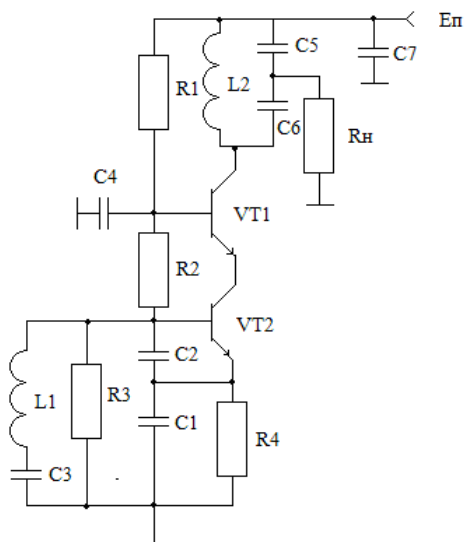


М.И. Бочаров

ПРОЕКТИРОВАНИЕ ТРАНЗИСТОРНЫХ РАДИОПЕРЕДАЮЩИХ УСТРОЙСТВ

Учебное пособие



Воронеж 2011

ФГБОУВПО «Воронежский государственный
технический университет»

М.И. Бочаров

ПРОЕКТИРОВАНИЕ ТРАНЗИСТОРНЫХ
РАДИОПЕРЕДАЮЩИХ УСТРОЙСТВ

Утверждено Редакционно-издательским советом университета в
качестве учебного пособия

Воронеж 2011

УДК 621.396.61

Бочаров М.И. Проектирование транзисторных радиопередающих устройств: учеб. пособие / М.И. Бочаров. Воронеж: ФГБОУВПО «Воронежский государственный технический университет», 2011. 184 с.

В учебном пособии рассматриваются вопросы применения радиосигналов с различными видами модуляции в радиосвязи и проектирования: построения структурных схем радиопередающих устройств (РПДУ) различного назначения, принципиальных схем основных функциональных узлов РПДУ (усилителей мощности, автогенераторов, устройств стабилизации частоты и модуляторов); расчет структурных схем РПДУ, принципиальных схем его функциональных узлов.

Издание соответствует требованиям Федерального государственного образовательного стандарта высшего профессионального образования по направлению 210400 «Радиотехника», дисциплинам «Радиопередающие устройства», «Устройства генерирования и формирования сигналов», а также специальности 210601 «Радиоэлектронные системы и комплексы» дисциплине «Устройства генерирования и формирования сигналов». Предназначено студентам очной и заочной форм обучения.

Табл. 1 Ил.33. Библиогр.: 51 назв.

Научный редактор д-р техн. наук, проф. А.Г.Остапенко

Рецензенты: закрытое акционерное общество «ИРКОС»,
директор по научной работе, канд. техн. наук, проф.
В. А. Козьмин;
д-р техн. наук, проф. В.М. Питолин

© Бочаров М.И., 2011

© Оформление. ФГБОУВПО «Воронежский государственный технический университет», 2011

ВВЕДЕНИЕ

Содержание пособия базируется на дисциплинах «Основы теории цепей», «Радиотехнические цепи и сигналы», «Схемотехника аналоговых электронных устройств» и «Цифровые устройства и микропроцессоры».

Курсовой проект завершает изучение теоретических разделов, в которых изложены физические принципы генерирования колебаний различных диапазонов волн и способы формирования радиосигналов с различными видами модуляции на полупроводниковых приборах.

В пособии приведены и краткие сведения об особенностях различных видов радиосигналов, структурных схем их реализации в радиопередающих устройствах различного назначения, выбор способа построения схем основных устройств, что необходимо для качественного решения задач курсового проектирования и подготовки к дипломной работе.

Изложенный материал позволяет с меньшими затратами времени выполнить основные этапы курсового проектирования: выбора и обоснования структурных схем, расчета их основных электрических характеристик, произвести выбор принципиальных схем основных (функциональных) узлов, выбрать методики их расчета и выполнить электрический расчет принципиальных схем.

Материал, приведенный в пособии, ориентирует студентов на решение серьезной самостоятельной работы - дипломное проектирование.

При написании учебного пособия широко использовались доступные литературные источники по проектированию РПДУ.

1. ОБЩИЕ ВОПРОСЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ

1.1. Основные требования и характеристики РПДУ

По назначению различают радиовещательные, телевизионные, связные, радиолокационные, навигационные, телеметрические и другие РПДУ.

По диапазону используемых электромагнитных волн различают радиопередатчики сверхдлинных, длинных, средних, коротких, ультракоротких волн и микроволновые. Приведенные здесь названия диапазонов волн являются условными. Более точная классификация диапазонов базируется на общепринятых названиях диапазонов [1]. Однако традиционная классификация отражает некоторые существенные различия между классами по принципу генерирования колебаний, их временным, спектральным и энергетическим характеристикам, элементной базе, конструктивной реализации и др.

По мощности электромагнитных колебаний различают РПДУ малой, средней, большой и сверхбольшой мощности.

По виду модуляции и кодирования, т.е. по характеру отображения в радиосигнале передаваемой информации или формирования необходимых характеристик сигнала, передатчики подразделяют на непрерывные и импульсные, с амплитудной, частотной или фазовой модуляцией, с модуляцией параметров импульсной последовательности и т.п.

Каждому виду модуляции соответствует определенный класс радиосигналов или класс излучений [2]. Классификация основных видов излучения в соответствии с регламентом радиосвязи приведена в приложении.

По условиям работы передатчики делятся на стационарные и мобильные (устанавливаемые на подвижных объектах), портативные (переносные), обслуживаемые и необслуживаемые и т.д.

Основой для проектирования радиопередающих устройств является техническое задание (ТЗ). Оно содержит описание назначения, основных требований к функционированию и конструктивной реализации РПДУ, условий эксплуатации и другую информацию. Техническое задание создается в результате эскизного проектирования всей радиосистемы в целом и отражает характер взаимодействия РПДУ с другими составными частями системы и внешней средой. Оно может появиться и в результате анализа функционирования и эксплуатации уже действующих радиосистем, но требующих усовершенствования каких-либо показателей. В процессе проектирования РПДУ может выясниться невозможность получить простыми средствами значительно лучшие показатели и характеристики. В этом случае вносятся коррективы в эскизный проект разработки и уточняется ТЗ на проектирование РПДУ. Таким образом, проектирование РПДУ и всей системы в целом носит итеративный характер, т.е. в процессе проектирования неоднократно приходится возвращаться к предшествующим этапам и вносить изменения в ранее принятые решения.

Требования к РПДУ, содержащиеся в ТЗ, могут иметь как количественный, так и качественный характер. Наиболее важная часть требований обычно выражена количественно, объединяя показатели и характеристики РПДУ, отражающие свойства радиосигналов, вырабатываемых радиопередатчиком, реакции радиопередатчика на внешние воздействия, побочные эффекты при работе РПДУ и др.

Всю совокупность требований к РПДУ можно разделить на несколько классов. В качестве исходных в процессе проектирования выступают функциональные, конструкторско-технологические, эксплуатационные и экономические требования. Аналогично можно классифицировать и всю совокупность показателей и характеристик радиопередающего устройства.

Функциональные требования относят к свойствам радиосигналов и электрических показателей РПДУ, т.е. они

регламентируют функционирование РПДУ как устройства, предназначенного для получения электромагнитных колебаний.

Функциональные требования предъявляют к следующим показателям и характеристикам.

Диапазон рабочих частот. Он задается в виде нижней f_n и верхней f_v частот, в пределах которых может находиться частота несущего колебания.

Вид модуляции (класс излучения). Это требование носит качественный характер. Вид используемой модуляции и соответственно вид излучения определяется в первую очередь назначением радиопередатчика, рабочим диапазоном частот и особенностями распространения радиоволн. Во многих случаях РПДУ должен работать с несколькими видами модуляции.

В зависимости от того, какой параметр подвергается модуляции сигналом, различают амплитудную (АМ) и угловую (фазовую ФМ) или частотную (ЧМ) модуляции. В тех случаях, когда сигналы модулятора носят импульсный (дискретный) характер, имеют место соответствующие импульсные виды модуляции или манипуляции [1,3].

Для повышения пропускной способности каналов связи, экономической эффективности системы связи используют передачу по одной линии (с помощью одного РПДУ) многих независимых или многоканальных сообщений. Известны три способа разделения (или уплотнения) сигналов: по частоте, времени и форме.

Самый общий способ – разделение по форме многоканальных сигналов, когда их частотные спектры перекрываются, и передача во всех каналах происходит одновременно. В системах с разделением по форме могут быть использованы сигналы, описываемые ортогональными функциями Лежандра, Лаггера, Уолша и др., а также широкополосные сигналы с базой $B \gg 1$, в качестве которых могут быть взяты псевдо шумовые сигналы.

Наибольшее применение в радиотехнических системах находят частотное (ЧРК) и временное (ВРК) разделение каналов. При ЧРК каждому независимому ограниченному по спектру

сигналу отводится соответствующая полоса на шкале частот и такой многоканальный (групповой) сигнал передается по общей линии связи.

При ВРК общая линия связи периодически в течении определенного временного интервала предоставляется каждому отдельному каналу. Теоретическое обоснование систем с ВРК вытекает из известной теоремы В.А. Котельникова, определяющей частоту «отсчетов» или дискретизации, которая не меньше чем вдвое должна превышать верхнюю граничную частоту сообщения $F_{\text{в}}$. Так для стандартного телефонного канала с полосой 300...3400 Гц частоту дискретизации $F_{\text{д}}$ в системах с временным разделением каналов (ВРК) принимают 8000 Гц. В системах связи с ВРК применяют и импульсные методы модуляции. При этом различают аналоговые виды импульсной модуляции, когда модулируемый параметр сигнала может принимать любые в определенных пределах значения. Это амплитудно-импульсную модуляцию (АИМ), широтно-импульсную модуляцию (ШИМ), время-импульсную модуляцию (ВИМ) или её разновидности – фазоимпульсную (ФИМ), частотно-импульсную (ЧИМ) и др., и дискретные, в которых информационные параметры сигналов в процессе модуляции принимают конечное множество разрешенных значений. Сочетание дискретизации сигналов во времени и квантования полученных отсчетов по уровню - это квантовано- амплитудно импульсная модуляция (КАИМ), которая с последующим кодированием позволяет реализовать импульсно-кодovou модуляцию (ИКМ), дельта-модуляцию (ДМ) и ее разновидности .

Мощность передатчика. Этот показатель, как правило, не является однозначным и требует дополнительных пояснений. Обычно мощность передатчика оценивают для режима АМ. Мощность сигнала является функцией времени, причем для реальных сигналов случайной. Мощность передатчика обычно задается как максимальное (пиковое) значение P_{max} , которое передатчик способен обеспечить. Для ее оценки при АМ часто используют мощность несущего колебания (телефонный режим) $P_{\text{т}}$, которую передатчик развивает при отсутствии модуляции

($m=0$) – такой режим называется режимом молчания [1]. Для реального случайного модулирующего сигнала детерминированной связи между P_{\max} и P_T нет. При модуляции несущего колебания гармоническим сигналом $P_{\max} = 4P_T$, (при $m=1$, т.е. 100 % модуляции).

Если передатчик работает с ЧМ или ФМ, то ток, протекающий через выходную цепь усилителя мощности, имеет постоянную амплитуду, и поэтому среднюю мощность можно считать независимой от времени.

КПД радиопередатчика. Эта величина, являющаяся важным энергетическим показателем, характеризует потери мощности, которые происходят при преобразовании энергии источника электропитания в энергию выходных электромагнитных колебаний. Как и выходная мощность колебаний, КПД зависит в общем случае от времени и режима работы. Соответствующий пиковой мощности радиосигнала КПД не определяет средние потери мощности при длительной работе передатчика. Для оценки КПД обычно используют среднее значение выходной мощности $P_{\text{ср}}$ за достаточно большой интервал времени T : $\eta = P_{\text{ср}} / P_0$, где P_0 – мощность, потребляемая от источника электропитания. Часто указывают требования к КПД в режиме несущей частоты $\eta = P_T / P_{\text{от}}$.

В процессе проектирования стремятся повысить КПД отдельных устройств радиопередатчика и, главным образом, наиболее энергоемкого выходного оконечного каскада усилителя мощности. КПД, учитывающий все потери в радиопередатчике, обычно называют промышленным.

Повышение КПД важно не только для более эффективного использования энергии источника электропитания, но и для уменьшения тепловых потерь в конструкции передатчика, так как для решения проблем теплоотвода приходится применять порой сложные и дорогостоящие технические средства. Это усложняет проектирование и существенно сказывается на различных технико-экономических показателях РПДУ.

Искажения сигнала. В процессе модуляции и усиления радиосигнала, прохождения его через различные цепи РПДУ

исходный сигнал искажается, что приводит к потере части информации на приемной стороне радиотехнической системы. Искажения обусловлены частотно-избирательными свойствами цепей радиопередатчика (линейные искажения), а также нелинейными и параметрическими процессами в отдельных элементах радиопередатчика (нелинейные искажения), уровень которых определяется требованиями ГОСТ.

Нестабильность частоты. Этот важнейший показатель РПДУ во многом определяет показатели системы в целом. Для количественной оценки нестабильности пользуются различными мерами в зависимости от назначения и принципа функционирования радиосистем. Чтобы пояснить сущность различных показателей нестабильности, рассмотрим кратко современные представления о механизме изменения частоты несущего колебания. При отсутствии модуляции причины изменения частоты многообразны и обусловлены как внутренними процессами, так и внешними воздействиями на передатчик. Это изменение окружающих условий (температуры, влажности, давления), и старение элементов схем автогенераторов, флуктуационные процессы (шумы), всегда действующие в любом физическом объекте, механические воздействия (удары, вибрации) и нестабильность или пульсации напряжений источника электропитания. Важно, что отклонение частоты несущего колебания содержит как детерминированную составляющую, которую можно точно прогнозировать, так и случайную, которую можно оценивать лишь вероятностными характеристиками. Поэтому в общем случае нестабильность частоты и ее оценки носят статистический характер.

Конструкторско-технологические требования касаются таких показателей, как масса, габариты, вибро- и ударостойкость, влагозащищенность, элементная база, степень использования стандартных и унифицированных блоков, узлов и деталей, технологичность конструкции и т.п. Эксплуатационные требования объединяют надежность, удобство эксплуатации и ремонта, безопасность обслуживания, степень автоматизации и т.п. Экономические требования связаны с оценкой материальных

затрат на разработку, производство и эксплуатацию и экономического эффекта, достигаемого при проектировании и эксплуатации системы. В этом случае необходимо не только обеспечить удовлетворение требований, предъявляемых к РПДУ, но и оптимизировать по возможности все его показатели и характеристики.

1.2. Особенности проектирования передатчиков

Проектирование РПДУ сопряжено с рядом специфических особенностей. Требование обеспечить значительную выходную мощность связано с увеличением рабочих токов и напряжений на электродах активных элементов (АЭ), а также мощности, рассеиваемой АЭ, особенно в оконечных и предоконечных каскадах. Большая мощность рассеяния вызывает перегревы полупроводниковых структур; необходимость уменьшения перегрева влечёт за собой ограничения в уменьшении массы и габаритов.

Выходные каскады РПДУ в большинстве случаев работают в существенно нелинейных режимах (режимы с отсечкой тока). В умножителях частоты нелинейный режим необходим для реализации основной функции узла, в усилителях мощности – для обеспечения высокого КПД. Для нелинейных режимов характерны сложные формы токов и напряжений на электродах полупроводниковых приборов. В ряде случаев это вызывает значительные перегрузки, в первую очередь по напряжениям. Они весьма опасны, поскольку могут нарушить целостность полупроводниковых структур и соответственно вызвать отказ элементов.

Ещё одной особенностью нелинейных режимов является повышенная опасность возникновения паразитных явлений различной физической природы. К ним относится самовозбуждение паразитных колебаний, параметрическое возбуждение колебаний, обусловленное наличием в модели транзистора нелинейных ёмкостей, гистерезисные явления и т.д.

Следствием паразитных явлений может быть нарушение электромагнитной совместимости работы аппаратуры, искажение модуляционных характеристик, скачкообразные изменения режима работы узлов при плавном изменении, например, входной мощности. В результате скачка активный элемент может оказаться в режиме, где токи и напряжения превышают допустимые. Это одна из распространённых отказов активных элементов.

Анализ режимов работы нелинейных устройств и особенно синтез их оптимальных структур оказываются гораздо сложнее по сравнению с анализом и синтезом линейных устройств. Основные электрические и габаритно-массовые характеристики РПДУ определяются не только структурой радиосистемы, но и такими факторами, как требуемая надёжность, допустимые с точки зрения компоновки радиосистемы в целом масса и габариты, серийноспособность, ремонтпригодность и т.д.

Разработчик РПДУ всегда стоит перед альтернативой. С одной стороны, можно использовать активные элементы в герметичных корпусах или бескорпусные, стандартные подстроечные конденсаторы (плоские и цилиндрические) и т.д. При этом технология изготовления и настройка упрощаются, не требуется герметизация РПДУ в целом, достигается ремонтпригодность.

С другой стороны можно применять в качестве активных элементов бескорпусные или заключённые в малогабаритные корпуса транзисторы и диоды, МОП-конденсаторы, малогабаритные подстроечные конденсаторы, тем самым существенно уменьшая массу и габариты РПДУ. Поскольку полупроводниковые структуры и пассивные элементы требуют герметизации, узлы РПДУ следует герметизировать в целом, а их производство вести в специальных помещениях. Элементы соединяются тонкими проводниками методом термокомпрессии или ультразвуковой сварки. Всё это существенно усложняет технологический цикл и уменьшает ремонтпригодность. В частности, малейшее нарушение технологии процесса пайки

мощной транзисторной структуры к металлизированной области на шайбе из бериллиевой керамики или на поликоровой подложке может привести к ухудшению теплоотвода от структуры, существенному перегреву структуры в номинальном режиме и снижению надёжности аппаратуры. Значительные неудобства при работе с мощными транзисторными или диодными структурами связаны ещё и с тем, что структуру невозможно изъять из устройства и проверить отдельно.

При проектировании РПДУ следует учитывать технологические и экономические возможности, которыми располагают специалисты, разрабатывающие РПДУ в целом или их отдельные узлы. Высокая надёжность, свойственная гибридным интегральным схемам (ГИС), выполненным на современном уровне, реализуется лишь после тщательной технологической обработки устройства в целом. Она включает в себя температурные испытания, испытания на виброустойчивость, герметичность и т.д.

В результате и сегодня для РПДУ для радиосистем, к энергетическим показателям и надёжности которых предъявляются жесткие требования, продолжают проектировать на корпусных активных элементах и сосредоточенных индуктивностях и конденсаторах, соединяемых между собой обычной пайкой. Поскольку изготовитель гарантирует надёжность каждого элемента и подтверждает её различного вида испытаниями, надёжность РПДУ в целом может оказаться выше, чем при выполнении его на бескорпусных элементах в виде ГИС. В значительной мере это относится к РПДУ радиосистем узкого применения, выпускаемых малыми партиями

Это далеко не полные соображения показывают, что не трудно дать универсальные рекомендации по конструктивно-технологическому выполнению РПДУ на ГИС, и объясняют интерес широкого круга специалистов к вопросам расчёта и проектирования ГИС СВЧ различной степени интеграции.

1.3. Системный проход к проектированию

Одной из важных тенденций развития техники радиопередающих устройств является постоянное повышение требований к функциональным возможностям, энергетическим, информационным, качественным, конструкторско-технологическим, эксплуатационным и экономическим показателям. Это приводит к усложнению схем и конструкций РПДУ как по числу и номенклатуре используемых компонентов, так и по глубине и разнообразию связей между ними. Важной тенденцией в развитии РПДУ является также интеграция или их отдельных блоков с другими устройствами радиотехнической системы (с приемниками, антенно-фидерными устройствами, источниками электропитания, средствами автоматизации и т. п.) [4,5,6,7].

Сущность системного подхода заключается во всестороннем, целостном рассмотрении проектируемого изделия и его взаимодействия с окружающей средой. Под последней имеется в виду все, что находится вне изделия, но существенно влияет на его функционирование, разработку и эксплуатацию и на что влияет работа самого изделия.

Основные положения системного подхода применительно к проектированию РПДУ и их элементов.

1. Учет связи всех этапов «жизни» РПДУ, включающих функциональное и конструкторское проектирование, производство, эксплуатацию и утилизацию. Это означает, например, что при разработке схемы передатчика необходимо учитывать не только функциональные, но и все другие требования. Одновременно со схемой необходимо формировать основные черты конструкции, технологии производства, закладывать предпосылки для эффективной эксплуатации и ремонта РПДУ. В противном случае выбранная и рассчитанная схема может оказаться труднореализуемой технологически,

ненадежной в эксплуатации, неэкономичной и т.п. Учет связи этапов «жизни» практически всегда приводит к необходимости возвращаться от последующего этапа проектирования к предыдущим или «перешагивать» через некоторые этапы.

2. Всестороннее рассмотрение взаимодействия РПДУ с другими частями радиосистемы, другими радиосистемами и окружающей средой. Примером подобного подхода является всесторонний учет влияния нежелательных излучений РПДУ на работу данной системы или других систем, т. е. оценка электромагнитной совместимости, влияния нестабильности частоты на функционирование системы в целом и т.п. Другим примером является учет влияния изменения климатических условий, радиации, механических воздействий на работу передатчика.

3. Учет основных видов взаимодействия внутри самого РПДУ. Практически все элементы РПДУ в той или иной степени влияют на все его показатели. Поэтому в процессе проектирования необходимо оценивать влияние всех составных частей передатчика на каждый показатель, рационально распределять их «вклад» в каждый показатель, стремясь оптимизировать другие показатели.

4. В выявлении основных технических противоречий, которые затрудняют или делают невозможным достижение поставленных целей известными методами и средствами, и поиск путей разрешения этих противоречий. Иногда для этого используют известные математические методы, а иногда эвристические приемы, основанные на неформальных, интуитивных соображениях, догадках, воображении. Во вскрытии и разрешении противоречий во многом заключается творческая деятельность проектировщика, которая приводит к созданию нового решения технической задачи на уровне изобретения.

5. Стремление обеспечить оптимальность проектируемого устройства, т. е. создать в рамках заданных требований наилучшее техническое решение в наиболее широком смысле. Оптимальность какого-либо устройства всегда относительна,

условна. Она во многом определяется постановкой задачи, ее математической формулировкой, принятыми критериями оптимальности и ограничениями. Оптимальность показателей отдельной составляющей части устройства не гарантирует оптимальности показателей всего устройства в целом. Для оптимизации необходимо сформировать математическую модель устройства, сформулировать критерий оптимизации исходя из условий поставленной задачи, четко определить принимаемые ограничения. При системном подходе к проектированию обычно оптимизируют РПДУ по некоторой совокупности показателей, объединенных в интегральный критерий эффективности, который позволяет количественно оценить степень приспособленности технического решения к выполнению поставленных задач. Интегральный критерий эффективности обычно формируют в виде суммы

$$\mathcal{E} = \sum_{i=1}^n \mu_i \cdot f_i(x_i), \quad (1.1)$$

где f_i - некоторая функция от i -го показателя x_i , μ_i - весовые коэффициенты, учитывающие степень важности показателя.

Оптимизация при этом сводится к достижению максимума функции путем вариации основных параметров, влияющих на показатели.

Существуют и другие положения системного подхода, которыми необходимо руководствоваться при проектировании. Следует отметить, что нетривиальные задачи оптимального проектирования весьма трудоемки, требуют больших интеллектуальных и временных затрат. Для ускорения процесса проектирования, повышения его эффективности широко применяют САПР.

2. ОСОБЕННОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ РАДИОСИГНАЛОВ С РАЗЛИЧНЫМИ ВИДАМИ МОДУЛЯЦИИ

2.1. Общие сведения и области применения передатчиков с АМ

При модуляции несущей частоты синусоидальным колебанием уравнение амплитудно-модулированного колебания представляется в виде

$$u_m = U_n \cdot (1 + m \cos \Omega t) \cos \omega_n t, \quad (2.1)$$

где U_n – амплитуда несущей; $m = U_\Omega / U_n$ – коэффициент модуляции; U_Ω , U_n – амплитуды модулирующего (информационного) и несущего сигналов соответственно.

Как известно [1,3], спектр радиосигнала (2.1) содержит 3 составляющие: составляющую несущей частоты ω_n и две боковые частоты $\omega_n \pm \Omega$. Информация об амплитуде модулирующего сигнала заложена в амплитудах боковых частот, а информация о частоте этого сигнала в разности частот между каждой из боковых и несущей частотой.

Основные расчетные соотношения, характеризующие работу модулятора АМ.

Энергетические соотношения.

В случае отсутствия модуляции, т.е. при $m=0$, режим работы передатчика называется режимом несущей частоты (режимом молчания) или телефонным. Мощность, отдаваемая генератором в этом режиме, $P_1 = P_{1T}$.

В момент времени, при котором модулированное колебание принимает максимальное значение, генератор развивает максимальную (пиковую) мощность

$$P_{1\max} = P_{1T} (1+m)^2. \quad (2.2)$$

Аналогично, средняя мощность при модуляции

$$P_{1cp} = P_{1T} (1 + m_{cp}^2 / 2), \quad (2.3)$$

где $m_{cp} = \sqrt{2} m_{max} / p$ – средний коэффициент модуляции; p – пик-фактор [1], представляющий отношение максимальной величины сигнала к его эффективному значению.

Для телефонного канала связи значение $p = 3,5 \dots 4$ [1]. Это означает, что мощность боковых полос при модуляции составляет 6...8 % средней мощности P_{1cp} .

Полоса частот, занимаемая спектром АМ сигнала более чем в 2 раза, превышает полосу частот модулирующего сигнала.

Амплитудную модуляцию можно осуществлять в любом из усилительных каскадов РПУ. Для этого необходимо по закону управляющего (информационного) сигнала менять фактор модуляции, под которым понимают ту причину, которая непосредственно вызывает изменение амплитуды РЧ колебания. Это могут быть напряжения источников питания или смещения, сопротивления нагрузок усилительных каскадов или антенны и др. Каскад, в котором происходит модуляция, называется модулятором. Если этот каскад промежуточный, то следующие за ним каскады работают в режиме усиления модулированных колебаний (УМК).

При АМ различают два основных вида простой модуляции: напряжением смещения и напряжением питания. В передатчиках часто используют и комбинированную модуляцию, при которой одновременно меняются питающие напряжения в нескольких каскадах.

Для оценки качественных показателей модуляции используются модуляционные характеристики: статическая модуляционная характеристика (СМХ), амплитудная динамическая модуляционная характеристика (ДМХ) и частотная ДМХ.

В настоящее время основными областями применения АМ являются: звуковое радиовещание в диапазонах низких,

средних, высоких частот и телевизионное вещание в метровом и дециметровом диапазонах- передача сигналов изображения. В радиосвязи АМ в основном используется резервным видом модуляции, в качестве основной АМ применяется в авиации для связи на небольшие расстояния в диапазоне 118 ... 136 и 225 ... 400 МГц – ближняя радиосвязь.

В настоящее время наметилась тенденция перехода в радиовещании к однополосной модуляции с частично подавленной несущей. Применяется АМ и в оптических системах связи.

2.2. Преимущества однополосной модуляции

Широкое внедрение однополосной модуляции (ОМ), особенно в диапазоне ВЧ, объясняется существенными преимуществами этого вида модуляции по сравнению с АМ и ЧМ.

Очевидным и важным преимуществом ОМ является наиболее узкая полоса частот, занимаемая сигналом в радиоканале. Она почти равна полосе частот исходного модулирующего сигнала. Благодаря этой особенности ОМ ее применение в системах радиосвязи и вещания позволяет почти в 2 раза по сравнению с АМ уменьшить необходимые полосы радиоканалов и тем самым увеличить вдвое число действующих радиосетей в одном и том же диапазоне частот.

Важным преимуществом ОМ перед АМ является возможность получения в системах радиосвязи с ОМ энергетического выигрыша и повышения помехозащищенности [1...7].

Таким образом, если и этот эффект, то энергетический выигрыш при переходе от АМ к ОМ может составить 9...11 дБ. Эти расчеты относятся к современным системам с ОМ с подавленной несущей, меньше 1 % (радиосигнал J3E) амплитуды сигнала в пиковой точке $U_{max\text{ ОМ}}$.

2.3. Достоинства угловой модуляции

Угловая модуляция (общий термин, объединяющий ЧМ и ФМ) обладает несколькими важными достоинствами. Так, мощность передатчика не изменяется при модуляции, она постоянна и равна пиковой, тогда как при АМ, например, мощность несущей должна быть в 4 раза меньше пиковой. Усилитель мощности передатчика с угловой модуляцией работает при постоянной амплитуде сигнала, поэтому к его линейности не предъявляется никаких требований. Он может работать в режиме класса С, т. е. с максимальным КПД. Отсутствие серьезных требований к линейности особенно важно для транзисторных устройств. Передатчик не требует для модуляции большой мощности звукового сигнала, по схеме и конструкции он получается заметно проще АМ, а тем более ОМ передатчика [1,3,10].

Постоянство мощности ЧМ и ФМ сигналов – существенное преимущество угловой модуляции. Это особенно проявляется в радиорелейных и тропосферных системах связи, поскольку дециметровые - сантиметровые волны слабо огибают земную поверхность, поэтому дальность действия УКВ передатчиков в обычных условиях не намного превосходит дальность прямой видимости. Дальность значительно увеличивается при наличии ретранслятора, а тем более – цепочки ретрансляторов, установленных на возвышенных местах. Из-за нелинейности усилительных каскадов ретранслятора слабые сигналы подавляются в нем более сильными. Если к тому же сильный сигнал модулирован по амплитуде, то в ретрансляторе возникает перекрестная модуляция и слабый сигнал также окажется промодулирован, связь нарушается. При использовании угловой модуляции перекрестная модуляция не возникает. Наличие сильного сигнала приводит лишь к уменьшению коэффициента усиления ретранслятора (забитие), но не нарушает возможности проведения связи. По этой же причине передатчики с угловой модуляцией практически не создают помех

телевизионному сигналу и радиоприему и значительно меньше мешают близко расположенным радиостанциям по сравнению с АМ и ОМ передатчиками.

При ФМ в соответствии со звуковым сигналом изменяется фаза высокочастотных колебаний. Когда изменяется фаза сигнала, неизбежно отклоняется и частота, ведь частота является скоростью изменения фазы во времени. Максимальное отклонение (девиация) частоты $\Delta\omega_m$ составляет $\beta\Omega$, т. е. оно тем больше, чем больше модулирующая частота. ФМ и ЧМ очень похожи. При модуляции одним тоном ФМ и ЧМ неразличимы. Фазовый модулятор обеспечивает отклонение фазы несущей, пропорциональное напряжению модулирующего сигнала. ФМ сигнал на его выходе имеет постоянный индекс модуляции при любой модулирующей частоте.

При ЧМ девиация частоты задающего генератора передатчика пропорционально амплитуде напряжения модулирующего сигнала. Полагая максимальную девиацию частоты $\Delta\omega_m$ постоянной, получаем, что индекс модуляции при ЧМ обратно пропорционален модулирующей частоте, или $M_{\text{ч}} = \Delta\omega_m/\Omega$.

Спектр реальных звуковых сигналов содержит разные частоты, поэтому индекс частотной модуляции – понятие довольно условное. Обычно его задают на наибольшей модулирующей частоте Ω_B

$$M_{\text{ч}} = \Delta\omega_m / \Omega_B. \quad (2.4)$$

Для более низких модулирующих частот индекс ЧМ получается больше.

Даже при модуляции одним тоном спектр содержит большое количество боковых частот $\omega_n \pm n\Omega$, где n – целые числа. Боковых частот тем больше, чем больше индекс модуляции $M_{\text{ч}}$. При больших индексах модуляции ширина спектра примерно равна удвоенной девиации частоты $2\Delta\omega_m$. Это легко понять, приняв во внимание, что большой индекс модуляции получается, например, при ЧМ с очень низкой

модулирующей частотой. Тогда частота передатчика медленно изменяется от значения $f_n - \Delta f_m$ до $f_n + \Delta f_m$ и обратно, заполняя весь диапазон шириной $2\Delta f_m$. В общем случае широкополосной модуляции ширину спектра полагают равной

$$\Delta f_{\text{ЧМ}} = 2 F_{\text{В}} (1 + M_{\text{Ч}} + \sqrt{M_{\text{Ч}}}). \quad (2.5)$$

Широкополосная угловая модуляция используется в радиовещании на УКВ, а для радиосвязи она невыгодна, поскольку при ней, во-первых, не обеспечивается прием самых слабых сигналов, лежащих на уровне шумов, и, во-вторых, сигнал занимает излишне широкий спектр частот. Последнее не только ограничивает число станций, одновременно работающих в данном диапазоне частот, но и заставляет расширять полосу пропускания приемника, что ухудшает и его чувствительность, и селективность.

По названным причинам в радиосвязи используют только узкополосную угловую модуляцию с девиацией частоты не более 5...6 кГц. При малых индексах модуляции в спектре сигнала имеются практически лишь три компонента: несущая с частотой f_n и две боковые с частотами $f_n \pm F$. Ширина спектра излучаемого сигнала при $M_{\text{Ч}} < 1$ примерно равна удвоенной частоте модуляции $2F$, а сам спектр подобен спектру АМ сигнала с той лишь разницей, что фаза несущей повернута относительно фазы несущей при АМ на 90° .

