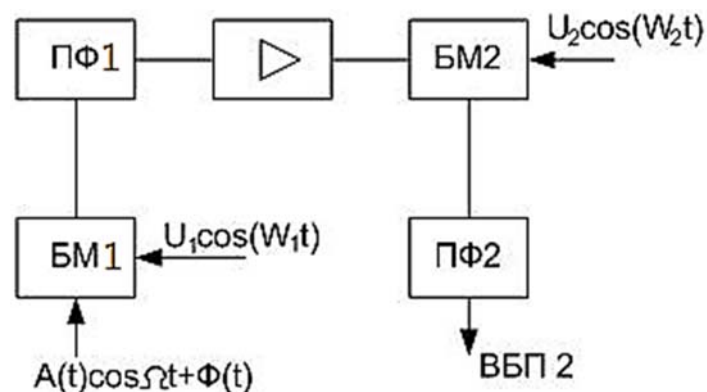


Рис. 3.36. Фильтровой способ формирования ОМ

При фильтровом способе первый модулятор БМ1 на сравнительно низких частотах w_1 формирует сигнал балансной модуляции с подавленной несущей. Первый высокодобротный полосовой фильтр ПФ1 выделяет одну боковую полосу частот полезного сигнала, кото-

рая через усилитель подается на второй балансный модулятор, осуществляющий перенос сигнала с ОМ в область рабочих частот линии связи.

Требования на высокую крутизну ската частотной характеристики ПФ₁ накладывают ограничения на частоту ω_1 , поэтому при высоких рабочих частотах линии связи фильтровой способ можно применить последовательно несколько раз, как показано на рис. 3.37.

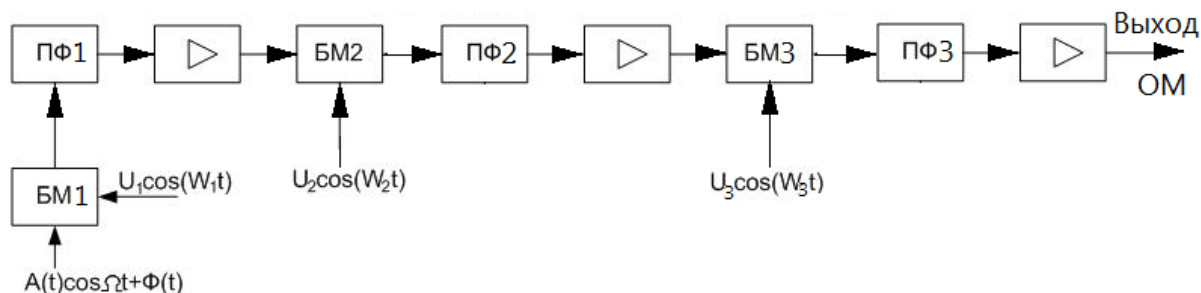


Рис. 3.37. Многозвенный однопольный модулятор

Последовательно увеличивающиеся несущие частоты $\omega_3 > \omega_2 > \omega_1$ переносят сигнал ОМ на более высокие частоты, а требования на крутизну скатов частотной характеристики полосовых фильтров последовательно смягчаются, так как боковые полосы при повторе балансной модуляции удаляются друг от друга, как показано на рис. 3.38.

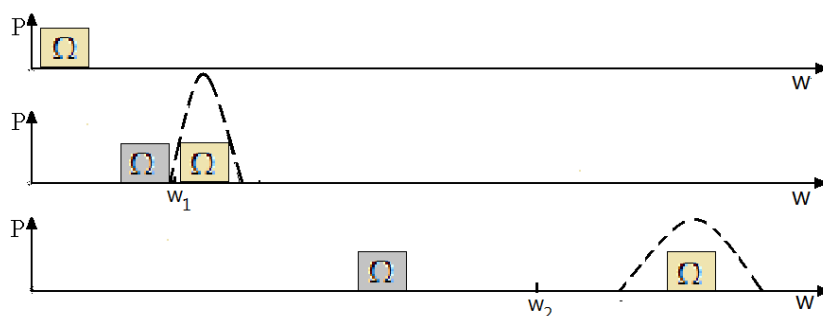


Рис. 3.38. Фильтрация одной боковой полосы

Недостатком фильтрового способа формирования сигнала с ОМ является наличие нескольких балансных модуляторов, вносящих нелинейные искажения в формируемый сигнал. Другой способ формирования ОМ сразу на несущей частоте назвали фазокомпенсационным, так как он основан на компенсации нерабочей боковой полосы.

Фазокомпенсационный способ формирования однополосной модуляции основан на сложении двух АМ сигналов, причем общее модулирующее напряжение подается на два балансных модулятора с разными фазами. Несущая частота также общая, но подается на балансные модуляторы тоже с разными фазами. Сдвиги фаз выбираются таким образом, чтобы сумма напряжений всех колебаний одной боковой полосы равнялась нулю, в результате чего эта полоса частот пропадает. Если сдвиги фаз точно подобраны, то после сложения выходных сигналов балансных модуляторов остается только одна боковая полоса. Способ довольно сложен, его наиболее простая реализация состоит в сложении сигналов после балансной модуляции, когда несущая уже подавлена. Напряжения одной боковой полосы синфазны, а другой – противофазны, в результате чего при сложении они вычитаются. Схема фазокомпенсационного способа формирования однополосной модуляции приведена на рис. 3.39.

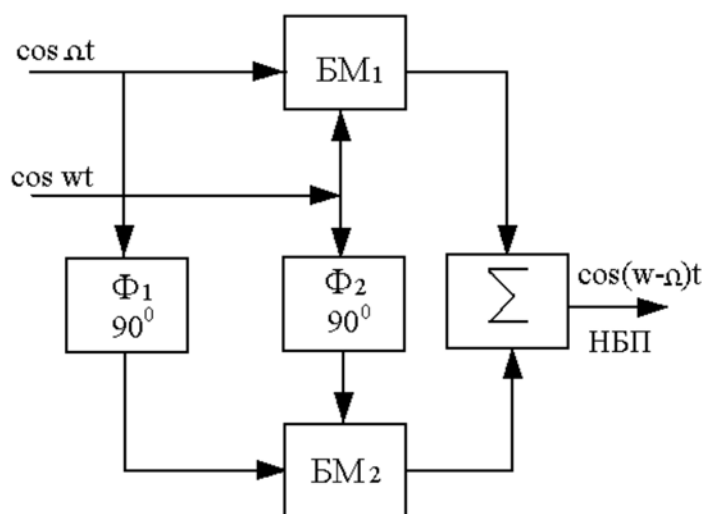


Рис. 3.39. Фазокомпенсационный способ формирования ОМ

В этой схеме фильтр Φ_1 низкочастотный, он сдвигает на 90° передаваемое сообщение; фильтр Φ_2 высокочастотный, так как сдвигает на 90° сигнал несущей частоты. Основная сложность этого метода заключается в необходимости построения широкополосных фазовращателей и выравнивания амплитуд разных ветвей перед сложением.

Схема работает следующим образом: так как

$$\cos \Omega t \cdot \cos \omega_0 t = \frac{1}{2} \cos(\Omega + \omega_0)t + \frac{1}{2} \cos(\omega_0 - \Omega)t,$$

$$\text{а } \sin \Omega t \cdot \sin \omega_0 t = \frac{1}{2} \cos(\omega_0 - \Omega)t - \frac{1}{2} \cos(\omega_0 + \Omega)t,$$

то после суммирования этих сигналов остается только $\cos(\omega_0 - \Omega)t$. То есть нижняя боковая полоса частот и однополосный сигнал сформированы сразу на несущей частоте ω_0 . На этом и основан фазокомпенсационный способ формирования сигналов ОБП.

Существует и фазофильтровой способ, объединяющий достоинства фильтрового и фазокомпенсационного. Он исключает использование низкочастотного широкополосного фазовращателя, однако использует промежуточную частоту и высокодобротный фильтр.

3.3.3. Модуляторы при угловых видах модуляции

Аналоговые модуляторы нашли широкое применение в радиосвязи, радиовещании и телевидении. Частота сигнала, как известно [33], связана с фазой колебаний и наоборот выражениями

$$w = \frac{d\varphi}{dt}; \quad \varphi = \int_0^t w dt.$$

Можно сделать вывод, что частотная и фазовая модуляции связаны друг с другом, поэтому их рассматривают совместно и называют общим выражением – угловые методы модуляции. Главное достоинство угловых методов модуляции заключается в неизменности амплитуды высокочастотных колебаний сигнала передатчика. Поэтому при угловых методах модуляции РПДУ можно использовать в энергетически выгодном режиме. Этот же факт допускает применение в приемниках систем связи ограничителей амплитуды, что при значительном отклонении частоты от несущей обеспечивает выигрыш в помехозащищенности частотной модуляции (ЧМ) по сравнению с амплитудной модуляцией (АМ) по критерию отношения сигнал/шум на выходах детекторов радиоприемных устройств.

Сигнал при ЧМ можно записать в виде

$$i = I_m \sin(\omega t + \varphi_0),$$

где $\omega = \omega_0 + \Delta\omega = \omega_0 + kU_\Omega$;

$\Delta\omega$ – абсолютная девиация частоты (девиацией частоты называют максимальное отклонение частоты от частоты несущей ω_0);

k – коэффициент передачи каскада модуляции по мощности;

U_Ω – амплитуда модулирующего сообщения;

I_m – амплитуда сигнала несущей частоты.

Пусть модулирующий сигнал представляет собой гармоническое колебание вида $u_\Omega = U_\Omega \cos \Omega t$.

В этом случае уравнение ЧМ сигнала примет следующий вид:

$$i = I_m \cos \left[\omega_0 t + \left(\frac{\Delta\omega}{\Omega} \right) \sin \Omega t + \varphi_0 \right].$$

Закон изменения фазы этого колебания имеет вид

$$\varphi = \int_0^t (\omega_0 + \Delta\omega \cos \Omega t) dt = \omega_0 t + \left(\frac{\Delta\omega}{\Omega} \right) \sin \Omega t + \varphi_0.$$

Можно выбрать начало отсчета при начальной фазе сигнала, равной нулю. Так как $\Delta\omega = kU_\Omega$,

то

$$\varphi = \left(\frac{kU_\Omega}{\Omega} \right) \sin \Omega t + \omega_0 t.$$

Это выражение показывает, что одновременно с частотой изменяется и фаза, но девиация фазы оказывается обратно пропорциональна частоте модулирующего сообщения. Девиацию фазы $\Delta\varphi$ называют индексом фазовой модуляции $m_{\text{фм}}$, а девиацию частоты,

отнесенную к модулирующей частоте, называют индексом частотной модуляции $m_{\text{ЧМ}} = \frac{\Delta\omega}{\Omega}$.

Если обозначим $\frac{\Delta\omega}{\Omega} = \beta$, тогда общее выражение для ЧМ и ФМ сигналов будет иметь вид

$$i = I_m \sin(\omega_0 t + \beta \sin \Omega t).$$

Чтобы получить спектральные характеристики, это выражение нужно разложить в ряд Фурье

$$i = I_m \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta) \sin(\omega_0 + n\Omega) t,$$

где $J_n(\beta)$ – функция Бесселя первого рода n -го порядка, причем n – целое число.

Из этого выражения следует, что спектры ЧМ и ФМ сигналов представляют собой бесконечные линейчатые спектры, как показано на рис. 3.40.