ЧМ реализуется двумя способами: прямым и косвенным. В первом случае ЧМ формируется непосредственно в автогенераторе, путем его модуляции (например, с помощью варикапа). Во втором случае ЧМ получается из фазовой модуляции. Каждый из методов имеет свои достоинства и недостатки. Достоинства прямого способа – возможность получения глубокой и достаточно линейной ЧМ; недостаток – трудность обеспечения стабильности средней частоты модулированных колебаний. Достоинство косвенного способа – высокая стабильность средней частоты; недостатки – неглубокая модуляция (малые значения индекса модуляции), трудность

передачи низких модулирующих частот. На практике применяют оба способа, поэтому при проектировании необходимо выбрать один из них, позволяющий лучше реализовать комплекс требований, предъявляемых к разрабатываемому передатчику.

Наиболее известен способ ЧМ в задающем генераторе передатчика с помощью управляемой емкости – запертого р-п перехода (варикапа), подключенного к контуру генератора. Девиация частоты устанавливается подбором емкости варикапа, коэффициента его включения в контур и амплитуды звукового напряжения, подаваемого на варикап. Обычно девиация частоты устанавливается 3...5 кГц. При этом индекс модуляции для верхней частоты звукового спектра равен около 1,5, а для нижней (300 Гц) - возрастает примерно до 15, что сопровождается образованием массы боковых частот высоких порядков, хотя общая ширина излучаемого спектра составляет около 20 кГц. Узкополосная ЧМ не совместима с другими видами модуляции и для приема такого ЧМ сигнала приемник необходимо оснастить специальным частотным детектором.

С помощью частотного модулятора очень легко получить и ФМ. Для этого надо лишь перед подачей на варикап пропустить звуковой сигнал через дифференцирующую цепочку с постоянной времени около 50 мкс. Практически емкость одного из разделительных конденсаторов в микрофонном усилителе, выбранная в 10 раз меньше обычной, вместе со входным сопротивлением следующего каскада, образуют дифференцирующую цепь. Надо заметить, что уже с самого начала использования УКВ ЧМ радиостанций было замечено, что подъем верхних частот звукового сигнала улучшает разборчивость сигнала и помехоустойчивость связи. Поэтому звуковой сигнал подвергают дифференцированию во всех промышленных радиостанциях, и они излучают практически не ЧМ, а ФМ сигнал, правда с индексом модуляции 1,5...2, что приводит к расширению спектра излучаемого сигнала до 12...15 кГц из-за боковых полос второго и высших порядков.

Второй способ состоит в фазовой модуляции сигнала в одном из промежуточных каскадах передатчика. Поскольку

задающий генератор в этом случае не связан с модулятором, можно получить высокую стабильность частоты и хорошее качество сигнала. Простые фазовые модуляторы не сложнее частотных и позволяют получить индекс модуляции порядка 0,5...0,7 без заметной сопутствующей АМ. При умножении частоты в последующих каскадах передатчика индекс модуляции умножается во столько же раз. Если фазовый модулятор установлен сразу после задающего генератора перед линейкой умножителей частоты с большим коэффициентом умножения, то требуемый от модулятора индекс модуляции оказывается очень малым. Выходной сигнал ФМ передатчика с индексом модуляции около 1 содержит в основном боковые полосы только первого порядка. Такой сигнал с успехом можно принимать однополосными приемниками, используя только одну (любую) из боковых полос. Таким образом, ФМ совместима с однополосной при $M_f \leq 1$.

2.4. Особенности дискретных видов модуляции

Значительная часть обмена информацией осуществляется радиотелеграфом, т. е. сообщения преобразуются в дискретные (телеграфные) сигналы, которые манипулируют амплитудой, частотой или фазой несущего колебания. Передача сообщений радиотелеграфом по сравнению с радиотелефонией обеспечивает значительно лучшую помехоустойчивость, особенно в условиях сильных помех, может занимать гораздо меньшие полосы частот (около 100...300 Гц на один канал), лучше используется приемная и передающая аппаратура. Радиотелеграфия широко применяется в системах магистральной связи, при скоростях телеграфирования 50...200 Бод и в различных системах подвижной связи при скоростях 40...70 Бод (1 Бод = 1 бит/с). Некоторым неудобством радиотелеграфии является то, что требуется специальная подготовка оператора или необходимо наличие специальной аппаратуры [1].

Амплитудная телеграфия (АТ) обладает низкой помехоустойчивостью и в настоящее время еще остается как

резервный простейший вариант радиотелеграфирования при ручной работе в некоторых системах связи (морская подвижная связь). В профессиональной радиосвязи наиболее распространена частотная радиотелеграфия (ЧТ), при которой каждому символу соответствует излучение колебания определенной частоты : символу 1 (или нажатию) – частоты f_1 , а символу 0 (или паузе) – частоты f_2 .

Возможна и многоканальная работа. На практике широко распространена двухканальная частотная телеграфия (ДЧТ), когда излучаются четыре частоты в зависимости от сочетаний символов в канале : при сочетании 0,0 излучается f_1 ; 1,0 – f_2 ; 0,1 – f_3 ; 1,1 – f_4 . Разности частот $(f_2-f_1) = (f_3-f_2) = (f_4-f_3) = 2\Delta f$ называют *сдвигом* (или разносом) *частот*. В диапазоне 1,5...30 МГц, где осуществляется большая часть радиотелеграфных связей, сдвиги частоты составляют 125...500 Гц.

Сигналы ЧТ и ДЧТ формируются в возбuditеле при указанных сдвигах частоты и скоростях передачи не более 1000 Бод. Тракт усиления мощности передатчика не вносит ощутимых искажений в сигналы ЧТ и ФТ и работает энергетически наиболее эффективно. Основные проблемы возникают при формировании сигналов ЧТ и ФТ.

Спектр сигнала ЧТ можно получить из соотношения для спектра ЧМ, подставив в качестве модулирующей функции выражение для дискретного телеграфного сигнала. При передаче периодической последовательности 0 и 1 спектр ЧТ можно представить в виде суммы спектров для несущих колебаний с частотами f_1 и f_2 , манипулированных по амплитуде с основной частотой манипуляции $F_m = B/2$, где B – скорость телеграфирования. Сигнал манипуляции прямоугольной формы имеет довольно широкий спектр, амплитуда которого уменьшается обратно пропорционально номеру гармоник k . Этот спектр имеет большое число составляющих, непопадающих в полосу приемного устройства, но создает значительный уровень внеполосных излучений. Поэтому при ЧТ необходимо обязательно применять меры по ограничению внеполосных спектральных составляющих. Это возможно, если при

формировании сигнала ЧТ изменять частоту не скачком, а плавно в течение некоторого времени. Длительность фронта $\tau_{\phi} = (0,1 \dots 0,15) \tau_3$; τ_3 – длительность элементарной посылки [1].

Радиосвязь с дискретными видами модуляции получила широкое распространение. Это объясняется следующими причинами: увеличением характеристик надежности и качества каналов связи особенно при наличии интерференционных помех; возможности непосредственного включения цифровых линий радиосвязи в сети передачи данных; достижениями в области микроэлектроники, что привело к созданию малогабаритных и эффективных устройств обработки цифровой информации на интегральных схемах.

Широкое применение дискретных методов передачи в кабельных линиях связи (особенно в световодных линиях), заметный рост числа цифровых радиорелейных и космических линий радиосвязи обусловлено также и тем, что при приеме информации в цифровом виде происходит восстановление (регенерация) цифрового сигнала, «очищенного» от помех. На линиях аналоговой связи с ЧМ и ОМ при наличии на трассе N ретрансляционных станций шумы отдельных участков трассы суммируются. На линиях цифровой связи накопление шумов происходит значительно медленнее, что позволяет увеличивать число станций приема без заметного ухудшения качества передачи.

Мощность передатчиков цифровых радиорелейных линий связи зависит от протяженности трассы, рабочего диапазона частот, числа передаваемых каналов и вида модуляции. Обычно она лежит в пределах от 0,1 Вт до единиц Вт, в отдельных случаях достигает 10 Вт. Мощность наземных передающих станций космической радиосвязи составляет единицы и десятки кВт, мощность ретрансляционных станций на спутниках и космических станциях – десятки и сотни Вт (достигнуты уровни мощностей в несколько киловатт). Для получения больших мощностей (от десятка ватт и более) используются усилители на ЛБВ, пролетных клистронах и транзисторах. Мощности на уровне долей ватта и единиц ватт вырабатываются в СВЧ

диапазоне генераторами на ЛПД, диодах Ганна и усилителями на СВЧ транзисторах.

Первичную группу образуют 32(30) канала. Скорость передачи $V = 32 \cdot 64 = 2048$ кбит / с = 2,048 Мбит / с. В полосе частот, занимаемой 32 каналами, могут передаваться 6 каналов высококачественного цифрового радиовещания.

Группы высшего уровня составляют:

128(120) телефонных (ТФ) каналов, $V = 8,448$ Мбит / с;
512(480) ТФ каналов, $V = 34,368$ Мбит / с; 2048(1960) ТФ каналов, $V = 139,264$ Мбит / с.

В настоящее время на эксплуатации находятся цифровые радиолинии со скоростью передачи до 400 Мбит / с, что позволяет передавать 5760 ТФ каналов. Приведенные значения скоростей передачи не являются абсолютно жесткими, в ряде стран действуют собственные стандарты, незначительно отличающиеся друг от друга.

Следует отметить, что радиолинии цифровой связи с малой скоростью передачи (менее 8,5 Мбит/с) по экономичности и надежности конкурентно способны в сравнении с кабельными линиями связи. Эти линии работают в диапазоне частот 14...20 ГГц.

Скорость передачи определяет полосу частот модулирующего ИКМ сигнала, а следовательно, и полосу радиоканала. Цифровой информационный сигнал (ЦИС) представляет случайный процесс. Его энергетический спектр состоит из непрерывной части, приближенно отображаемой функцией $\sigma(F) = (r/V) \sin^2(\pi F/V)/(\pi F/V)^2$, внутри которой размещены отдельные дискретные составляющие, обусловленные передачей сигналов синхронизации, контроля и т. п. Минимальная частота, которой может быть ограничен спектр группового модулирующего сигнала, связан со скоростью передачи ЦИС соотношением $F_m(\text{МГц}) \geq V/2$ (Мбит/с).

Рассмотрим, как меняется полоса частот радиоканала при различных способах манипуляции. Поступающие на передатчик ЦИС $V_{\text{ЦИС}}$ представляет собой последовательность логических «единиц» (коротких импульсов) и логических «нулей»,

следующих с тактовой частотой $f_T = 1/T_T$. Для манипуляции в передатчике формируется управляющий (моделирующий) сигнал V_y по следующему закону: приходу «1» ЦИС соответствует управляющий импульс с амплитудой $+1$, длительностью T_T , который далее условно будем обозначать как «1», поступлению «0» ЦИС соответствует управляющий импульс с амплитудой -1 , длительностью T_T , который далее будем обозначать как «0». Сигнал V_y относится к классу сигналов, не обращающихся в нуль.

Простейшим методом манипуляции является амплитудная (АМ), при которой «1» напряжение V_y соответствует излучение ВЧ колебаний, а «0» V_y – пауза. Радиосигнал АМ описывается законом:

$$u_{AM} = U [1 + V_y(t)] \cos \omega_{нт}. \quad (2.6)$$

В чистом виде АМ при цифровой радиосвязи применяется редко. Однако оценку эффективности других методов манипуляции удобно проводить путем сравнения с АМ.

Спектр АМ сигнала состоит из несущей частоты $U \cos \omega_{нт}$ и двух боковых полос, каждая шириной F_m . При скорости передачи B минимальная полоса АМ сигнала составляет $P_{AM} \text{ (МГц)} \geq B \text{ (Мбит / с)}$. Так, при $B = 34 \text{ Мбит / с}$ $P_{AM} \geq 34 \text{ МГц}$, при $B = 140 \text{ Мбит / с}$ $P_{AM} \geq 140 \text{ МГц}$ и т. д.

Отсюда следует два вывода:

- полоса частот, занимаемая радиосигналом цифровой связи, достаточно велика, поэтому цифровая связь основное применение находит на УВЧ, СВЧ и более высоких частотах;
- требуемая полоса частот пропорциональна скорости передачи, а потому на больших скоростях надо стремиться к эффективному использованию спектра (т. е. сужать полосу частот при сохранении объема передаваемой информации).

3.ТИПОВЫЕ СТРУКТУРНЫЕ СХЕМЫ

ПЕРЕДАТЧИКОВ РАЗЛИЧНОГО НАЗНАЧЕНИЯ

Структурные схемы РПДУ строятся на основе следующих способов [11,12]: прямого покаскадного усиления; на основе мощного автогенератора. Обобщенная структурная схема РПДУ покаскадного усиления приведена на рис. 3.1.

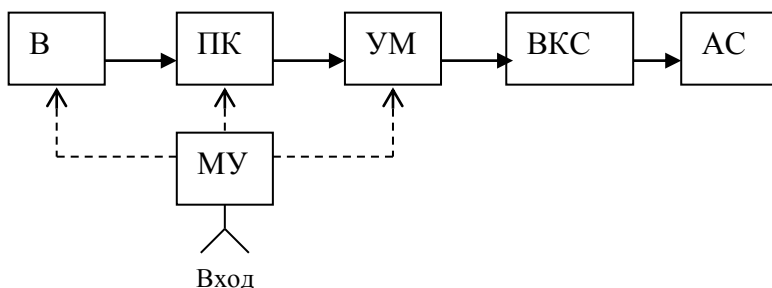


Рис. 3.1. Структурная схема покаскадного усиления

Возбудитель (В) генерирует высокочастотное колебание малой мощности в заданном диапазоне частот. Далее эти колебания усиливаются в предварительных каскадах (ПК) усиления, а затем поступают на усилитель мощности (УМ). Предварительные каскады РПДУ часто работают в режиме умножения РЧ колебаний, что улучшает параметры радиосигнала, что ослабляет требования к возбудителю и повышает устойчивость работы передатчика, поскольку по всему тракту РЧ усиление осуществляется на различных частотах. УМ создает в антенной системе (АС) или на выходе фидера заданную мощность радиосигнала. На выходе окончательного каскада УМ включается выходная колебательная система (ВКС) для

подавления гармоник и согласования выходов УМ с сопротивлением АС.

Возбудитель современного РПДУ, предназначенный для формирования различных видов работ и несущих, наряду с эталонным генератором, содержит и маломощные каскады усиления (буферные каскады), умножители частоты функциональные узлы системы ФАПЧ [2].

В тех случаях, когда заданная выходная мощность РПДУ превышает номинальную мощность генерируемого одиночным АЭ, используют сложение мощностей [1,3,4,12]. Известны следующие методы сложения мощностей: параллельное включение АЭ; двухтактное включение АЭ; мостовые и с помощью фазированных антенных решеток (ФАР). В последнем случае суммирование мощности происходит в пространстве.

Типовая структурная схема РПДУ с усилителем мощности, построенным с использованием сложения мощностей мостовым методом, приведена на рис. 3.2.

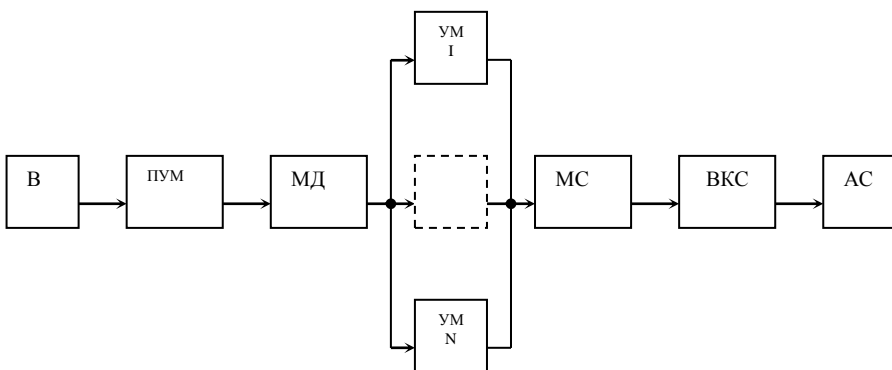


Рис. 3.2. Схема РПДУ с суммированием мощностей

Эта схема содержит, кроме возбудителя, предварительный усилитель мощности (ПУМ), мост делитель (МД), идентичные усилители мощности УМ I ... УМ N, где $N=2^k$ ($k=1,2,\dots$ - целое число), мост сумматор (МС), выходную колебательную систему и АС. Поскольку мощность, генерированная одним транзистором ограничена, то эта схема находит широкое применение в

полупроводниковых передатчиках большой мощности. При этом возможны и различные модификации этой схемы за счет использования различных типов мостов делителей и МС. Так в ВЧ и УВЧ диапазонах основное применение находят схемы, основанные на соединении определенного числа трансформаторов типа длинной линии [1,2]. В СВЧ диапазоне используются сумматоры/делители в виде полосковых линий.

Передатчики с ФАР по существу являются разновидностью аналогичных устройств с суммированием мощностей усилителей мощности или автогенераторов. Только в этом случае функцию суммирования мощностей в пространстве выполняет ФАР. Структурная схема такого передатчика приведена на рис. 3.3.

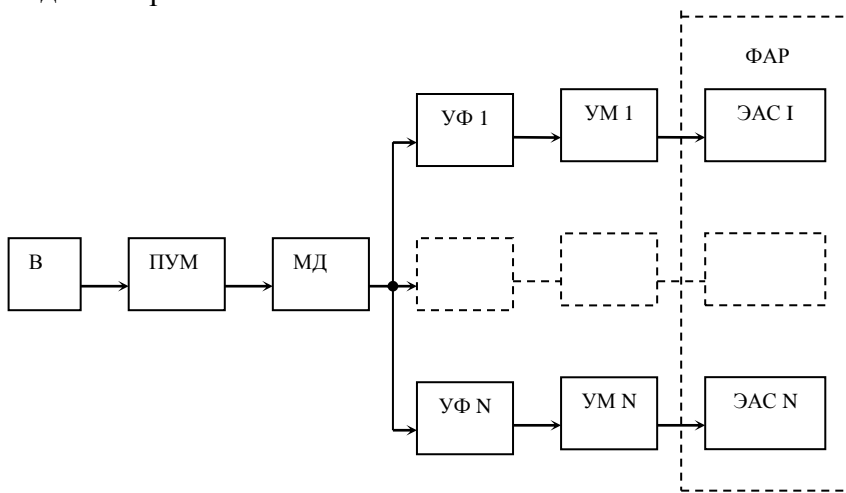


Рис. 3.3. Структурная схема РПУ с фазированием

Эта схема содержит кроме ранее приведенных узлов, управляемые фазовращатели (УФ), число которых равно N . Благодаря УФ можно быстро и с высокой точностью менять форму и положение диаграммы направленности. Число излучающих элементов антенной системы (ЭАС), входящих в ФАР, может достигать нескольких тысяч. Для передатчиков с

ФАР важно с определенной точностью стабилизировать фазы суммируемых сигналов и поддерживать постоянный шаг изменения фазы при управлении лучом антенны. Кроме усилителей мощности в схеме рис. 3.3. могут использоваться и автогенераторы.

В системах связи, в частности для передачи многоканальных телефонных сообщений и телевизионных сигналов совместно с сигналами звукового сопровождения, формирование радиосигнала осуществляется на низком уровне мощности и на промежуточной частоте $f_{пч}$, что позволяет обеспечить как высокие качественные показатели формируемого радиосигнала, так и устойчивость работы РПДУ [1,2,8]. Упрощенная структурная схема РПДУ с формированием радиосигнала на $f_{пч}$ приведена на рис. 3.4.

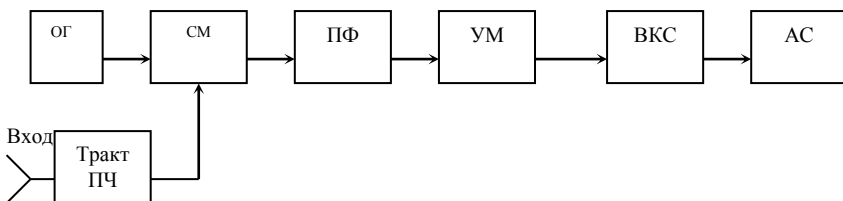


Рис. 3.4. Упрощенная структурная схема РПДУ с преобразованием частоты

В тракте промежуточной частоты (ПЧ) на частоте $f_{пч}$ формируется радиосигнал с заданными техническими характеристиками. В смесителе (СМ) с помощью высокочастотного высокостабильного колебания $f_{ог}$, сформированного опорным генератором (ОГ), происходит перенос радиосигнала на заданную $f_{н}=f_{ог}+f_{пч}$. Полученный радиосигнал выделяется полосовым фильтром (ПФ). Усилитель мощности обеспечивает основное усиление радиосигнала, а выходная колебательная система (ВКС) необходимый уровень побочных гармоник и согласование с антенной системой.

В некоторых случаях формирование радиосигнала осуществляется при повышенном уровне мощности ОГ (доли ватта). При этом для обеспечения высокой эффективности преобразования частоты в СМ используют варакторы, включенные, как правило, по балансной схеме [2], что позволяет уменьшить уровень побочных гармоник, а формирование сигнала на более высоком уровне позволяет уменьшить число каскадов усиления в радиочастотном тракте. В [2] приведены и другие варианты структурных схем РПДУ с преобразованием частоты для конкретных задач.

В диапазоне сантиметровых и более коротких волн на выходе РПДУ, если нет транзисторов, которые могли на заданной выходной частоте генерировать требуемый уровень мощности на выходе УМ с удовлетворительным коэффициентом усиления, используют варакторный умножитель частоты (ВУЧ). Структурная схема устройства приведена на рис. 3.5.

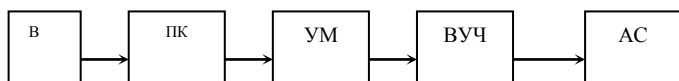


Рис. 3.5. Структурная схема СВЧ передатчика с умножителем частоты на варакторах

В этой схеме на более низкой частоте по отношению к несущей транзисторным УМ формируется СВЧ мощность, уровень которой определяется возможностями транзистора оконечного каскада УМ. Варакторный умножитель частоты преобразует СВЧ мощность с выхода УМ на более высокую частоту с высоким КПД. При использовании варакторов утроитель частоты может обеспечить КПД около 70 % [8].

Возможна также реализация некоторых типов РПДУ с использованием мощного автогенератора (МА), стабилизированного системой фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) [11,13]. Упрощенная структурная схема такого устройства приведена на рис. 3.6.

Схема содержит управляющий элемент (УЭ), мощный автогенератор, фазовый детектор (ФД), опорный генератор (ОГ), образующих ФАПЧ, а также развязывающее устройство (РУ) и антенную систему. Такая схема позволяет существенно сократить радиочастотный тракт РПДУ, обеспечить как высокий КПД, так и уменьшить линейные и нелинейные искажения.

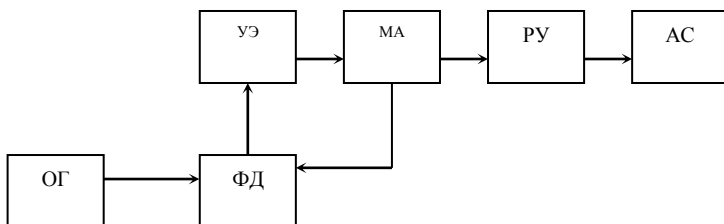


Рис. 3.6. Структурная схема РПДУ на основе МА

Однако для ее реализации требуется УЭ – варакторы (варикапы), с большим пробивным напряжением и малой мощностью рассеивания. Реализация таких варакторов в диапазоне СВЧ проблематична. Возможно также построение УЭ на основе линейного конденсатора и управляемого ключа с двухсторонней проводимостью [14]. Такой нелинейный реактивный элемент позволяет коммутировать большие уровни мощностей (единицы ватт и более) с малыми потерями.

КПД мощного автогенератора $\eta_{\text{ма}}$ определяется с помощью приближенного соотношения

$$\eta_{\text{ма}} = \eta_{\text{э}}(1 - 1/K_p), \quad (3.1)$$

где $\eta_{\text{э}}$ – электронный КПД выходной цепи транзистора; K_p – коэффициент усиления транзистора на выходной частоте при его работе в режиме усиления.

Стабильность частоты РПДУ определяется системой ФАПЧ и стабильностью частоты синхронизирующего ОГ малой мощности. РУ используется для защиты автогенератора от внешних помех, поступающих из АС, и уменьшения влияния

сопротивления антенны, которая является нестабильной во времени, достаточно низкоомной и поэтому действует на МА. В качестве РУ обычно используются вентили, выполненные на основе циркуляторов.

Используется и другой вариант схемы РПДУ на мощном АГ, схема которого приведена на рис. 3.7 [11, 15] .

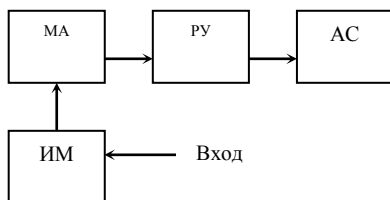


Рис. 3.7. Функциональная схема РПДУ на МА

В этой схеме, по сравнению со схемой рис. 3.6, нет автоподстройки частоты, а модуляция осуществляется в импульсном модуляторе (ИМ). В результате относительная нестабильность частоты составляет порядка 10^{-3} для большинства известных схем МА. Поэтому РПДУ (рис. 3.7), применяются в диапазоне СВЧ в системах ближней радиолокации, радионавигации, радиоответчиках и т.д.

3.1. Структурные схемы передатчиков с АМ

Структурные схемы РПДУ во многом определяются техническими требованиями, предъявляемые к устройству. В зависимости от этих требований выбирается способ модуляции. Применительно к связным РПДУ способ осуществления модуляции выбирается следующим образом. Если в проектируемом АМ является основным видом модуляции, то необходимо выбрать способ модуляции, обеспечивающий заданное качество модуляции при возможно более высоком КПД. Наилучшей в этом случае является коллекторная (стоковая)

модуляция, хотя она требует более сложного и мощного модуляционного устройства.

Если АМ является дополнительным (запасным) видом модуляции, то главное условие его реализации – простора и малая мощность модулятора. В этом случае АМ целесообразно осуществлять в маломощном (промежуточном) каскаде, поэтому требуется маломощный модулятор, особенно, если использовать модуляцию в цепи базы (затвора). Все последующие каскады за модулятором работают в режиме усиления модулированных колебаний (УМК). В результате КПД передатчика получается низким.

Известны различные варианты структурных схем передатчиков с АМ [1,2,11], которые отличаются в виду того, что предназначены для различных диапазонов частот, уровней генерируемых мощностей и дальности связи или вида радиовещания; полосы модулирующих частот: 300... 3400 Гц или 100... 10000 Гц и полосы канала, уровня нелинейных и частотных искажений.

Один из вариантов такой схемы приведен на рис. 3.8.

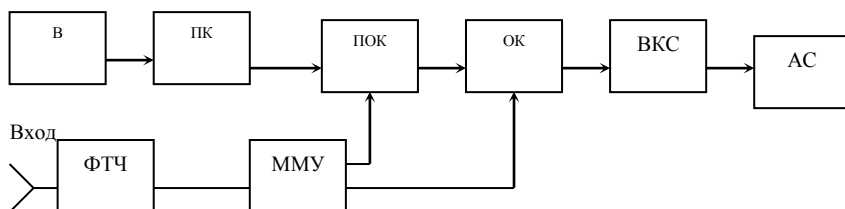


Рис. 3.8. Структурная схема радиопередатчика с АМ

В этой схеме возбудитель В генерирует высокостабильное синусоидальное колебание, определяемое требованиями ГОСТ. В предварительных каскадах, представляющие собой маломощные высокочастотные усилители, происходит усиление ВЧ колебаний до уровня, при котором обеспечивается оптимальная работа предоконечного каскада (ПОК). В свою очередь выходной сигнал ПОК осуществляет раскачку оконечного каскада (ОК), генерирующего ВЧ мощность,

приблизительно равную выходной мощности передатчика. ВКС обеспечивает согласование выхода ОК с антенной системой и фильтрацию побочных колебаний.

Модулирующее колебание звуковых (тональных) частот поступает на фильтр тональных частот (ФТЧ) и далее на вход мощного модуляционного устройства (ММУ), представляющее усилитель звуковой частоты, выходной сигнал которого поступает на модуляторы для формирования радиосигнала с АМ.

Для получения высоких качественных показателей и высокого КПД модуляция осуществляется в двух каскадах: предоконечном и окончном. Кроме этого, качественные показатели можно улучшить при реализации предоконечного и окончного каскадов ММУ и тракта РЧ по двухтактной схеме с высоким КПД.

РПДУ, выполненные по схеме рис. 3.8 при реализации предварительного и окончного каскадов по двухтактной схеме, в диапазоне средних частот, позволяет реализовывать выходные мощности до 1 кВт и более, а в диапазоне высоких частот до нескольких сотен ватт, как на БТ так и ПТ.

Более высокие уровни мощностей могут быть получены путем реализации наиболее простого метода сложения мощностей – параллельного включения АЭ окончного и предоконечного каскадов. При этом в качестве АЭ целесообразно использовать ПТ, поскольку эти транзисторы имеют большие допустимые напряжения (сотни вольт и более) и большие выходные мощности.

В транзисторных РПДУ с малой мощностью с АМ часто используют коллекторную модуляцию [2,11,16]. Однако, для получения линейности СМХ, снижению паразитной ФМ, следует применять комбинированную модуляцию. Поскольку транзисторы мощных каскадов не допускают даже кратковременных превышений допустимых напряжений, то номинальная мощность транзисторов должна удовлетворять следующему условию $P_{ном} \geq P_{1н} (1+m)^2$.

Повышение эффективности РПДУ с АМ сводится в основном к следующему: повышение КПД модулятора,

повышению КПД модулирующего усилителя звуковых частот; регулировки напряжения питания. Повысить существенно эффективность КПД можно также использованием ключевого режима работы усилителя и широтно-импульсной модуляции [1,17,18].

Высокую эффективность при высоких качественных показателях достигается и при использовании параметрического модулятора, выполненного на основе управляемой емкости, состоящей из линейного конденсатора и ключа с двусторонней проводимостью [15]. При этом существенно уменьшается, по сравнению с коллекторной модуляцией, мощность тракта звуковых частот.

3.2. Типовые структурные схемы передатчиков подвижной связи с ОМ

Передатчики с однополосной модуляцией выпускают в соответствии с ГОСТ 22579-86 мощностью от 0,5 до 100 Вт в диапазоне частот от 1,6 до 8 МГц и мощностью 300 Вт в диапазоне от 1,6 до 16,5 МГц. Для передатчиков мощностью от 5 до 100 Вт уровень нелинейных искажений не должен превышать более -40дБ, а для остальных -30дБ по отношению к пиковой мощности на основной частоте.

Передатчики ОМ колебаний нашли широкое применение на практике из-за существенных преимуществ по сравнению с АМ и ЧМ:

более узкая полоса частот, занимаемая ОМ сигналом в радиоканале, равная полосе частот исходного модулирующего сигнала;

большой энергетический выигрыш перед системами с АМ при одинаковом эффекте на выходе соответствующих приемников, который может составить 9...11 дБ.

Построение структурных схем передатчиков с ОМ имеет ряд особенностей. ОМ сигнал в радиосвязи формируется, как правило, методом повторной балансной модуляции с последующей фильтрацией. Формирование сигнала

осуществляется на малом уровне мощности (единицы, десятки милливатт), конкретное значение которого определяется видом используемых комплектующих изделий (диодами, транзисторами, микросхемами) и мощностью передатчика. На рис. 3.9 приведена типовая структурная схема маломощного передатчика [8,9].

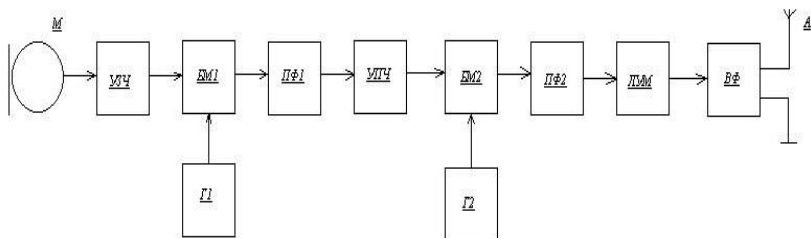


Рис. 3.9 . Структурная схема передатчика с ОМ по методу повторной модуляции

Сигнал, снимаемый с микрофона, поступает на усилитель звуковой частоты для усиления с целью улучшения разборчивости и ограничения диапазона модулирующих частот в соответствии с действующими нормами [4], как правило, в полосе от 300 до 3400 Гц (стандартный телефонный канал). В балансном модуляторе БМ1 производится первое преобразование частоты и самая трудная часть формирования ОМ - выделение нужной (верхней или нижней) боковой полосы полосовым фильтром ПФ1 при частотном промежутке между выделяемой и подавляемой полосами 600 Гц (для стандартного телефонного канала). При мощности передатчика до 100 Вт подавление неиспользуемой боковой должно составлять не менее 40 дБ, а при большей мощности - 55 дБ. В качестве фильтра ПФ1 передатчиков низовой связи обычно используют малогабаритные недорогие электромеханические фильтры, обеспечивающие нужную степень подавления на частотах от 500 кГц до 1 МГц.

Сформированный таким образом однополосный сигнал после усиления в УПЧ поступает на второй модулятор БМ2. При малом рабочем диапазоне и невысоких несущих частотах (такой режим имеет место в маломощных передатчиках) на выходе БМ2 формируется несущая частота передатчика $f_n = f_2 \pm f_1$, где f_1 - первая поднесущая частота; f_2 - вторая поднесущая частота. Частота f_2 является заданной для различных экземпляров передатчиков. Нерабочая полоса частот подавляется фильтром ПФ2, реализуемым в виде LC -контуров. Сформированный радиосигнал усиливается в блоке ЛУМ. Выходной фильтр ВФ подавляет паразитные составляющие и, прежде всего, гармоники основной частоты.

Первая поднесущая частота обычно равна $f_1 = 500$ кГц, при этом в качестве ПФ1 используются высокоизбирательные электромеханические фильтры (ЭМФ).

Необходимо отметить, что подавление не используемой боковой и других ненужных составляющих, полностью определяется первым полосовым фильтром и при последующих преобразованиях не может быть улучшено.

В простейших передатчиках при втором преобразовании спектр переносится в область частот 1,6...8 МГц. При этом в качестве ПФ2 используются LC-фильтры.

К передатчикам с ОМ предъявляются высокие требования к стабильности частоты; допустимое отклонение частоты не должно превышать 10...20 Гц. Для обеспечения требуемой стабильности частоты вырабатываются автогенераторами Г1 и Г2 с кварцевыми резонаторами. Нестабильность частоты передатчика определяется в основном, вторым кварцевым автогенератором Г2. Однако стабильность частоты f_2 также важна, так как из-за ее отклонения от номинала формируемая полоса частот может не попасть в полосу пропускания фильтра ПФ2 и возникнут частотные искажения. В целом отклонение частот f_1 и f_2 от номинальных значений, может привести к ухудшению разборчивости сообщения. Часто для повышения стабильности частоты применяют термостатирование автогенераторов, стабилизируют напряжение питания, вводят

буферные усилители между автогенераторами Г1 и Г2, модуляторами БМ1 и БМ2.

В современных передатчиках используются и цифровые методы [1,2,17]. При этом часто используется метод многофазной модуляции, который позволяет существенно уменьшить уровень нелинейных искажений.

Если передатчик работает на двух и более частотах, задача подавления нерабочих частот существенно усложняется. Применение перестраиваемых фильтров исключено из-за сложности их настройки в низкой надежности. Более эффективным является введение дополнительной ступени преобразования. В этом случае вторая поднесущая частота выбирается достаточно высокой, обычно $f_2=10$ МГц. Поэтому в качестве ПФ2 выбираются малогабаритные кварцевые фильтры. Возможно также использование и полосовых фильтров на поверхностных акустических волнах.

Усиление ОМ сигнала осуществляется в двух ступенях; в предварительных усилителях или усилителях промежуточной частоты и линейных усилителях мощности. Главными требованиями для усилителей является высокая линейность и надежность. Реализация этих требований достигается, как правило, за счет снижения энергетических показателей вследствие использования недонапряженного режима работы. Повышение энергетической эффективности возникает за счет применения специальных методов.

3.3. Структурные схемы передатчиков подвижной связи с угловой модуляцией

Передатчики радиосвязи входят в состав радиостанций различных систем связи. Эти радиостанции могут быть стационарными (центральные, диспетчерские станции), возимыми (устанавливаемые на подвижных объектах), носимыми, портативными. Основные параметры передатчиков определяются действующими стандартами [3]:

Выходная мощность, Вт	0,1...50.
Диапазоны частот ¹ , М Гц	27...27,4. 30...50. 230..335. 890...960. 340...430
Относительная нестабильность частоты	$(5...30) \cdot 10^{-6}$.
Максимальная девиация частоты, кГц	5.
Разнос частот каналов, кГц	25.
Ширина полосы излучаемых частот, кГц на уровне -40 дБ	20.
Полоса передаваемых частот, Гц	300..3400.
Допустимые нелинейные искажения,	7...15.
Допустимый уровень паразитной ЧМ дБ не более	- 30.

Для повышения помехозащищенности линии радиотелефонной связи модулирующий сигнал подвергают амплитудному ограничению или применяют компрессию (сжатие) его динамического диапазона, что обеспечивает эквивалентный выигрыш по мощности передатчика ЧМ еще в 2...3 раза. Для уменьшения внеполосных излучений передатчика спектр модулирующего сигнала ограничивают. Для этого ГОСТ предусматривает обязательную предкоррекцию амплитудно-частотной модуляционной характеристики (частотные предискажения), т. е. увеличение коэффициента передачи цепи на верхних модулирующих частотах (подъем верхних частот) 6 дБ на октаву с точностью ± 2 дБ. Поэтому передатчик излучает по существу фазомодулированный сигнал, и если в приемнике используется более простое частотное детектирование, то принятый ЗЧ сигнал подвергают обратной частотной коррекции (с завалом верхних частот).

¹ В соответствии с Регламентом радиосвязи и решениями Госкомитета по распределению радиочастот (ГКРЧ).

Физические характеристики речевого сигнала, не подвергнутого обработке и предискажениям, таковы, что его энергетический спектр $S(F)$ описывается эмпирическим соотношением $S(F) = k/F^2$, и если пиковый уровень мощности в полосе 800...1000 Гц принять за 1, то эффективный уровень составит 0,1...0,15 (т. е, по напряжению 0,3U_{max}). Для повышения помехоустойчивости передачи речи в спектре телефонного сигнала перед модулятором передатчика обеспечивают подъем верхних частот (как отмечалось выше), до 6 дБ на октаву, а возможно и до 9... 10 дБ на октаву. Кроме того, для повышения перед ЗЧ входом модулятора устанавливаются ФНЧ с полосой пропускания приблизительно до 3,5 кГц.

На рис. 3.10 представлены структурные схемы передатчиков радиосвязи с угловой модуляцией. Первая схема (рис. 3.10, а) использует прямую частотную модуляцию варикапом в кварцевом автогенераторе. Модулирующий сигнал U_{Ω} с выхода микрофона (М) усиливается в усилителе звуковой частоты (УЗЧ) и подвергается частотной предкоррекции дифференцирующей цепью, затем производится ограничение его амплитуд (или сжатие динамического диапазона) в ограничителе. Фильтр тональных частот (ФТЧ) ограничивает спектр модулирующего сигнала приблизительно до 3,5 кГц. В кварцевом автогенераторе (КАГ) осуществляется прямая частотная модуляция, затем производится умножение частоты в блоке умножителя частоты (УЧ) и выделение полосовым фильтром (ПФ) для увеличения глубины модуляции и повышения частоты до рабочего диапазона системы радиосвязи. Полосовой фильтр ослабляет нежелательные спектральные составляющие (в том числе и субгармоники), возникающие при умножении частоты.

Усилитель мощности (УМ) обеспечивает необходимый уровень выходной мощности передатчика, фильтр нижних частот — ослабление излучения высших гармоник до допустимого уровня (около- 40...60 дБ) и согласование с антенной (А).

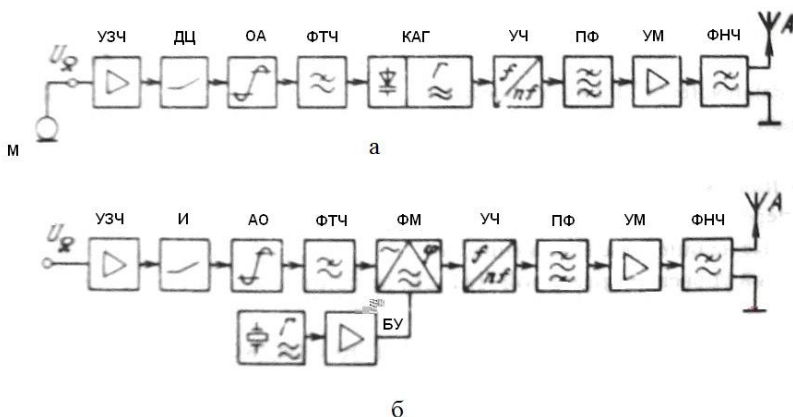


Рис. 3.10. Структурные схемы передатчиков радиосвязи с угловой модуляцией:
 а - с непосредственной ЧМ в кварцевом автогенераторе;
 б - с использованием фазового модулятора

Структурная схема передатчика, использующего косвенный метод получения ЧМ, изображена на рис. 3.10, б, где в фазовом модуляторе (ФМ) осуществляется модуляция фазы несущего колебания, спектр модулирующего сигнала перед входом модулятора может подвергаться дополнительной коррекции в интеграторе (И). Частота задающего генератора (Γ) стабилизируется кварцевым резонатором, а буферный усилитель (БУ) уменьшает влияние последующих цепей на частоту задающего автогенератора.

Абонентские радиостанции обычно используют небольшое число частот (1...5). При этом в задающем генераторе передатчика наиболее рационально реализовать принцип «кварц — волна» и коммутировать необходимые кварцевые резонаторы. В этом случае в схеме рис. 3.10, а необходимо принять меры по обеспечению постоянства девиации частоты при смене кварцев, так как последние имеют значительный разброс параметров. При

увеличении числа рабочих частот, например, на центральной станции, ведущей связь со многими корреспондентами на разных частотах, возбуждатель передатчика выполняется по принципам построения синтеза сетки частот с помощью синтезаторов частоты.

Современные радиостанции чаще строятся много-частотным со стабилизацией частоты с помощью ФАПЧ. Так, широко распространенные связные радиостанции индивидуального пользования диапазона 26,965...27,405 МГц имеют 40 каналов в европейском стандарте частот и могут дополнительно иметь еще 40 каналов российского стандарта. Предусмотрены два вида модуляции УМ и АМ.

3.4. Особенности реализации фазовой модуляции в полупроводниковых РПДУ

При проектировании РПДУ с ФМ неизбежно возникает вопрос о месте модулятора в структурной схеме. Известны четыре наиболее распространенные структурные схемы РПДУ с ФМ [11] (рис. 3.11). Схема на рис. 3.11, а имеет то несомненное достоинство, что в ней отсутствуют линейные и нелинейные

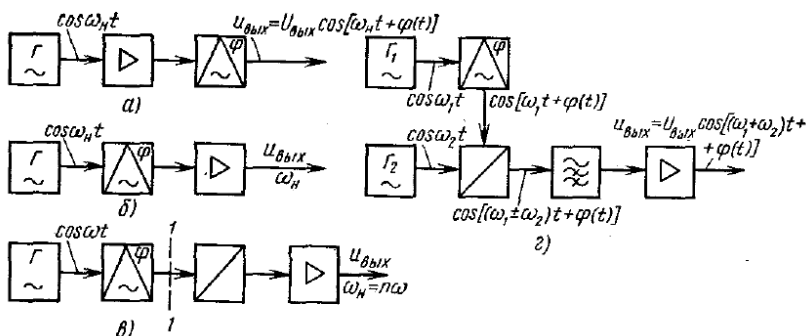


Рис. 3.11. Структурные схемы РПДУ с фазовой модуляцией

искажения в тракте за модулятором. Однако здесь требуемая мощность на выходе модулятора велика (это выходная мощность РПДУ). Решение задачи проектирования мощных полупроводниковых модуляторов наталкивается на ряд принципиальных трудностей, которые не всегда удается преодолеть. В первую очередь это ограниченные пробивные напряжения и мощности рассеяния управляющих элементов. Потери в модуляторе существенно влияют на КПД передатчика.

Поэтому схемы на рис. 3.11, б-г предпочтительнее. Кроме того, схема на рис. 3.11, в, при линейной ФМ имеет в сечении 1-1 индекс модуляции в n раз меньший требуемого индекса на выходе, следовательно, выполнить линейную ФМ с заданной нелинейностью модуляционной характеристики (МХ) проще. Этим часто пользуются на практике. Недостаток этих схем: достаточно высокий уровень линейных и нелинейных искажений в тракте за модулятором, обусловленные ограниченной полосой пропускания и нелинейностью каскадов усиления преобразования частоты или умножения, включенных после модулятора. Прохождение ФМ сигналов через эти каскады сопровождается искажением ФМ сигнала, в частности амплитудно-фазовой конверсией.

Требования к относительной стабильности индекса модуляции на выходе модулятора при любом месте включения модулятора совпадают с требованиями к относительной стабильности ФМ на выходе РПДУ. При заданной относительной нестабильности ФМ сигнала на выходе РПДУ требования к абсолютной стабильности сигнала на выходе модулятора в схеме на рис. 3.3, в, более жестки, чем в остальных. Это связано с тем, что в ней индекс модуляции на выходе модулятора в n раз меньше, чем на выходе РПДУ, и даже малая абсолютная нестабильность индекса может быть причиной большой относительной нестабильности ФМ на выходе РПДУ. Во избежание этого приходится развязывать модулятор от смежных узлов с помощью резистивных аттенюаторов или ферритовых вентиляей, но в аттенюаторах неизбежны потери мощности, а

вентили занимают много места и дороги; кроме того к параметрам вентилей также предъявляются жесткие требования.

При проектировании РПДУ по схеме на рис.3.3,в, требуемая абсолютная полоса пропускания всех каскадов правее модулятора должна быть примерно одинаковой и равной $2\Omega_B$, где Ω_B - верхняя частота спектра модулирующих частот. В первых же каскадах умножения этой схемы требуемая относительная полоса пропускания умножителя $2 \Omega_B / \omega$ оказывается больше, чем требуемая относительная полоса, например, в схеме на рис. 3.11,б ($2 \Omega_B / \omega_H$).

При проектировании фазовых модуляторов РПДУ с относительно низкой скоростью передачи информации в подавляющем большинстве случаев расчеты велись на основе квазистационарной теории. Иными словами предполагалось, что закон изменения фазы Φ при изменении модулирующего напряжения E_M , рассчитанный или выявленный экспериментально при медленном изменении E_M , например при снятии по точкам статической модуляционной характеристики $\Phi(E_M)$, продолжает оставаться таким же и при быстром изменении $E_M(t)$. Скорость изменения $E_M(t)$ определяется высшей частотой спектра модулирующих частот Ω_B . Однако, если период этой частоты $T=2\pi/\Omega_B$ оказывается соизмеримым с постоянной времени высокочастотного устройства, на основе которого реализован модулятор (в одноконтурном модуляторе- постоянная времени контура), то в модуляторе неизбежны динамические искажения, которые необходимо учитывать.

На практике применяют схемы на рис. 3.11,б-г, их достоинства оказываются определяющими. Вместе с тем, стремление создать модуляторы, которые можно устанавливать ближе к выходу РПДУ, обуславливает тенденции их совершенствования, основанные на улучшении характеристик управляющих элементов, растут рабочие частоты модуляторов, увеличиваются мощность и модулирующие частоты. Перспективным является применение фазовых модуляторов на синтезированных нелинейных реактивных элементах

[19], позволяющих реализовать как высокий КПД, так и линейность модуляционных характеристик.

3.5. Особенности радиовещательных передатчиков

Передатчики для радиовещания на метровых волнах и звукового сопровождения телевидения должны обеспечивать высокое качество звукового вещания и иметь возможность передачи стерео вещания или двух языкового сопровождения телевидения. В РПУ этого класса используется ЧМ. Основные параметры этих передатчиков определены ГОСТ. Выходная мощность составляет от долей киловатта до нескольких десятков киловатт, относительная нестабильность частоты $(1...5) \cdot 10^{-6}$, полоса модулирующих частот от 0,03 до 15 кГц, максимальная девиация частоты - 50кГц, допустимые нелинейные искажения -1 % .При этом полностью на транзисторах выполняются устройства до уровней мощностей в несколько киловатт. Однако в перспективе возможно построение транзисторных передатчиков и на большие мощности. Получение больших выходных мощностей в транзисторных передатчиках и обеспечение их высокой надежности достигается построением выходных каскадов со сложением мощностей, широко используется и 100 % резервирование возбудителей. Обеспечение высоких качественных показателей представляет серьезную проблему, которая решается в возбудителе. Причем возможно их построение как с использованием косвенного, так и прямого методов формирования ЧМ. Использование прямого метода существенно упрощает схему возбудителя (отпадает необходимость в многократном умножении частоты). Однако при этом возникает необходимость в использовании различных методов повышения качества частотной модуляции (линеаризации модуляционной характеристики) и др.

Передатчики этого класса работают, как правило, на одной частоте, поэтому легко поддаются автоматизации.

Радиовещательные передатчики предназначены для передачи речи, музыки и другой звуковой информации. Они обладают следующими характеристиками.

Рабочий диапазон волн: километровые (ДВ), гектометровые (СВ), декаметровые (КВ), метровые (УКВ).

Частотный режим: в ДВ и УКВ диапазонах радиовещание осуществляют на одной частоте в любое время суток; в СВ диапазоне – на разных частотах в дневное и ночное время суток; в КВ диапазоне используется несколько рабочих частот.

Виды модуляции: в УКВ диапазоне – ЧМ с наивысшей частотой до 15 кГц; в ДВ, СВ, КВ диапазонах – АМ с наивысшей частотой до 10 кГц, и однополосная модуляция.

Выходная мощность: для ДВ, СВ, КВ передатчиках дальнего и сверхдальнего вещания – до 1 МВт.

Конструктивные особенности: для повышения КПД до 95 % используют бигармонический режим работы (приближение к ключевому режиму). Уплотнения форм импульсов тока и напряжения добиваются за счет подачи на вход УМ, кроме колебаний основной частоты, колебаний третьей гармоники с определенной амплитудой и фазой.

Для повышения КПД до 97 % переходят от традиционных ключевых Е-режимов к Д-режимам, в которых в момент включения АЭ напряжение на нем уже отсутствует, так как фазовые соотношения в анодной или коллекторной цепях таковы, что протекание тока через АЭ не начнется до момента падения этих напряжений до нуля. При этом снижаются коммутационные потери и требования к прямоугольности входных импульсов, а, следовательно, широкополосности предварительного радиочастотного тракта [8].

В УКВ передатчиках ЧМ радиовещания сформированный в маломощном возбудителе ЧМ сигнал, усиливается или непосредственно, или с одновременным умножением частоты. Модуляция осуществляется с помощью варикапов, которые одновременно используются и для автоподстройки средней частоты передатчика.

Радиопередатчики выпускаются необслуживаемыми и телеуправляемыми. Надежность достигается различными методами резервирования: применением схем сложения мощностей полуккомплектов передатчика или введением пассивного резерва в виде передатчика такой же мощности.

Мощность УКВ передатчика не превышает десятков киловатт, так как в УКВ диапазоне прием радиоволн возможен лишь в пределах прямой видимости.

Передатчики, выходная мощность которых в диапазоне ВЧ десятки киловатт, выпускаются полностью транзисторными. Для повышения КПД применяют бигармонический и ключевой режимы работы усилительных каскадов.

3.6. Особенности телевизионных передатчиков

Сигналы изображения и звукового сопровождения в телевидении (ТВ) передаются на двух различных частотах, расположенных рядом. Интервал между несущей частотой звука и несущей частотой изображения составляет 6,5 МГц. Ширина полосы, которую занимают оба канала, равна 8 МГц.

Телевизионный передатчик состоит из двух передатчиков, работающих на общую антенно-фидерную систему в метровом и дециметровом диапазонах волн (рис. 3.12): передатчика звукового сопровождения и сигналов изображения.

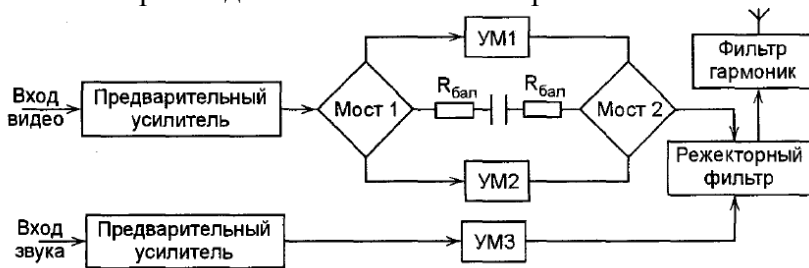


Рис. 3.12. Функциональная схема ТВ передатчика

Схемы ТВ передатчика звука и УКВ передатчика ЧМ вещания во многом схожи. К преимуществам частотно-модулированного сигнала можно отнести его помехозащищенность, к недостаткам – широкую полосу, занимаемую спектром радиоканала.

Передатчики сигнала изображения имеют особенности, связанные с тем, что спектр сигнала изображения (видеосигнал) занимает полосу частот $0 \dots 6$ МГц, f_H – несущая частота сигнала изображения.

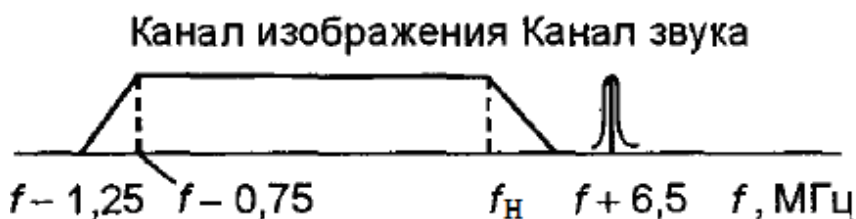


Рис. 3.13. Номинальная АЧХ ТВ передатчика

Для уменьшения рабочей полосы частот, применяют АМ (а не ЧМ). Основная энергия видеосигнала содержится в полосе до 1,5 МГц, что позволяет еще сократить полосу передаваемого сигнала без внесения существенных искажений в сигнал. Для этого частично подавляют нижнюю боковую полосу АМ колебаний. Номинальная АЧХ показана на рис. 3.13. Правее верхней боковой полосы канала изображения размещается спектр ЧМ сигнала канала звука.

Одним из признаков, определяющих построение радиотракта каналов изображения телевизионных РПДУ, является метод и место модуляции. В этом отношении телевизионные РПДУ разделяются с модуляцией на несущей частоте и на промежуточной частоте.

Модуляция на несущей может осуществляться на различных уровнях мощности РЧ сигнала. В соответствии с этим различают: модуляцию на высоком уровне мощности, когда она

производится непосредственно в оконечном каскаде УМ; модуляцию на среднем уровне при модуляции в предоконечном или промежуточном каскадах УМ и модуляция на малом уровне мощности при модуляции в предварительных каскадах.

Каждый из этих вариантов имеет свои особенности. При модуляции на высоком уровне мощности упрощается тракт усиления радиочастоты, т.к. нет широкополосных каскадов усиления УМ. Качественные показатели на выходе канала изображения определяются только одним оконечным (модулируемым) каскадом УМ и модуляционным устройством, не требующим оперативной настройки, что обеспечивает стабильность показателей. Вместе с тем при модуляции на высоком уровне мощности требуется сложная выходная фильтрующая система для подавления одной боковой полосы. МУ получается громоздким, по мощности не уступающим мощности РЧ тракта. Усложняются источники электропитания модулятора. Все это приводит к снижению устойчивости и КПД канала изображения.

Применение модуляции на среднем уровне мощности целесообразно, если в модуляционном устройстве не требуется применение мощных АЭ и потребляемая ими мощность незначительна по сравнению с мощностью, потребляемой РЧ трактом. При использовании АЭ с достаточно большим коэффициентом усиления модуляция на среднем уровне мощности осуществляется в предоконечном или третьем (от выхода) каскаде. В этом случае существенно упрощается МУ, легче обеспечивается требуемая линейность модуляции, повышается КПД передатчика из-за отсутствия мощного модулятора. Кроме этого, несколько упрощается выходная фильтрующая система подавления одной боковой полосы, т.к. её частичное подавление происходит уже в тракте УМ, который однако несколько усложняется. В то же время, при недостаточной линейности каскадов УМ, необходимо учитывать возможность частичного восстановления подавленных составляющих нижней боковой полосы.

Представляет интерес модуляция на низком уровне мощности (доли ватт), т.к. это обеспечивает высокую линейность модуляционной характеристики, что очень важно при формировании радиосигнала изображения. Кроме этого, появляется возможность осуществления коррекции на радиочастоте ряда искажений, которые не могут быть полностью скорректированы на видеочастоте, например, фазовые, искажения дифференциального усиления и фазы, возникающие в модуляторе и каскадах УМ и создающие сопутствующую фазовую модуляцию, которая вызывает трудно устранимые искажения в цветном изображении. Осуществление этих коррекций на радиочастоте при модуляции на высоком и среднем уровнях мощности практически невозможно из-за сложности и получающейся громоздкости корректоров. При модуляции на малом уровне мощности удастся выполнить фильтры подавления части нижней боковой малогабаритными.

В современных ТВ передатчиках переходят к более линейным амплитудным модуляторам, работающим на малом уровне мощности (доли ватта) – балансным диодным модуляторам. Для упрощения процесса формирования требуемой АЧХ передатчиках модуляция осуществляется на сравнительно низкой промежуточной частоте ($f_{ПЧ}$) (рис. 3.4) с последующим формированием на той же частоте требуемой АЧХ [1, 2].

Схема работает следующим образом. Промодулированные в маломощном модуляторе тракта ПЧ колебание источника гармонических колебаний $f_{ПЧ}$ проходят через фильтр, формирующий требуемую форму АЧХ. В фильтрующем звене используют фильтры, на основе поверхностных акустических волн (ПАВ). Вследствие высокой технологической повторяемости и стабильности параметров таких фильтров, а также стандартного значения $f_{ПЧ}$ они не требуют подстройки при эксплуатации. Затем с помощью частоты f_0 вырабатываемой ОГ в смесителе с помощью ПФ формируется несущая частота изображения.

Промежуточная частота $f_{ПЧ}$ выбирается из условия при котором комбинационные частоты, образующиеся в результате

взаимодействия несущих промежуточных частот и их гармоник не попали в полосу радиотракта.

3.7 Особенности РПДУ с фазированными антенными решетками

Применение фазированных антенных решеток позволяет осуществлять первоначальную обработку поступающей информации (суммирование полей, преобразование частот, усиление сигналов и т.д.) непосредственно в высокочастотном тракте антенны. Кроме этого использование ФАР улучшает основные характеристики радиосистем: разрешающую способность, дальность обнаружения, помехозащищенность за счет использования пространственно-временной обработки сигнала, принимаемого из антенны. Один из вариантов антенн с обработкой сигнала является адаптивная решетка, которую в системе обработки радиосигнала можно рассматривать как динамически самонастраивающийся пространственно-временной фильтр, у которого автоматически меняется характеристика направленности, частотные характеристики и другие параметры. Применение ФАР дает наибольший эффект в диапазоне СВЧ, поскольку позволяет реализовывать согласующие и фильтрующие цепи, делители мощности и направленные ответвители, циркуляторы, и фазовращатели в виде полосковых и микрополосковых устройств. В результате повышается надежность, уменьшается масса, габариты антенных устройств и снижается их стоимость.

Включение активных элементов в излучатель или в тракт его возбуждения превращают антенную решетку из пассивного взаимного устройства в активную антенную решетку, а ФАР в активную ФАР (АФАР), используемую как при передаче, так и при приеме сигналов [20, 21].

На практике антенные решетки в зависимости от назначения разделяются на приемные, передающие и приемопередающие. Излучатель, активные элементы, фазовращатель, соединительные линии конструктивно объединяются в одно устройство, которое называется модулем АФАР.

Проектирование приемо-передающего модуля АФАР при существующей в настоящее время теории и элементной базе фактически распадается на решение двух самостоятельных задач: разработки передающего и приемного модулей.

При разработке передающего активного модуля АФАР используют либо УМ, состоящих из несколько последовательно соединенных каскадов, с возможным включением и умножителя частоты, а также один мощный автогенератор. При использовании умножителей частоты, распределительные системы работают на более низких частотах по сравнению с выходной и, как правило при меньшей мощности, что позволяет существенно уменьшить потери в системе.

При проектировании излучающей АФАР необходимо производить выбор схемы построения активных модулей, электрический расчет принципиальных схем усилителей мощности, автогенераторов или умножителей частоты, согласующих цепей, а также конструктивный расчет элементов гибридных микросхем. Основные схемы передающих модулей АФАР и характеристики модулей рассмотрены в [20, 21].

Особенностью характеристик усилителей мощности и генераторов АФАР является зависимость их выходной мощности и фазы выходных колебаний от полного входного сопротивления излучателя $Z_{вх}$. В таких решетках $Z_{вх}$ излучателя при сканировании значительно изменяется из-за взаимодействия излучателей. Вследствие этого происходит изменение активной составляющей сопротивления нагрузки выходных каскадов генераторов, что приводит и к изменению выходной мощности и режима их работы.

Реактивная составляющая сопротивления нагрузки определяет расстройку выходной согласующей цепи генераторов относительно частоты возбуждения и, соответственно, к изменению фазы выходных колебаний. Это приводит к появлению амплитудных и фазовых ошибок на выходе модуля. Одним из способов уменьшения влияния входного сопротивления излучателя АФАР является использование

невзаимных элементов, например ферритовых вентилях или циркуляторов.

Необходимо отметить, что дестабилизирующее влияние на фазу выходных колебаний модуля оказывают изменения напряжения питания и температуры. В результате суммарная фазовая ошибка сигнала на выходе модуля с учетом действия всех дестабилизирующих факторов может оказаться достаточно большой.

В этом случае для устранения фазовой ошибки необходимо использовать систему ФАПЧ.

4. ПЕРЕДАТЧИКИ ЦИФРОВОЙ РАДИОСВЯЗИ

4.1. Передача сигналов дискретными методами

В настоящее время все шире применяют цифровые методы передачи сигналов, имеющие преимущества по сравнению с аналоговыми методами передачи. Одно из главных достоинств – высокая помехоустойчивость. Вследствие возможности обнаружения и устранения ошибок передачи при регенерации сигнала. Использование временного разделения каналов упрощает построение разветвленных систем связи, в которых производится выделение и введение части информации на радиорелейных линиях (РРЛ).

Цифровыми методами передаются сигналы, заданные в дискретной форме. Обычные сигналы, подлежащие передаче, такие как: многоканальные телефонные и телевизионные сигналы, сигналы радиовещания и другие по своей природе имеют аналоговую форму. Для передачи таких сигналов по цифровым линиям связи их предварительно необходимо дискретизировать путем выборки значений сигнала в определенные моменты времени.

Для цифровой передачи непрерывного (аналогового) сигнала $u(t)$, его подвергают дискретизации, заменяя множеством отсчетов, следующих через определенные интервалы T_d

$$V(t) = u(t) \delta(t - k T_d), \quad \text{для } t \geq 0, \quad (4.1)$$

где k – последовательность целых чисел :

$k = 0, 1, 2, 3 \dots$, $\delta(t - k T_d)$ – дельта-функция, равная единице в моменты $t = k T_d$ и нулю в остальное время.

Частота дискретизации $F_d = 1/T_d$ выбирается в соответствии с теоремой Котельникова: $F_d \geq 2 F_{\max}$, где F_{\max} – максимальная частота спектра непрерывного сигнала $u(t)$.

Далее дискретный сигнал $V(t)$ (4.1) кодируется, для чего используются различные методы импульсно-кодовой модуляции. Каждому отсчету $u(k T_d)$ ставится в соответствие N

– разрядное двоичное число. Число разрядов N определяется требованиями к точности воспроизведения в приемнике исходного сообщения, зависит от выбранного кода и особенностей построения кодирующих и декодирующих устройств (кодеков). При передаче одного стандартного ТФ канала полосой 300...3400 Гц частота дискретизации $F_d = 8$ кГц, а ИКМ сигнала представляется восьмиразрядным двоичным кодом ($N = 8$). Скорость передачи одного цифрового ТФ канала $V_1 = NF = 64000$ бит / с или 64 кбит / с. Системы цифровой связи широко используются для передачи многоканальных телефонных сообщений. Существуют общепринятая иерархия многоканальных систем.

При передаче многоканального сообщения в качестве первично системы МККТТ рекомендована 30-канальная система, имеющая 32 канальных интервала, один из которых предназначен для передачи сигналов синхронизации, а другой -- сигналов управления. При восьмиразрядном двоичном кодировании, обеспечивающем передачу необходимого количества уровней квантования, групповой цифровой поток передается с тактовой частотой $f_T = 8,8 \cdot 32 = 2048$ кГц. Вторичная система, предназначенная для передачи 120 телефонных каналов, может быть сформирована объединением четырех первичных 30-канальных систем либо непосредственным кодированием соответствующих групповых многоканальных сигналов, образованных путем частотного деления каналов. Тактовая частота в этом случае составляет 8,488 МГц. Третичная система образуется объединением цифровых потоков четырех вторичных систем, а четвертичная – объединением трех-четырех третичных систем. Тактовая частота третичной системы составляет около 35 МГц, а четвертичной – более 100 МГц.

Для передачи методами импульсно-кодовой модуляции телевизионного сигнала с высшей частотой спектра 6 МГц при 625-строчной системе принята частота дискретизации $f_d = 14,256$ МГц. Кодирование телевизионного сигнала может осуществляться восьмиразрядным двоичным кодом, обеспечивающим возможность передачи 196 квантованных

уровней яркости. При таком количестве уровней яркости переход на соседний уровень квантования будет восприниматься глазом как непрерывное изменение яркости. С другой стороны, восьмиразрядный код обеспечивает требуемую МККТ норму защиты от шумов квантования. При восьмиразрядном двоичном кодировании и частоте дискретизации 14,256 МГц тактовая частота $f_T = 14,256 \cdot 8 = 114,048$ МГц. Подобная скорость передачи может быть реализована четвертичной системой, по которой можно одновременно передавать телевизионный сигнал и 300-канальный групповой сигнал третичной системы. Дальнейшее объединение систем позволит передавать еще большие объемы информации, однако при этом возрастет значение тактовой частоты и соответственно повысятся требования к быстродействию аппаратуры.

Групповой цифровой поток может передаваться методами дискретной модуляции (манипуляции) несущей по амплитуде, частоте, фазе, а также некоторыми другими более сложными методами. Дискретная модуляция несущей по амплитуде не нашла широкого применения в системах связи из-за сильной подверженности таких систем действию помех. Практическое использование в настоящее время находят цифровые системы связи с манипуляцией несущей по частоте либо фазе. В таких системах информация о состоянии передаваемого импульса группового цифрового потока заложена в частоте сигнала несущей либо в ее фазе. Частота (фаза) несущей может принимать несколько значений и переключаться с тактовой частотой группового цифрового потока.

Частотная манипуляция используется обычно при низких скоростях передачи цифрового потока. Частотно-манипулированный сигнал может формироваться путем переключения генераторов, работающих на различных частотах, либо путем частотной модуляции одного генератора. В первом случае при переходе от символа к символу может иметь место скачок фазы. Во втором случае разрыва фазы не происходит. При манипуляции частоты без разрыва фазы практическая ширина

спектра манипулированного сигнала уменьшается. Этот метод манипуляции предпочтительнее.