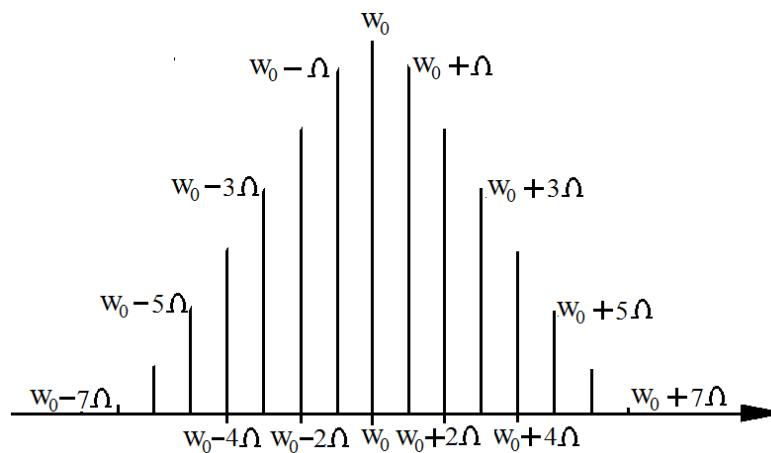


Рис. 3.40. Бесконечный линейчатый спектр

Боковые частоты с номерами $n > \beta$ переносят энергию менее 2,5 % от энергии несущей частоты, поэтому за полосу частот ЧМ сигнала принято считать полосу частот $2\Delta\omega$, т. е. спектр ЧМ сигнала имеет ширину в две девиации.

При индексе частотной модуляции $\beta < 1$ в спектре остаются только несущая и две боковые составляющие и полоса частот сигнала определится как $2\Delta\omega_0 = 2\Omega_{\max}$.

Этот спектр по ширине полосы совпадает со спектром АМ сигнала, но при индексе частотной модуляции $\beta > 1$ ширина полосы частот, занимаемая ЧМ сигналом, растет и может значительно превышать полосу частот АМ сигнала.

Следует отметить, что при частотной модуляции девиация частоты $\Delta\omega_0$ не зависит от модулирующей частоты Ω_{\max} , а при ФМ девиация фазы $\Delta\phi$ обратно пропорционально зависит от Ω и изменение девиации влечет за собой изменение ширины спектра. Так как ФМ и ЧМ взаимосвязаны, значит можно преобразовывать ФМ в ЧМ. Дело в том, что при прямом методе формирования ЧМ несущая частота остается нестабильной и для ее стабилизации приходится применять схему автоподстройки частоты, а преимущество ФМ заключается в том, что ее можно организовывать сразу на высокостабильной частоте.

При прямом методе формирования ЧМ необходимо бороться с нестабильностью частоты несущей ω_0 , возникающей под влиянием дестабилизирующих факторов, таких как изменение температуры, вибрация, пульсации питающих напряжений. Если для прямого метода формирования ЧМ использовать управляемый кварцевый генератор, то девиацию частоты можно получить не более 10^{-3} от ω_0 при долговременной нестабильности не хуже 10^{-6} . Такая малая девиация частоты не годится для передачи высокоскоростных данных, поэтому применяют либо схемы автоматической подстройки частоты с исключением обратной связи по модулирующей частоте Ω за счет фильтра нижних частот (ФНЧ) с полосой пропускания меньше, чем Ω_{\min} , как показано на рис. 3.41, либо используют интерполяционные схемы, в которых частота модулятора много меньше частоты опорного кварцевого генератора (рис. 3.42).

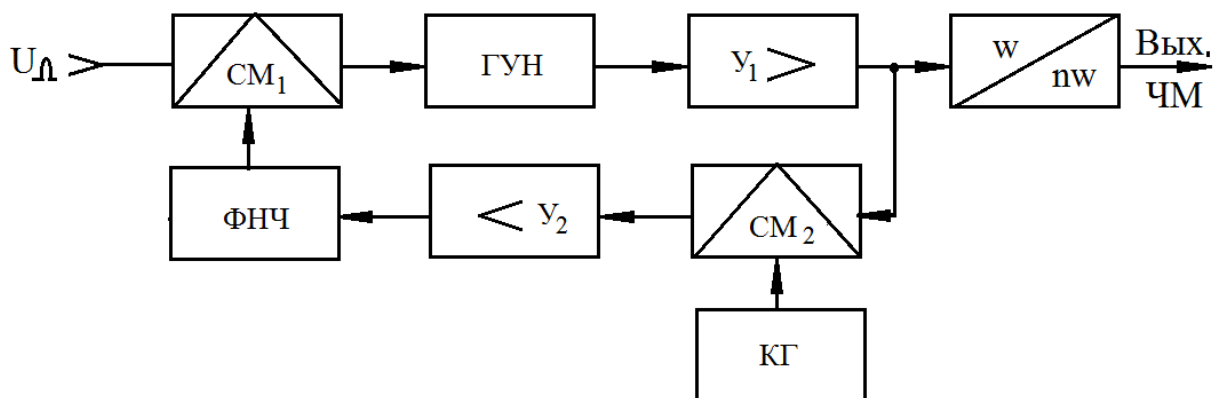


Рис. 3.41. Прямой метод формирования частотной модуляции:
 СМ – смеситель; ГУН – генератор, управляемый напряжением;
 У – усилитель; КГ – кварцевый генератор, w/nw – умножитель частоты

На выходе схемы, приведенной на рис. 3.41, стоит умножитель частоты. Умножение сигнала в n раз необходимо для увеличения девиации частоты, соответственно и индекса частотной модуляции тоже в n раз.

Для схемы, изображенной на рис. 3.42, относительная нестабильность частоты при $f_{кГ} \gg f_{гун}$ определится как

$$\left| \frac{\Delta f_{\text{ЧМ}}}{f_{\text{ЧМ}}} \right| = \frac{\Delta f_{\text{кГ}}}{f_{\text{кГ}}} + \frac{f_{\text{гун}}}{f_{\text{кГ}}} \left| \frac{\Delta f_{\text{гун}}}{f_{\text{гун}}} \right|,$$

где $\frac{\Delta f_{\text{кГ}}}{f_{\text{кГ}}}$ – стабильность частоты кварцевого генератора;

$\frac{\Delta f_{\text{гун}}}{f_{\text{гун}}}$ – стабильность частоты генератора, управляемого напряжением.

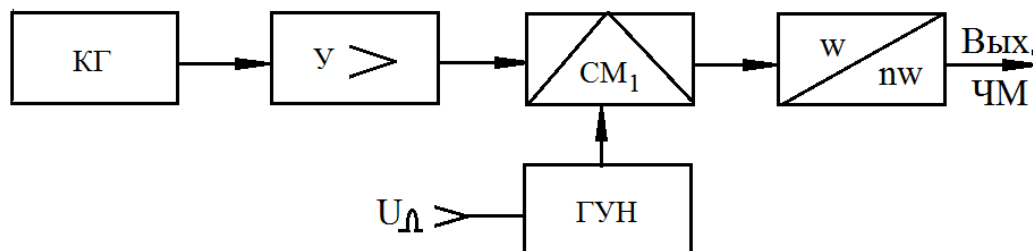


Рис. 3.42. Интерполяционная схема частотного модулятора

Интерполяционная схема, приведенная на рис. 3.42, используется в низовой радиосвязи, поскольку для поддержания достаточно высокой стабильности на выходе схемы частоты ГУН должны быть много меньше частоты кварцевого генератора.

Фактически частотный модулятор представляет собой генератор, управляемый напряжением. Поэтому наиболее часто используемый способ осуществления частотной модуляции состоит в воздействии на реактивные элементы колебательного контура, задающего частоту трехточечного автогенератора. Принципиальная схема ГУН показана на рис. 3.43.

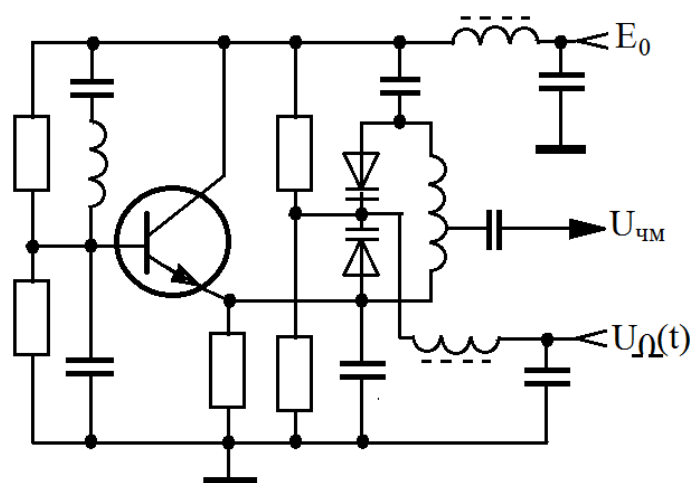


Рис. 3.43. Схема ГУН, выполняющего роль частотного модулятора

Перестраиваемым элементом, применяющимся для изменения частоты контура, служит варикап, который представляет собой полупроводниковый диод, емкость p - n -перехода которого имеет сильно выраженную зависимость от приложенного обратного напряжения. Под действием модулирующего напряжения меняется емкость варикапов и, следовательно, частота колебаний, вырабатываемых генератором. Применение двух включенных встречно варикапов позволяет улучшить форму напряжения, вырабатываемого генератором, приближая ее к синусоидальной.

Статическая модуляционная характеристика ЧМ снимается как зависимость изменения выходной частоты модулятора от изменения

напряжения смещения. Для качественной работы модулятора регулировками и коррекциями добиваются ее линейности и равенства проекций ОА и ОВ, как показано на рис. 3.44.

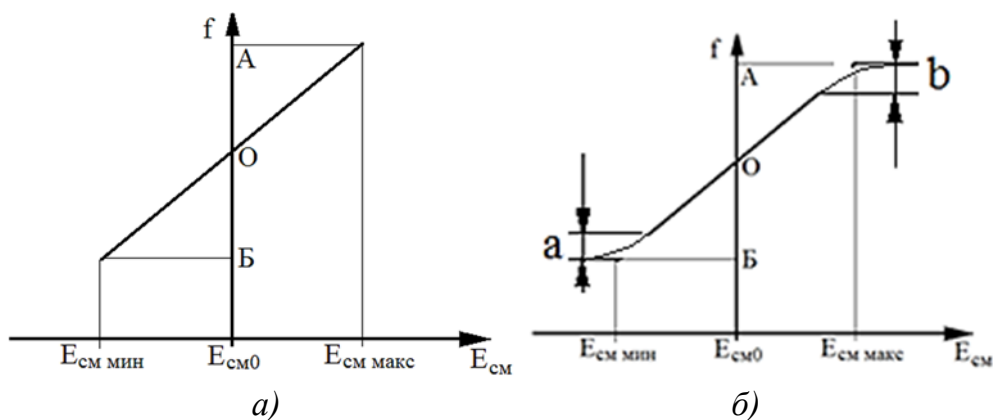


Рис. 3.44. Статическая (а) и динамическая (б) модуляционные характеристики частотного модулятора

С помощью статической модуляционной характеристики определяется область рабочих напряжений модулирующего сигнала, девиация частоты, крутизна модуляционной характеристики.

Динамическая модуляционная характеристика – это зависимость отклонения частоты Δf_0 от изменения модулирующего напряжения при фиксированной модулирующей частоте. Фактически она должна повторять статическую модуляционную характеристику, но в реальных модуляторах она часто отличается (рис. 3.44, б).

Динамическая модуляционная характеристика дает возможность определить динамический диапазон модулирующих сигналов, а также, применяя метод трех отсчетов, определить коэффициенты нелинейных искажений по второй и третьей гармоникам, пользуясь следующими выражениями:

$$K_2 = \frac{\left| \frac{a-b}{8} \right|}{f_0}; \quad K_3 = \frac{\left| \frac{a+b}{24} \right|}{f_0}.$$

Амплитудно-частотная модуляционная характеристика – это зависимость выходного напряжения модулятора от модулирующей ча-

стоты Ω при фиксированной девиации частоты. По амплитудно-частотной модуляционной характеристике, пример которой показан на рис. 3.45, а, можно определить допустимую полосу модулирующих частот и возможные амплитудные искажения ЧМ сигнала. Необходимость коррекции сигнала определяют по частотной характеристике зависимости индекса частотной модуляции от модулирующей частоты, показанной на рис. 3.45, б.

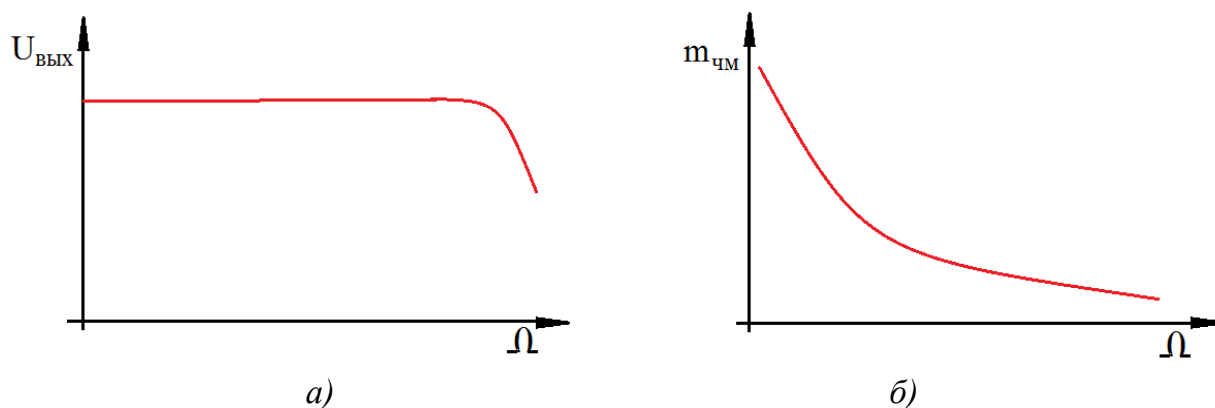


Рис. 3.45. Амплитудная и частотная модуляционные характеристики частотного модулятора

Другой метод формирования ЧМ сигналов назвали косвенным, так как он основан на преобразовании фазовой модуляции в частотную. Преобразование заключается в том, что на вход фазового модулятора подается сообщение U_{Ω} , предварительно прошедшее через интегрирующую цепочку или через любую корректирующую цепь с падающей частотной характеристикой.

$$U_{\Omega\text{ВЫХ}} = \frac{k_1}{U_{\Omega\text{ВХ}}/\Omega},$$

где k_1 – коэффициент передачи амплитуды корректирующей цепи.

Девиация частоты на выходе модулятора при таком методе модуляции зависит только от амплитуды модулирующего напряжения

$$\Delta f = k_1 k_2 U_{\Omega\text{ВХ}}.$$

Структурная схема получения ЧМ косвенным способом показана на рис. 3.46.

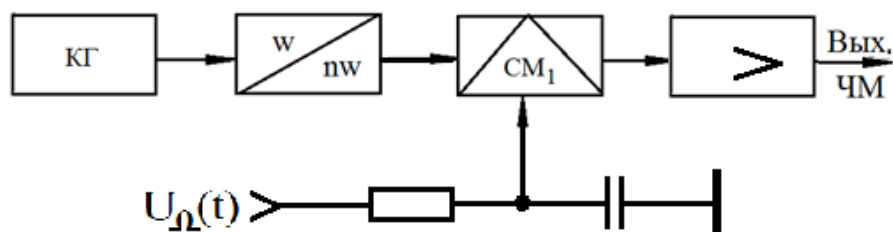


Рис. 3.46. Косвенный способ формирования ЧМ

Связь между резонансной частотой контура и емкостью конденсатора квадратичная и определяется известным выражением

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}.$$

Поэтому для получения линейной частотной модуляции (ЛЧМ) нужна квадратичная зависимость емкости и напряжения. Обратная ветвь вольт-амперной характеристики (ВАХ) варикапов близка к квадратичной зависимости. Однако совпадение не является полным и линейную модуляцию можно получить только на небольшом участке характеристики, выбираемом при настройке модулятора индивидуально для различных экземпляров варикапов.

Принципиальных отличий между ЧМ и ФМ нет. А при модуляции гармоническим сигналом ЧМ и ФМ практически неразличимы. При фазовой модуляции начальная фаза получает приращение, пропорциональное информационному сигналу $\Delta U_{\Omega_{ВХ}}$. Способов реализации фазовых модуляторов много [34]. Простейший фазовый модулятор, широко применяющийся в устройствах радиосвязи, изображен на рис. 3.47.

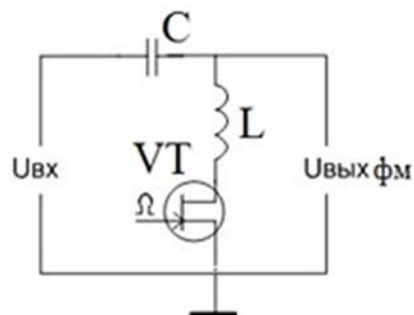


Рис. 3.47. Фазовый модулятор

3.3.4. Импульсные модуляторы с накопителем энергии

Импульсным модулятором называют устройство, которое генерирует импульсы тока с большой амплитудой определенной длительности, формы и частоты следования. Основное назначение импульсных модуляторов состоит в том, что их используют для включения и обеспечения питания на время импульса автогенераторов высокой частоты, например для радиолокационных станций, осуществляя создание радиоимпульсов по форме огибающей, длительности и частоте следования повторяющих сигнал импульсного модулятора.

Импульсные модуляторы фактически состоят из двух блоков – ключа и накопителя энергии. Они работают на нагрузку, которая является генератором тока высокой частоты. В промежутках времени между импульсами в накопителе импульсного модулятора накапливается большая энергия, которая при замыкании ключа в течение короткого промежутка времени передается генератору тока высокой частоты – нагрузке импульсного модулятора.

В качестве накопителей энергии используют катушки индуктивности, длинные линии, конденсаторы. А в качестве ключа применяют тиратроны, вакуумные радиолампы, полевые MOSFET и IGBT транзисторы. Чаще всего нагрузкой импульсных модуляторов являются генераторы высокой частоты на магнетронах, пролетных клистронах и других мощных импульсных элементах.

Основные особенности импульсных генераторных активных элементов обусловлены тем, что они работают в течение коротких промежутков времени, равных длительности модулирующего импульса $\tau_{и}$, а во время между импульсами $T - \tau_{и}$ мощный активный элемент не работает. При этом средняя за период T мощность оказывается в сотни и тысячи раз меньше пиковой импульсной мощности.

В связи с этим конструкция импульсных активных элементов должна учитывать большую мощность катодов и высокие анодные напряжения. От мощных анодов в активных элементах импульсных устройств отказались ввиду малой мощности рассеиваемой анодом лампы, так как температура анода из-за большой инерции зависит от средней за период T мощности, а она невелика. Таким образом, основные особенности мощных импульсных элементов сводятся к по-

вышенной мощности катодов и их накала, высокому анодному напряжению и малой рассеиваемой анодом мощности.

Импульсный модулятор должен вырабатывать на нагрузке последовательность импульсов, основные параметры которых изображены на рис. 3.48.

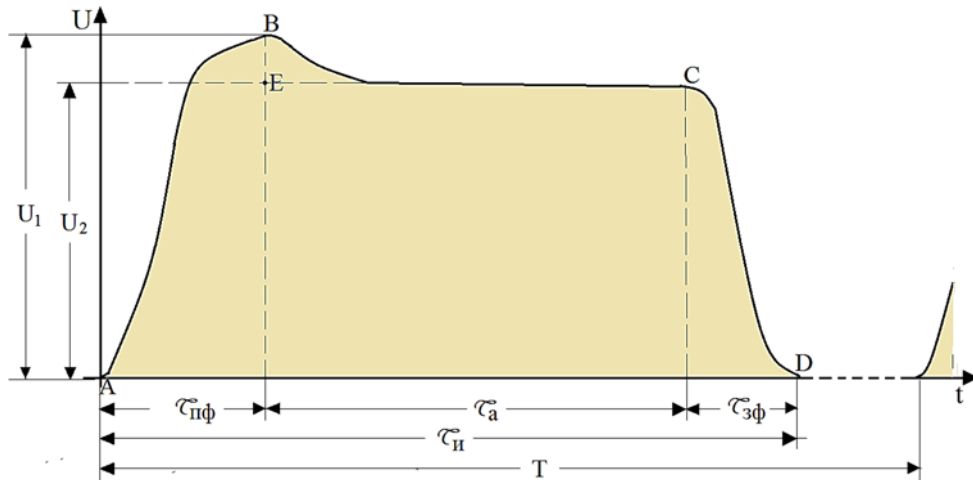


Рис. 3.48. Один импульс из последовательности импульсов

Важнейшая характеристика импульсной последовательности называется скважностью. Она определяется соотношением

$$q = \frac{T - \tau_{и}}{\tau_{и}} \quad \text{или при } T \gg \tau_{и} \quad q = \frac{T}{\tau_{и}}.$$

Участок AB на рисунке называется передним фронтом, участок CD – задним фронтом, а величина $BE = \Delta U$ – спадом вершины импульса. Допустимые величины $\tau_{пф}$, $\tau_{зф}$, ΔU зависят от типа и характеристик модулируемого высокочастотного генератора, а также от режима его работы. Обычно требуется

$$\tau_{пф} + \tau_{зф} \leq (0,1 - 0,2)\tau_{и}.$$

На спад вершины тоже накладывается ограничение и обычно для генераторов, выполненных на магнетроне:

$$\Delta U \leq (0,02 - 0,05)U_m,$$

а для ламповых генераторов допускается величина спада

$$\Delta U \leq (0,1 - 0,2)U_m.$$

Часто в качестве накопительного элемента используют емкость. Такие модуляторы широко применяются на практике и получили название импульсных модуляторов с емкостным накоплением энергии.

На рис. 3.49 представлена типовая структурная схема импульсного РПДУ, построенного по последовательной схеме, который за время длинной паузы $T - \tau_{и}$ накапливает энергию, заряжая конденсатор, и за время короткого импульса $\tau_{и}$ во время разряда конденсатора отпирает высокочастотный генератор, развивающий в импульсе огромную пиковую мощность, измеряемую в мегаваттах. Последовательная схема импульсного модулятора применяется тогда, когда заземляется анод мощного выходного активного элемента СВЧ-генератора.