При больших скоростях передачи группового цифрового потока применяются, как правило, различные виды фазовой манипуляции, при которых может быть обеспечена максимальная помехоустойчивость систем связи. Возрастание помехоустойчивости систем связи с фазовыми методами манипуляции объясняется наличием на приемной стороне дополнительной селекции сигнала по фазе наряду с селекцией сигнала по частоте. Классическим способом фазовой манипуляции (ФМ) является способ, при котором фаза несущей (абсолютное значение) определяется уровнем передаваемого импульса. На приемной стороне фаза принятого сигнала сравнивается с фазой исходного несущего колебания. Следовательно, при этом методе передачи в приемнике должны быть специальные устройства выделения опорного сигнала, фаза которого совпадает с фазой несущего колебания. Опорный сигнал может выделяться непосредственно из фазоманипулированного сигнала либо путем передачи специальных пилот-сигналов. Необходимость выделения опорного сигнала на приемной стороне, а также возможность искажений типа «обратной работы» существенно затрудняют использование ФМ. Искажения типа «обратной работы» возникают из-за неоднозначного восстановления фазы опорного сигнала, которая может отличаться от фазы несущего колебания на 180° . При различных внешних воздействиях фаза опорного сигнала может самопроизвольно переключаться на обратную. Соответственно переключается на обратную и полярность импульсов на выходе фазового детектора, что приводит к нарушению принимаемой информации.

Различают простую ФМ и относительную фазовую манипуляцию (ОФМ). Для сужения полосы канала используют многоуровневую манипуляцию: ОФМ-4, ОФМ-8 и квадратурно-амплитудную (КАМ) [17].

4.2. Структурные схемы передатчиков цифровой связи

Передатчики цифровой радиосвязи имеют свои особенности: более широкие полосы, высокие требования к подавлению внеполосных излучений и ряд других.

Цифровые РПДУ могут строиться по схемам с манипуляцией на выходной частоте и манипуляцией на промежуточной частоте с последующим переносом спектра в рабочий диапазон. Схемы с манипуляцией на выходной частоте проще при малоуровневой модуляции по сравнению с модуляцией на ПЧ. Многоуровневую манипуляцию предпочтительно формировать на ПЧ [17].

Достоинство схем с манипуляцией на ПЧ – унификация тракта ПЧ, поскольку формирование и усиление сигнала ПЧ производится на стандартной частоте (обычно 70 или 140 МГц).

Недостатки схемы с модуляцией на ПЧ: дополнительные искажения, вносимые трактом ПЧ в повышающем смесителе; необходимость установки дополнительных фильтров на выходе смесителя и худшие энергетические характеристики (при мощности передатчика в несколько ватт).

Выбор структурной схемы цифрового РПДУ зависит также и от диапазона рабочих частот. В диапазоне УВЧ (при прочих равных условиях) проще реализовать схему с модуляцией на выходной частоте, а в диапазоне СВЧ – на промежуточной частоте.

Структурная схема РПДУ радиорелейной связи с манипуляцией на выходной частоте приведена на рис. 4.1.

Цифровой информационный сигнал (ЦИС) поступает на клеммы «Вход ЦИС» и далее на формирователь сигналов манипуляции (ФСМ). Сигналы с выхода ФСМ подаются на фазовый манипулятор (ФМ). Выходной ОФМ сигнал усиливается в блоке УМ и через полосовой фильтр, ограничивающий полосу усиливаемых частот, передается в антенную систему. Для согласования

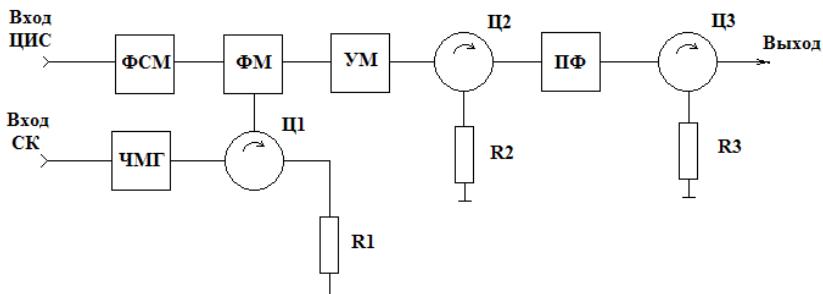


Рис. 4.1. Структурная схема цифрового РПУ с формированием сигнала на несущей частоте

отдельных блоков тракта и поглощения отраженных волн в РПУ использованы циркуляторы Ц1, Ц2, Ц3.

Для организации служебного канала имеется отдельный вход служебного канала – «Вход СК». Для передачи информации по СК используется частотная манипуляция непосредственно в автогенераторе.

Особенности схемной реализации отдельных блоков. Автогенератор может быть выполнен на полевых или биполярных транзисторах (УВЧ или СВЧ диапазона), диодах Гана или ЛПД (диапазон СВЧ). Его выходная мощность – 50...100мВт, а выходная частота стабилизируется высокостабильным резонатором. Циркуляторы, как правило, используются в диапазоне СВЧ (вследствие малых габаритов). Однако появились и микрополосковые циркуляторы диапазона УВЧ и даже в диапазоне ОВЧ с вносимым затуханием не более 0,3...0,4 дБ. К АЧХ полосового фильтра предъявляются высокие требования: так, при полосе пропускания 40 МГц и плоской вершине ее спад на границах полосы пропускания при отстройке ± 20 МГц не более 3...4 дБ, при отстройке ± 26 МГц – 40 дБ, а при больших – не менее 50 дБ. Фильтр должен иметь высоколинейную ФЧХ и стабильные параметры в течение длительного времени.

Схема РПДУ с формированием радиосигнала на ПЧ приведена на рис.4.2.

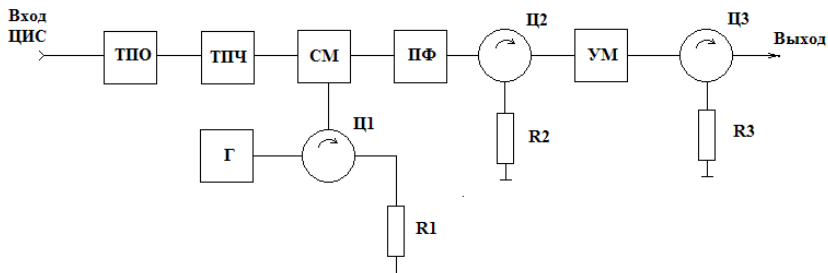


Рис. 4.2. Структурная схема цифрового РПДУ с формированием сигнала на ПЧ

Схема состоит из тракта предварительной обработки ЦИС, передающей части модема (тракта ПЧ), включающего манипулятор, схему манипуляции на ПЧ, усилителя промежуточной частоты, и тракта СВЧ, в который входят: СВЧ-генератор опорной частоты, с помощью которой, повышающий смеситель с полосовым фильтром на выходе, усилитель мощности и циркуляторы. Тракт ПЧ передатчика конструктивно выполняется совместно с демодулятором приемника. Этот блок часто называют «Модем». Иногда в состав модема структурно и конструктивно включают каскады предварительной обработки ЦИС, хотя они должны выделяться в отдельное кодирующее устройство или кодер. Разрабатываемые в настоящее время модемы могут работать на частотах до единиц гигагерц.

Достоинство схемы с манипуляцией на ПЧ - унификация тракта ПЧ, поскольку формирование и усиление ПЧ сигнала производится на стандартной частоте (70; 140 МГц). Это, в частности, предопределяет использование манипуляции на ПЧ в передатчиках наземных станций космических линий радиосвязи. Передатчик с модуляцией на ПЧ при замене модулятора (манипулятора) может работать как на аналоговых (ЧМ), так и на цифровых линиях связи, а также использоваться для организации

аналого-цифровых стволов при совместной передаче аналоговой и цифровой информации.

Недостатки схемы с модуляцией на ПЧ - дополнительные искажения сигнала, вносимые трактом ПЧ и повышающим смесителем; необходимость установки дополнительных СВЧ фильтров на выходе смесителя и худшие энергетические характеристики по сравнению со схемой манипуляции на СВЧ, если мощность передатчика мала (не превышает единиц ватт).

В передатчиках цифровой радиосвязи должна быть предусмотрена возможность передачи сигналов одного или нескольких служебных (операторских) каналов связи. Служебные сигналы можно либо передавать с помощью аналоговой манипуляции, например узкополосной ЧМ, либо после преобразования их в цифровой вид вставлять в основной ЦИС. При этом снижается уровень перекрестных искажений, но усложняется аппаратура: требуется увеличить скорость передачи основного ЦИС и после сжатия его во времени осуществить «врезки» сигналов служебных каналов. Для этого на входе передатчика и на выходе приемника устанавливают специальные устройства перекодирования.

Важными требованиями являются ограничение спектра излучаемого сигнала и подавление внеполосных излучений. Этой цели служат ПФ, устанавливаемые на выходе передатчика в тракте ПЧ, а в схемах с аналоговыми модуляторами ФНЧ в тракте манипуляции, например с квадратурно-амплитудной модуляцией вида КАМ-16 обеспечивает передачу информации со скоростью $V = 140$ Мбит/с в полосе 40 МГц, которая является стандартной на линиях радиорелейной связи. Фактически спектр сигнала КАМ-16 при манипуляции прямоугольным сигналом гораздо шире, и для устранения помех в соседних стволах его нужно ограничить полосой 40 МГц. Требования к фильтру таковы: при плоской вершине спад АЧХ на границах полосы пропускания ± 20 МГц не более 3 ... 4 дБ, затухание при расстройке ± 26 МГц 40 дБ, а при больших расстройках не менее 50 дБ. Фильтр должен иметь линейную фазочастотную характеристику.

5. ПОСТРОЕНИЕ ПРИНЦИПИАЛЬНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СХЕМ УСИЛИТЕЛЕЙ МОЩНОСТИ

5.1 Активные элементы мощных каскадов радиопередающих устройств

В мощных каскадах передатчиков из полупроводниковых приборов используют биполярные и полевые транзисторы. Биполярные транзисторы применяются от самых низких частот до 10 ГГц и выше. По уровню генерируемых мощностей и КПД на частотах приблизительно до 1,5 ГГц к ним приблизились, а по другим параметрам и опередили МДП - полевые транзисторы. На частотах более 5...6 ГГц их превзошли полевые транзисторы с барьером Шотки. Последние такую же величину мощности, как у биполярных транзисторов, обеспечивают на частотах примерно в 3 раза выше. У транзисторов с барьером Шотки (ПТШ) верхняя рабочая частота доходит до 60 ГГц и выше.

Кроме биполярных и полевых транзисторов в каскадах передатчиков применяют и другие полупроводниковые приборы: тиристоры, диоды Ганна, лавинно-пролетные диоды, варакторы и туннельные диоды. Тиристоры используют как генераторные приборы на частотах до 100 кГц, а также в импульсных модуляторах. Однако их все в большей степени вытесняют биполярные и главным образом полевые транзисторы, специально разработанные для импульсных, переключающих схем, ключевых усилителей радиочастот и ключевых усилителей низких частот, усилителей класса D. Лавинно-пролетные диоды и тем более диоды Ганна, которые могут работать до предельных частот 200...250 ГГц, также вытесняются транзисторами с барьером Шотки. Варакторные умножители частоты, использующие нелинейную емкость закрытого и открытого р-п-перехода, которые устанавливались ранее после транзисторных УМ на частотах до 20...30 ГГц, также вытесняются транзисторами СВЧ. Сейчас варакторы (варикапы) используются главным образом для перестройки частоты и частотной

модуляции в мощных и маломощных высокостабильных автогенераторах.

В настоящее время отечественная промышленность и зарубежные фирмы выпускают как мощные генераторные транзисторы широкого применения, так и узкоспециализированные. Это в первую очередь определяет диапазон рабочих частот, который для первых и главным образом для вторых жестко связан с их назначением. Специализация коснулась биполярных и всех типов полевых транзисторов. Выпускаются транзисторы, предназначенные для работы в радиочастотных каскадах передатчиков, в импульсных устройствах, стабилизаторах напряжения, во вторичных источниках, питания и переключающих схемах.

В связи с интенсивным использованием ОМ в диапазоне частот от 1,5 до 30 ... 80 МГц выпускаются так называемые линейные транзисторы на мощности до нескольких сот ватт [2], обеспечивающих приемлемую линейность амплитудной характеристики. При этом паразитная фазовая модуляция и уровень составляющих третьего порядка K_{3f} при двухчастотном входном сигнале ниже -28...-32дБ. Аналогично широкое развитие телевизионного вещания с выходной мощностью передатчиков от единиц ватт до единиц киловатт привело к разработке "линейных" транзисторов для совместного усиления радиосигналов видео- и звукового сопровождения в диапазонах 100...200, 170...230, 40...860 МГц с уровнем комбинационных составляющих не более -53...-60 дБ при трех тоновом испытательного сигнала. Применительно к этим и другим типам передатчиков выпускается небольшой набор так называемых сверх линейных транзисторов, предназначенных для работы в режиме класса А, т.е. с весьма низким КПД как в широкодиапазонных (от 10 МГц до 1...2 ГГц), так и относительно узкодиапазонных, обеспечивающих нелинейные искажения на уровне комбинационных составляющих третьего порядка K_{3f} не выше -50...-60 дБ.

Выпускаются УВЧ транзисторы, предназначенные для радиоимпульсного режима работы с относительно короткими

длительностями ($\tau_{и} < 5...20$ мкс) и с относительно длинными ($\tau_{и} < 100...250$ мкс) при скважности импульсов Q от 5 до 100 и выше. Благодаря снижению средней рассеиваемой мощности и некоторому (около 1,5 раз) форсированию по напряжениям и токам "импульсные" транзисторы обеспечивают в 2...3 раза больше мощности. Диапазон рабочих частот этих транзисторов ограничен частотами, выделенными для радиолокации. Для некоторых из них он составляет всего ± 50 МГц при средней частоте 1,5 ГГц.

В последнее время в связи с интенсивным развитием систем связи с подвижными объектами, в том числе сотовой, разрабатываются специальные транзисторы для работы в диапазонах 450 МГц, 900 МГц и 1800 МГц и, главное, при низких напряжениях питания $E_n = 5; 7,5$ В.

Верхняя рабочая частота генераторных транзисторов, как правило, ограничивается его усилительными возможностями, а нижняя, для БТ — опасностью перегрева его структуры за время протекания импульсов тока и появлением вторичного пробоя.

Многие биполярные и полевые транзисторы внутри корпуса имеют дополнительные LC-элементы в виде ФНЧ в цепи базы или эмиттера у БТ или в цепи затвора у ПТ, повышающие резистивную составляющую его входного сопротивления до 0,5 ... 1,0 Ом. Одновременно они компенсируют его реактивную составляющую до 1...2 Ом (обычно индуктивного характера) в рабочей полосе частот, которая может составлять десятки-сотни мегагерц. У ряда СВЧ транзисторов LC-элементы устанавливают как на входе, так и на выходе, соответственно повышая входное и выходное сопротивления, например до стандартной величины 50 Ом. Использование транзисторов со встроенными внутри корпуса цепями связи на других частотах, отличающихся от паспортных данных, исключается.

Мощности современных биполярных транзисторов ограничиваются 200...500 Вт в диапазоне частот до 100 МГц, примерно ста ваттами на частотах до 1 ГГц и единицами — долями ватт по мере приближения к верхней предельной частоте порядка 10 ГГц. Изготовление транзисторов еще большей

мощности не оправдано по ряду причин. Во-первых, усложняется проблема отвода тепла. Геометрические размеры корпуса остаются те же, а допустимые тепловые сопротивления корпус-кристалл, корпус-радиатор падают до единиц — долей градусов Цельсия на ватт. Попытки перейти к водяному охлаждению непосредственно корпуса самого транзистора не дали в совокупности положительного результата. Во-вторых, мощность наращивается путем параллельного включения десятков-сотен элементарных транзисторов, так называемых много эмиттерных транзисторов, размещенных в одном корпусе. При этом резко падает процент выхода годных приборов, а значит, их цена растет гораздо быстрее, чем мощность. В-третьих, пропорционально снижаются входные и нагрузочные сопротивления транзисторов, которые сейчас составляют десятые доли и единицы ом, что затрудняет взаимное согласование каскадов. Кроме того, все сильнее сказываются индуктивности выводов, и в первую очередь индуктивность общего вывода, несмотря на непосредственное соединение этого электрода с корпусом прибора, позволяющее уменьшить ее до десятых долей наногенри.

Частично проблема повышения мощности решается размещением на одном основании с максимальной близостью к друг другу либо вообще в одном корпусе двух одинаковых, одного типа проводимостей транзисторов, предназначенных для работы в двухтактных схемах.

Такие транзисторы называют "сборками" или "балансными". По сравнению с одним обычным транзистором, у каждого из двух, рассчитанных на половинную мощность, в 2 раза большие входные и нагрузочные сопротивления, а при последовательном их включении по входу результирующее входное сопротивление возрастает еще в 2 раза. Таким образом, при одинаковой выходной мощности входное сопротивление балансного транзистора в четыре раза выше, чем обычного, а максимально близкое размещение двух транзисторов упрощает задачу обеспечения короткого замыкания на частотах четных гармоник и позволяет повысить рабочую частоту двухтактных ге-

нераторов до 1...2 ГГц. Кроме этого в корпусе оба транзистора конструктивно размещаются так, что значительная часть индуктивности общего вывода оказывается общей на оба транзистора. Поскольку в двухтактной схеме при противофазной идентичной работе транзисторов через эту часть индуктивности протекает разностный ток, теоретически равный нулю, то эквивалентную индуктивность общего, вывода удается снизить в несколько раз.

Мощные полевые транзисторы лишены ряда принципиальных недостатков, присущих биполярным транзисторам. В БТ существует механизм положительной обратной связи: рост температуры приводит к увеличению тока транзистора, что, в свою очередь, вызывает его дополнительный разогрев и тепловой пробой транзистора. В отличие от БТ температурный коэффициент тока ПТ отрицателен. Это облегчает задачу создания более мощных ПТ, их параллельное включение, применение в широкополосных усилителях, а также в усилителях, работающих в режиме класса А, наиболее опасном для мощных сверхвысокочастотных БТ.

Другое важное преимущество ПТ — отсутствие процессов накопления и рассасывания зарядов — повышает быстродействие ПТ по сравнению с БТ. Поэтому предельные рабочие частоты ПТ в несколько раз выше. Например, теоретический частотный потолок ПТШ оценивается значением 80...100 ГГц.

В ключевых усилителях ПТ имеют меньшее время переключения. Мощные ПТ, используемые в ключевых усилителях, работают с токами до 20...30 А при напряжениях питания до 800 В и уровнях выходной мощности 1...2 кВт.

Емкости переходов БТ существенно зависят от приложенных напряжений, что приводит к амплитудно-фазовой конверсии, т.е. зависимости фазы выходного колебания от амплитуды. Кроме того, нелинейности емкостей могут вызывать паразитные параметрические эффекты. Полевые транзисторы обладают более линейными характеристиками, и они предпочтительнее для использования в линейных усилителях, применяемых, например, в качестве мощных каскадов

передатчиков однополосных систем. Это же свойство ПТ, а также более высокое входное и выходное сопротивления при использовании их в автогенераторах позволяет уменьшить нестабильность частоты.

К недостаткам ПТ следует отнести более существенную по сравнению с БТ зависимость входного сопротивления от частоты (на низких частотах входное сопротивление ПТ практически бесконечно). Это приводит к усложнению цепей связи в широкополосных усилителях на ПТ. На сравнительно невысоких частотах (до нескольких ГГц) шумы БТ ниже, чем шумы ПТ. Считается, что на частотах до 4 ГГц биполярные транзисторы применяются чаще, чем ПТ, а выше 4 ГГц предпочтительнее оказываются ПТ.

Полевые транзисторы обладают меньшей электрической прочностью в случаях превышения допустимых напряжений, в частности при воздействии статических зарядов.

В настоящее время выпускаются два типа ПТ: МДП - транзисторы с изолированным затвором и транзисторы с затвором на основе р-п-перехода или барьера Шотки. МДП - транзисторы применяются на частотах до 1...2 ГГц. Транзисторы с р-п-переходами или с барьером Шотки используют на частотах до 12... 18 ГГц, причем они превосходят биполярные транзисторы по уровню мощности на частотах выше 6 ГГц, а по нелинейным искажениям – на частотах выше 1 ГГц.

5.2. Выбор способа построения усилителя мощности

Существует два способа построения схем усилителей мощности: резонансный и широкодиапазонный (широкополосный). Наиболее универсальный – резонансный УМ на транзисторе. Наличие выходного (коллекторного, стокового) колебательного контура (а при необходимости и входного) позволяет с помощью контурной катушки скомпенсировать вредное влияние паразитных выходных и входных емкостей и обеспечить одинаково хорошую работу (P_1 , η , K_p) в широком интервале несущих частот.

Рациональный выбор угла отсечки коллекторного (стокового) тока и степени напряженности режима позволяет получить полное использование транзистора по мощности P_1 и достаточно высокий КПД $\eta_a \leq 0,75$. Выходное напряжение (ток) резонансного УМ имеет гармоническую форму. Недостатком резонансного УМ является необходимость перестройки контуров при каждой смене несущей частоты и ограниченная полоса пропускаемых частот при каждой определенной настройке. Через контурную катушку и конденсатор (а также соединительные провода) протекают токи, значительно превышающие соответствующую (первую, вторую...) гармоническую составляющую выходного (коллекторного, стокового) тока: $I_{\text{конт}} = I_{k1}Q_n$, где $Q_n = 10 \dots 30$ – добротность нагруженного контура. Значение тока с учетом его частоты (определяющей степень проявления поверхностного эффекта) определяет выбор диаметра провода контурной катушки, а также сечение других соединительных проводов. Система настройки контуров усложняет эксплуатацию и конструкцию передатчика, понижает его надежность.

Применяют резонансные перестраиваемые УМ прежде всего там, где при иных схемных решениях не удастся обеспечить нужную мощность P_1 , КПД и коэффициент усиления K_p в некоторой полосе несущих частот $f_n = f_b$ ($f_b/f_n \geq 2$), например в широкодиапазонных передатчиках большой мощности.

Эксплуатация УМ существенно упрощается, если вместо резонансных контуров использовать полосовые («октавные») фильтры. При полосе несущих частот $f_b/f_n \leq 1,8$ каждый такой УМ будет иметь один неперестраиваемый полосовой фильтр, правда, с числом конденсаторов и катушек, большим, чем в случае резонансных контуров. В полосе частот $f_b/f_n \geq 1,8$ приходится переключать один или несколько фильтров, каждый с полосой пропускания $f_b/f_n \leq 1,8$. Система с переключателем и несколькими многоэлементными (многоконтурными) полосовыми фильтрами в каждом каскаде УМ с переключаемыми «октавными» фильтрами получается громоздкой и дорогой по сравнению с резонансными контурами.

При использовании широкодиапазонных усилителей прежде всего отпадает необходимость в перестройке контуров или переключении полосовых фильтров каждого каскада УМ передатчика. Следовательно, упрощается эксплуатация и несколько повышается надежность вследствие уменьшения числа катушек переменной индуктивности, переменных конденсаторов, переключателей системы настройки. Кроме того, появляется возможность усиливать широкополосные сигналы, работать с быстрой сменой несущей частоты, одновременно усиливать несколько разных сигналов.

При построении транзисторного передатчика по блочно-модульному принципу необходимо выполнять отдельные модули в виде широкополосных, не требующих перестройки УМ. В противном случае эксплуатация передатчика окажется сложной.

Транзисторные ШПУ строятся с использованием широкополосных трансформаторов и цепей коррекции.

КПД и мощность транзисторных ШПУ практически равны КПД и P_1 резонансных УМ, а при использовании ключевого режима несколько лучше.

Как резонансные, так и широкополосные УМ можно строить в двух вариантах: одноконтурном и двухконтурном включении.

Основное достоинство одноконтурных УМ, обуславливающее их широкое применение в современных передатчиках: простота и соответственно меньшие габариты, масса, стоимость, повышенная надежность по сравнению с двухконтурными. Для перехода от одноконтурных (несимметричных) УМ к симметричным нагрузкам (симметричным антенным фидерам) используются ферритовые трансформаторы, симметрирующие устройства в фидерных трактах или др.

Основная особенность двухконтурного построения УМ, определяющая его достоинства и области применения, состоит в его симметрии. Двухконтурное построение ШПУ позволяет при работе с отсечкой тока $\theta = 90^\circ$ получить выходное напряжение, близкое по форме к гармоническому, без помощи фильтрующих

устройств. Именно поэтому транзисторные широкополосные модули строятся исключительно по двухтактной схеме.

По двухтактной (симметричной) схеме строят выходные каскады наиболее мощных декаметровых вещательных и связных передатчиков, которые работают на симметричные антенны (синфазные горизонтальные и др.) через симметричные двухпроводные фидеры.

При одинаковом угле отсечки θ и одинаковой напряженности режима КПД однотактного и двухтактного каскадов, естественно, одинаковы. Как уже отмечалось, при двухтактном построении ШПУ может быть использован $\theta = 90^\circ$ и получена форма выходного напряжения, близкая к гармонической без применения фильтров, а при однотактном построении для получения гармонической формы без помощи фильтров необходим режим класса А ($\theta = 180^\circ$), обладающий низким КПД.

Активные элементы в УМ могут использоваться в двух вариантах включения: с ОЭ и с ОБ, с общим истоком (ОИ), с общим затвором (ОЗ).

Транзисторный усилитель по схеме с ОЭ на низких и средних частотах для данного транзистора частотах имеет большее усиление, чем в схеме с ОБ. На достаточно высоких частотах усиление транзистора невелико и при включении по схеме ОБ может быть выше, чем при ОЭ. Общая тенденция следующая: на частотах ниже примерно 1 ГГц основное применение имеет включение транзистора с ОЭ, а на частотах выше 1 ГГц – с ОБ. Соответственно индуктивность вывода электрода, который предназначен быть общим у данного типа транзистора, делается предельно малой, меньшей, чем у других электродов.

Большинство современных мощных генераторных транзисторов предназначены для использования либо с ОЭ, либо с ОБ, что однозначно определяется их внутренним устройством и соответственно минимальной индуктивностью вывода электрода, предназначенного быть большим.

5.3. Схемы широкодиапазонных УМ

Широкодиапазонные генераторы строят с коэффициентом перекрытия по частоте $k_f = 2$ и более. В таких генераторах согласующие цепи не ослабляют высшие гармоники в нагрузке, поэтому транзисторы работают либо в режиме класса А без отсечки тока и генераторы выполняются по однотоктной схеме, либо в режиме класса В ($\theta = 90^0$) с отсечкой тока и генераторы выполняются по двухтактной схеме. В обоих случаях обеспечивается гармоническое напряжение (ток) в резистивной (апериодической) нагрузке, т. е. на входе следующего каскада или на выходе оконечного каскада. Одновременно достигается и линейность входного сопротивления (нагрузки на предыдущий каскад), а также исключается опасность перехода транзистора в перенапряженный режим из – за паразитных резонансов в цепях связи на частотах высших гармоник.

В предварительных каскадах, следующих непосредственно за возбудителем передатчика, а также в маломощных предоконечных каскадах (до 1 ... 10 Вт) применяют главным образом однотоктные генераторы. При относительно простых схемных решениях заданная широкодиапазонность достигается значительным снижением КПД коллекторной цепи генератора, поскольку транзисторы работают в режиме класса А. В этих каскадах используются резистивные схемы без блокировочных дросселей и согласующих трансформаторов, аналогичные применяемым в усилителях звуковых частот и импульсных усилителях. При выполнении генераторов на биполярных транзисторах их включают по схеме с ОЭ (ОИ), где одновременно обеспечивается усиление как по току, так и по напряжению и тем самым достигается наибольший коэффициент усиления по мощности.

Включение транзисторов с ОБ (ОЗ) или с ОК (ОС) целесообразно только на входе или на выходе многокаскадного усилителя для лучшей развязки с предыдущим или последующим каскадами. В частности, транзистор с ОБ обеспечивает низкое входное и большое выходное

сопротивления, а с ОК – высокое входное и низкое выходное сопротивление.

Отсутствие блокировочных дросселей и трансформаторов значительно упрощает конструирование и позволяет решать вопросы микроминиатюризации таких усилителей. Отметим, что потери мощности в резисторах постоянной составляющей и радиочастоты, а также неоптимальные нагрузочные сопротивления, определяемые непосредственно входным сопротивлением транзистора следующего каскада, при уровнях мощности до 100 мВт и даже до 1 ... 2 Вт не имеют существенного значения.

В каскадах с уровнями мощности выше 1 ... 2 Вт применяют трансформаторные схемы с включением транзисторов по схеме с ОЭ. Возможно также включение и по схеме с ОБ, поскольку межкаскадный трансформатор повышает нагрузочное сопротивление и поэтому коэффициент усиления по мощности при таком включении будет выше единицы. Трансформаторы с магнитной связью между обмотками применяются на частотах до 5 ... 10 МГц, в основном, каскадах мощностью не более 1 ... 10 Вт. На более высоких частотах и при больших уровнях мощности, когда генераторы выполняют на мощных транзисторах с низкими входными и нагрузочными сопротивлениями (единицы и даже доли Ома), используют трансформаторы на линиях.

В предоконечных и, главным образом, в оконечных каскадах мощностью выше 1...10 Вт применяют двухтактные генераторы, в которых для повышения мощности и КПД транзисторы работают с отсечкой тока коллектора при $\theta = 90^0$.

Наиболее просто двухтактные генераторы выполнять на так называемых комплементарных транзисторах, т. е. на транзисторах с разным типом (n- p- n и p-n-p) проводимости, поскольку отпадает необходимость установки фазовращателей на 180^0 на входе и выходе одного транзисторов. В этом случае транзисторы по переменному току включаются параллельно. При построении схем двухтактных генераторов на комплементарных транзисторах, в отличие от аналогичных схем усилителей

мощности звуковых частот, нужно учитывать два обстоятельства: нагрузочное сопротивление R_n должно быть развязано по постоянному току. По входу транзисторы должны быть включены так, чтобы на рабочих частотах обеспечивать импульсы тока коллектора в обоих транзисторах близкими к отрезкам симметричной косинусоиды с углом отсечки $\theta = 90^\circ$. В схемах это обеспечивается применением двух разнополярных источников коллекторного питания. Транзисторы с ОБ вместе с дополнительными резисторами R_d по входу включаются параллельно. Транзисторы с ОЭ по входу с помощью трансформатора T включаются последовательно.

Рассмотрим построение двухтактных генераторов на транзисторах одного типа проводимости. В простейшем случае на входе и выходе одного из транзисторов надо поставить фазовращатели на 180° (рис. 5.1), которые обычно выполняются на трансформаторах $1 : 1$, а для сохранения симметричной работы аналогичные трансформаторы $1 : 1$, но без поворота фазы надо поставить на входе и выходе другого транзистора.

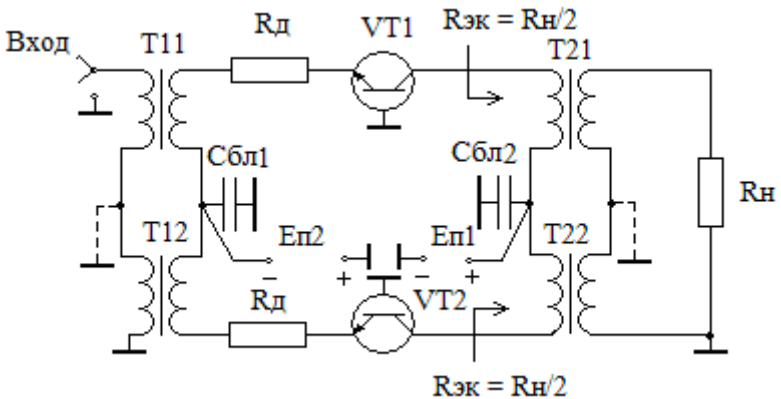


Рис. 5.1. Двухтактная схема УМ

При таком построении выходные трансформаторы T_{21} и T_{22} должны обеспечивать трансформацию $1 : 1$ не только на основной частоте, но и на частотах высших гармоник.

Следовательно, верхняя граничная частота полосы пропускания трансформатора должна быть в 7 ... 9 раз выше верхней рабочей частоты генератора.

Поэтому на практике более широко применяется двухтактные схемы, выполненные на трансформаторах магнитными связями.

Особенности выполнения двухтактной схемы с применением трансформаторов на линиях рассмотрим на примере включения транзисторов с ОЭ. Трансформатор T_2 симметрирует плечи и шунтирует четные гармоники коллекторного тока (рис. 5.2).