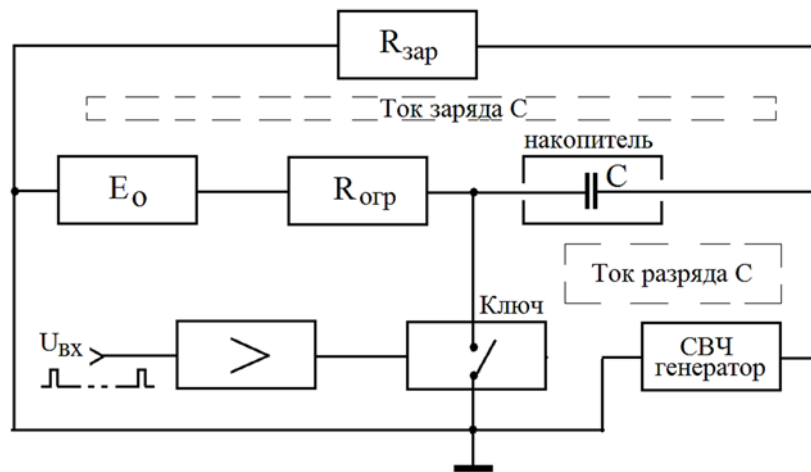


Рис. 3.49. Последовательная схема импульсного модулятора

На рис. 3.50 представлена типовая структурная схема импульсного РПДУ, построенного по параллельной схеме, когда заземляется катод активного элемента СВЧ-генератора.

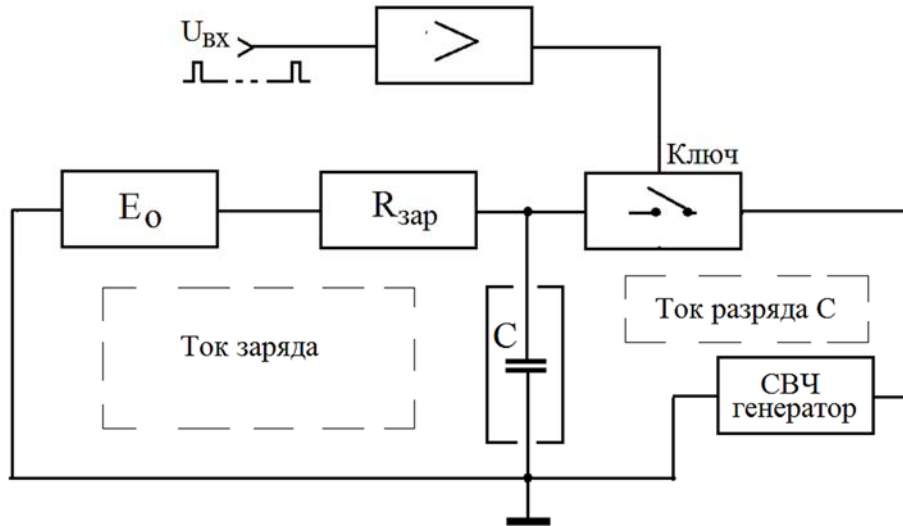


Рис. 3.50. Параллельная схема импульсного модулятора

При разомкнутом ключе, управляемом от внешнего генератора (подмодулятора) последовательностью прямоугольных импульсов со скважностью q , накопитель энергии заряжается.

Время заряда в схеме импульсного модулятора, выполненного по последовательной схеме, определим по выражению

$$\tau_{\text{зар}} = C(R_{\text{зар}} + R_{\text{огр}}).$$

Ограничительное сопротивление введено в схему для того, чтобы при замкнутом ключе источник питания E_0 не закорачивался ключом. В схеме импульсного модулятора, выполненного по параллельной схеме, ограничительное сопротивление не требуется и время заряда будет

$$\tau_{\text{зар}} = CR_{\text{зар}}.$$

Энергия, отдаваемая источником питания, равна произведению напряжения на заряд, переданный накопителю:

$$W = CUE_0.$$

За время импульса (при замкнутом ключе) напряжение на накопителе меняется от U_1 до U_2 . Разряд происходит за время

$$\tau_{\text{разр}} = C(R_{\text{н}} + R_0),$$

где $R_{\text{н}}$ – сопротивление нагрузки (СВЧ-генератора);
 R_0 – сопротивление потерь в ключе.

При этом за время разряда конденсатор отдает в цепь нагрузки энергию

$$W_{\text{разр}} = \frac{C(U_1^2 - U_2^2)}{2}.$$

Столько же энергии накопитель получает от источника во время паузы, когда ключ разомкнут

$$W_{\text{зар}} = CE_0(U_1 - U_2).$$

Коэффициент полезного действия зарядной цепи

$$\text{КПД} = \frac{W_{\text{разр}}}{W_{\text{зар}}} = \frac{U_1 + U_2}{2E_0}.$$

Отсюда следует, что чем меньше спад вершины и чем ближе она к E_0 , тем выше коэффициент полезного действия.

Временные диаграммы работы схемы, изображенной на рис. 3.50, приведены на рис. 3.51.

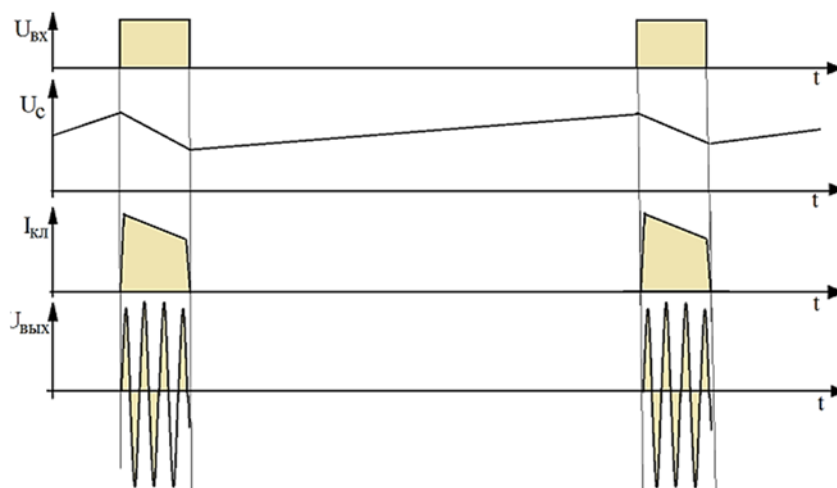


Рис. 3.51. Этюры работы импульсного модулятора

Спектр последовательности импульсов на входе подмодулятора показан на рис. 3.52, а; спектр радиоимпульсов на выходе РПДУ – на рис. 3.52, б.

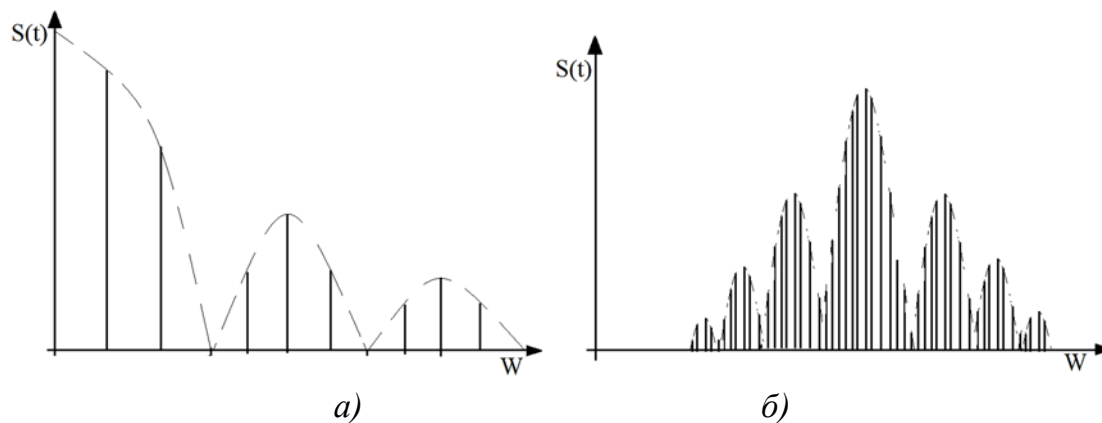


Рис. 3.52. Спектры сигналов на входе модулятора и на выходе импульсного РПДУ

3.3.5. Цифровые модуляторы

Цифровую модуляцию называют манипуляцией и обычно реализуют на малых уровнях мощности на промежуточных частотах с дальнейшим перемещением спектра сформированного сигнала в область рабочих частот системы связи. При цифровых сигналах требования к линейности амплитудно-частотных характеристик усилительного тракта намного проще по сравнению с аналоговыми сигналами. Поэтому большинство цифровых модуляторов выполняют на уровне малой мощности в цифровых интегральных микросхемах (ИМС), реализуемых на одном кристалле. Микросхемы, выполняющие функции цифровых модуляторов, серийно выпускает большинство известных радиотехнических фирм, специализирующихся на разработке и изготовлении ИМС.

Для формирования амплитудно-фазовых видов манипуляции, таких, например, как квадратурная амплитудная манипуляция (КАМ), используют цифроаналоговые преобразователи (ЦАП) в микросхемном исполнении с квадратурными каналами и встроенными амплитудными модуляторами, работающими в цифровом формате.

На кристалле микросхемы размещают два согласованных по параметрам широкополосных 16-разрядных ядра ЦАП, что и позволяет реализовывать квадратурные каналы – синфазный I и квадратурный Q , необходимые для квадратурных видов манипуляции. Пример цифрового формирователя модулированных сигналов, или цифрового программируемого модулятора типа HSP50415, показан на рис. 3.53 [36].

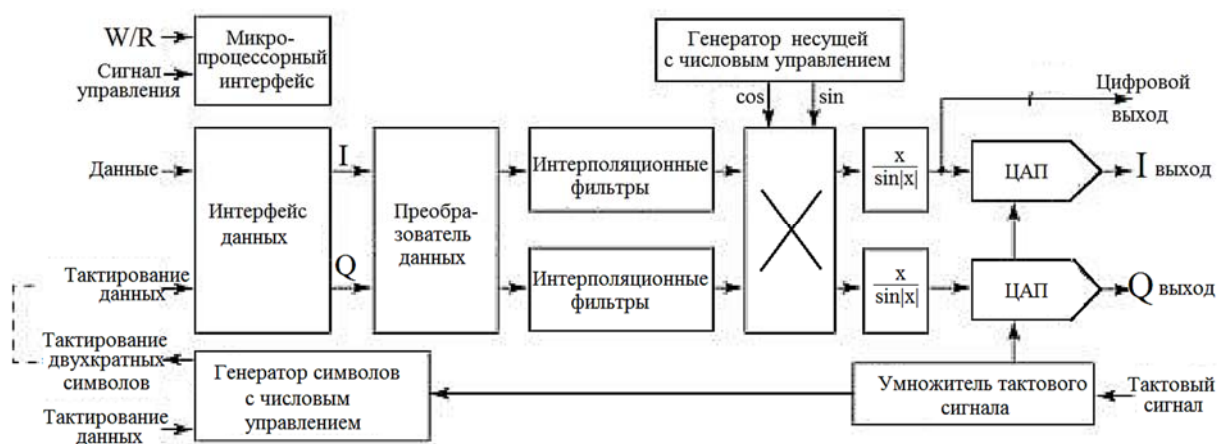


Рис. 3.53. Микросхема HSP50415 – цифровой программируемый модулятор

В этой схеме информационный цифровой поток делится де-мультиплексором на два потока, имеющих вдвое меньшую скорость. Каждый из них предназначен для своего канала: один для синфазного канала I , а другой для квадратурного канала Q . В каналах I и Q с помощью интерполяционных фильтров выбирается нужный частотный образ дискретизируемого сигнала. А на входы сложного перемножителя, включенного за интерполяционными фильтрами и состоящего фактически из двух квадратурных модуляторов, подается также двойной цифровой управляющий сигнал $I_{\text{мод}}/Q_{\text{мод}}$, который и определяет вид модуляции формируемого сигнала.

На выходах микросхемы стоят 12-разрядные ЦАП, а перед ними – дополнительный блок коррекции частотных искажений ядра ЦАП вида $\sin(x)/x$, что позволяет выравнять амплитудно-частотную характеристику ЦАП в полосе рабочих частот. Быстродействие такого ЦАП позволяет работать в трактах промежуточной частоты современных систем связи на частотах до 75 МГц [37].

Применяются и более скоростные ЦАП, например 16-разрядный ЦАП типа AD9777, способный работать на скорости преобразования входных данных до 160 MSPS (млн/с). Он используется в многоканальных беспроводных системах связи с квадратурной модуляцией, где требуется идентичность обоих каналов [38].

Для повышения рабочей частоты используют известные способы и чаще всего гетеродинный перенос частоты в смесителе. Однако при таком способе нарушается спектральная чистота выходного сигнала. Для преобразования частоты и модуляции генераторов, имеющих квадратурные выходы I и Q как рассмотренная выше микросхема HSP50415, можно использовать интегральные аналоговые квадратурные модуляторы, например типа MAX2720, MAX2721 или AD8346, работающие в диапазоне частот до 2,5 ГГц.

У интегральных аналоговых квадратурных модуляторов входные сигналы и сигналы гетеродина находятся в квадратуре и используются балансные смесители, что при сложении колебаний в сумматоре обеспечивает подавление зеркального канала и частоты гетеродина не хуже чем на 30 – 35 дБ [36]. Достижение более сильного подавления сигналов гетеродина и зеркального канала для аналоговых устройств в полосе частот и при широком диапазоне температур является весьма затруднительным.

Вид спектра выходного сигнала аналогового квадратурного модулятора с несущей частотой 1 ГГц показан на рис. 3.54.

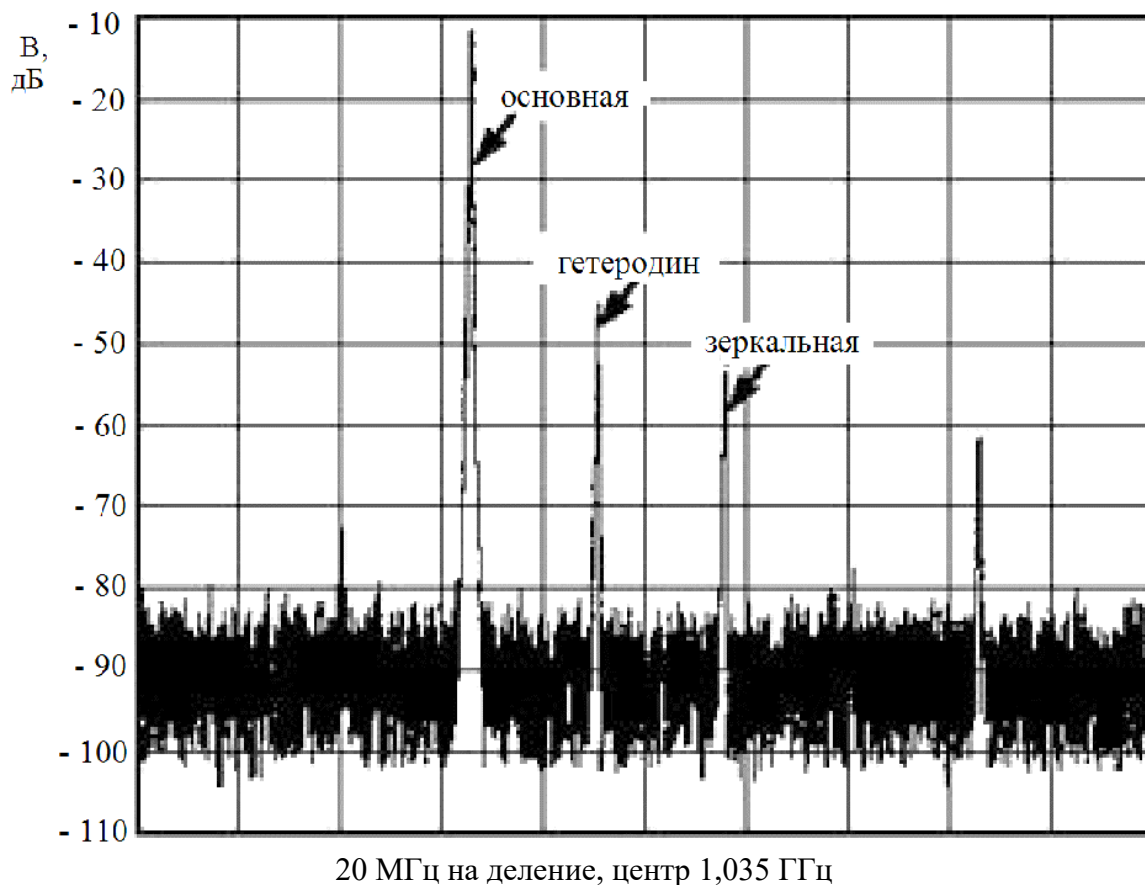


Рис. 3.54. Спектр сигнала на выходе интегрального аналогового квадратурного модулятора

Широко применяются интегральные микросхемы цифровых модуляторов, у которых формирователь квадратурного сигнала выполнен на основе двух согласованных ЦАП и синтезатор частоты, квадратурный модулятор и предварительный усилитель высокой частоты собраны на одном кристалле. Примером может послужить интегральная микросхема HSP50307. Она является QPSK модулятором на частотах несущей от 8 до 15 МГц.

Контрольные вопросы

1. В чем отличие ГВВ от усилителя?
2. Почему в схеме с общим эмиттером усиление по мощности выше, чем в схеме с общей базой?
3. Какой из режимов ГВВ рекомендуется для усиления мощности сигналов?
4. Что такое баланс амплитуд у трехточечного автогенератора?
5. Что такое баланс фаз у трехточечного автогенератора?
6. Чему равна стабильность частоты трехточечного автогенератора?
7. Чему равна стабильность частоты кварцевого автогенератора?
8. В чем суть принципа работы умножителей частоты?
9. У какого умножителя КПД выше – у транзисторного или у построенного на варакторах?
10. В каком режиме работает активный элемент при коллекторной амплитудной модуляции?
11. Как определяется глубина амплитудной модуляции?
12. Почему коллекторную модуляцию реализуют в выходных каскадах РЧДУ?
13. Что такое девиация частоты?
14. Как определяется индекс частотной модуляции?
15. Для чего в импульсных РЧДУ используют накопители энергии?
16. Какая форма выходного сигнала у мультивибратора?
17. Какие сигналы на выходе блокинг-генератора?
18. Что такое режим обратной работы при бинарной фазовой манипуляции?
19. Во сколько раз увеличивается скорость передачи информации при QPSK?
20. Зачем нужны ЦАП при цифровых видах модуляции?

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Основной целью настоящего учебно-практического пособия является объединение разрозненных сведений по практическим вопросам разработки радиопередающих устройств. В книге рассмотрены основные принципы работы радиопередающих устройств, приведены сведения об их архитектуре, кратко описана основная база активных элементов, используемая при создании РПДУ различного назначения. В связи с освоением все более высокочастотных диапазонов для передачи информации описана элементная база сверхвысокочастотных РПДУ, включая лавинно-пролетные и туннельные диоды, диоды Шоттки и Ганна, а также активные элементы для мощных приложений – магнетроны, лампы бегущей волны, клистроны и гиротроны.

Определены основные технические, эксплуатационные и энергетические требования к радиопередающему оборудованию. Приведены методики и примеры расчета транзисторных усилителей мощности, умножителей частоты, кварцевых генераторов. Рассмотрены особенности аналоговых и цифровых модуляторов, их схемные решения, достоинства и недостатки. Описаны импульсные модуляторы с накоплением энергии, используемые в радиолокационной технике, и цифровые модуляторы телекоммуникационных систем.

Пособие состоит из трех глав с контрольными вопросами и пяти приложений, в которых приведены основные сведения о современной отечественной полупроводниковой базе, активно используемой при создании РПДУ, включая диоды Шоттки, Ганна, ЛПД и сверхвысокочастотные транзисторы.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Самойлов, А. Г.* Устройства генерирования и формирования сигналов : учеб. пособие / А. Г. Самойлов, С. А. Самойлов ; Владим. гос. ун-т им. А. Г. и Н. Г. Столетовых. – Владимир : Изд-во ВлГУ, 2018. – 240 с. – ISBN 978-5-9984-0855-7.

2. Электронные приборы : учеб. для вузов / В. Н. Дулин [и др.] ; под ред. Г. Г. Шишкина. – М. : Энергоатомиздат, 1989. – 496 с.

3. *Самойлов, А. Г.* Методы и устройства формирования сигналов : учеб. пособие / А. Г. Самойлов, С. А. Самойлов ; Владим. гос. ун-т им. А. Г. и Н. Г. Столетовых. – Владимир : Изд-во ВлГУ, 2019. – 200 с. – ISBN 978-5-9984-1032-1.

4. Мощные полупроводниковые приборы. Транзисторы : справочник / под ред. А. В. Голомедова. – М. : Радио и связь, 1985. – 560 с.

5. *Петухов, В. М.* Полупроводниковые приборы. Транзисторы : справочник / В. М. Петухов. – М. : Рикел : Радио и связь, 1994. – 232 с.

6. *Петухов, В. М.* Полупроводниковые приборы. Транзисторы : справочник / В. М. Петухов. – 2-е изд., доп. – М. : Рикел : Радио и связь, 1995. – 288 с.

7. Полупроводниковые приборы. Транзисторы средней и большой мощности : справочник / под ред. А. В. Голомедова. – 2-е изд., доп. – М. : Радио и связь, 1994. – 640 с.

8. Проектирование радиопередающих устройств / под общ. ред. В. В. Шахгильдяна. – М. : Радио и связь, 1993. – 512 с. – ISBN 5-256-01025-5.

9. Радиопередающие устройства : учеб. для вузов / под общ. ред. Р. Ю. Иванюшкина. – М. : Горячая линия-Телеком, 2019. – 1200 с. – ISBN 978-5-9912-0774-4.

10. Understanding MOSFET On-State Drain-to-Source Resistance [Электронный ресурс] <https://www.allaboutcircuits.com/technical-articles/understand-ding-mosfet-on-state-drain-to-source-resistance/> (дата обращения: 17.08.2022).

11. *Самойлов, А. Г.* Устройства электропитания : учеб. пособие / А. Г. Самойлов, С. А. Самойлов ; Владим. гос. ун-т им. А. Г. и Н. Г. Столетовых. – Владимир : Изд-во ВлГУ, 2021. – 160 с. – ISBN 978-5-9984-1183-0.

12. *Федоров, Н. Д.* Электронные приборы СВЧ и квантовые приборы : учеб. для вузов / Н. Д. Федоров. – 2-е, изд., перераб. и доп. – М. : Атомиздат, 1979. – 288 с.

13. Соколова, Ж. М. Приборы и устройства СВЧ, КВЧ И ГВЧ диапазонов : учеб. пособие / Ж. М. Соколова. – Томск : Том. гос. ун-т систем управления и радиоэлектроники, 2012. – 283 с.

14. Лебедев, И. В. Техника и приборы сверхвысоких частот / И. В. Лебедев. – 2-е изд. стер., – М. : Высш. шк. – 1972. – Т. 2. – 376 с.

15. Гапонов-Грехов, А. В. Нелинейные волны / А. В. Гапонов-Грехов, В. И. Некоркин : материалы лекций, прочитанных на XV шк. по нелинейным волнам. – Н. Новгород : ИПФ РАН, 2010. – 464 с.

16. Божков, В. Г. Полупроводниковые СВЧ-приборы / В. Г. Божков, В. С. Лукаш // Вестник Томского университета «Нанотехнологии». – 2005. – № 5. – С. 129 – 138.