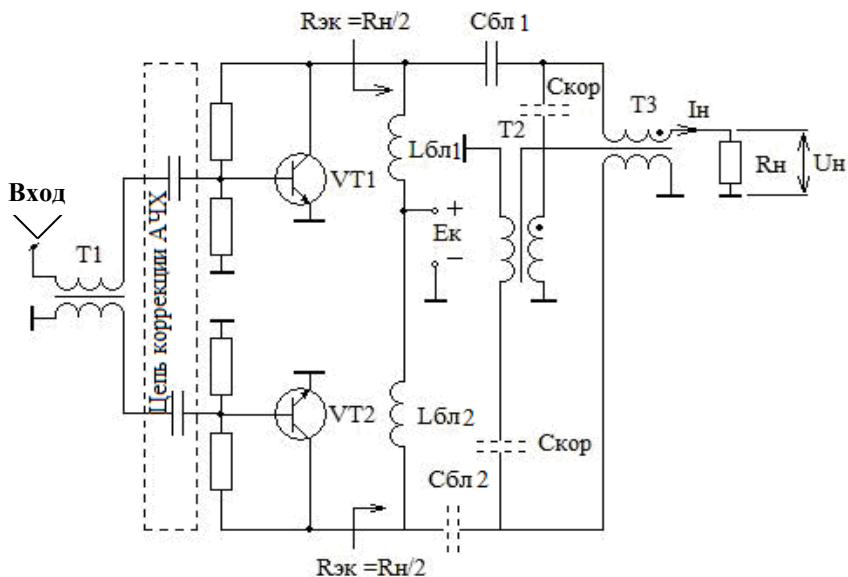


Рис. 5.2. Двухтактная схема УМ с трансформаторами на линиях

Трансформатор T_3 осуществляет переход к несимметричной нагрузке. Аналогично входной трансформатор осуществляет переход к несимметричной нагрузке для возбудителя при коэффициенте трансформации 1 : 1. Заметим,

что соответствующие напряжения на линиях во входной и коллекторной цепях одинаковы и поэтому линии рекомендуется помещать на общий сердечник. Если каждую линию помещать на отдельный сердечник, то объем каждого из сердечников (для сохранения неизменной величины магнитной индукции) должен быть точно таким же, как объем сердечника, на который наматывались бы все линии; при этом характеристики схемы в области нижних частот будут хуже. Если все линии помещают на один сердечник, то необходимо строго выдерживать направление (начало) намотки каждой линии и число витков линий должно быть одинаковым.

Волновое сопротивление трансформатора – линии T_2 выбирают близким к приведенному нагрузочному сопротивлению $R_{ЭК} = R_H/2$, а волновые сопротивления трансформаторов – линий T_3 – из условия согласования с нагрузкой. При этом электрическая длина линий у обоих трансформаторов не должна превышать $20...30^\circ$.

Это вызвано тем, что на частоте четных гармоник линия T_2 оказывается короткозамкнутой с индуктивным входным сопротивлением (при $l_Э < \lambda/4$), а линия T_3 – разомкнутой с емкостным входным сопротивлением (при $l_Э > \lambda/4$). Чтобы эквивалентная индуктивность $L_{ЭК}$ линии T_2 и эквивалентная емкость $C_{ЭК}$ линии T_3 вместе с выходной емкостью транзисторов не создавали паразитный резонанс на частоте близлежащей гармоники, электрическая длина всех линий не должна превышать $20...30^\circ$. Отметим, что в целях повышения рабочей частоты f_B (практически до $50...100$ МГц) при $K_f \geq 2...3$ последовательно с проводниками линии T_2 следует включать конденсаторы $C_{кор}$, которые с $L_{ЭКВ}$ образуют последовательные контура, настроенные на частоту второй гармоники $f_0 = 1/2\pi\sqrt{(C_{кор} L_{ЭКВ})} = 2f_{ср} = 2\sqrt{f_H}$.

У ряда транзисторов для снижения теплового сопротивления $R_{цк}$ коллектор непосредственно соединен с корпусом прибора. Однако путем незначительных схемных усложнений на этих транзисторах можно строить генераторы с

общим эмиттерным или базовым выводом по РЧ и с «заземленным» по постоянному току коллектором.

Генераторы с резистивной нагрузкой выполняют на частотах до 1...10 МГц. На более высоких частотах для компенсации влияния паразитных емкостей, индуктивностей выводов транзисторов и согласующих трансформаторов, а также для компенсации снижения коэффициента усиления транзистора по току в межкаскадные цепи включают дополнительные корректирующие LRC – элементы. Это позволяет строить широкодиапазонные генераторы до 100...1000 МГц и выше. Однако в двухтактных генераторах имеют место дополнительные частотные ограничения. При их выполнении на транзисторах с ОБ из-за трудностей в обеспечении симметричных косинусоидальных импульсов коллекторных токов с углом отсечки 90° ограничения наступают на частотах примерно 10 МГц. Двухтактные генераторы на транзисторах с ОЭ из-за трудности в обеспечении короткозамкнутой нагрузки в коллекторной цепи на частотах не выше 30...80 МГц (при нижней рабочей частоте 1,5...10 МГц). Отметим, что при коэффициентах перекрытия по частоте не более двух октав, верхняя рабочая частота в этих генераторах может достигать 100...120 МГц.

В качестве предварительных каскадов широко используются микросхемы с бескорпусными транзисторами, включающими в себя и цепи согласования, либо монолитные интегральные модули. При этом удастся увеличить полосу рабочих частот примерно на порядок и одновременно выиграть в массогабаритных характеристиках и повысить технологичность изготовления аппаратуры.

Варианты широкополосных и сверхширокополосных схем УМ средней мощности, выполненных на БТ для диапазонов ОВЧ и УВЧ при уровне выходных мощностей до сотен ватт приведены в [22]. В названной работе имеются расчетные соотношения для определения режима работы транзисторов, параметры элементов согласующих трансформаторов сопротивлений и примеры их расчета. Даны технические

характеристики конкретных разработок и их конструктивное выполнение.

В [23] изложены принципы построения схем УМ, методика их расчета и даны аналитические выражения для определения режима транзисторов и параметров элементов цепей питания и смещения.

В [24] рассмотрена схемотехника устройств на мощных полевых транзисторах и приведены схемы как высокочастотных УМ, так и звуковых частот различной формы.

5.4. Схемы узкодиапазонных УМ

Генераторы с коэффициентом перекрытия по частоте не выше двух выполняют как двухтактными, так и одноктактными. В одноктактных генераторах транзисторы могут работать с отсечкой тока, поскольку выходная цепь связи должна обеспечивать фильтрацию высших гармоник. Отметим, что применение двухтактных генераторов при резонансной нагрузке не оправдано, поскольку труднее обеспечить симметрию работы плеч. Рассмотренное выше важное преимущество двухтактных генераторов с широкодиапазонной нагрузкой, связанное с фильтрацией четных гармоник, при резонансной нагрузке не имеет существенного значения, так как необходимая фильтрация достигается правильным выбором фильтрующих LC – элементов в коллекторной цепи генератора.

В простейшем случае резонансная нагрузка обеспечивается включением параллельно выводам транзистора емкости C_k и индуктивности L_k . Суммарная емкость $C_k + C_{\text{вых}}$, где $C_{\text{вых}}$ – выходная емкость транзистора, и индуктивность L_k образует параллельный контур, который настраивают на частоту ω_0 , равную среднегеометрическому значению $\omega_{\text{cp}} = \sqrt{\omega_{\text{в}} \omega_{\text{н}}} : \omega_0 = 1 / \sqrt{L_k(C_k + C_{\text{вых}})} = \omega_{\text{cp}}$.

Для того чтобы при работе транзистора с отсечкой тока напряжение на коллекторе было близко к гармоническому, сопротивление контура на частоте высшей гармоники $Z_{\text{ЭК}}(n\omega)$, определяемое емкостью контура $Z_{\text{ЭК}}(n\omega) \sim 1 / jn\omega(C_k + C_{\text{вых}})$,

должно быть существенно меньше, чем его сопротивление на основной частоте $Z_{ЭК}(\omega) = R_{ЭК} = R_H$. Допуская уровень высших гармоник не более 5...10 %, определяем

$$\frac{U_{кп}}{|U_{к1}|} = \frac{|I_{кп} Z_{ЭК}(n\omega)|}{|I_{к1} Z_{ЭК}(\omega)|} = [\alpha_n(\theta)/\alpha_1(\theta)] \cdot [1/n\omega(C_K + C_{ВЫХ})R_{ЭК}] \leq 0,05 \dots 0,1, \quad (5.1)$$

где $\alpha_n(\theta)$ – коэффициенты разложения косинусоидального импульса тока $i_k(\omega t)$. В частности, при угле отсечки $\theta = 90^\circ$ и $n = 2$ минимальная емкость контура ограничивается неравенством

$$\omega(C_K + C_{ВЫХ})R_{ЭК} \geq 2 \dots 4, \quad (5.2)$$

поскольку $\alpha_1(90^\circ) = 0,5$ и $\alpha_2(90^\circ) = 0,212$ [1,3].

Если сопротивление нагрузки R_H отличается от оптимального сопротивления $R_{ЭК}$, в качестве трансформаторов в транзисторных узко диапазонных генераторах широко применяют Г-, Т- и П-цепочки в виде фильтров нижних частот, но в отличие от обычных ФНЧ обеспечивающие трансформацию сопротивлений. Каждая цепочка содержит одну-две индуктивности в продольных ветвях и одну-две емкости в поперечных. При этом, во-первых, они обеспечивают лучшую фильтрацию высших гармоник, чем если бы выполнялись в виде фильтров верхних частот. Во-вторых, колебательные цепи на основе ФНЧ проще выполнить конструктивно: на частотах примерно до 50...100 МГц – в виде сосредоточенных LC – элементов, а на частотах выше 100...300 МГц – на распределенных структурах, например на микрополосковых (несимметричных полосковых) линиях. В-третьих, при структуре ФНЧ выходная емкость $C_{ВЫХ}$ и индуктивности выводов $L_{ВЫВ}$ транзисторов достаточно просто включаются в LC-элементы трансформирующих цепочек или образуют дополнительные Г-цепочки.

Примеры использования Г- и П-цепочек в качестве коллекторной цепи транзистора показаны на рис. 5.3. При этом Г-цепочка (рис. 5.3, а), состоящая из $(C_1 + C_{ВЫХ})$ и L_1 , понижает

сопротивление, так что $R_n \leq R_{вх} = R_{эк}$. П-цепочка (рис. 5.3, б) (добавляется еще емкость C2) позволяет как понижать, так и повышать нагрузочное сопротивление.

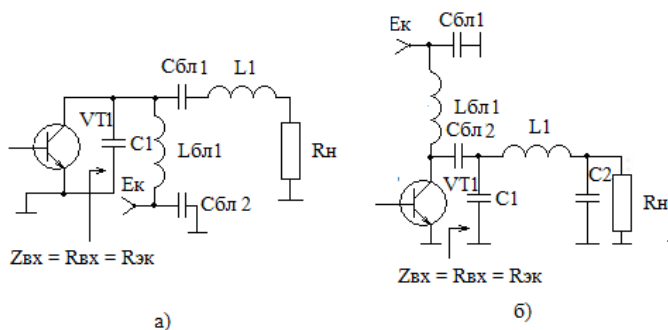


Рис. 5.3. Схемы выходных цепей УМ

Г-цепочки обеспечивают повышение нагрузочного сопротивления $R_{вх} > R_n$, где R_n равно резистивной составляющей входного сопротивления транзистора. В то же время Т-цепочка может трансформировать нагрузочные сопротивления в обе стороны.

На практике применяется Т-цепочка, выполненная в виде двух Г-звеньев состоящих из двух емкостей и индуктивности. Эта цепочка применяется в качестве входной согласующей цепи [2, 7]. При этом в качестве индуктивности согласующей цепи часто используется индуктивность монтажа и выводов транзистора. Такая цепь обеспечивает как фильтрацию высших гармоник, так и осуществляет трансформацию сопротивлений R_n и $R_{вх}$ в широких пределах. Схемы согласующих трансформирующих цепей и расчетные соотношения приведены в [2,7].

6. ТРАНЗИСТОРНЫЕ АВТОГЕНЕРАТОРЫ

6.1. Транзисторные автогенераторы с фиксированной частотой

LC-автогенератор – один из важнейших функциональных узлов синтезатора частот (СЧ). Мало того, в синтезаторе частот может использоваться одновременно несколько типов автогенераторов – опорный, перестраиваемый по частоте, модулируемый.

На сравнительно невысоких частотах (до десятков, сотен мегагерц) наиболее часто применяются схемы одноконтурных АГ на биполярных и полевых транзисторах в виде емкостных трехточек. В схеме емкостной обратной связи с дополнительным конденсатором (рис. 6.1, а) известной как схема Клаппа, введение конденсатора C_3 позволяет применить катушку индуктивности с такой конструкцией и индуктивностью, при которой ее добротность на рабочей частоте будет максимальной [2, 3, 16, 23]. Введение конденсатора C_3 , кроме того, уменьшает коэффициент включения транзистора к контуру, снижая тем самым дестабилизирующее влияние меняющихся параметров транзистора на частоту автогенератора. Следует, однако, заметить, что уменьшение связи может затруднить реализацию условий самовозбуждения АГ.

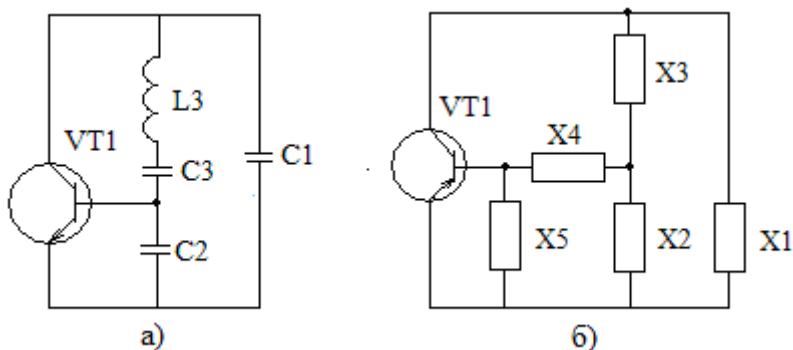


Рис. 6.1. Эквивалентные схемы LC-автогенераторов

При выборе транзистора АГ (биполярный или полевой) на полевых транзисторах с $p - n$ переходом обладают более высокой кратковременной стабильностью частоты, так как при больших расстройках (несколько десятков килогерц) величина спектральной плотности флуктуаций частоты у них примерно на два порядка меньше, чем у АГ на биполярных транзисторах. Из трех составляющих шума: шумовой, дробовой и полупроводниковой (избыточной) – в диапазоне в 100 МГц в БТ преобладает дробовая, мощность которая пропорциональна току, а в ПТ – тепловая, определяемая внутренним сопротивлением прибора а слабозависящая от тока транзистора. Поэтому АГ на БТ при больших токах по уровню шума существенно уступают аналогичным устройствам на ПТ 20...30 дБ при больших отстройках от несущей (более 60...80 кГц). Однако не все ПТ обладают указанным преимуществом, а только их часть – приборы с горизонтальным каналом (с управляющим $p - n$ переходом). Но при малых расстройках преимущество по малости спектральной плотности флуктуаций частоты сохраняются за АГ на БТ [2].

Отмеченную специфику АГ на биполярных и полевых транзисторах можно выгодно использовать, например, при выборе типов транзисторов для опорного и управляемого АГ синтезатора частот, базирующегося на основе кольца фазовой АПЧ, так как система ФАПЧ является фильтром нижних частот для флуктуаций частоты (фазы) опорного генератора и, наоборот, фильтром верхних частот для флуктуаций частоты (фазы) управляемого генератора. Для опорного генератора выгоднее использовать БТ, в то время как для управляемого – ПТ. Другая особенность АГ на ПТ заключается в более высокой температурной стабильности.

При выборе типа проводимости транзистора ($p - n - p$ или $n - p - n$) необходимо учитывать лучшую температурную стабильность параметров $n - p - n$ транзистора в области положительных температур; $p - n - p$ транзистор более стабилен при отрицательных температурах. Однако очень часто АГ целиком или частями размещается в термостате, где изменения

температуры незначительны, и тип проводимости транзистора в таких случаях не имеет значения.

С повышением рабочей частоты АГ начинает заметно сказываться инерционность транзистора – его крутизна становится комплексной. Если не применять специальных мер, то из – за сдвига фаз между током (первой гармоникой) выходного электрода транзистора и напряжением на его входных электродах транзистор будет работать на комплексную нагрузку. Это снижает полезную мощность и ухудшает стабильность частоты. Если $\varphi_s = -(20...30)^\circ$, свойства АГ практически мало меняются по сравнению со случаем безынерционного транзистора. При $\varphi_s = -(40...60)^\circ$ полезная мощность и стабильности частоты заметно уменьшается. На еще больших частотах необходимо принимать специальные меры фазирования для сохранения работоспособности АГ. В зависимости от соотношения между частотой колебаний f_0 и частотами транзистора f_s и f_T транзистор считают безынерционным при $f_0 < 0,5 f_s$, инерционным при $0,5 f_s < f_0 \leq f_T$ и сильно инерционным при близости f_0 к f_T . Эквивалентная схема АГ с фазированием приведена на рис. 6.1, б. Для создания необходимого фазового сдвига используется цепь обратной связи, состоящая из сопротивлений X_4 и X_5 .

6.2. Транзисторные автогенераторы на каскодных схемах

На высоких частотах применяют схемы АГ с полным фазированием, у которых коэффициент обратной связи комплексный, и его фаза $\varphi_{ос}$ выбирается равной по значению и противоположной по знаку φ_s . В таких АГ, как и в АГ на низких частотах, транзистор работает на настроенную нагрузку (т. е. частота АГ равна резонансной частоте колебательного контура).

Каскодной схемой (КС) называется последовательное соединение двух транзисторов без дополнительных обратных связей и избирательных нагрузок. На рис. 6.2 приведены КС на БТ типа ОЭ – ОБ. Поскольку транзисторы VT1 и VT2 соединены

последовательно, то через них протекает практически один и тот же ток, т. е. в схеме имеется электронная связь за счет общего тока.

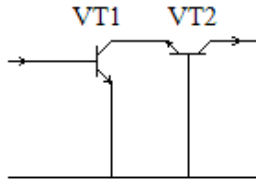


Рис. 6.2. Каскодная схема типа ОЭ – ОБ

Основные параметры КС типа ОЭ – ОБ определяются следующими выражениями.

Коэффициент передачи тока

$$h_{21Б} = h_{21Б1}h_{21Б2}, \quad (6.1)$$

где $h_{21Б1}, h_{21Б2}$ – коэффициенты передачи по току соответственно VT1 и VT2.

Входное сопротивление

$$R_{ВХ} \sim R_{ВХОЭ}, \quad (6.2)$$

где $R_{ВХОЭ}$ – входное сопротивление одиночного транзистора в схеме с ОЭ (VT1).

Выходное сопротивление

$$R_{ВЫХ} \sim R_{ВЫХОБ}, \quad (6.3)$$

где $R_{ВЫХОБ}$ – выходное сопротивление одиночного транзистора в схеме с ОБ (VT2). Таким образом, усиление по напряжению в КС типа ОЭ – ОБ обеспечивает транзистор VT2, включенный по схеме с ОБ.

Что касается внутренних обратных связей в этой КС, то они сведены к минимуму. Поэтому входная и выходная согласующей цепи, подключаемые к этой схеме, будут развязанными.

Среди других вариантов каскодных схем на БТ заслуживает внимания схема ОК – ОБ, а также схема ОЭ – ОК. Обе эти схемы имеют относительно большие входное и выходное сопротивления, значительно меньшую внутреннюю обратную связь (по сравнению с ОЭ на одиночном БТ) и хорошую стабильность параметров в широком диапазоне температур.

В усилительных каскадах применяются также КС на ПТ и гибридные схемы. Это позволяет, особенно на более высоких частотах, получать меньший уровень шумов, устойчивость работы схемы, высокие входное и выходное сопротивления устройства. Эти достоинства КС различных типов указывают на перспективность их применения для создания АГ.

Для многих практических случаев наилучшие параметры АГ могут быть реализованы с использованием КС типа ОК – ОБ. Принципиальная схема такого устройства приведена на рис. 6.3. На этой схеме АГ выполнен на транзисторе VT2. Колебательную систему АГ образуют элементы L1, C1, C2, C3. Коллектор VT2 через входное сопротивление VT1, включенного по схеме с ОБ, которое является малым, и сопротивление блокировочного конденсатора C4 по РЧ подключен к общей точке, т. е. на VT2 реализован АГ с заземленным коллектором. Так образуется электронная связь транзисторов.

Каскад на транзисторе VT1 является усилителем и одновременно является активной развязкой (буфером) между внешней нагрузкой R_n , подключенной к выходу устройства, и непосредственно автогенератором, собранном на транзисторе VT2.

Нагрузкой транзистора VT1 является контур с неполным включением L2, C5, C6, с которого снимается выходной сигнал. Резисторы R1...R3 создают напряжение смещения на базах транзисторов VT1 и VT2. Резистор R4 является токозадающим.

Для устранения шунтирующего влияния резисторов $R1...R3$ между точкой их подключения к базам $VT1$ и $VT2$ можно включить либо дополнительные резисторы, либо дроссели.

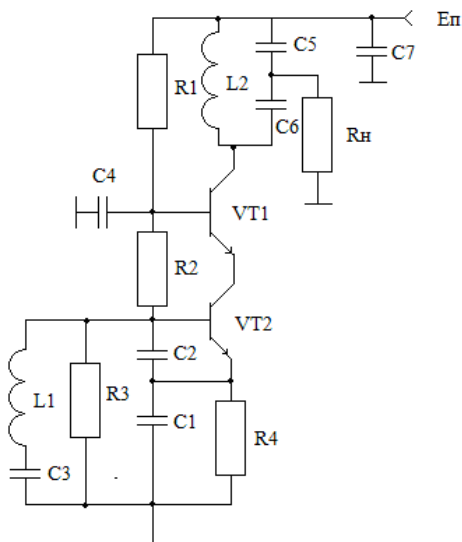


Рис. 6.3. Принципиальная схема АГ на каскодной схеме

При $R4 \leq (5...7) X_{c1}$ последовательно с $R4$ необходимо включить блокировочную индуктивность.

6.3. Генераторы, управляемые напряжением

Генераторы управляемые напряжением (ГУН), объединяющие перестраиваемый генератор и УЭ, в устройствах синтеза частот являются, по существу, преобразователем управляющего напряжения или тока в периодический сигнал синусоидальной или прямоугольной формы. ГУН, генерирующий синусоидальное напряжение, обычно строится с использованием двух методов – изменением резонансной частоты контура автогенератора или изменением фазового угла коэффициента обратной связи. ГУН, генерирующий выходной

сигнал прямоугольной формы, является устройством мультивибраторного типа [23, 24]. Этот ГУН обеспечивает широкую перестройку по частоте (более октавы), но при этом создает высокий уровень паразитных колебаний и поэтому в высококачественных СЧ не используется.

На высоких частотах используются LC – автогенераторы, управление которыми осуществляется изменением резонансной частоты. При этом перестройка по частоте составляет $\pm 30\%$ от средней частоты. Автогенераторы, управление которыми осуществляется изменением фазового угла цепи обратной связи, используются в диапазоне СВЧ. К ГУН предъявляется достаточно много требований, основными из которых являются: малый уровень побочных колебаний на выходе; малый уровень собственных шумов; постоянство выходного напряжения в диапазоне перестройки; линейность модуляционной характеристики[25].

Следует отметить, что эти требования зачастую противоречивы, поэтому разработка ГУН с высокими качественными характеристиками является серьезной задачей.

В качестве управляющего элемента используются различные реактивности. В маломощных каскадах чаще всего используются варикапы. Однако при этом возникают достаточно большие нелинейные искажения. Более низкий уровень нелинейных искажений может быть получен в устройствах на реактивном транзисторе. Но существенным ограничением в их применении являются большие потери. Поэтому такие устройства могут использоваться также только в маломощных схемах. Малый уровень нелинейных искажений при высоких уровнях мощностей (до единиц, десятков ватт) можно получить в ГУН, управление которыми осуществляется с помощью синтезированных нелинейных реактивных элементов.

6.3.1. Генераторы, управляемые напряжением на варикапах

Эти устройства широко используются в диапазоне частот от сотен килогерц до единиц гигагерц. Емкость варикапа (обратно смещенного р – n перехода) зависит от приложенного к нему обратного напряжения и определяется выражением

$$C_v = C_0 [(\varphi_k - E)/(\varphi_k - U)]^\gamma, \quad (6.4)$$

где C_0 – емкость в рабочей точке; φ_k – контактная разность потенциалов ($\varphi_k = 0,3 \dots 0,5$ В); E – напряжение смещения; U – напряжение на переходе; γ – коэффициент нелинейности, зависящий от закона изменения примесей в р – n переходе ($\gamma = 1/3$ – плавный переход; $\gamma = 1/2$ – резкий переход; $\gamma > 1$ – сверхрезкий переход).

Для обеспечения малого уровня побочных колебаний следует использовать варикапы с резким переходом. Однако при широкой полосе электронной перестройки возникают шумы, вносимые управляемым реактивным элементом.

Основной схемой, используемой при построении ГУН, являются емкостная трехточка с использованием в качестве АЭ биполярных и полевых транзисторов. При этом повышенная температурная стабильность достигается при включении транзистора по схеме с ОБ.

На рис. 6.4 приведена схема ГУН с целями точной и грубой настройки [25]. Элементы L_1 , C_1 , C_2 , C_3 образуют колебательную систему автогенератора, причем конденсатор C_1 используется для настройки автогенератора на среднюю частоту. Резистор R_2 и конденсатор C_4 образуют цепь питания выходного электрода (стока); резистор R_1 задает ток, протекающий в выходной цепи транзистора. Конденсатор C_5 является конденсатором связи с выходом. Цепи управления ГУН содержат варикапы VD_1 и VD_2 , элементы цепей смещения и блокировки (R_3 , R_4 , C_6 , C_9). Конденсаторы C_7 и C_8 используются для

установления оптимальной связи колебательной системы автогенератора с варикапами VD1 и VD2.

Вход плавной настройки используется для подачи напряжения сигнала ошибки, вырабатываемого фазовым детектором кольца ФАПЧ. На вход грубой настройки поступает напряжение перестройки частоты ГУН, чтобы эта частота попала в полосу захвата кольца ФАПЧ.

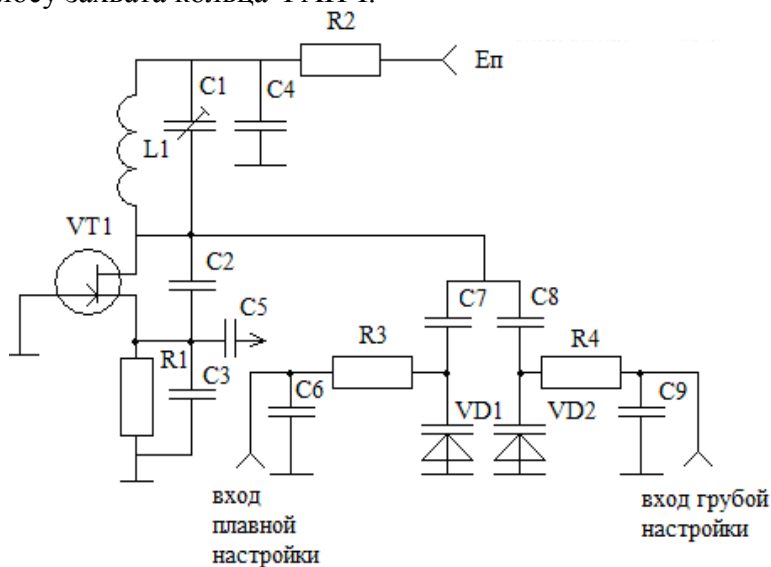


Рис. 6.4. Схема ГУН на варикапах

6.3.2. Генераторы управляемые напряжением на синтезированных нелинейных реактивных элементах

Синтезированным нелинейным реактивным элементом (СНРЭ) является определенная совокупность компонентов электронной схемы, реализующая электрический аналог нелинейного реактивного элемента (емкости или индуктивности), построенная на законах коммутации в цепях с одним накопителем энергии. Компонентами СНРЭ являются управляемый ключ с двухсторонней проводимостью, линейный

реактивный элемент (катушка индуктивности или конденсатор), датчик входного воздействия и цепь управления ключом. Каждый из этих компонентов при схемной реализации может быть выполнен из различных элементов или их совокупности[26].

Особенностью СНРЭ является способность потенциально преобразовывать энергию без потерь, что очень важно при построении мощных узлов радиоэлектронной аппаратуры, в том числе и мощных ГУН. Кроме этого характеристика СНРЭ имеет вид кусочно-линейной зависимости с одним или двумя изломами (в зависимости от структуры ключа), что обеспечивает высокую линейность модуляционной характеристики.

ГУН (рис. 6.5) выполнен на транзисторе VT2 по схеме с емкостной обратной связью (конденсатор C3) и дополнительным конденсатором (C2) [14]. Элементы L3, C2, C3, C4 (выделены штриховой линией) образуют колебательную систему автогенератора. Резисторы R1, R2 образуют цепь для подачи начального отпирающего смещения на базу транзистора VT1, которое приводит к неустойчивости режима покоя. Блокировочная индуктивность L2 включена для устранения шунтирующего действия делителя R1, R2 на колебательную систему автогенератора. Резистор R3 создает запирающее автоматическое смещение в режиме установившихся колебаний. Конденсаторы C5, C6, C7 блокировочные.

В качестве управляющего элемента использован СНРЭ последовательного типа с емкостным накопителем энергии, содержащий линейный конденсатор C1, управляемый диодно-транзисторный ключ (VD1, VT1) с двухсторонней проводимостью и цепь управления, состоящую из катушки связи L1 и управляющего напряжения, поступающего на клеммы «Вход».

Принцип управления частотой основан на изменении эквивалентной емкости СНРЭ, составляющей часть емкости конденсатора C1, подключенного к контуру автогенератора.

Схема работает следующим образом (рис. 6.5) [14]. При выполнении условий самовозбуждения на колебательном

контуре возникает гармоническое напряжение, которое за счет его магнитной связи с индуктивной катушкой связи $L1$, создает напряжение обратной связи U_{oc} .

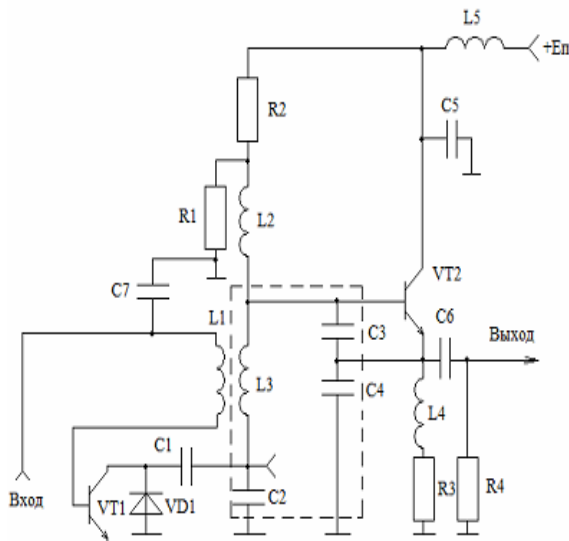


Рис. 6.5. Схема ГУН на СНРЭ

Это напряжение передается на базу транзистора $VT1$. Кроме этого на базу транзистора $VT1$ поступает и управляющее напряжение U_y , создаваемое на клеммах «Вход» источником управляющего напряжения. Поэтому к базе транзистора $VT1$ прикладывается напряжение $U_6 = U_{oc} + U_y$. Одновременно часть напряжения U передается и на конденсатор $C1$ и далее поступает на диодно-транзисторный ключ.

С помощью управляющего напряжения U_y можно изменять интервал $\Delta\theta = \theta_2 - \theta_1$ подключения в течение периода T конденсатора $C1$ к колебательному контуру автогенератора, а следовательно, и среднее значение эквивалентной емкости СНРЭ, что и обеспечивает изменение частоты автоколебаний.

Частота генерируемых колебаний, приблизительно равная резонансной частоте колебательного контура, определяется выражением

$$\omega_r = (C_{\omega} + C_2 + C_3) / [L_3(C_{\omega} + C_2) C_3], \quad (6.5)$$

где

$$C_{\omega} = C_1(\theta - 0.5 \sin 2\theta) / \pi, \quad (6.6)$$

эквивалентная емкость СНРЭ;

$$\cos \theta = -(U_y - E') / U_{oc}, \quad (6.7)$$

где E' - напряжение отсечки транзистора VT1 ;
 U_{oc} - амплитуда напряжения обратной связи;

$$C_3 = (C_3 + C_{вх})(C_4 + C_{вых}) / (C_3 + C_{вх} + C_4 + C_{вых}), \quad (6.8)$$

$C_{вх}, C_{вых}$ - входная и выходная емкости транзистора VT2 соответственно.

Выражение для модуляционной характеристики ГУН можно получить после подстановки (6.6)...(6.8) в (6.5), с помощью которой определяются основные показатели устройства.

Важный показатель СНРЭ - максимальная реактивная мощность, поскольку при заданных пределах изменения частоты автоколебаний ее значение определяет выходную мощность ГУН. При использовании диодно-транзисторных ключей максимальная реактивная мощность СНРЭ ограничивается предельным напряжением $U_{пред}$ транзистора VT1. При этом должно выполняться условие

$$\text{Max}(U_{\omega \max} - U_c) < U_{пред} \quad (6.9)$$

или $U_{\omega \max} < 0,5 U_{пред}$,

где $U_{\omega \max}$ - максимальная амплитуда напряжения на СНРЭ.

Максимальная реактивная мощность $P_{p \max}$ достигается на минимальной частоте $\omega_{r \min}$ генерируемых колебаний при полностью открытом ключе ($\theta \rightarrow \pi$)

$$P_{p \max} = 0,125 \omega_{r \min} C1 (U_{\text{пред}})^2. \quad (6.10)$$

С использованием выражения (6.10) можно определить суммарную реактивную мощность емкостной (индуктивной) ветви колебательного контура автогенератора, эквивалентную добротность, а также выходную мощность автогенератора.

По сравнению с варикапами применение СНРЭ позволяет значительно увеличить выходную мощность ГУН при широких пределах перестройки частоты и достаточно линейной модуляционной характеристике. Эти достоинства мощных ГУН на СНРЭ свидетельствуют о перспективности их применения в РПДУ.

Кроме этого, СНРЭ могут быть использованы при построении и других узлов РПДУ, в частности амплитудных и фазовых модуляторов, умножителей частоты и т.д.