17. Bardeen, J. Phys. Rev. 1947. V. 71. P. 717.

18. Кулешов, В. Н. Генерирование колебаний и формирование радиосигналов / В. Н. Кулешов, Н. Н. Удалов, В. М. Богачев. – М. : МЭИ, 2008. – 416 с. – ISBN 978-5-383-00224-7.

19. ГОСТ Р 50842-95. Государственный стандарт Российской Федерации. Совместимость радиоэлектронных средств электромагнитная. Устройства радиопередающие народнохозяйственного применения. Требования к побочным радиоизлучениям. Методы измерения и контроля. – М. : Изд-во стандартов, 1996. – 41 с.

20. ГОСТ 13420-79. Межгосударственный стандарт. Передатчики для магистральной радиосвязи. Основные параметры, технические требования и методы измерений. – М. : Изд-во стандартов, 1998. – 24 с.

21. ГОСТ 22579-86. Межгосударственный стандарт. Радиостанции с однополосной модуляцией сухопутной подвижной службы. Типы, основные параметры, технические требования и методы измерений. – М. : Изд-во стандартов, 2001. – 38 с.

22. Регламент радиосвязи : в 4 т. – Женева : МСЭ, 2018.

23. Нормы 17-08. Радиопередатчики всех категорий гражданского применения. Требования на допустимые отклонения частоты. Методы измерения и контроля. – М. : Гос. комис. по радиочастотам, 2008. – 28 с.

24. Российский морской регистр. Правила по оборудованию морских судов. Ч. 4. Радиооборудование. – СПб. : Рос. морской регистр судоходства, 2016. – 72 с. – ISBN 5-89331-3062.

25. Рябоконт, А. В. Согласование с нагрузками: концепция, методы, устройства / А. В. Рябоконт, А. Г. Самойлов, С. А. Самойлов. – LAP LAMBERT Academic Publishing. – Saarbrücken, Germany, 2012. – 252 с. – ISBN 978-3-659-10471-8.

26. Проектирование радиопередающих устройств СВЧ / под ред. Г. М. Уткина. – М. : Сов. радио, 1979. – 320 с.
27. Полупроводниковые приборы. Транзисторы средней и большой мощности : справочник. – 2-е изд., стер. – М. : Радио и связь, 1994. – 640 с.
28. Радиопередающие устройства : учеб. для вузов / под общ. ред. В. В. Шахгильдяна. – М. : Радио и связь, 1990. – 432 с.
29. *Башкиров, А. В.* Основы функционального проектирования РЭС [Электронный ресурс] / А. В. Башкиров, А. В. Турецкий, М. В. Хорошайлова. – Воронеж : Воронеж. гос. техн. ун-т, 2020. – Режим доступа: <https://studfile.net/preview/16424225/> (дата обращения: 16.09.2022).
30. Расчет генераторов прямоугольных импульсов [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://spravochnick.ru/elektronika_elektrotehnika_radiotekhnika/raschet_generatorov_pryamougolnyh_impulsov/ (дата обращения: 18.09.2022).
31. Генератор прямоугольных импульсов [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://musbench.com/all/cd4011-multivibrator-calculator/> (дата обращения: 17.08.2022).
32. Триггер Шмитта на транзисторах [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.electronicblog.ru/impulsnaya-texnika/trigger-shmitta-na-tranzistorax.html> (дата обращения: 18.09.2022).
33. *Фуско, В.* СВЧ-цепи. Анализ и автоматизированное проектирование : пер. с англ. / В. Фуско. – М. : Радио и связь, 1990. – 288 с. – ISBN 5-256-00663-0.
34. *Polushin, P. A.* Impedance meter for an RF – pumped gas – discharge laser / P. A. Polushin, A. G. Samoylov // USA. IET. – 1993. – V. 36. – № 5. – P. 716 – 718.
35. Радиопередающие устройства / под ред. М. В. Благовещенского, Г. М. Уткина. – М. : Радио и связь, 1982. – 408 с.
36. Цифровые методы модуляции и демодуляции [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://poznayka.org/s62051t2.html> (дата обращения: 18.09.2022).
37. *Гольденберг, Л. М.* Цифровая обработка сигналов : учеб. пособие для вузов / Л. М. Гольденберг, Б. Д. Матюшкин, М. Н. Поляк. – М. : Радио и связь, 1990. – 256 с.
38. *Солонина, А.* Алгоритмы и процессоры цифровой обработки сигналов / А. Солонина, Д. Улахович, Л. Яковлев. – СПб. : БХВ-Петербург, 2001. – 455 с. – ISBN 978-5-94157-065-2.

ПРИЛОЖЕНИЯ

Приложение 1

Диоды Шоттки отечественного производства

Тип	Максимальное обратное напряжение, В	Число диодов в корпусе	Максимальный прямой ток, А	Корпус
КД238АС	25	2	7,5	ТО-220АВ
КД238БС	35	2	7,5	
КД238ВС	45	2	7,5	
КД269А, АС	25	1-2	5	ТО-220АС, ТО-220АВ
КД269Б, БС	50	1-2	5	
КД269В, ВС	75	1-2	5	
КД269Г, ГС	100	1-2	5	
КД269Д, ДС	150	1-2	5	
КД269Е, ЕС	200	1-2	5	
КД270А, АС	25	1-2	7,5	ТО-220АС, ТО-220АВ
КД270Б, БС	50	1-2	7,5	
КД270В, ВС	75	1-2	7,5	
КД270Г, ГС	100	1-2	7,5	
КД270Д, ДС	150	1-2	7,5	
КД270Е, ЕС	200	1-2	7,5	
КД271А, АС	25	1-2	10	ТО-220АС, ТО-220АВ
КД271Б, БС	50	1-2	10	
КД271В, ВС	75	1-2	10	
КД271Г, ГС	100	1-2	10	
КД271Д, ДС	150	1-2	10	
КД271Е, ЕС	200	1-2	10	

Продолжение прил. 1

Тип	Максимальное обратное напряжение, В	Число диодов в корпусе	Максимальный прямой ток, А	Корпус
КД271К, КС, К1	400	1-2	10	ТО-220АС, ТО-220АВ, КТ-32
КД271Л, ЛС, Л1	500	1-2	10	
КД271М, МС, М1	600	1-2	10	
КД272А, АС	25	1-2	15	ТО-220АС, ТО-220АВ
КД272Б, БС	50	1-2	15	
КД272В, ВС	75	1-2	15	
КД272Г, ГС	100	1-2	15	
КД272Д, ДС	150	1-2	15	
КД272Е, ЕС	200	1-2	15	
КД272К, КС, К1	400	1-2	15	
КД272Л, ЛС, Л1	500	1-2	15	ТО-220АС, ТО-220АВ, КТ-32
КД272М, МС, М1	600	1-2	15	
КД273А, АС	25	1-2	20	
КД273Б, БС	50	1-2	20	ТО-220АС, ТО-220АВ
КД273В, ВС	75	1-2	20	
КД273Г, ГС	100	1-2	20	
КД273Д, ДС	150	1-2	20	
КД273Е, ЕС	200	1-2	20	
КД273К, КС, К1	400	1-2	20	
КД273Л, ЛС, Л1	500	1-2	20	ТО-220АС, ТО-220АВ, КТ-32
КД273М, МС, М1	600	1-2	20	

Продолжение прил. 1

Тип	Максимальное обратное напряжение, В	Число диодов в корпусе	Максимальный прямой ток, А	Корпус
КД293(А-К), КД293(АС-КС)	20-100	1-2	1	SOT-82, TO-220AC, TO-220AB
КД294(А-К), КД294(АС-КС)	20-100	1-2	2	
КД295(А-К), КД295(АС-КС)	20-100	1-2	3	
КД296(А-К), КД296(АС-КС)	20-100	1-2	5	
КД636АС	60	2	15	TO-220, TO-263
КД636БС	120	2	15	
КД636ВС	200	2	15	
КД636ГС	400	2	15	
КД636ДС	600	2	12	
КД636ЕС	800	2	12	
КД637АС	60	2	25	TO-218 (КТ-43)
КД637БС	120	2	25	
КД637ВС	200	2	25	
КД637ГС	400	2	25(30)	
КД637ДС	600	2	25	
КД637ЕС	800	2	25	
КД638АОС	30	1	5	TO-220 (КТ-28-2)
КД638АС	40	1	5	
КД638БС	60	2	5	
КД638ВС	90	2	5	
КД638ГС	120	2	5	
КД638ДС	160	2	5	
КД638ЕС	200	2	5	

Окончание прил. 1

Тип	Максимальное обратное напряжение, В	Число диодов в корпусе	Максимальный прямой ток, А	Корпус
КД640А, АС	400	1-2	8	ТО-220АС, ТО-220АВ
КД640Б, ВС	500	1-2	8	
КД640В, ВС	600	1-2	8	
КД640Г, ГС	700	1-2	8	
КД640Е, ЕС	550	1-2	8	
КД641А, АС	400	1-2	15	ТО-220АС, ТО-220АВ
КД641Б, ВС	500	1-2	15	
КД641В, ВС	600	1-2	15	
КД641Г, ГС	700	1-2	15	
КД641Е, ЕС	550	1-2	15	

Приложение 2

Диоды Ганна сантиметрового диапазона (4 – 30 ГГц) большой мощности (> 100 мВт) отечественного производства

Диоды полупроводниковые арсенидогаллиевые генераторные на эффекте Ганна предназначены для работы в качестве активного элемента в генераторах сантиметрового диапазона длин волн, а также в качестве усилителей в радиоэлектронной аппаратуре (РЭА).

Тип диода	Тип корпуса	Масса, г, не более
3A715A – М*, Г1, Д1	КД-109	0,150
3A716A – И*	КД-105	0,166
3A725A – Е*	КД-109	0,150
3A726A – И*	КД-109	0,150
3A746A-6 – И-6*	ФЫЗ.362.034 ГЧ	0,100
3A753A – П	КД-109	0,150
3A754A – С	КД-109	0,150
3A755A – У, Д1, Д2	КД-109	0,150
3A761A, Б	КД-107	0,100

Полярность – катодный вывод на корпусе (кристаллодержателе) диода.

Электрические параметры и характеристики при $T = (25 \pm 10) ^\circ\text{C}$.

Условные обозначения:

Δf – диапазон рабочих частот, ГГц

$P_{\text{вых}}$ – выходная мощность, мВт

I_p – постоянный рабочий ток, А

U_p – постоянное рабочее напряжение, В

Тип диода	Δf	$P_{\text{вых}}$		I_p		U_p
		макс	тип	макс	тип	
3A725A, AA725A	5,0 – 6,0	200	250	1,5	1,3	11
3A725Б, AA725Б	6,0 – 7,0					
3A725В, AA725В	7,0 – 8,24					
3A725Г, AA725Г	5,0 – 6,0	300	330	2,0	1,4	
3A725Д, AA725Д	6,0 – 7,0					
3A725Е, AA725Е	7,0 – 8,24					
3A753А	5,64 – 5,8	100	140	0,32	0,3	11 – 15
3A753Б	5,8 – 6,0					
3A753В	6,0 – 6,2					

Продолжение таблицы

Тип диода	Δf	$P_{\text{вых}}$		I_p		U_p
		макс	тип	макс	тип	
3A753Г	6,2 – 6,4					
3A753Д	6,4 – 6,6					
3A753Е	6,6 – 6,8					
3A753Ж	6,8 – 7,0					
3A753И	7,0 – 7,2					
3A753К	7,2 – 7,4					
3A753Л	7,4 – 7,6					
3A753М	7,6 – 7,8					
3A753Н	7,8 – 8,0					
3A753П	8,0 – 8,24					
3A715А	8,0 – 9,5	100	200	1,2	1,1	9,5 – 10,5
3A715Б		200	250	1,3	1,15	
3A715В, АА715В	9,0 – 10,5	100	200	1,2	1,1	
3A715Г, АА715Г	9,0 – 10,5	200	250	1,3	1,15	
3A715Д, АА715Д	9,0 – 10,5	300	400	1,5	1,25	
3A715Г1, АА715Г1	9,0 – 9,5	280		1,5		
3A715Д1, АА715Д Ж1	9,0 – 9,5	300		1,4		

Продолжение таблицы

Тип диода	Δf	$P_{\text{вых}}$		I_p		U_p
		макс	тип	макс	тип	
3A715E, AA715E	10,0 – 11,5	100	200	1,2	1,1	9,5 – 10,0
3A715Ж, AA715Ж		200	250	1,3	1,15	
3A715И, AA715И		300	400	1,5	1,25	
3A715К, AA715К	11,0 – 12,5	100	200	1,2	1,1	
3A715Л, AA715Л		200	250	1,3	1,15	
3A715М, AA715М		300	400	1,5	1,25	
3A754А	8,24 – 8,5	100	140	0,32	0,3	8 – 13
3A754Б	8,5 – 8,7					
3A754В	8,7 – 9,0					
3A754Г	9,0 – 9,2					
3A754Д	9,2 – 9,5					
3A754Е	9,5 – 9,7					
3A754Ж	9,7 – 10,0					
3A754И	10,0 – 10,2					
3A754К	10,2 – 10,5					

Продолжение таблицы

Тип диода	Δf	$P_{\text{вых}}$		I_p		U_p
		макс	тип	макс	тип	
3A754Л	10,5 – 10,7					
3A754М	10,7 – 11,0					
3A754Н	11,0 – 11,2					
3A754П	11,2 – 11,5					
3A754Р	11,5 – 11,8					
3A754С	11,8 – 12,05					
3A726А, АА726А	12,0 – 13,5					
3A726Б, АА726Б	13,5 – 15,0	100	150			
3A726В, АА726В	15,0 – 16,7					
3A726Г, АА726Г	12,0 – 13,5					5 – 8
3A726Д, АА726Д	13,5 – 15,0	200	250	2,0	1,4	
3A726Е, АА726Е	15,0 – 16,7					
3A726Ж, АА726Ж	16,7 – 18,0	100	150			
3A726И, АА726И	16,7 – 18,0	200	250			4 – 8

Продолжение таблицы

Тип диода	Δf	$P_{\text{вых}}$		I_p		U_p
		макс	тип	макс	тип	
3A755A	12,05 – 12,3	100	150	0,4	0,35	7 – 11
3A755Б	12,3 – 12,6					
3A755B	12,6 – 12,9					
3A755Г	12,9 – 13,2					
3A755Д, Д1, Д2	13,2 – 13,5					
3A755Е	13,5 – 13,8					
3A755Ж	13,8 – 14,1					
3A755И	14,1 – 14,4					
3A755К	14,4 – 14,7					
3A755Л	14,7 – 15,0					
3A755М	15,0 – 15,3					
3A755Н	15,3 – 15,7					
3A755П	15,7 – 16,0					
3A755Р	16,0 – 16,4					
3A755С	16,4 – 16,					
3A755Т	16,7 – 17,1					
3A755У	17,1 – 17,44					

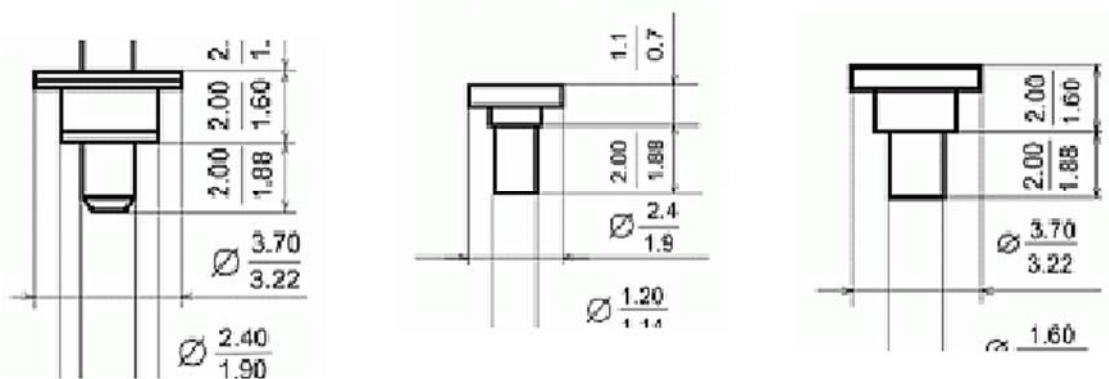
Продолжение таблицы

Тип диода	Δf	$P_{\text{вых}}$		I_p		U_p
		макс	тип	макс	тип	
3A746A-6, AA746A-6	12,0 – 13,5	100	150	2,0	1,5	5 – 8
3A746B-6, AA746B-6	13,5 – 15,0					
3A746B-6, A746B-6	15,0 – 16,7					
3A746Г-6, AA746Г-6	12,0 – 13,5	200	250			
3A746Д-6, AA746Д-6	13,5 – 15,0					
3A746Е-6, AA746Е-6	15,0 – 16,7					
3A746Ж-6, AA746Ж-6	16,7 – 18,0	100	150	2,0	1,5	4 – 7
3A746И-6, AA746И-6		200	250			
3A716A, AA716A	18,0 – 20,0	150	245	2,0	1,3	4,0 – 6,3
3A716Б, AA716Б		250	325		1,5	
3A716В, AA716В	20,0 – 22,0	150	245		1,3	
3A716Г, AA716Г		250	325		1,5	

Окончание таблицы

Тип диода	Δf	$P_{\text{вых}}$		I_p		U_p
		макс	тип	макс	тип	
3A716Д, AA716Д	22,0 – 24,0	150	245		1,3	
3A716Е, AA716Е		250	325		1,5	
3A716Ж, AA716Ж	24,0 – 25,86	150	245		1,3	
3A716И, AA716И		250	325		1,5	
3A761А	25,95 – 29,33	225	300	1,45	1,2	4,5 – 5,5
3A761Б	29,33 – 33,33		270			4,0 – 5,0

Технические требования. Максимальная температура корпуса диода при эксплуатации 85 °С. Допускаются изменения температуры среды от – 60 до +85 °С.



Туннельные диоды

Предназначены для применения в параметрических усилителях, умножителях, делителях частоты и модуляторах в сантиметровом и дециметровом диапазонах длин волн.

СВЧ, туннельные и обращенные диоды					
га401а	га404б				
га401б	га404в				
га401в	га404д				
га402а	га404ж				
га402б	га501а				
га403а	га501и				
га403д	га501к				
га404а	га504б				
ги103а	ги104в	ги305б			
ги103б	ги104г	ги308и			
ги103в	ги104е	ги401а			
ги103г	ги304а	ги401б			
ги104а	ги304б	ги402е			
ги104б	ги305а	ги404а			
аи101а	аи201а	аи201л	аи306е	аи306с	
аи101б	аи201б	аи301а	аи306ж	аи402б	
аи101в	аи201в	аи301б	аи306к	аи402в	
аи101д	аи201г	аи301в	аи306л	аи402г	
аи101е	аи201ж	аи301г	аи306м	аи402е	
аи101и	аи201к	аи306г	аи306н	аи402и	
ка102а	ка118ар-б	ка506в	ка516а-5	ка540б-5	ка604а
ка103а	ка120а	ка506д	ка517а-2	ка541а-6	ка604б
ка103ар	ка120аг	ка507а	ка518а-4	ка543а-5	ка605а
ка104а	ка120ар	ка507б	ка519а	ка543а-6	ка605б

Продолжение таблицы

СВЧ, туннельные и обращенные диоды					
ка104ар	ка120в	ка508а	ка520а	ка543б-6	ка608а
ка105а	ка125а-3	ка508а-1	ка522а-2	ка546а-5	ка609а
ка105бр	ка131а-3	ка509а	ка523а-4	ка546а-6	ка609а-5
ка107а	ка201а	ка509б	ка523б-4	ка547в-3	ка609б
ка107ар	ка202	ка509в	ка524а-4	ка547д-3	ка611а
ка108а	ка202а	ка510а	ка524б-4	ка555а	ка611б
ка109а	ка203а	ка510б	ка532а-5	ка601а	ка611б-1
ка109ар	ка203б	ка510в	ка534а	ка602а	ка611в
ка116а-1	ка503а	ка511а	ка534б	ка602б	ка613а
ка116ар-1	ка505а	ка513б	ка534в	ка602в	ка613б
ка116ар-1	ка505в	ка516а1-5	ка536а-5	ка602г	ка616а-2
ка118а-6	ка506а	ка516а-2	ка537а	ка602д	ка636б
аа110а	аа206а-6	аа610б	аа703б	аа716и	аа726в
аа111а	аа409а	аа610в	аа705а	аа718а	аа726г
аа111ар	аа409б	аа613а	аа705а	аа718б	аа726е
аа111б	аа410а	аа613б	аа705б	аа718в	аа727а
аа111бр	аа410в	аа614а	аа707и	аа718г	аа727б
аа112а	аа410г	аа615а	аа715а	аа718е	аа727в
аа112ар	аа410д	аа615б	аа715б	аа718ж	аа727г
аа112б	аа410е	аа615в	аа715в	аа718и	аа728а
аа113а	аа412а-5	аа617а	аа715г	аа719а	аа728б
аа117а-6	аа529а	аа617б	аа715д	аа720а	аа728в
аа117б-6	аа529ар	аа619а-6	аа715ж	аа721а	аа730д
аа119а-6	аа530а	аа621а	аа715и	аа721ам	аа730е

Окончание таблицы

СВЧ, туннельные и обращенные диоды					
aa121a	aa530б	aa627a	aa715к	aa722a	aa730и
aa121ap	aa531a-6	aa631a	aa715л	aa723ам	aa735a-6
aa123a	aa539a	aa637б-6	aa715м	aa724a	aa735б-6
aa130ac-3	aa603б	aa637в-6	aa716a	aa724ам	aa735в-6
aa130бс-3	aa603г	aa637г-6	aa716б	aa725a	aa735г-6
aa136a	aa607a	aa637д-6	aa716д	aa725г	aa736a
aa138a-3	aa610a	aa703a	aa716ж	aa725e	aa737б