6.4. Высокостабильные автогенераторы

6.4.1. Кварцевые автогенераторы

При параметрической стабилизации частоты и использованием герметизации, устраняющей влияние внешних воздействий на частоту автоколебаний, относительную нестабильность частоты удается уменьшить до $5 \cdot 10^{-4} \dots 5 \cdot 10^{-5}$. Однако для современных систем связи, значения относительной долговременной нестабильности частоты должны составлять $10^{-5} \dots 10^{-8}$, а в некоторых случаях и меньше. При этом в цифровых системах связи высокие требования предъявляются и к кратковременной нестабильности частоты.

Для получения высокостабильных колебаний используются различные методы стабилизации частоты, которые основаны на использовании кварцевых резонаторов [27] и колебательных систем на поверхностных акустических волнах [28].

Добротность электрических колебательных систем (LC-контуров) обычно ограничивает относительную нестабильность

частоты АГ значением порядка 10^{-4} . В тех случаях, когда требуется более высокая стабильность частоты, в АГ применяются электромеханические колебательные системы, из которых наиболее широкое распространение получили кварцевые резонаторы (КР).

Существование прямого и обратного пьезоэлектрического эффекта в кварце, допускающего практически полное преобразование электрической энергии в механическую и обратно, упрощает использование КР в качестве элемента колебательной системы автогенератора. В кварцевых резонаторах может быть возбуждено несколько видов механических колебаний, а в пределах данного вида возможны колебания на основной частоте и на механических гармониках. Поэтому электрическая эквивалентная схема КР содержит в общем случае бесчисленное число последовательных контуров $L_{квi}$, $C_{квi}$, $R_{квi}$, параметры которых определяются механическими и электрическими свойствами резонатора при его возбуждении на соответствующей гармонике [4, 27].

Поскольку КР является чрезвычайно высокочастотной колебательной системой ($Q_{эКВ}=10^4 \dots 10^6$), при построении эквивалентной схемы, справедливой для узкого диапазона вблизи каждой из частот гармоник, наличием всех последовательных контуров, кроме одного, настроенного на эту частоту, можно пренебречь.

К основным параметрам резонатора, приводимым в справочных данных, относятся частота последовательного резонанса

$f_{кв} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{кв}C_{кв}}}$, емкость кварцедержателя C_0

(статическая емкость), сопротивление динамических потерь $R_{кв}$ и добротность динамической ветви.

Стабилизация частоты с помощью КР используется в диапазоне частот от 0,001 до 300 МГц.

Схемы кварцевых автогенераторов (КАГ) могут быть разделены по следующим признакам: по частотам возбуждения КР; по характеру возбуждения КР; по месту включения КР.

В первом случае используются либо последовательный резонанс (КР работает вблизи частоты последовательного резонанса), либо параллельный резонанс (КР работает на частоте, близкой к частоте параллельного резонанса).

Возбуждение КР возможно на основной частоте и на колебаниях высших порядков (гармониках). Колебания высших порядков широко используются в высокостабильных (прецизионных) КАГ и в случаях, когда необходимо получить высокие частоты (свыше 15...40 МГц) без применения умножителей частоты.

По месту включения КР различают трехточечные схемы, в цепи обратной связи и с резонатором в контуре [27]. Схемы первого вида (рис. 6.6) строят таким образом, чтобы возбуждение КР осуществлялось на одной частоте. При этом КР включается вместо одного из двухполюсников Z_1, Z_2, Z_3 . Возбужденный КР должен полностью определять условия самовозбуждения автогенератора, а выход из строя КР - должен приводить к срыву колебаний.

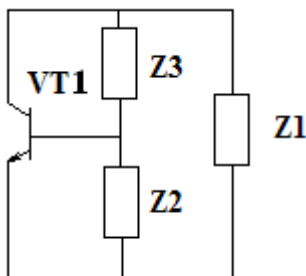


Рис. 6.6. Трехточечная эквивалентная схема КАГ

Такой режим можно обеспечить, если эквивалентное сопротивление КР носит индуктивный характер. Схемы такого вида называют осцилляторными.

Из осцилляторных схем наибольшее распространение находит схема, в которой КР включен между базой и коллектором транзистора, как обеспечивающая наибольшую стабильность частоты. Это обусловлено более слабым

шунтированием КР транзистором и тем, что высшие гармоники ослабляются емкостными сопротивлениями Z_1, Z_2 .

Варианты схем, в которой КР включен в цепь обратной связи (рис. 6.7, а) и с резонатором в контуре LC-автогенератора (рис. 6.7, б), приведены на рис. 6.7.

В такой схеме КР возбуждается на частоте, близкой к частоте последовательного резонанса. Эта схема менее критична к значению динамического сопротивления КР. В этой схеме можно применять резонаторы с большим динамическим сопротивлением по сравнению с трех точечной.

При той же мощности, рассеиваемой на КР, эта схема позволяет получить больший уровень мощности в нагрузке. Однако стабильность частоты КАГ с КР в цепи обратной связи ниже, чем в схеме КАГ, выполненного по трех точечной схеме. Поэтому схема КАГ с КР в цепи обратной связи используется реже.

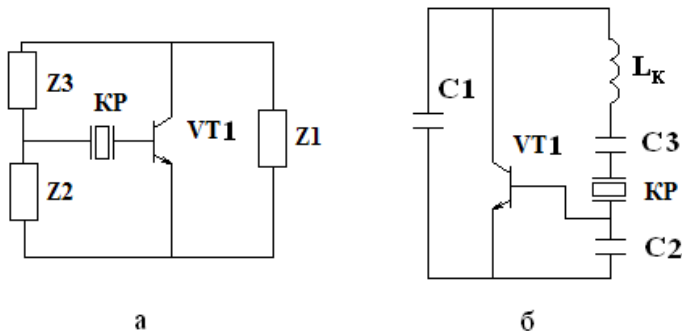


Рис. 6.7. Эквивалентные схемы КАГ с КР в цепи обратной связи и в контуре

Возбуждение схемы (рис. 6.7, б) происходит также на частоте, близкой к частоте последовательного резонанса, поскольку сопротивление КР в этом случае минимально.

В схемах (рис. 6.7, а, б) стабильность частоты получается ниже, по сравнению со схемой рис. 6.6. В них возможно и паразитное самовозбуждение.

Использование схемы КАГ в различных диапазонах частот имеет свои особенности. Так на низких частотах нашли применение следующие схемы: с КР, включенным в цепь положительной обратной связи операционного усилителя; на дифференциальном усилителе; на логических элементах [23].

6.4.2. Автогенераторы с использованием поверхностных акустических волн

В диапазоне метровых и дециметровых волн применяются генераторы с колебательными системами на поверхностных акустических волнах, использующие эффект возбуждения акустической волны в пьезоэлектрическом материале. Акустическая волна возбуждается на поверхности пьезоматериала в результате подачи электромагнитной волны на входной встречно-штыревой преобразователь (ВШП) и распространяется в приповерхностном слое. Эта волна приблизительно в 10^5 раза короче электромагнитной волны той же частоты. Прием и обратное преобразование упругой волны происходит в выходном встречно-штыревом преобразователе. Нижний предел возбуждаемых волн определяется лишь размерами имеющихся кристаллов, а верхний - технологическими возможностями изготовления сверхминиатюрных элементов. Достижения современной физики и технологии ограничивают использование ПАВ-генераторов в диапазоне частот от 0,02 до 3 ГГц, где они кокурентны с другими видами генераторов.

Такой генератор представляет, как правило, сочетание активного электронного устройства (апериодического усилителя, транзисторных или диодных переключателей) и ПАВ стабилизирующего элемента: линии задержки, резонатора, фильтра. В таблице 6.1 для сравнения приведены характеристики генераторов, стабилизированных различными типами резонаторов: кварцевым резонатором, LC-контуром и на ПАВ элементах [28].

Характеристики генераторов

Стабилизирующий элемент	Диапазон рабочих частот, МГц	Максимальная девиация частоты, %	ТКЧ*10 ⁶ в интервале температур -30...+70 ⁰ С
Кварцевый резонатор	Менее 500	±0,05	Менее 1
LC-контур	До 1000	±30	2...100
ПАВ резонаторы или линии задержки	20...3000	±1	2...3

Как следует из таблицы, ПАВ-генераторы по своим параметрам занимают промежуточное положение между LC- и кварцевыми генераторами и являются удачными к ним дополнением. Отсутствие необходимости применения катушек индуктивности открывает перспективу их выполнения полностью в интегральном исполнении в диапазоне частот, где построение КАГ либо затруднительно, либо практически невозможно.

ПАВ резонатор можно рассматривать как кристаллический, в котором акустическая энергия сосредоточена вблизи одной из поверхностей подложки. Отражатели (рис. 6.8), размещенные на этой поверхности, определяют геометрические границы ПАВ резонатора точно также, как верхняя и нижняя поверхности кристалла ограничивают полость обычного кристаллического резонатора на объемных волнах.

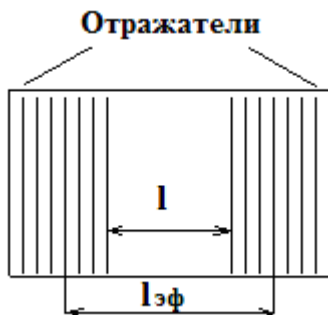


Рис. 6.8. ПАВ резонатор типа Фабри-Перо

Тщательность нанесения рисунка и минимально возможные размеры металлических полосок ограничивают верхний частотный диапазон работы таких резонаторов. Акустический резонатор, состоящий из двух широкополосных отражателей, расположенных на достаточно большом расстоянии $l_{эф}$ (рис. 6.8), называемой длиной резонансной полости, является многочастотной резонансной системой, аналогичной известному в оптике интерферометру Фабри-Перо.

Наиболее простой способ реализации ПАВ резонатора-размещение ВШП между отражателями, так чтобы их электроны находились в точках максимума электрического поля.

Следует отметить, что эквивалентная схема такого резонатора по форме идентична схеме кварцевого резонатора.

Линия задержки реализуется на пьезопластине с двумя ВШП, которые расположены на расстоянии друг от друга. Поэтому необходимо дать сравнительную оценку характеристик этих устройств.

ПАВ резонатор по сравнению с линией задержки имеет преимущества: более высокую добротность, меньшие вносимые потери. Кроме этого, размеры резонатора меньше линии задержки. Так, для получения добротности $Q=10^4$ на частоте 300 МГц длина линии задержки должна составлять 60 мм, а для резонатора достаточно 6 мм.

Однако в линии задержки физические размеры с ростом частоты быстро уменьшаются. Поэтому на более высоких

частотах основные преимущества резонатора перед линией задержки теряются.

Известно достаточно много литературы, в которой приводятся схемы и конструкции автогенераторов с использованием различных устройств на ПАВ, а также их технические параметры и характеристики, дается их сравнительная оценка, а также сравнение с характеристиками генераторов других видов, реализованных на основе эффекта объемных акустических волн - кварцевых резонаторов и LC-контуров. Это сравнение указывает на перспективность применения генераторов на ПАВ элементах.

Однако известные из литературы данные носят типичный характер, не учитывают конкретных условий работы устройств, при которых они получены. Кроме этого экспериментальные данные весьма ограничены. Отсутствуют в литературе и достаточно простые и полные методики расчета.

Известные методики расчета генераторов с использованием КР [4, 27] не могут быть перенесены на генераторы с ПАВ элементами по следующим причинам: существенному отличию свойств ПАВ элементов от свойств КР; более высокой областью рабочих частот; значительно большему числу вариантов схем и конкретных технических решений.

6.5. Расчет высокочастотных автогенераторов

Генераторы, управляемые напряжением используются для построения ЧМ модуляторов и синтезаторов частот (СЧ). В зависимости от назначения ГУН на первый план выступают те или иные качественные показатели. При использовании ГУН в качестве ЧМ основными качественными показателями являются: линейность статической модуляционной характеристики (СМХ), максимальная девиация частоты, уровень нелинейных искажений, допустимый уровень паразитной амплитудной модуляции (ПАМ) и стабильность средней частоты.

В СЧ основными качественными показателями являются: коэффициент перекрытия по частоте и постоянство выходного

напряжения, чистота выходного сигнала и защищённость от помех.

Обычно ГУНЫ выполняются на автогенераторах, реализованных на биполярных и полевых транзисторах либо по классической ёмкостной трёхточечной схеме, либо по ёмкостной трёх точке с дополнительным конденсатором (схема Клаппа). При этом заземлённым является либо управляющий электрод активного элемента, либо его выходной электрод.

Однако эти схемы, хорошо зарекомендованные в области более низких частот, на высоких частотах не обеспечивают заданных требований, прежде всего по стабильности частоты и устойчивости работы. Поэтому в этом случае целесообразно использовать другие схемные решения.

Методика расчёта таких ГУН, используемых в качестве ЧМ с управителем частоты, выполненным на варикапе, достаточно хорошо разработана и изложена. Что касается ГУН, используемых в СЧ, то такие методики имеются, но они весьма приближённые, что снижает эффективность применения средств вычислительной техники. Этот недостаток особенно проявляется в области высоких частот, поскольку начинает влиять внешняя нагрузка и паразитные параметры активного элемента. Для уменьшения влияния внешней нагрузки на работу автогенератора наиболее эффективным методом является использование активной развязки. Этим требованиям удовлетворяют некоторые варианты каскодных схем [23].

Перспективным для области высоких частот является использование каскадной схемы типа общий выходной электрод (ОВЭ) общий управляющий электрод (ОУЭ). В этом случае автогенератор, выполненный по схеме на активном элементе по схеме с ОВЭ, обеспечивает устойчивое возбуждение колебаний в широком диапазоне частот, а усилительный каскад, выполненный на втором активном элементе по схеме с ОУЭ, обеспечивает хорошую развязку от внешней нагрузки и воздействия помех.

Выбор типа активного элемента определяется диапазоном рабочих частот. В диапазоне частот ВЧ-УВЧ лучшие технические

характеристики обеспечивает БТ, а на более высоких частотах ПТ.

Для обеспечения простоты и достаточной точности результатов расчёта необходимо выбрать и достаточно простую модель транзистора. Этим требованиям удовлетворяют физические модели транзистора, напр. Зарядовая модель.

В целом методику расчёта маломощных ГУН на заданные диапазон рабочих частот и мощность в нагрузке (потребляемый ток), справедливую в широком диапазоне частот, можно построить на основе методики расчёта LC-автогенератора на фиксированную частоту. Эта методика проста, поскольку учитывает минимум паразитных реактивных параметров транзистора, обеспечивает высокую точность (в пределах 1 %) включая нужную часть диапазона УВЧ, удобна при её практическом использовании, так как параметры паразитных параметров транзистора определяются по параметрам технических условий транзистора, приводимых в справочниках.

С учётом требований к ГУН можно представить в виде следующих этапов: выбор схемы устройства; выбор режима работы автогенератора; выбор типа транзистора и расчёта его параметров; расчёт энергетического режима; расчёт элементов колебательного контура; цепи смещения и питания: выбор типа варикапа; расчёт модуляционных характеристик; расчёт параметров элементов развязывающего устройства.

Конкретизацию данной методики расчёта проведём на примере ГУНа, выполненного на биполярных транзисторах по КС типа общий коллектор - общая база. Принципиальная схема устройства приведена на рис. 6.9.

На этой схеме автогенератор собран на транзисторе VT2 с заземлённым коллектором с емкостной обратной связью и дополнительным конденсатором. Колебательный контур автогенератора образуют конденсаторы C_1 , C_2 и C_3 , катушка индуктивности L_1 и варикап VD_1 . Заземление коллектора осуществляется с помощью конденсатора $C_{бл1}$ через малое входное сопротивление каскада выполненного на транзисторе VT1. Усилительный каскад, выполненный по схеме ОБ на

транзисторе VT1, является хорошим буфером, поскольку влияние внешней нагрузки на автогенератор проявляется через малое входное сопротивление каскада, собранного по схеме с ОБ. Этот каскад обеспечивает и хорошую защищённость от помех, поскольку выходные характеристики транзистора при таком включении пологие. Кроме этого КС типа ОК-ОБ в области высоких частот обеспечивает и устойчивость работы устройства.

Для перестройки ГУН используется варикап VD1, подключённый параллельно конденсатору C1 для обеспечения широкой полосы перестройки по частоте и постоянства амплитуды выходного напряжения. Возможно также и встречно-последовательное включение двух варикапов. Это определяется требованиями к ГУН по чистоте выходного сигнала и линейности модуляционных характеристик.

Обычно ГУН выполняется маломощным с целью обеспечения чистоты выходного сигнала. При этом целесообразно выбрать режим работы автогенератора с потребляемым током $I_0 = 3 \dots 10$ мА. Кроме этого и напряжённость режима должна быть малой (не до напряжённый режим) также с целью обеспечения малого уровня нежелательных колебаний и большей стабильности частоты.

При построении схем АГ необходимо использовать транзисторы с возможно большей граничной частотой f_T (в этом случае инерционность проявляется меньше). Целесообразно выбрать сразу несколько транзисторов с максимальным f_T . Затем для каждого из выбранных транзисторов по справочнику следует определить постоянную времени цепи обратной связи τ_k и окончательно остановиться на транзисторе с минимальным значением τ_k (в этом случае транзистор обеспечивает максимальную устойчивость работы схемы). Затем для выбранного типа транзистора из справочника следует выписать другие технические параметры.

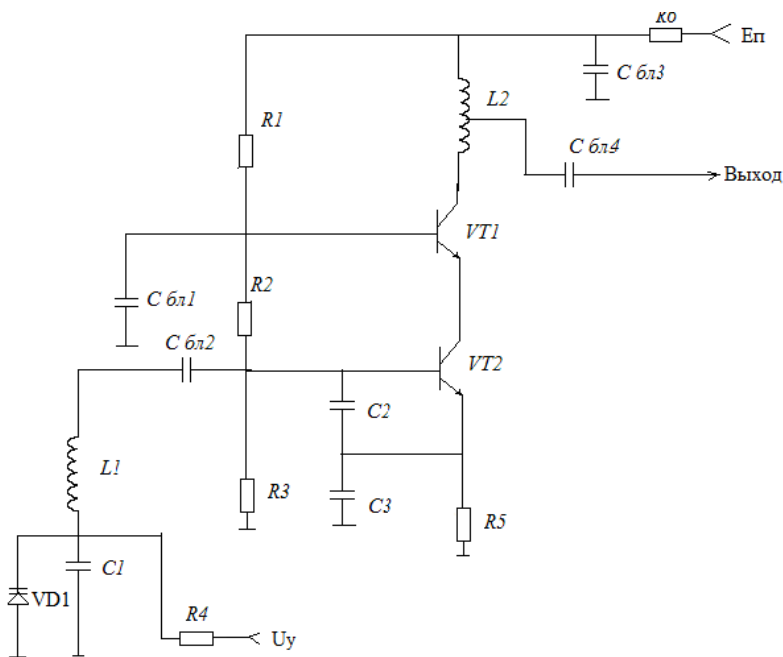


Рис.6.9 . Принципиальная схема ГУН

Расчёт параметров транзистора включает определение по справочным данным малосигнальных параметров элементов его модели, а также усредненных параметров четырёхполюсника, влияющих на работу устройства. Параметры транзисторов, которые используются при расчете автогенератора, приведены на его эквивалентной схеме (рис. 6.10). На этой схеме C_B - емкость варикапа; C_B , $C_{\text{ВЫХ}}$ - входная и выходная ёмкости транзистора VT2; $C_{\text{ВХ6}}$ $R_{\text{ВХ6}}$ - входная ёмкость и активная составляющая входного сопротивления VT1.

В процессе энергетического расчёта определяются параметры сигналов, действующих в различных участках схемы и электродах АЭ, а также основные энергетические характеристики АГ. Расчёт энергетического режима проводится в основном, по тем же формулам, что и усилителя мощности. При этом параметрами, которые используются в дальнейших

расчётах, являются эквивалентное сопротивление нагрузки и напряжение смещения.

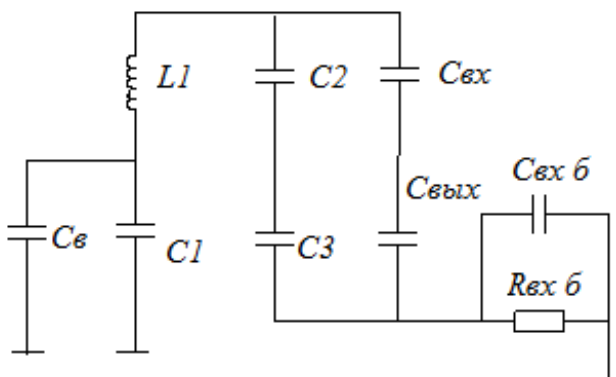


Рис. 6.10. Эквивалентная схема ГУН

Расчёт колебательного контура начинается с определения параметров его элементов на средней частоте рабочего диапазона с учётом параметров входной и выходной ёмкостей транзистора.

Этот расчёт начинается с выбора волнового сопротивления. В маломощных АГ величину ρ на ВЧ следует выбирать в пределах 50... 100 Ом.

По выбранному ρ определяются индуктивность контура и его эквивалентная (суммарная) ёмкость. Затем, задавшись величиной коэффициента обратной связи $K_{ос}$ и определив коэффициент включения контура, определяются остальные элементы контура.

Для расчёта этих элементов за основу можно взять соотношения из [23].

Тип варикапа следует выбирать из нескольких условий: обеспечения требуемого перекрытия по частоте, линейности модуляционных характеристик, уровня шумов и мощности ГУН. Для обеспечения большого перекрытия по частоте и линейности модуляционных характеристик варикап следует выбирать с большим значением коэффициента нелинейности γ . Для обеспечения малого уровня шумов необходимо использовать

варикапы с большой добротностью. При увеличении мощности ГУН уровень шумов на его выходе также можно уменьшить, однако при этом увеличивается уровень нелинейных искажений и резко возрастают требования к варикапам по допустимым напряжениям и рассеиваемой мощности.

Выбор конкретного типа варикапа требует пояснений, поскольку промышленностью выпускается достаточно широкая номенклатура типов варикапов. Нелинейность их вольтфарадных характеристик оценивается коэффициентом перекрытия по емкости, который изменяется в широких пределах для различных типов варикапов. При этом имеет место следующая тенденция: чем больше коэффициент перекрытия, тем больше коэффициент нелинейности вольтфарадной характеристики. При анализе и расчёте схем эта характеристика аппроксимируется следующим известным выражением (6.4).

В общем случае величина коэффициента нелинейности определяется технологией изготовления варикапа: $\gamma = 0,5$ - резкий p-n переход; $\gamma = 1 \dots 2$ - сверхрезкий p-n переход.

Что касается значения γ для конкретного типа варикапа, то необходимо располагать статистическими данными, которые можно получить путём аппроксимации реальной характеристики варикапа зависимостью (6.11).

При расчёте конкретных схем удобнее пользоваться нормированной переменной. В качестве напряжения нормировки целесообразно выбрать величину $\varphi_k - E_m = E_n$, а в качестве переменной $U = E_T - U_{обр}$, т.е. за начало отчёта взять выбранную рабочую точку. С учетом этого выражение для нормированной ёмкости варикапа принимает следующий вид

$$C_{\epsilon} = C_{\epsilon 0} (1 + U_n)^{-\gamma} \quad (6.11)$$

где $U_n = U/E_T$.

Модуляционная характеристика ГУН, определяется известным выражением

$$\omega = (L_1 C_{\Sigma})^{-0.5}, \quad (6.12)$$

где

$C_{\Sigma} = (C_6 C_2^* C_3^* + C_1 C_2^* C_3^*) / (C_6 (C_2^* + C_3^*) + C_1 (C_2^* + C_3^*) + C_2^* C_3^*)$ – эквивалентная (суммарная) ёмкость колебательного контура.

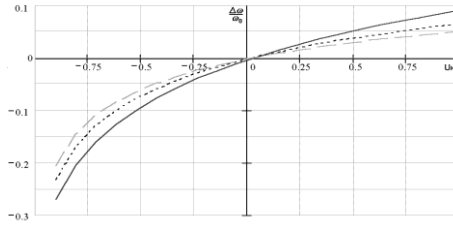
Конкретный вид функции (6.4) зависит от нескольких параметров: диапазона перестройки ГУН; коэффициента нелинейности γ вольтфарадной характеристики используемого варикапа; коэффициента включения варикапа в контур и коэффициента включения активного элемента к контуру автогенератора.

Для оптимального выбора типа варикапа необходимо располагать конкретными зависимостями для различных значений γ и диапазона перестройки. Поэтому на рис. 6.11 приведены нормированные модуляционные характеристики

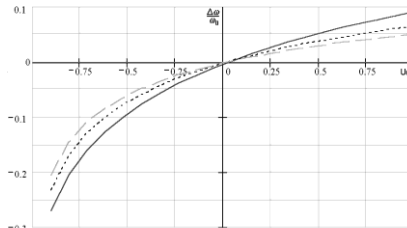
$$\frac{\Delta \omega}{\omega_0} = \frac{\omega - \omega_0}{\omega_0}, \quad (6.13)$$

где ($\omega_0 = (L_1 C_{\Sigma 0})^{-0.5}$ при $U_H = 0$) для коэффициента включения транзистора $p=0,2$ и значений коэффициента нелинейности $\gamma = 0,5$ (рис. 6.11, а), $\gamma=1,0$ (рис. 6.11, б) и $\gamma=2,0$ (рис. 6.11, в) при $(C_1 + C_{B0}) / C_{\Sigma 0} = 1.5$ и следующих значений отношения $C_1 / C_{\omega 0} = 0,5$ (сплошные линии); $C_1 / C_{\omega 0} = 1$ (пунктирные линии); $C_1 / C_{\omega 0} = 1,5$ (штриховые линии) [29].

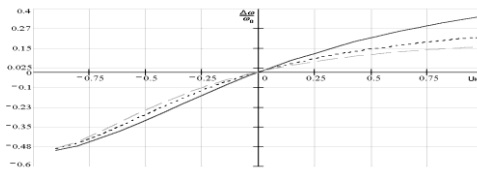
Из приведённых зависимостей следует, что наибольшие относительные перестройки частот ГУН достигаются при меньших отношениях $C_1 / C_{\omega 0}$, что обеспечивается большим влиянием ёмкости варикапа на суммарную (эквивалентную) ёмкость колебательного контура при таком условии.



а



б



в

Рис. 6.11. Модуляционные характеристики

Следует отметить также, что оптимальным является режим работы, когда смещение U_n изменяется в пределах $0,5 < U_n < 0,75$. При этом крутизна модуляционной характеристики $S_m = d\omega_o/du$ изменяется в 1,4 раза, что во многих случаях достаточно при таких широких пределах перестройки по частоте. Приведённые зависимости позволяют определить пределы перестройки частоты ГУН и степень линейности его модуляционных характеристик для конкретных значений коэффициента включения p , коэффициента нелинейности u вольтфарадных характеристик варикапа и коэффициента включения варикапа в контур, встречающихся на практике.

6.6. Усилитель мощности частотно-модулированных колебаний на основе мощного автогенератора с ФАПЧ

В радиосвязи перспективным является построение РПУ на основе мощного автогенератора, синхронизированного ФАПЧ рис. 6.12. Такое устройство эквивалентно узкополосному электронно-перестраиваемому фильтру с высокой избирательностью. По сравнению с каскадными усилителями мощности он имеет преимущество по уровню нежелательных излучений. Как показано в [30], в усилителях мощности на полевых транзисторах с горизонтальным каналом уровень шума составляет -156 дБ в полосе частот 20 кГц при отстройках от частоты сигнала на 2 % и более. Однако перестройка частоты автогенератора с помощью варикапов, в силу их незначительных емкостей и пробивных напряжений, не позволяет получить большого уровня выходной мощности. Применение в качестве управляемых реактивностей синтезированных нелинейных реактивных элементов (СНРЭ) устраняет указанный недостаток.

Сущность предлагаемого решения. Усилитель мощности построен на основе типовой системы ФАПЧ с автогенератором, перестраиваемым СНРЭ, который содержит линейный конденсатор C , управляемый ключ K с двухсторонней проводимостью, датчик входного напряжения и устройство управления ключом (рис. 6.12) [31].

Основой работы СНРЭ является автоматическое выполнение законов коммутации ключа K при воздействии на зажимы 1–1 переменного напряжения $u(t)$. Рассмотрим особенности вариантов построения и работы СНРЭ, которые проиллюстрированы временными диаграммами на рис. 6.13.

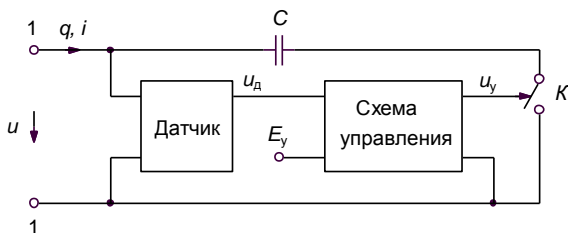


Рис. 6.12. Структурная схема СНРЭ

При воздействии гармонического напряжения $u(t)$ (рис. 6.13, а) с выхода датчика снимается его копия $u_d(t)$. В устройстве управления происходит сравнение напряжения $u_d(t)$ с управляющим напряжением E_y (рис. 6.13, б). При $u_d(t) > E_y$ ключ K находится в замкнутом состоянии, $u_d(t) = E_y$ соответствуют моментам времени замыкания (t_3) и размыкания (t_p) ключа. Форма напряжения $u_y(t) = u_d(t) - E_y > 0$ на выходе устройства управления показана на рис. 6.13, в. Если в устройство управления ввести компаратор, то управляющее напряжение $u_y(t)$ принимает форму прямоугольных импульсов, что способствует более быстрому переключению ключа K .

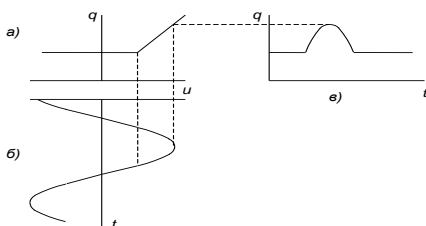


Рис. 6.13. Временные диаграммы СНРЭ

При замкнутом ключе ($t_3 \dots t_p$) через конденсатор C протекает ток. Рассмотренному случаю соответствует вольт-кулонная характеристика в виде кусочно-линейной функции (рис. 6.13, а).

Действительно, при воздействии на эту характеристику гармонического напряжения (рис. 6.13, б) получим такой же формы заряд (рис. 6.13, в). С помощью E_y можно изменять длительность ($t_3...t_p$) замкнутого состояния ключа, или форму вольт-кулонных характеристик.

Подробные сведения о принципах построения различных типов СНРЭ и областях их применения приведены в [26].

Описание принципиальной схемы усилителя (рис. 6.14). Автогенератор выполнен на транзисторе VT2 (КТ920) по схеме емкостной трехточки с П- фильтром (C15, L7, C16) в коллекторной цепи. Нагрузкой служит $R_H + R_{изм} = 51$ Ом, при этом резистор $R_{изм} = 1$ Ом используется для измерений.

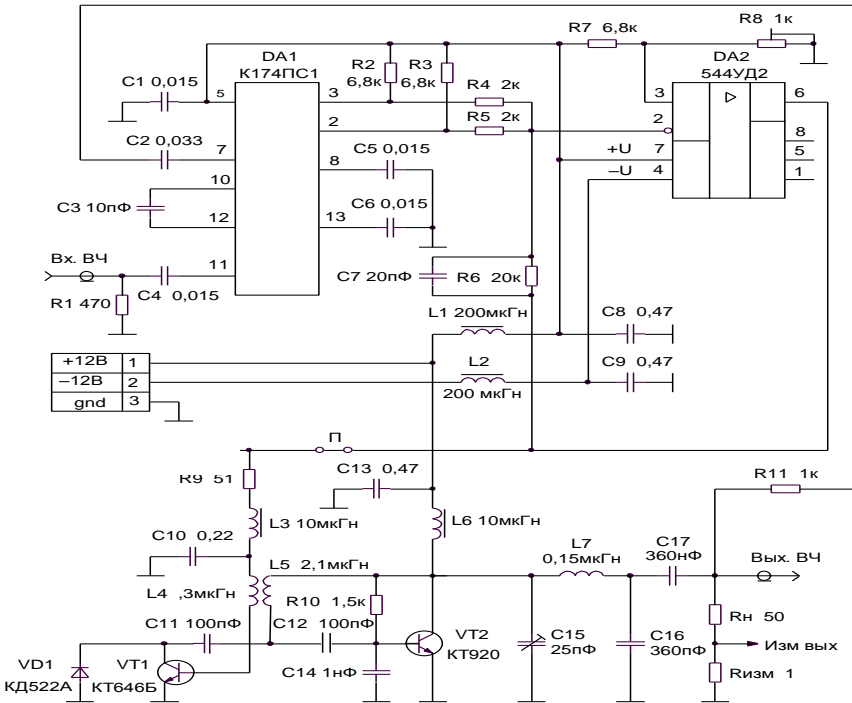


Рис. 6.14. Принципиальная схема усилителя мощности

В состав СНРЭ входят: конденсатор С11 и диодно-транзисторный ключ (VD1, VT1); датчик, в качестве которого используется обмотка связи L4. Высокочастотное напряжение снимается с катушки индуктивности L5 контура автогенератора; цепь управления ключом, составленная из L4, С10, L3, R9.

Фазовый детектор выполнен на микросхеме DA1 (174ПС1).

На вход 11 микросхемы подается входной ВЧ-сигнал, на вход 7 через резистор R11 и конденсатор С2 — напряжение с выхода "Вых. ВЧ" автогенератора. После перемножения сигналов с выходов 2, 3 детектора снимается напряжение пропорциональной разности фаз.

На микросхеме DA2 (ОУ типа 544УД2) выполнены широкополосный усилитель постоянного тока с цепью обратной связи. Питание DA2 осуществляется напряжением ± 12 В. Фильтр нижних частот выполнен на катушки индуктивности L3 и конденсаторе С10. Резистор R9 используется для увеличения сопротивления нагрузки ОУ, поскольку входное сопротивление транзистора VT1, на который нагружен этот ОУ, составляет около 50...100 Ом.