Диод Ганна



Диод Шоттки



Туннельные диоды



ВЧ- и СВЧ-транзисторы отечественных производителей

Высокочастотные транзисторы средней мощности

Наименование	Структура	P_{\max} , Вт	I_{\max} , А	U_{\max} , В	$I_{к\ бo}$, мкА	$h_{21э}$	$f_{\text{гран}}$, МГц	Корпус
КТ626А-Д	P-N-P	9	1,5	20-80	1	15/60-40/250	45	КТ-27-2
КТ646А,Б	N-P-N	3,5	1	40-50	10	40/200-150/300	250	КТ-27-2
КТ683А-Е	N-P-N	8	1	60-150		40/120-160/480	50	КТ-27-2
КТ6127А-К	P-N-P	0,8	2	10-200	<20	>30	150	КТ-26
КТ630А-Е	N-P-N	0,8	1	60-150	<1	40/120-160/480	50	КТ-2-7
КТ639А-И	P-N-P	1	1,5	30-80	<0,1	40/100-180/400	80	КТ-27-2
КТ644А-Г	P-N-P	1	0,6	40-60	<0,1	40/120-100/300	200	КТ-27-2
КТ645А	N-P-N	0,5	0,3	50	<10	20/200	200	КТ-26
КТ660А,Б	N-P-N	0,5	0,8	30-45	<1	110/220-200/450	200	КТ-26
КТ664А9	P-N-P	1	1	100	<10	40/250	50	КТ-47
КТ665А9	N-P-N	1	1	100	<10	40/250	50	КТ-47
КТ680А	N-P-N	0,35	0,6	25	<10	85/300	120	КТ-26
КТ681А	P-N-P	0,35	0,6	25	<10	85/300	120	КТ-26
КТ698	N-P-N	0,6	2	12-90	<20	20/118-50/649	100	КТ-26

Отечественные мощные ВЧ-транзисторы

Наименование	Структура	P_{\max} , Вт	I_{\max} , А	U_{\max} , В	$f_{\text{гран}}$, МГц	$K_{\text{ус}}$, дБ	$I_{\text{к бо}}$, мкА	Корпус
КТ9115А	P-N-P	1,2	0,1	300	>90		<0,05	КТ27-2
КТ9180А-В	N-P-N	12,5	3	40-80	>100			КТ27-2
КТ9181А-В	P-N-P	12,5	3	40-80	>100			КТ27-2
КТ920А	N-P-N	5	0,5	36	30/200	4	2	КТ-17
КТ920Б	N-P-N	10	1	36	30/200		4	КТ-17
КТ920В	N-P-N	25	3	36	30/200		7,5	КТ-17
КТ920Г	N-P-N	25	3	36	30/200	3,5	7,5	КТ-17
КТ922А	N-P-N	8	0,8	65	50/175	3	5	КТ-17
КТ922Б	N-P-N	20	1,5	65	50/175	3	0	КТ-17
КТ922В	N-P-N	40	3	65	50/175		40	КТ-17
КТ922Г	N-P-N	20	1,5	65	50/175		20	КТ-17
КТ929А	N-P-N	6	0,8	30	>50	8	5	КТ-17
КТ940А-В, А1	N-P-N	10	0,1	160-300	>90		0,5	КТ27-2,-26
КТ961А-В	N-P-N	12,5	1,5	60-100	>50		10	КТ27-2
КТ969А	N-P-N	6	0,1	250	>60		0,05	КТ27-2
КТ972А,Б	N-P-N	8	4	45-60	>200		1	КТ27-2
КТ973А,Б	P-N-P	8	4	45-60	>200		1	КТ27-2



Отечественные мощные СВЧ-транзисторы

Наименование	Структура	P_{\max} , Вт	I_{\max} , А	U_{\max} , В	$f_{\text{гран}}$, МГц	$K_{\text{ус}}$, дБ	$I_{\text{к бо}}$, мкА	Корпус
КТ913А	N-P-N	4,7	0,5	55	900/1500	2	10	КТ-16-2
КТ913Б	N-P-N	8	1	55	900/1500	2	50	КТ-16-2
КТ913В	N-P-N	12	1	55	900/1500	2	50	КТ-16-2
КТ916А	N-P-N	30	2	55	200/1800	2,5	25	КТ-16-2
КТ925А	N-P-N	5,5	0,5	36	500/1250	12	7	КТ-17
КТ925Б	N-P-N	11	1	36	375/1100	7	12	КТ-17
КТ925В	N-P-N	25	3,3	36	300/550	5,3	30	КТ-17
КТ925Г	N-P-N	25	3,3	36	300/550	5,3	30	КТ-17
КТ934А	N-P-N	7,5	0,5	60	400/-		5	КТ-17
КТ934Б	N-P-N	15	1	60	400/-		10	КТ-17
КТ934В	N-P-N	30	2	60	400/-		20	КТ-17
КТ939А	N-P-N	4	0,4	30	>100/-		1	КТ-16-2
КТ939Б	N-P-N	4	0,4	30	>100		2	КТ-16-2
КТ960А	N-P-N	40	7	36	400/-	4		КТ-32
КТ962А	N-P-N	10	1,5	50	400-1000	6		КТ-17-2
КТ962Б	N-P-N	20	2,5	50	400-1000	5,5		КТ-17-2
КТ962В	N-P-N	40	4	50	400-1000	5		КТ-17-2
2Т971А	N-P-N	150			50 - 200			
2Т9105АС	N-P-N	100		50	500/-	5		КТ-45
2Т9125АС	N-P-N	50		50	500/-	6		КТ-45
2Т976А	N-P-N	60	6	50	400-1000	3		КТ-17
2Т911А	N-P-N	1		36	400-1800	3		КТ-18
2Т9132АС	N-P-N	140		60	650/-	5,5		КТ-44



**Отечественные полевые транзисторы
для каскадов усиления мощности
(непрерывный режим)**

Тип	$P_{\text{вых}}$, Вт	$K_{\text{ус}}$, раз	$U_{\text{пит}}$	КПД, %	Тип корпуса
Рабочие частоты до 230 МГц					
2П979А	60	25	28	50	КТ-56
2П979Б	150	20	28	50	КТ-56
2П979В	300	30	50	50	КТ-82
Рабочие частоты до 500 МГц					
2П978А	5	20	28	50	КТ-83
2П978Б	10	20	28	50	КТ-81
2П978В	20	15	28	50	КТ-81
2П978Г	40	15	28	50	КТ-81
2П978Д	80	12	28	50	КТ-44
2П977А	150	10	28	50	КТ-82
Рабочие частоты до 400 МГц					
2П982 А	30	19 дБ	40	60	КТ-25
2П982 Б	55	18 дБ	40	60	КТ-25
2П982 В	100	16 дБ	40	60	КТ-55
2П982 Г,Д	200	15 дБ	40	55	КТ-78

КТ-25 (без BeO)



2П983Д

КТ-25 (без BeO)



2П983Г

КТ-25 (без BeO)



2П983А

КТ-55 (без BeO)



2П983В

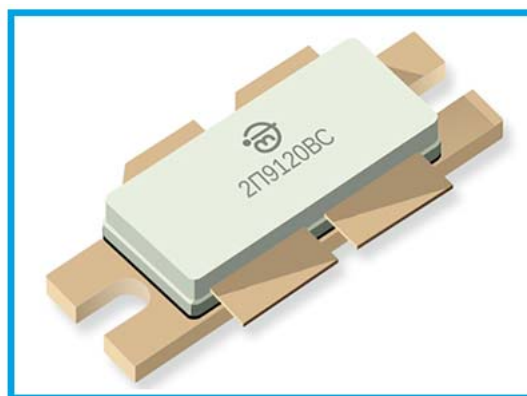
КТ-78 (без BeO)



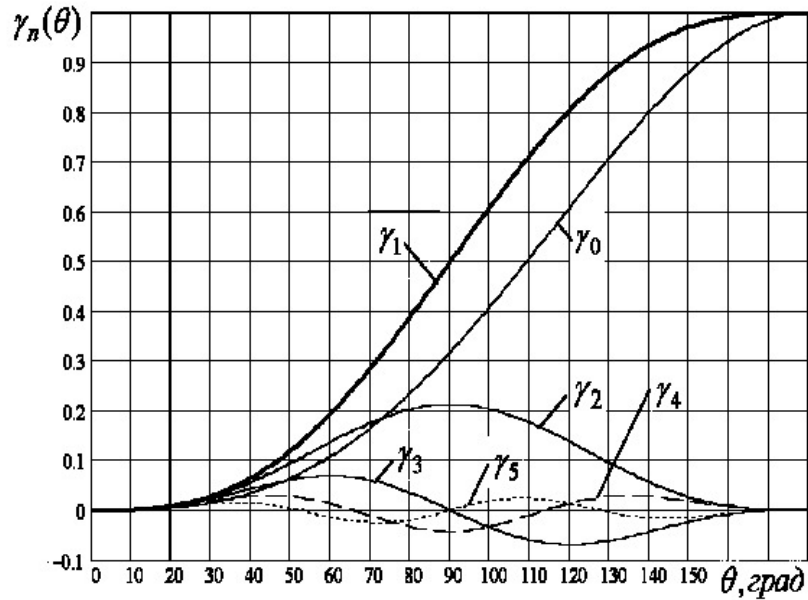
2П983Б

**Транзисторы для каскадов усиления мощности
(импульсный режим, $T = 100$ мкс, $Q = 10$)**

Тип	$P_{\text{вых}}, \text{Вт}$	$K_{\text{ус}}, \text{дБ}$	$U_{\text{пит}}$	КПД, %	Тип корпуса
Рабочие частоты до 2000 МГц					
2П983 Д	3,7	9,5	40	45	КТ-25
2П983 Г	18	8,5	40	45	КТ-25
2П983 А	35	8,5	40	37	КТ-25
2П983 В	65	8,4	40	37	КТ-55
2П983 Б	105	8,2	40	32	КТ-78
Самый мощный отечественный транзистор (на 2019 г.) (f до 500 МГц, $U_{\text{си макс}} = 100 \text{ В}$, $P_{\text{и макс}} = 1937 \text{ Вт}$, $I_{\text{с макс}} = 41 \text{ А}$)					
2П9120ВС	1200	16	50	45	КТ-103А-2



Коэффициенты разложения косинусоидального импульса



угол θ°	$\cos\theta$	$\gamma_0(\theta)$	$\gamma_1(\theta)$	$\alpha_0(\theta)$	$\alpha_1(\theta)$	$\alpha_2(\theta)$
10°	0,985	0,001	0,001	0,036	0,073	0,73
20	0,940	0,005	0,009	0,074	0,146	0,132
30	0,866	0,015	0,029	0,111	0,215	0,172
40	0,766	0,034	0,056	0,147	0,280	0,241
50	0,643	0,065	0,121	0,183	0,339	0,267
60	0,500	0,109	0,196	0,218	0,391	0,276
70	0,342	0,166	0,288	0,253	0,436	0,267
80	0,174	0,236	0,390	0,286	0,472	0,245
90	0,000	0,319	0,500	0,319	0,500	0,212
100	0,174	0,411	0,611	0,350	0,520	0,172
110	0,342	0,509	0,713	0,379	0,531	0,131
120	0,500	0,609	0,805	0,406	0,536	0,092
130	0,643	0,708	0,878	0,431	0,534	0,058
140	0,766	0,801	0,934	0,453	0,528	0,032
150	0,866	0,881	0,970	0,472	0,520	0,014
160	0,940	0,944	0,989	0,487	0,510	0,004
170	0,985	0,985	0,997	0,496	0,502	0,001
180°	1,000	1,000	1,000	0,500	0,500	0,000

Учебное издание

САМОЙЛОВ Александр Георгиевич
САМОЙЛОВ Владислав Сергеевич
САМОЙЛОВ Сергей Александрович

РАДИОПЕРЕДАЮЩИЕ УСТРОЙСТВА

Учебно-практическое пособие

Редактор А. П. Володина
Технические редакторы Ш. Ш. Амирсейидов, Н. В. Пустовойтова
Компьютерная верстка Е. А. Кузьминой
Выпускающий редактор А. А. Амирсейидова

Подписано в печать 28.03.23.
Формат 60×84/16. Усл. печ. л. 9,07. Тираж 30 экз.

Заказ

Издательство

Владимирского государственного университета
имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых.
600000, Владимир, ул. Горького, 87.