Экспериментальные исследования проводились на макете устройства (рис. 6.14) в диапазоне высоких частот при напряжении питания 12 В с целью выявления эффективности и работоспособности предложенного технического решения.

В результате эксперимента определены энергетические показатели, полоса захвата и полоса удержания, модуляционные характеристики, нелинейные и частотные искажения, коэффициент усиления.

Энергетические показатели, полученные при использовании в автогенераторе транзисторов типа КТ920Б и КТ920В, соответственно составили: 3 Вт и 12 Вт — выходная мощность, измеренная в точке «Вых. ВЧ», порядка соответственно; 55 % и 63 % — КПД.

Статическая модуляционная характеристика снималась при разомкнутом кольце ФАПЧ (на рисунке 6.14 переключатель П1 разомкнут). На «Мод вх.» цепи управления подавалось управляющее напряжение E_y от -5 В до $+5$ В. Изменение

частоты происходило в пределах от 10,4 МГц до 13,1 МГц. При E_y от -3 В до -1 В СМХ практически линейна.

Полоса захвата и полоса удержания измерялись в замкнутом кольце ФАПЧ (переключатель П1 замкнут) при амплитуде ВЧ сигнала $U_f = 0,7$ В и составили 460 кГц и 590 кГц соответственно при средней частоте f_{cp} — 11 МГц.

Динамическая модуляционная характеристика и частотная динамическая модуляционная характеристика снимались при подаче на «Вх. ВЧ» исследуемого макета сигнала с внешнего ВЧ-генератора при модуляции его выходного колебания сигналом звуковой частоты, подаваемого на его управляющий вход со звукового генератора. В результате установлено, что ДМХ, снятая при амплитуде ВЧ сигнала $U_f = 0,7$ В при изменении амплитуды управляющего сигнала от нуля до $U_F = 0,2$ В при $F = 1000$ Гц практически линейна до девиации частоты $\Delta f_d = 87$ кГц (нелинейные искажения составили менее 1 %). Неравномерность ЧДМХ, полученная при $U_F = 0,15$ В, в полосе модулирующих частот от 40 Гц до 34 кГц не превышала 1 дБ.

Следует отметить, что нормальная работа усилителя обеспечивается при амплитуде ВЧ сигнала не более 0,4...0,7 В, на нагрузке 470 Ом (резистор R1), что соответствует входной ВЧ мощности менее 0,5 мВт. При выходной мощности около 5 Вт коэффициент усиления по мощности составляет более 10 000.

Предложенный усилитель мощности на основе мощного автогенератора, перестраиваемый с помощью синтезированного нелинейного реактивного элемента имеет КПД близкий к максимальному для выбранного типа транзистора при уровне нелинейных искажений значительно более низком, чем это достигается в усилителях при покаскадном усилении. По уровню нелинейных искажений и управляющих напряжений предложенное приблизительно на порядок превосходит аналогичные показатели, полученные при использовании в качестве управителя частоты варикапов.

7. КАЧЕСТВЕННЫЕ ПОКАЗАТЕЛИ ПЕРЕДАТЧИКОВ

В зависимости от назначения передатчика информационным сигналом может являться звуковой сигнал, групповой сигнал многоканальной связи, полный цветовой телевизионный сигнал, специальные сигналы и т.д. Для передачи этих сигналов требуется выполнить ряд условий, которые называются качественными показателями. Эти требования необходимо учитывать как на стадии проектирования (выбор элементов и режимов активных приборов, выбор схем их включения и применения специальных схемных решений, выбор колебательных систем, фильтров, источников питания и канала и т.д.), так и в процессе эксплуатации передатчика (контроль и поддержка качественных показателей). Нормы на качественные показатели и методика их измерений регламентируется ГОСТ [32, 33, 34] на соответствующие виды радиоизлучений.

Характер передаваемого сигнала и способ его индикации на приёмном конце радиолинии определяют требования к параметрам тракта передатчика и его качественным показателям. Для определения полосы пропускания и требований к АЧХ и ФЧХ каскадов необходимо знать спектральные характеристики передаваемых сигналов, а способ индикации – видео (для телевизионных передач) или слуховой (для вещательных программ) – с учётом вида модуляции определяет допустимые уровни линейных и нелинейных искажений сигнала.

Наличие в трактах усиления модулированных колебаний нелинейных элементов, резонансных цепей, частотно-зависимых элементов (различные разделительные и блокировочные индуктивности и конденсаторы, фильтры источников питания и т.п.), пульсаций напряжения источников питания, параметрических элементов, реактивные сопротивления которых зависят от приложенных к ним напряжений, и некоторые другие причины, рассмотренные ниже, приводят к искажению сигнала на выходе передатчика.

7.1. Нежелательные излучения радиопередатчиков

Наряду с основным радиоизлучением, с помощью которого в РПУ передается информация, возникают и нежелательные излучения, которые обусловлены техническим несовершенством передатчиков. Они проявляются в том, что помимо основного сигнала, излучаемого антенной в необходимой полосе частот, излучается еще целый ряд колебаний на других частотах, составляющих так называемые нежелательные излучения [4, 8, 17, 35].

Необходимая полоса частот – это минимальная полоса частот данного класса радиоизлучения, достаточная для передачи радиосигнала с требуемой скоростью и качеством. Основное излучение – это излучение в необходимой полосе частот, предназначенное для передачи информации. Поэтому нежелательные радиоизлучения не предназначены для передачи и приема или преднамеренного искажения информации, что требуется, например, при засекречивании связи.

Нежелательные излучения бывают трех видов: побочное, внеполосное и шумовое.

Внеполосное излучение – это излучение в полосе частот, примыкающее к необходимой полосе частот с одной и другой стороны и являющееся результатом формирования радиосигнала.

Наличие пульсаций и шумов приводит к паразитной модуляции передаваемого сигнала, которая искажает сигнал особенно при малых глубинах модуляции.

Побочным излучением радиопередатчика называется нежелательное излучение на частотах вне разрешенной для передачи полезной информации полосы частот, уровень которых может быть понижен без ущерба для передаваемых сигналов полезной информации. Побочные излучения возникают в результате любых нелинейных процессов в радиопередатчике, кроме процесса модуляции. К побочным излучениям относятся: излучения на частотах, кратных разрешенным; паразитные излучения, случайно генерируемые на частотах, независимых от основных частот, и на частотах, появляющихся в ходе

формирования основных частот; составляющие взаимной модуляции, к которым относятся излучения на частотах, возникающих вследствие взаимной модуляции между двумя или большим числом основных частот излучения.

Внеполосными радиоизлучениями называются нежелательные радиоизлучения в полосе частот, примыкающей к необходимой полосе частот, являющиеся результатом модуляции сигнала.

Шумовое излучение – это излучение, обусловленное собственными шумами элементов РПДУ и модуляцией этими шумами генерируемых колебаний.

Побочные излучения делятся на гармоническое, субгармоническое, комбинационное, интермодуляционное и паразитное.

Радиоизлучение на гармонике представляет собой побочное излучение на частотах, в целое число раз больше, а на субгармонике в целое число раз меньше основного излучения.

Комбинационное излучение – это побочное излучение на частотах, формирующих несущую, их гармониках и различных комбинациях этих частот, возникающих в результате взаимодействия колебаний на нелинейных элементах радиопередатчика.

Интермодуляционным излучением называют побочное излучение, возникающее в результате воздействия на нелинейные элементы генерируемых передатчиком колебаний и внешнего электромагнитного поля.

Паразитные излучения – это побочные излучения, возникающие в результате самовозбуждения радиопередатчика из-за паразитных связей в генераторных и усилительных элементах или в каскадах передатчика.

При одновременной работе радиоэлектронных средств нежелательные излучения передатчиком создают непреднамеренные помехи друг другу, что в конечном итоге снижает качественные показатели связи и приводит к необходимости решения проблемы электромагнитной совместимости (ЭМС). ЭМС – это способность РЭС

одновременно и совместно функционировать в реальных условиях эксплуатации при воздействии непреднамеренных электромагнитных помех и не создавать допустимых помех другим устройствам [3].

Нормы на побочные излучения определяются условиями ЭМС радиоэлектронных средств. Требования к их допустимому уровню мощности $P_{\text{доп}}$ установлены на основе рекомендаций Международного консультативного комитета радиосвязи (МККР) и зависит от назначения мощности в фидере $P_{\text{ф}}$ и рабочего диапазона частот передатчика.

В процессе формирования несущей частоты возникают побочные излучения на гармониках несущей частоты в каскадах УМ. При этом наибольший уровень искажений образуется в его выходном каскаде.

Методы подавления: выбор схемы и параметров согласующей цепи выходного каскада передатчика с нагрузкой из условия максимально возможного ослабления токов высших гармоник; включение в фидер специального фильтра гармоник, который практически не ослабляет колебание основной частоты, а гармонические составляющие ослабляет практически полностью; построение схем УМ так, чтобы некоторые гармоники ослаблялись (например, четные гармоники в двухтактной схеме с идеальной симметрией); дополнительные ослабления высших гармоник рациональным выбором угла отсечки.

Побочное излучение на субгармониках кратных f_n/N , где N – коэффициент умножения умножителя частоты. Из-за неидеального подавления в выходной согласующей цепи УЧ составляющих с колебаниями с частотами f_n/N , $2f_n/N$, $3f_n/N$, ... все они также проходят на вход УМ, а затем и на его выход.

Методы подавления: усложнение выходных фильтров УЧ; применение фильтров субгармоник в радиопередатчиках с фиксированной частотой; использование комбинаций двухтактного и параллельного включения нелинейных элементов УЧ, что позволяет ослаблять либо четные, либо нечетные

гармоники на выходе УЧ; подавление побочных колебаний на выходе каждого каскада УЧ.

Отдельно необходимо рассмотреть проблему побочных излучений на выходе синтезаторов частоты (СЧ), где дискретная сетка частот формируется в результате многократного преобразования частоты эталонного генератора. В результате на выходе СЧ кроме колебания основной частоты присутствуют колебания других частот сетки, а также различные комбинационные частоты. По современным требованиям к спектру на выходе СЧ предъявляются следующее подавление побочных колебаний: 60...80 дБ, а в некоторых случаях на 100 дБ и более. Основной метод подавления побочных колебаний – фильтрация с использованием схем с вычитанием ошибки и кольца ФАПЧ с фильтром в цепи управления.

Излучение, обусловленное паразитной модуляцией и шумовое излучение.

Причиной паразитной модуляции частоты и амплитуды колебаний – это пульсация питающих напряжений и переменных внешних полей, механические вибрации и акустические воздействия. Появляются побочные излучения на частотах близких к несущей частоте, которые преобразуются и углубляются последующими каскадами.

Шумовое излучение радиопередатчиков связано с флуктуацией токов и напряжений в АЭ каскадов формирования несущих частот. Уровень шумового излучения чаще всего характеризуется отношением его средней мощности на заданной частоте в полосе 1 Гц к средней мощности излучения на несущей частоте.

7.2. Количественная оценка показателей качества

Для количественной оценки искажений используют показатели качества передачи.

Нелинейные искажения сигнала оцениваются среднеквадратическим коэффициентом гармоник, определяемым отношением действующего значения появившихся в сигнале на

выходе передатчика высших гармоник тока или напряжения основной частоты при подаче на вход передатчика чисто гармонического колебания:

$$K_{\Gamma} = \sqrt{I_2^2 + I_3^2 + \dots} / I_1 = \sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots} / U_1. \quad (7.1)$$

где $I_1, I_2, I_3, U_1, U_2, U_3$ – амплитуды токов и напряжений первой, второй, третьей гармоник соответственно.

Коэффициент K_{Γ} обычно используется для количественной оценки искажений АМ сигнала в тракте передатчика. Нелинейные искажения описываются характеристикой нелинейности – зависимостью $K_{\Gamma} = f(m)$, которую снимают при нескольких значениях в пределах спектра $F_{\min} \dots F_{\max}$.

При усилении однополосных, шумоподобных, широкополосных и других видов сигналов к линейности высокочастотных трактов усилителей предъявляются повышенные требования. В этом случае о линейности такого тракта можно судить по вносимым им искажениям в многочастотный сигнал вида

$$u_{\text{вх}}(t) = U_{\text{вх}0} \sin(\omega_n t + \varphi_0) + \sum_{i=1}^{n-1} U_{\text{вх}i} \sin(\omega_n t + k_i \Omega t + \varphi_i), \quad (7.2)$$

где ω_n – несущая (центральная) частота сигнала; Ω – наименьший интервал между частотами, k_i – целое положительное число, φ_i – начальные фазы.

На практике часто (однополосная модуляция) используется двухтоновый равноамплитудный сигнал ($U_{\text{вх}1} = U_{\text{вх}2}$). В этом случае ($n = 2$) сигнал, определяемый выражением (7.2) представляет сигнал с медленно меняющейся амплитудой, что позволяет более точно производить оценку нелинейных искажений.

В передатчиках с ОМ для оценки нелинейных искажений используется коэффициент нелинейных комбинационных искажений, измеренный по равноамплитудному двухчастотному методу. В этом случае выражение (7.2) представляет собой спектр с переменной амплитудой $|2U_{\text{вх}} \cos(\Omega/2)t|$ и с частотой

заполнения $\omega_n + \Omega/2$. При линейной амплитудной характеристике огибающая двухтонового сигнала имеет вид коммутируемой синусоиды [1]. При нелинейной АХ импульсы огибающей сужаются за счет нижнего изгиба характеристики и уплощаются вершина за счет влияния верхнего изгиба. Оценить нелинейные искажения можно и аналитически. При этом искажения проявляется в появлении комбинационных составляющих третьего, пятого и т.д. порядков [1]. При сравнении спектров сигналов на входе и выходе УМ по уровню вновь образовавшихся или изменивших свои значения комбинационных составляющих можно дать количественную оценку с помощью соотношения

$$a_k = 20 \lg(U_k/U_1), \quad (7.3)$$

где U_k – амплитуда k -ой комбинационной составляющей; U_1 – амплитуда полезного сигнала.

Особенностью комбинационных составляющих является то, что при малых значениях Ω часть из них попадает, либо в полосу канала, либо непосредственно примыкают к полосе канала.

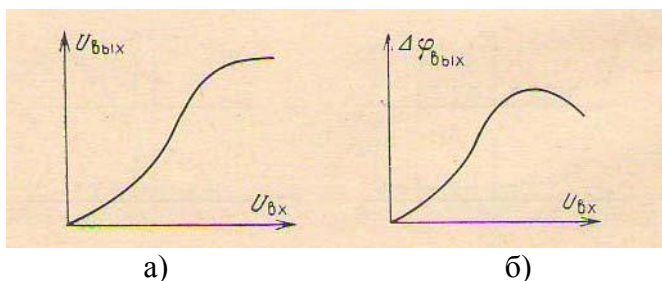


Рис. 7.1. Амплитудная а) и фазовая б) характеристики транзисторного каскада усиления

В общем виде причина нелинейных искажений сигнала обусловлена нелинейным характером процесса взаимодействия потока заряда в АЭ и электромагнитного поля. Внешним проявлением этого процесса является нелинейность амплитудной характеристики и зависимость фазы сигнала от амплитуды, так

называемой амплитудно-фазовой конверсией (АФК). Пример таких характеристик приведен на рис. 7.1.

При решения задач нелинейных искажений многочастотного сигнала (7.1) возникают следующие вопросы: определение причин нелинейности и расчет характеристик усилителя;

определение спектра комбинационных составляющих на выходе усилителя при известных амплитудной и фазо-амплитудной характеристиках;

уменьшение нелинейных искажений сигнала, т.е. уровня побочных, комбинационных составляющих в спектре выходного сигнала.

В первом случае вся совокупность нелинейных эффектов в мощных биполярных и полевых транзисторах являются причиной нелинейных искажений сигнала. Так зависимость диффузионной и барьерной емкостей в биполярном транзисторе является причиной АФК. Сама физическая природа работы мощного ВЧ и СВЧ транзисторов обуславливает нелинейные искажения сигнала и поэтому эффективно влиять на источник их зарождения практически нельзя.

Второй вопрос – расчет комбинационных составляющих спектра решается квазистационарным методом [13]. Суть метода - в сложном, в частности многочастотном сигнале (7.2) воздействующим на амплитудную и фазовую характеристики (рис. 7.1), экспериментально полученных в одночастотном режиме и аппроксимированные аналитическими зависимостями, определяется комбинационный спектр выходного сигнала.

При усилении сложных цифровых сигналов с меняющейся амплитудой: квадратурно-амплитудная модуляция видов КАМ-16 и КАМ-64, также требуется высокая линейность амплитудных характеристик, которые оцениваются при воздействии на АЭ сложного сигнала (7.2).

В третьем случае это уменьшение нелинейных искажений решается несколькими способами: линеализация характеристик путем подбора режима работы активного элемента; применением корректирующего устройства на входе усилителя, вносящего

предискажения в усиливаемый сигнал; применением систем автоматического регулирования; с помощью системы типа «связь вперед» [2, 4].

В телевизионных передатчиках нелинейные искажения характеризуются дифференциальным коэффициентом усиления

$$K_d = (\Delta U_{\max} - \Delta U_{\min}) / \Delta U_{\max}. \quad (7.4)$$

Входящие в (7.4) величины определяют по амплитудной характеристике усилителя $u_{\text{вых}} = f(u_{\text{вх}})$.

Для оценки линейных (частотных) искажений служит АЧХ, которая показывает равномерность прохождения через тракт передатчика всех модулирующих колебаний передаваемого сигнала.

Для радиовещательных передатчиков с амплитудной модуляцией АЧХ представляет собой зависимость коэффициента модуляции m от частоты модулирующих колебаний при постоянном уровне сигнала на входе модуляционного устройства. Для передатчиков с частотной модуляцией – это зависимость девиации частоты Δf_d от частоты сигнала F при фиксированной амплитуде сигнала на входе модулятора.

В передатчиках магистральной (однополосной) связи и телевизионного вещания предъявляют повышенные требования к линейности фазочастотных характеристик. Качество фазовой характеристики измеряется групповым временем замедления (ГВЗ), которое определяется как

$$\Delta t_{\text{гр}} = \delta\phi / \delta\omega. \quad (7.5)$$

Передатчики РРЛ как аналоговые, так и цифровые должны удовлетворять высоким требованиям по уровню нелинейных искажений (переходных шумов). Эти искажения обусловлены нелинейностью фазочастотных характеристик АЭ. Линейность ФЧХ также оценивается ГВЗ (7.5.). При передаче большого числа

телефонных каналов ГВЗ не должно превышать нескольких наносекунд.

7.3. Повышение качественных показателей РПДУ

Задача обеспечения высоких качественных и энергетических характеристик является противоречивой, решение которой зависит, прежде всего, от вида модуляции. Так в РПДУ с угловой модуляцией амплитуда усищаемого сигнала постоянна. Поэтому в мощных (выходных) каскадах необходимо использовать работу АЭ с отсечкой тока, чтобы повысить КПД при критическом, перенапряженном, а если возможно, и ключевом режиме работы по напряженности. Что касается возникающих при этом амплитудных и фазовых (частотных) искажений, то ввиду высокой помехозащищенности угловой модуляции, они мало влияют на качество связи. Возникающие при работе с отсечкой и при высоком использовании АЭ по напряженности нелинейные искажения создают дополнительные каналы паразитного излучения на гармониках. Однако уровень этого излучения может быть ограничен применением гармоник и двухтактным включением АЭ.

Повышение качественных показателей является серьезной проблемой для РПДУ с радиосигналами с переменной амплитудой; с однополосной модуляцией; телевизионных сигналов изображения; с квадратурной амплитудой модуляцией и др.

Однополосные РПДУ могут содержать несколько независимых каналов. Групповой сигнал этих РПДУ является сложным, многочастотным сигналом со случайной амплитудой и фазой. Поэтому в них недопустимы перекрестные искажения, которые возникают из-за нелинейности характеристик, как модуляторов, так и усилителей мощности.

При усилении ОМ колебаний основным требованием является высокая линейность амплитудной и фазовой характеристик. При этом усиление колебаний ОМ и с КАМ имеет особенности, состоящие в том, что нелинейные искажения

однополосного сигнала и с квадратурно-амплитудной модуляцией определяется нелинейностью не только амплитудной характеристики усилителя, но и изменением фазы в зависимости от уровня сигнала. В некоторых неблагоприятных случаях продукты амплитудной и фазовой нелинейности суммируются.

Для уменьшения нелинейных эффектов в предварительных каскадах используются работа в режиме класса А, двухтактное включение АЭ, трансформаторы для подавления четных гармоник в коллекторных цепях, неполное использование транзисторов, автоматическое смещение, а также транзисторы с наиболее высокими значениями ω_T , включенные по схеме с ОЭ, и применение полевых транзисторов.

В оконченных каскадах также используется недонапряженный режим при угле отсечки, как правило, равным 90° . Для симметрирования формы импульса выходного тока ко входу транзистора по высокой частоте подключается шунтирующий добавочный транзистор для выравнивания постоянной времени эмиттерного перехода в закрытом и открытом состояниях. Кроме этого для поддержания угла отсечки $\theta=90^\circ$ при изменении амплитуды напряжения возбуждения на базу подается комбинированное смещение: фиксированное (отпирающее) смещение автоматическое (запирающее) смещение. Отпирающее смещение обеспечивает равенство $\theta=90^\circ$ при малых уровнях входных сигналов. Автоматическое смещение поддерживает равенство $\theta=90^\circ$ при больших сигналах.

Схемы оконченных каскадов при достаточно больших мощностях строятся либо по двухтактной схеме, либо используется сложение мощностей.

Для реализации линейного усиления используют транзисторы с нормированными нелинейными искажениями, выполненными по специальной технике. При этом большое значение имеют выбор схемы включения АЭ, напряжения смещения, стабилизация и питающих напряжений. Напряжение смещения для каждого усилительного каскада подбирают индивидуально и стабилизируют. При работе АЭ в диапазоне

температур используют либо диоды, транзисторы в диодном включении. Существенное уменьшение искажений достигается и включением АЭ по схеме с общим управляющим электродом за счет присущей, такому включению отрицательной обратной связи по току.

В современных УМ широко применяются и мощные ПТ, обеспечивая малые нелинейные искажения и высокой КПД.

Отрицательная обратная связь в однополосных передатчиках. Для снижения нелинейных искажений в передатчиках с ОМ наряду с использованием оптимальных режимов электронных приборов применяются различные виды отрицательной обратной связи (ООС). Эти виды ООС можно разделить на две группы: ООС по высокой частоте и по огибающей модулированного сигнала.

Наиболее часто ООС по радиочастоте охватывает один каскад усилителя. Она реализуется либо за счет падения напряжения на не зашунтированном резисторе в цепи эмиттера (или истока) транзистора (последовательная ООС), либо подачей части выходного напряжения на вход усилителя с отрицательной фазой (параллельная ООС). Коэффициент глубины модуляции этих видов ООС можно сделать достаточно большим (особенно в широкополосных усилителях с малой задержкой) и получить уменьшение нелинейных искажений в децибелах, примерно равное глубине ООС.

Рассмотрим способы реализации этих видов ООС на примере транзисторного усилителя, схема которого приведена на рис.7.2.

Для снижения нелинейных искажений применяется ООС по току — резисторы R5 и R6, а также ООС по напряжению с дополнительной обмотки трансформатора T2. Для коррекции частотной характеристики усилителя в рабочем диапазоне частот можно применять следующие меры: выбирать транзисторы с граничной частотой выше верхней частоты диапазона $f_{2p} > f_в$; применять в базовых цепях корректирующие ячейки C1R1, C2R2; параллельно обмотке трансформаторов T2 включать конденсатор C4 и настраивать получающийся параллельный контур на частоту

несколько выше f_6 . Такой же контур можно создать и на вторичной обмотке трансформатора Т1.

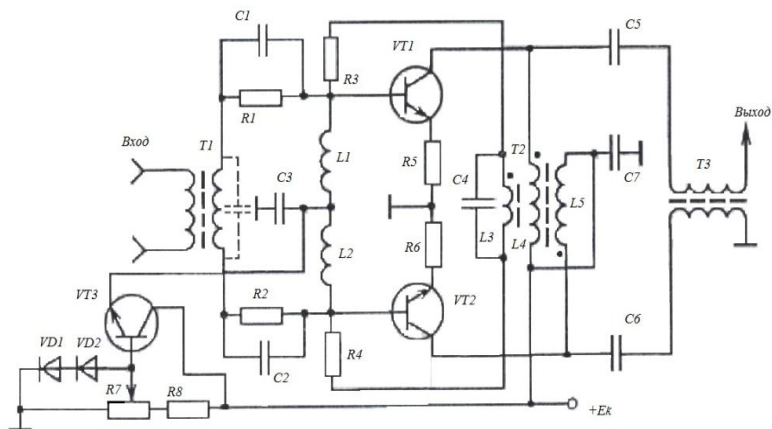


Рис.7.2. Принципиальная схема УМ с отрицательной ОС

В мощных усилителях с биполярными транзисторами приходится вводить систему защиты транзисторов от перегрева и лавинообразного нарастания коллекторного тока. Для этой цели на радиаторе транзисторов VT1 и VT2 укрепляются вблизи транзисторов термочувствительные диоды VD1 и VD2. При повышении температуры радиатора сопротивление диодов падает, уменьшается напряжение база-эмиттер транзистора VT3, снижается ток этого транзистора и уменьшается напряжение смещения транзисторов VT1, VT2.

Более простое, но менее эффективное решение защиты мощных транзисторов получается, если смещение на базу подается с делителей напряжения R1,R2 и R3,R4, а резисторы R2 и R3 выбраны термозависимыми и укреплены на радиаторе. Применение в делителях напряжения термозависимых диодов не рекомендуется из-за увеличения нелинейных искажений.

Для более эффективной защиты вместо VT3, в качестве усилителя постоянного тока, применяются микросхемы, а в качестве термодатчика – эмиттерный переход мощных транзисторов, размещенных на радиаторе транзисторов VT1 и VT2.

В мощных усилителях, содержащих три и более каскадов, применяется ООС, охватывающее несколько (обычно нечетное число) каскадов. При этом из-за заметных задержек радиочастотного сигнала глубина ООС не превышает 8...20 дБ, а уменьшение коэффициента нелинейных искажений не превышает 8...10 дБ.

В тех случаях, когда нелинейные искажения велики и принятые меры оптимизации режимов работы каскадов, а время задержки радиочастотных сигналов в линейном УМ сравнимо с периодом РЧ, необходимо применять ООС по огибающей. Эта обратная связь представляет систему автоматического регулирования усиления. В этом случае величина сигнала ошибки зависит от того, на сколько отличаются по форме огибающие входного и выходного сигналов УМ. Поэтому линеализируется только амплитудная характеристика УМ. Обратная связь по огибающей не позволяет, однако, уменьшить искажения, обусловленные нелинейностью фазовой характеристики усилителя, приводящие к паразитной (фазовой) модуляции.

Структурная схема РПУ, с ООС по огибающей приведена в [2]. Для организации ООС по огибающей вводится дополнительная цепь, содержащая РЧ ответвитель, аттенуатор, два детектора огибающей и компаратор, сравнивающий выходные сигналы детекторов и создающий сигнал ошибки, который подается на один из каскадов УМ и изменяет его коэффициент усиления.

Линеализация фазовой характеристики УМ осуществляется с помощью системы автоматического регулирования, в которой сигнал ошибки пропорционален разности фаз входного и выходного сигналов УМ.

Эффективным способом уменьшения нелинейных искажений широкополосных усилителей вне зависимости от вызвавшей их причины является применение связи вперед (СВП). Уменьшение искажений с помощью СВП заключается в компенсации искажений любого типа суммированием сигнала, прошедшего через тракт УМ, и выделенных искажений, соответствующим образом усиленных и сдвинутых по фазе. Вариант структурной схемы такого усилителя приведен в Сивере.

По сравнению с УМ с ООС усилитель мощности с СВП имеет следующие преимущества: СВП не снижает коэффициент усиления и устойчивость УМ, а также не ограничивается ни фазовым сдвигом в тракте УМ, ни видом его ФЧХ. Недостатком является значительное усложнение схемы всего УМ.

7.4. Паразитные явления в УМ и методы борьбы с ними

Модель транзистора [1,3,5] содержит нелинейные ёмкости C_d , $C_{кп}$, $C_{ка}$. Ток источника тока в коллекторной цепи $i_{ист}$ является нелинейной зависимостью от напряжения на переходе $u_{пер}$, а $u_{пер}$ и $u_{об}$ связаны нелинейным дифференциальным уравнением [1, 3, 4]. В этом смысле принято говорить о транзисторе как об активном элементе с инерционной нелинейностью. При работе с УМ часто приходится сталкиваться с неустойчивостью стационарного режима, которая может проявляться в возникновении паразитных составляющих в спектре выходного сигнала, расположенных как вблизи частоты f_n генератор возбуждения, так и далеко от нее.

Характерным признаком неустойчивости являются скачки выходной мощности и токов при изменении температуры, а также при изменении входной мощности и питающих напряжений. Паразитные явления в УМ, обусловленные неустойчивостью, опасные по многим причинам. Во-первых, они могут нарушить электромагнитную совместимость работы аппаратуры; паразитные составляющие в выходном спектре РПДУ могут вызвать перегрузки во входных цепях расположенных по близости приемников и значительно

уменьшить их чувствительность. Во-вторых, в результате возбуждения паразитных колебаний или скачкообразных изменений токов и напряжений возможны перегрузки транзисторной структуры и, как следствие, выход структуры из строя или ее частичный дефект, например, выгорание части элементов в много эмиттерной структуре. Последнее иногда более опасно, поскольку не замеченной в процессе регулировки и испытаний дефект может привести к выходу аппаратуры из строя уже на этапе эксплуатации. Наконец, паразитное явление в узлах РПДУ могут быть причиной искажения их модуляционных характеристик. Единой теории паразитных явлений в УМ не создано, поскольку их много и между ними существует сложная взаимная связь. Следует особо отметить, что природа паразитных явлений в усилителе на транзисторе – активном элементе, содержащем инерционную нелинейность и нелинейные емкости $C_{кп}$ и $C_{ка}$, оказывается сложной.

Трудности общего математического написания этих процессов привели к необходимости их классификации, соответственно подход к анализу тех или иных типов паразитных колебаний оказывается различным.

Многочисленные паразитные явления обусловлены наличием в эквивалентной схеме нелинейных емкостей $C_{д}$, $C_{кп}$, $C_{ка}$. В УМ к этим емкостям приложены значительные переменные напряжения с частотой f_n . В результате емкости периодически изменяются. Явления, возникающие в цепях с периодически изменяющимися реактивными параметрами, называются параметрическими. Простейший пример параметрических явлений в УМ – возбуждение во входной цепи, содержащей нелинейную емкость $C_{д}$, колебаний частоты $f_n/2$. В этом случае на переходе присутствует напряжения частот $f_n/2$, f_n , $3f_n/2$, и т.д. В коллекторной цепи контур выделяет колебания с частотой f_n . Обнаружив это паразитное явление нетрудно с помощью анализатора спектра по наличию в выходном колебании составляющей с частотой $f_n/2$.

Усилитель мощности содержит несколько колебательных цепей – входную и выходную СТС, а также цепи блокировки на

входе и выходе. В связи с этим возможно возникновение более сложных паразитных параметрических явлений, характерных например, для системы из двух колебательных контуров, настроенных на разные частоты (f_1, f_2) и связанных между собой периодически изменяющейся ёмкостью. Частотой f_1 может быть, например, частота настройки входной цепи СТЦ, а частотой f_2 – собственная частота контура, образованного блокировочными элементами во входной цепи. В этом случае могут появиться бигармонические колебания, частоты которых точно равны частоте изменения ёмкости f_n . Такие паразитные колебания называют комбинационными.

Часто в усилителях приходится сталкиваться с паразитными колебаниями, механизм возникновения которых такой же, как в ламповом или транзисторном автогенераторе. Нелинейность ёмкостей не играет при этом определяющей роли. Основная причина возникновения паразитных колебаний – связь между входной и выходной цепями, обусловленная в первую очередь ёмкостью $C_{кп}$, а иногда паразитными индуктивностями выводов L_a и L_b .

Если в УМ применено внешнее смещение в сочетании с автосмещением, то при отсутствии сигнала возбуждения транзистор открыт, и автоколебания могут возникнуть мягко и обнаружить их сравнительно просто. Основной приём борьбы с такими колебаниями – «разрушение» трёхточечной схемы автогенератора путём специальной комбинации СТЦ на входе и выходе. Хорошие результаты даёт в ряде случаев включение шунтирующих резисторов между электродами транзистора. Иногда эти резисторы выполняют специально с большими индуктивностями выводов, так что на основной частоте резисторы мало влияют на работу усилителя, а на более низких частотах шунтируют паразитный контур и предотвращают самовозбуждение.

Если усилитель работает с нулевым или запирающим смещением база-эмиттер, то мягкого самовозбуждения паразитных автоколебаний при выключенном генераторе произойти не может. Значительные начальные амплитуды,

необходимые для развития колебательного процесса, могут появиться в этом случае в этом случае за счёт ударного возбуждения колебательной системы при включении питающих напряжений. Если частота возбуждающихся жёстко паразитных автоколебаний близка к частоте генератора возбуждения f_n , то система ведёт себя как синхронизированный автогенератор. Иногда такое явление не мешает работе РПДУ в целом. К осложнениям может привести существование паразитных автоколебаний после выключения генератора возбуждения.

Часто приходится наблюдать колебания, паразитирующие на колебаниях основной частоты f_n . Если при включении генератора возбуждения в выходном спектре появляются колебания, частота которых не связана с f_n дробно-кратным соотношением, то говорят об асинхронном возбуждении паразитных автоколебаний; при выключении генератора возбуждения эти паразитные колебания как остаются в усилителе, так и пропадать.

Если уровень паразитных составляющих в выходном спектре ниже уровня сигнала основной частоты f_n на 10...40 дБ, то их легко обнаружить с помощью анализатора спектра. На практике, однако, встречаются ситуации, когда уровень дискретных паразитных составляющих в выходном спектре оказывается на 60...120 дБ ниже уровня основного сигнала, имеющего частоту f_n . В этом случае с помощью обычного анализатора спектра такие колебания обнаружить не удаётся. Применение более чувствительных измерительных приёмников связано с трудностями: для наблюдения слабых паразитных колебаний приходится устанавливать органы управления приёмника в положение, соответствующее максимальной чувствительности, при этом колебания основной частоты перегружают вход прибора. Включение же на входе анализатора или приёмника фильтров, ослабляющих уровень входной частоты f_n и пропускающих сигнал в опасной с точки зрения самовозбуждения полосе частот, существенно усложняет задачу обнаружения паразитных колебаний.

Целесообразно остановиться на гистерезисных явлениях в УМ, обусловленных сложной зависимостью полного входного сопротивления усилителя от амплитуды входного напряжения и постоянного смещения, а также сильной реакцией выходного переменного напряжения на первую гармонику входного тока, а следовательно, и на полное входное сопротивление. Гистерезисные явления опасны, по крайней мере по двум причинам. Во-первых, неожиданное скачкообразное изменение режима при плавном изменении того или иного параметра, например входной мощности, может привести к полному или частичному выходу из строя транзисторной структуры. Во-вторых, из-за гистерезисных явлений в зависимостях постоянных составляющих токов от постоянного смещения база-эмиттер появляются падающие участки. В этом случае при наличии автосмещения может возникнуть паразитная модуляция усиливаемого сигнала.

В настоящее время подавляющее большинство СВЧ транзисторов разрабатываются для включения по схеме с ОБ. Поэтому изучение причин возникновения гистерезисных явлений в СВЧ усилителях с ОБ представляет интерес.

Каскады УМ работают в существенно нелинейных режимах. Усреднённые по первой гармонике параметры транзистора зависят от амплитуды входного напряжения и постоянного смещения между базой и эмиттером, а входная и выходная цепи сильно связаны между собой ёмкостями $C_{кп}$, $C_{ка}$ и индуктивностью общего электрода. Результатом этого является существенная зависимость полного сопротивления УМ не только от соотношения между $U_{вх}$ и E , но и от составляющих нагрузки в коллекторной цепи. Эти нелинейные зависимости могут вызвать гистерезисные явления в УМ и, как следствие, модуляцию усиливаемого сигнала.

8.ПРОЕКТИРОВАНИЕ СТРУКТУРНЫХ СХЕМ РАДИОПЕРЕДАЮЩИХ УСТРОЙСТВ

Проектирование РПУ выполняется в несколько этапов:

- оценка технико-экономической эффективности проектируемого передатчика;
- выбор и обоснование структурной схемы;
- расчет структурной схемы;
- электрический расчёт принципиальных схем функциональных узлов, образующих уточнённую структурную схему;
- конструктивный расчёт нестандартного узла или детали;
- составление полной принципиальной схемы разрабатываемого устройства.

8.1. Оценка технико-экономической эффективности

Оценка технико-экономической эффективности в проектируемых устройствах проводится на начальном и заключительном этапах проектирования и позволяет оценить качество разработанного устройства по интегральным показателям и сравнить их с другими устройствами, выполняющими те же функции, например, с базовым или устройством-прототипом (аналогом) [7, 8]. При оценке эффективности новой техники обычно рассматривается несколько вариантов технических решений. Для выбора наиболее эффективного варианта необходимы критерии, с помощью которых определяется предпочтительность того или иного решения. Формирование критериев эффективности радиопередатчиков является исключительно важным этапом технико-экономического анализа. Основными требованиями к критерию являются: сопоставимость эффекта и затрат; учет общего и частного; многоуровневость; сопоставимость сравнимых систем; учет множества показателей качества. Требования комплексного технико-экономического подхода при

выборе критериев обуславливает необходимость совместно учитывать технические, экономические и иные составляющие эффективности сложных систем.

Подробная информация о принципах и математической постановки задачи оптимизации и пример расчета приведены в [8, 36].

8.2. Выбор и обоснование структурной схемы

Структурная схема во многом определяется видом формируемых радиосигналов, основные виды которых приведены в приложении 1. Однако для каждого конкретного случая возможны различные построения структурных схем, которые во многом определяют технические параметры разработанного устройства в целом. Разработка структурной схемы важный этап проектирования [37], определяющий базовые технические характеристики, которые могут быть получены при реализации РПДУ.

Разработка структурной схемы проектируемого передатчика начинается с тщательного изучения технического задания. На этом этапе нужно исходя из ТЗ и современного уровня техники сформулировать общее представление об основных функциональных узлах РПДУ. Обосновать тип возбудителя – типовой или специализированный в виде отдельного устройства или встроенного в передатчик. Если проектируемый передатчик – радиостанция связи, то нужно решить, какие узлы передатчика будут общие с приемником. Затем следует принять решение о структуре выхода передатчика: симметричный, несимметричный, с симметрирующим трансформатором или с антенным контуром. После этого выбрать схемы предварительных каскадов усиления (резонансные, широкополосные, обосновать степень автоматизации передатчика) и провести выбор источников питания. Результатом работы на этом этапе должна стать ориентировочная структурная схема РПДУ, имеющая все необходимые функциональные узлы, число каскадов которой уточняется на следующем этапе проектирования. Оптимально

выбранная структурная схема может быть получена на основе рассмотрения различных видов типовых схем, приведенных в разд. 3 и [1,2,4,11,12,20], схемы выбранного прототипа, в качестве которого выбирается либо промышленный РПДУ, либо простейший [38], а также построенный с использованием перспективных методов усиления и формирования радиосигналов и современной элементной базы.

После выбора схемы необходимо обосновать требования к функциональным узлам этой схемы, выбрать тип усилителей и других функциональных узлов. Особенности формирования различных видов модуляции, схем используемых усилителей и автогенераторов изложены в разд. 2...6 и [1,2,8,17,27,28].

При формировании заданного вида сигнала также возможны различные варианты.

Формирование АМ сигнала осуществляется в каскадах усиления с применением коллекторной (стоковой) модуляции, базовой модуляции и комбинированной модуляции при работе транзисторов как в недонапряженном, так и перенапряженном режимах. При этом в качестве АЭ могут использоваться как биполярные, так и полевые транзисторы.

Так радиосигнал с однополосной модуляцией формируется аналоговым и цифровым способами и реализуется фильтровым, фазокомпенсационным и фазофильтровым методами модуляции [1,2,17].

Радиосигнал с угловой модуляцией имеет ряд неоспоримых преимуществ – возможность использования энергетически выгодных режимов работы АЭ, высокая помехозащищённость. Необходимо также сделать выбор между частотной и фазовой модуляцией. Во многих случаях этот выбор решается в пользу ФМ.

Традиционно ФМ и ЧМ реализуют на аналоговой элементной базе. Однако разработаны и цифровые методы их реализации [1,2,17].

При проектировании формирователя с ЧМ следует прежде всего обратить внимание на метод осуществления ЧМ, метод стабилизации средней частоты и тип частотного модулятора.

Известны два основных метода осуществления ЧМ: прямой и косвенный. В первом случае модуляция осуществляется путем изменения частоты автогенератора. Во втором – с помощью фазовых модуляторов, т.е. путем преобразования ФМ в ЧМ.

Основное различие между этими методами состоит в том, что в первом случае ЧМ осуществляется в автогенераторе, а во втором – в усилительном каскаде, поскольку фазовая модуляция осуществляется в усилительных каскадах или умножителях частоты с резонансной нагрузкой.

Основное преимущество первого метода – возможность получения заданного значения девиации частоты непосредственно на рабочей частоте или использовать умножитель частоты с небольшим коэффициентом умножения. Недостаток – во многих случаях возникает необходимость применения мер стабилизации средней частоты.

Преимущество второго метода – высокая стабильность средней частоты без применения специальных мер стабилизации частоты. Недостаток – необходимость многократного умножения частоты для получения требуемого значения девиации частоты.

Необходимо также определить место осуществления ФМ в структуре устройства: на низком, среднем или высоком уровне мощности. Формирование радиосигнала на высоком уровне мощности имеет существенное преимущество в том, что в этом случае отсутствуют линейные и нелинейные искажения за модулятором. Однако в этом случае возникают принципиальные трудности, связанные с малыми пробивными напряжениями и мощностями рассеяния управляемых элементов.

Дискретные (телеграфные) сигналы обеспечивают более высокую помехоустойчивость по сравнению с радиотелефонией. В профессиональной радиосвязи широко используются дискретные виды манипуляции: частотная телеграфия и фазовая телеграфия .

Частотную телеграфию наряду с ФМ применяют на цифровых линиях связи малой ёмкости ($B < 10$ Мбит/с; B – скорость передачи). Ограниченность её применения линиями

малой ёмкости обусловлена расширением полосы частот радиоканала с ростом B и индекса модуляции.

В современных системах связи применяются различные модификации относительной фазовой манипуляции (телеграфии), обеспечивающей наиболее простую схемную реализацию формирователя сигнала. Для сужения полосы радиосигнала применяется многоуровневая ОФМ. При числе уровней больше четырёх целесообразно использовать квадратурную амплитудную манипуляцию. Её преимущества – большая помехоустойчивость. Кроме этого применяются сигналы с квадратурно-амплитудной манипуляцией типа КАМ-16, КАМ-64 и др., с меньшей полосой частот, занимаемой каналом.

Высокочастотный тракт передатчиков радиосвязи также имеет свои особенности: более широкие полосы частот, высокие требования к подавлению внеполосных излучений и ряд других. Источник опорных колебаний такого устройства должен иметь высокую кратковременную нестабильность частоты [27,28].

При выборе структурной схемы телевизионного РПДУ необходимо учесть, что получение малых нелинейных искажений тракта РЧ при больших уровнях мощности на выходе УМ (сотни ватт, едини килowатт) представляет достаточно сложную и противоречивую задачу, решение которой может быть получено путём тщательного анализа возможных вариантов схемных решений, выбора элементной базы и конструктивных решений.

Тщательного обоснования требует и выбор метода обеспечения заданной допустимой нестабильности частоты: параметрического, с использованием эталонных резонаторов (кварцевых, ПАВ и др.), атомных стандартов частоты. Определяется необходимость и целесообразность применения типового возбудителя или принимается решение о разработке нестандартного автогенератора (возбудителя) и приводятся пути достижения требуемых технических параметров. При этом обосновывается вид используемого эталонного резонатора, значение опорной частоты и, соответственно, целесообразность

применения умножителей (делителей) частоты или синтезатора частот.

Возбудитель является источником высокочастотных колебаний, допустимая долговременная нестабильность несущей частоты которого определяется требованиями ГОСТ для различных видов радио излучений. Для реализации этих требований применяются автогенераторы со стабилизацией частоты: с применением кварцевых резонаторов, резонаторов на основе ПАВ и другие, поскольку LC-автогенераторы обеспечивают нестабильность частоты порядка $10^{-3} \dots 10^{-4}$.

Обычно возбудители имеют небольшую выходную мощность (1...10 мВт) и реализуются с использованием маломощных высокочастотных транзисторов, у которых паразитные параметры и инерционность проявляются незначительно. Малая мощность задающего автогенератора позволяет обеспечить и тепловой режим транзисторов и эталонного резонатора, при котором стабильность частоты достигается наибольшей.

Кварцевые автогенераторы чаще всего работают на частотах 10...20 МГц (основная частота) и на гармониках до 300 МГц. Автогенераторы на ПАВ резонаторах работают на более высоких частотах (до 1 ГГц и выше). Их достоинством является более высокий уровень мощности, малый уровень шумов и хорошая управляемость по частоте по сравнению с кварцевыми генераторами [28].

При проектировании современного возбудителя с использованием автоподстройки частоты необходимо вначале изучить [2, 25], тщательно проанализировать задание на проектирование, выбрать устройство-прототип. После этого принять решение о методе формирования сигнала: цифровом, аналоговом или комбинированном (цифро-аналоговым) и проанализировать несколько вариантов структурных схем построения проектируемого возбудителя. Для выбранной схемы определяются требования к полосе захвата, времени перехода с одной частоты на другую (быстродействию), уровню шумов. На основе проделанного анализа необходимо сделать выбор

элементной базы основных функциональных узлов и всего устройства в целом [22,23,24].

Следует отметить, что составленная таким образом структурная схема разрабатываемого устройства является предварительной и в дальнейшем она должна корректироваться и уточняться.

Далее проводится выбор и обоснование принципиальных схем всех функциональных узлов, полученного устройства, схемы, а также используемой элементной базы.

При выборе схемных решений отдельных узлов и усилительных каскадов следует обращать внимание не только на энергетические показатели (мощность в нагрузке и КПД), но и на качественные показатели (линейность модуляционных характеристик), технологичность (число регулированных элементов), эксплуатационную надёжность, простоту обслуживания и тип используемого источника питания.

Эти задачи часто являются противоречивыми. Прежде всего это касается обеспечения высокого КПД и требуемого уровня нелинейных искажений. Так, при разработке РПДУ с угловой модуляцией эта проблема решается просто, так как требования к нелинейным искажениям в этом случае невысокие, а усиление сигнала с постоянной амплитудой позволяет использовать энергетически выгодные режимы работы АЭ.

При использовании радиосигнала с изменяющейся амплитудой, например в случае однополосной модуляции, требуется обеспечить малые нелинейные искажения. Эта задача решается прежде всего в однополосном возбuditеле. Так для обеспечения малых нелинейных искажений (ниже -40 дБ при измерении двухтоновым методом) формирование радиосигнала осуществляется на малом уровне мощности (до единиц милливатт).

Кроме этого, в случае использования фильтрового метода, более высокие требования по допустимым нелинейным искажениям предъявляются к первой ступени формирования сигнала, поэтому в ней необходимо использовать либо

специализированные активные аналоговые перемножители [4], либо пассивные диодные перемножители [1, 2].

Кроме этого в этой ступени предъявляются более высокие требования к избирательности полосовых фильтров, поскольку частотный интервал между выделяемой и подавляемой полосами частот составляет менее 1 %. Низкий уровень нелинейных искажений может быть достигнут при формировании ОМ сигнала цифровыми методами [1,2,17].

Необходимо обратить внимание и на радиочастотный тракт разрабатываемого устройства. Поэтому для усилителя мощности необходимо обосновать целесообразность применения двухтактной или однотактной схем, выбрать общий электрод АЭ, а также используемую элементную базу, прежде всего, в выходных каскадах: биполярных, полевых или балансных транзисторов [2].

Для обеспечения заданного уровня подавления побочных колебаний выбирается тип выходной колебательной системы (фильтра гармоник), каждой избирательной ступени устройства и метод их настройки: изменением параметров катушки индуктивности или конденсатора.

При выборе схем частотных модуляторов в связных РПДУ часто предпочтение отдается схеме, построенной по прямому методу с непосредственной модуляцией кварцевого автогенератора.

В этом случае для получения наибольшей девиации частоты целесообразно выбрать схему с кварцем в контуре и заземленным коллектором как обеспечивающую наибольшую стабильность частоты. Но даже при использовании относительно низкочастотного пьезорезонатора АТ срез девиация частоты составляет 1...2 кГц [1, 2, 27]. Поэтому целесообразно использование и устройств на ПАВ – элементах [28].

Схемы фазовых модуляторов чаще всего выполняются в виде усилителей с резонансными контурами или мостового типа. При этом некоторое преимущество имеет мостовая схема, поскольку в ней фазовая модуляция осуществляется с малым уровнем паразитной амплитудной модуляции [1], либо схема на

синтезированных нелинейных реактивных элементах [21,26]. Варианты схем на основе варикапов приведены в [1,2,4,5,8].

В схемах формирователей с угловой модуляцией важно правильно выбрать тип управляющего элемента, в качестве которого связных РПДУ часто выбирают варактор, работающий в барьерном режиме (варикап, варикапную сборку). Однако при больших значениях девиации частоты используют реактивный транзистор, а также модуляция фазы в транзисторе автогенератора [1].

С учётом всестороннего обоснования схемных решений всех функциональных узлов и элементной базы по техническим и экономическим характеристикам составляется подробная структурная схема РПДУ.

8.3. Расчет структурной схемы РПДУ с амплитудной модуляцией

Исходными данными для расчета являются данные ТЗ: мощность передатчика в телефонном режиме P_{1T} , диапазон рабочих частот $f_{\min} \dots f_{\max}$ или несущая частота f_n , значение коэффициента модуляции m , сопротивление нагрузки, долговременная нестабильность частоты, интервал рабочих температур, напряжение источника питания E_n , уровень линейных (частотных) и нелинейных искажений.

Расчет структурной схемы проводится на основе выбранного (п.8.2). варианта структурной схемы, чтобы достаточно простым путем получить первое полное представление о проектируемом РПДУ и в дальнейшем согласовать отдельные частные решения с общей структурной схемой.

Этот расчет проводится без детального определения режима работы каждого каскада на основе справочных и экспериментальных данных о транзисторах, фильтров и т.д. Вначале необходимо подобрать несколько типов транзисторов [2,39], мощности и рабочие частоты которых близки к требуемым значениям для рассматриваемого каскада. Рассчитываются также

технические параметры и для другой элементной базы (согласующие цепи, фильтры и др.), а также для используемых стандартных функциональных узлов. Одновременно уточняются схемы усилительных каскадов: резонансная или широкополосная, одноконтурная или двухконтурная, на полевых или биполярных транзисторах, с общим эмиттером (исток) или с общей базой (затвором), режим работы с отсечкой или без отсечки выходного тока и т.д.

Расчет структурной схемы РПДУ начинается с его выходного (оконечного) каскада по уже выбранной структурной схеме и способе модуляции.

В начале определяется максимальная генерируемая мощность передатчика (ф. (2.2) разд. 2)

$$P_{1\max} = P_{1T}(1+m^2). \quad (8.1)$$

Мощность P_{1T} определяется при заданном коэффициенте модуляции m (обычно $m_{\max} = 1$). По полученному значению $P_{1\max}$ рассчитывается мощность, генерируемая оконечным каскадом.

$$P_1 = P_{1\max}/\eta_{\text{цп1}}. \quad (8.2)$$

где $\eta_{\text{цп1}}$ - КПД выходной согласующей цепи ($\eta_{\text{цп1}}=0.85\dots 0.95$).

По полученному значению P_1 определяются конкретные типы транзисторов ОК с использованием [2, 7, 39] и другой справочной литературы. Необходимо выбрать 2...3 типа транзисторов, удовлетворяющих значению P_1 .

Для ориентировочной оценки K_p биполярных транзисторов исходят из того, что в недонапряженном режиме при включении с ОЭ на высоких частотах он изменяется приблизительно обратно пропорционально квадрату частоты и, кроме того, зависит от уровня колебательной мощности P_1 и напряжения питания выходной цепи E_K [2,7]

$$K_p = \frac{P_1}{P_{BX}} \approx K_p' \left(\frac{f'}{f}\right)^2 \left(\frac{E_K'}{E_K}\right)^2 \left(\frac{P'}{P_1}\right)^2. \quad (8.3)$$

По аналогичной формуле определяется K_p и в случае использования полевых транзисторов. Транзисторы с р-п-переходами имеют меньшие мощности (до нескольких ватт) и небольшие паразитные емкости, что позволяет их использовать на частотах, включая СВЧ.

Экспериментальные данные транзисторов содержат сведения, полученные на частоте f' номинальной мощности P' при КПД коллекторной цепи η' , коэффициенте усиления по мощности K_p' при напряжении питания E_K' в типовой схеме включения и при работе транзистора с отсечкой тока ($\Theta \approx 90^\circ$). Эти данные определяются в критическом режиме, а для некоторых типов транзисторов в ключевом или в режиме линейного усиления при двухтоновом испытательном сигнале для усиления однополосного или других видов радиосигналов с изменяющейся амплитудой. Экспериментальные данные приводятся на достаточно высокой частоте f' , на которой $K_p' \geq 3$.

Максимальная мощность, отдаваемая ПОК

$$P_{2\text{пок}} = P_1 / (K_{p1} / \eta_{\text{си}2}), \quad (8.4)$$

где $\eta_{\text{си}2}$ - КПД входной согласующей цепи ($\eta_{\text{си}2} = 0.5 \dots 0.7$).

По полученному значению $P_{2\text{пок}}$ определяются типы транзисторов для применения в ПОК. Однако окончательный выбор типа транзистора осуществляется в процессе электрического расчета при проведении электрического расчета.

Далее в такой последовательности необходимо проводить расчеты до уровня мощности, равной мощности возбудителя. При этом коэффициенты усиления транзисторов предварительных каскадов можно принять в пределах 10 ... 30 в

зависимости от диапазона частот. Более точные значения коэффициентов усиления можно получить расчетным путем [2].

В предварительных каскадах могут использоваться и умножители частоты. Расчет их основных технических характеристик приведен в подразд. 8.5.

8.4. Расчет структурной схемы РПУ с однополосной модуляцией

Исходными данными для расчета являются: $f_n \dots f_B$ - диапазон рабочих частот, $K_{3\text{ фобц}}$ - коэффициент нелинейных искажений на выходе передатчика, измеренный двухтоновым методом; $P_{H\text{ max}}$ - максимальная мощность, отдаваемая передатчиком в нагрузку (антенну); $P_{\text{доп}}$ - допустимая мощность побочных излучений и др.

Расчет структурной схемы удобно начать с распределения нелинейных искажений по каскадам тракта РЧ. Результирующее значение (в дБ) для усилителя с числом каскадов N_0 можно определить по формуле

$$K_{3\text{ фобц}} \approx 20 \lg \sum_{i=1}^{N_0} K_i, \quad (8.5)$$

где $K_i = 10^{0,05 K_{3fi}}$ и K_{3fi} - коэффициенты нелинейных искажений 3-го порядка для i -го каскада, выраженные в разгах и децибелах соответственно.

Для мощных каскадов значение K_{3f} выбирают как компромиссное решение между уровнем нелинейных искажений и КПД. Обычно для выходного каскада значение $K_{3f\text{ max}}$ принимают на 4...6 дБ меньше $K_{3\text{ фобц}}$. Оставшуюся часть искажений распределяют между остальными каскадами, задавая для каскадов меньшей мощности более низкие уровни (-45 ... -65 дБ). Высокие требования к уровню нелинейных искажений

предъявляются и для модуляторов. Причем первая ступень преобразования должна обеспечить и более низкие уровни нелинейных искажений. Для этой цели целесообразно использовать балансные и кольцевые балансные модуляторы на дискретных диодах или диодных сборках. Последние предпочтительней из за малого разброса параметров. Во второй ступени преобразования могут использоваться и специализированные ИМС на АЭ [4].

Определение числа и типа выбранных ступеней усиления необходимо начать с определения максимальной мощности, отдаваемой в нагрузку (антенну)

$$P_{1\max} = \frac{P_{H\max}}{\eta_{KC}\eta_{TP}}. \quad (8.6)$$

где η_{KC} , η_{TP} - КПД выходной колебательной системы и симметрирующего трансформатора соответственно. Для передатчиков ВЧ диапазона η_{KC} составляет 0,85...0,95, а η_{TP} - 0,9...0,97.

По полученному значению $P_{1\max}$ определяется номинальная мощность транзистора

$$P_{1N} \approx 2P_{1\max}. \quad (8.7)$$

Далее расчет структурной схемы проводится по методике п. 8.3. При этом необходимо учитывать затухание сигнала в полосовых фильтрах, выделяющих необходимую боковую полосу частот. Характеристики и конструктивное выполнение ПФ зависит от того, в какой ступени преобразования частоты он включен. В первом преобразователе используют кварцевые двух-, трехзвенные фильтры со средней частотой 100...128 кГц или электромеханические фильтры с 9...12 стальным резонаторами и средней частотой 500 кГц. Затухание в полосе пропускания кварцевых и электромеханических фильтров составляет 10 и 6...8 дБ, при неравномерности АЧХ – соответственно 0,5 и 3 дБ. Затухание диодных БМ лежит в пределах 4...12 дБ.

Приведенные выше для ОК расчеты повторяются последовательно для предварительного и маломощных каскадов ЛУМ. При этом следует иметь в виду, что для сравнительно маломощных каскадов в целях достижения низких значений K_{f3} допускают весьма слабое использование АЭ ($\xi \leq 0,7 \dots 0,5$) и работу в классе А с малыми токами базы.

После выбора типов АЭ для всех каскадов уточняют номинальные значения питающих напряжений, которые указывают на структурной схеме. Целесообразно также указать на схеме рабочие частотные диапазоны для каждого узла схемы, т.е. составить частотный план передатчика.

Все данные, полученные при ориентировочном расчете структурной схемы, следует рассматривать как основные пункты ТЗ для детального проектирования каждого каскада. Для проверки ориентировочного расчета структурной схемы передатчика целесообразно построить диаграмму уровней мощности в передатчике, принимая за нулевой уровень 1 мВт на сопротивление 600 Ом и откладывая в децибелах уровни сигнала на выходе каждого каскада. В некоторых узлах тракта передатчика (диодные БМ, фильтры, сумматоры и др.) имеет место ослабление группового сигнала. При составлении диаграммы уровней можно приблизительные значения ослабления сигнала [2].

При использовании в проектируемом передатчике типовых возбудителей расчет структурной схемы производится для всех каскадов, включая первый после возбудителя каскад.

8.5. Расчет структурной схемы РПДУ с угловой модуляцией

Вначале по данным ТЗ определяют диапазон рабочих частот $f_{ГН} \dots f_{ГВ}$ задающего генератора (возбудителя) и его выходная мощность. При работе РПДУ на нескольких фиксированных частотах определяются дискретные значения

рабочих частот автогенератора, нестабильность частоты, интервал рабочих температур, напряжение питания.

С учетом выполнения требований к стабильности частоты значение частоты задающего генератора выбирается меньше 100 МГц, а в некоторых случаях и менее 20 МГц (максимальной рабочей частоты КАГ на основной частоте), а мощность возбудителя должна удовлетворять условию $P_{\Gamma} \leq 10$ мВт. Необходимый общий коэффициент умножения каскадов УЧ определяется из условия

$$N = \frac{f_H}{f_{\Gamma H}} = \frac{f_B}{f_{\Gamma B}}. \quad (8.8)$$

Определение числа каскадов РЧ тракта РПДУ начинают с расчета колебательной мощности P_1 , отдаваемой транзистором оконечного каскада. С учетом потерь в выходной согласующей цепи

$$P_1 = (1,1 \div 1,2)P_H. \quad (8.9)$$

Следует также иметь ввиду, что в каскаде возможно использование нескольких транзисторов (в двухтактной или мостовой схемах). При этом отправными являются экспериментальные данные, которые приводятся разработчиками транзисторов для условий, близких к предельно допустимым, и чтобы можно было гарантировать достаточную надежность работы транзистора.

Энергетический расчет проводится по методике п. 8.3. Его особенность состоит в том, что генерируемая мощность транзисторов оконечного, ПОК и других каскадов постоянна, в (8.1) принимается $m=0$. Поэтому $P_1 = \text{const}$.

Возможно также использование полевых транзисторов, которые имеют как высокие энергетические характеристики, так и качественные показатели.

Колебательную мощность, ПОК и последующих каскадов необходимо определять с учетом КПД цепи межкаскадной связи, который выбирается в пределах 0,6...0,85.

При использовании в схемах каскадов умножения частоты на транзисторах необходимо учитывать, что их коэффициент усиления по мощности уменьшается в N^2 раз и составляет

$$K_{PN} \approx \frac{K_P}{N^2}. \quad (8.10)$$

При этом КПД каскада невысок. Поэтому транзисторные УЧ целесообразно использовать на малом уровне мощности с небольшими коэффициентами умножения ($N=2,3$).

Кроме этого, необходимо учитывать, что на работу транзисторного УЧ сильно влияют инерционные свойства. Для эффективной работы транзисторного УЧ необходимо, чтобы выходная частота удовлетворяла условию $f_{ВЫХ} < (0,3 \div 0,4) f_T$. На более высоких частотах и, особенно в диапазоне СВЧ и более частотах, когда использование транзисторов невозможно, целесообразно применять ВУЧ [8,11,12].

ВУЧ ставятся на выходе передатчика, если нет транзисторов, которые могли на заданной сравнительно высокой частоте $f_{ВЫХ}$ обеспечить необходимую мощность P_1 при удовлетворительном K_P .

При построении структурной схемы передатчика с ВУЧ на пониженной частоте $f_{ВЫХ}' = \frac{f_B}{N}$ необходимо выбрать транзистор, который позволяет получить мощность $P_1 > P_H$ при удовлетворительном K_P . Выбор этого транзистора определяет общую кратность умножения N , необходимую получить в ВУЧ.

После этого следует определить число каскадов УЧ, кратность умножения частоты в каскаде и уточнить значение мощности P_1 , которую должен обеспечить последний каскад транзисторного УМ на частоте $f_{ВЫХ}'$. Ориентировочные значения

КПД одного каскада ВУЧ составляют: для $N=2$ $\eta=0,6\dots0,7$; для $N=3$ $\eta=0,7$ [8]; для $N=4$ $\eta=0,3\dots0,4$.

При выборе типа варактора следует также ориентироваться на экспериментальные данные, полученные в результате испытания диода в режиме умножения, для кратности умножения, выходной мощности и частоты, близким к этим же значениям в разрабатываемой структурной схеме.

В целом покаскадный расчет структурной схемы необходимо проводить до уровня мощности возбудителя ($P_{\bar{A}} \leq 10$ мВт). После этого определяют общий коэффициент усиления тракта

$$K_{Робщ} = K_{P1} \cdot K_{P2} \cdot \dots \cdot K_{Pi}, \quad (8.11)$$

где K_{P1}, \dots, K_{Pi} - коэффициенты усиления (передачи) по мощности отдельных каскадов усиления и умножения частоты.

Причем величина $K_{Робщ}$ должна превышать значение требуемого общего коэффициента усиления, определяемого из условия

$$K_{PТобщ} = \frac{P_1}{P_{\Gamma}}. \quad (8.12)$$

При расчете структурной схемы необходимо учитывать и то, что в процессе умножения частоты пропорционально увеличивается и индекс модуляции. Поэтому его величина в модуляторах должна быть уменьшена в N раз.

Для передатчика необходимо выбрать стандартные напряжения источника при питании через выпрямитель от сети или использовать типовые батареи или аккумуляторы в зависимости от условий эксплуатации. При этом важно выбрать напряжение питания для окончного каскада, определяющего КПД всего передатчика. Оно должно быть близким к допустимому, но без снижения надежности.

Расчет структурной схемы радиовещательного передатчика проводится по методике, аналогичной той, что изложена выше для РПДУ связи.

Однако радиовещательные РПДУ имеют свои особенности, поскольку разрабатываются на мощности от 1 до 50 кВт [1,2,8] и более высокие качественные показатели: допустимые нелинейные искажения менее 1 %, неравномерность АЧХ не более 1 дБ, уровень шума не более 60 дБ. Для получения указанных мощностей в транзисторном исполнении целесообразно широко применять сложение мощностей.

При выполнении таких РПДУ уже на мощности около 1 кВт на БТ, имеющих небольшое напряжение питания (20–30 В), в выходных цепях транзисторов создаются большие токи (до десятков ампер). Поэтому нагрузочные сопротивления составляют единицы Ом, доли Ом, что сильно усложняет вопросы согласования и фильтрации сигналов.

Перспективным является применение современных ПТ с высоковольтным напряжением питания (500–700 В). В этом случае при выходной мощности в несколько кВт сопротивление эквивалентной нагрузки составляет несколько десятков Ом. В результате легко достигается согласование П-контуров с транзисторами, 50 Ом антенным трактом и обеспечивается хорошая фильтрация гармоник, поскольку реализуется хорошая конструктивная добротность катушек индуктивности.

Для значительного увеличения мощности необходимо использовать сложение мощностей. При использовании ПТ, имеющих отрицательный температурный коэффициент, можно использовать и самый простой метод сложения мощностей – параллельное включение транзисторов. При этом допускается параллельно соединять до десятка транзисторов без мер защиты. При этом целесообразно использовать и двухтактное включение поскольку современные технологии позволяют полностью реализовать преимущества этого метода – уменьши уровень побочных гармоник на выходе УМ и на выходе РПДУ.

При проектировании мощных транзисторных РПДУ необходимо обеспечить и возможность реализации высокого

КПД как в тракте ВЧ, так и в тракте звуковых частот. Для этой цели следует использовать ключевые режимы работы и другие методы повышения КПД [2,18].

9. МЕТОДИКА РАСЧЕТА ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПРИНЦИПИАЛЬНЫХ СХЕМ

9.1. Общий подход к расчету принципиальных схем

В процессе проектирования выполняется также и электрический расчёт каскадов РПДУ. При этом в проекте рассчитывается два или три каскада разработанной структурной схемы: опорного генератора, умножителя частоты, формирователей различных сигналов, усилителей звуковой и радиочастот.

Целью электрического расчёта является определение амплитуд токов, напряжений, действующих во всех цепях функционального узла, уровней мощностей, генерируемых, трансформируемых и потребляемых в этих цепях, а также значений параметров радиосигнала на выходе функционального узла и элементов принципиальной схемы.

Расчёт производится по выбранной заранее методике либо традиционным способом по формулам [2,4,23], либо на ЭВМ с использованием специализированных [13] или универсальных программ расчёта входящих в различные САПР [40]. Результаты расчетов не должны восприниматься формально, поскольку каждая цифра имеет физический смысл и должна быть технически обоснована.

Исходными величинами для электрического расчёта являются данные задания на проектирование и результаты расчёта структурной схемы. Однако в начале расчёта необходимо сделать уточнения и дополнения. Так, при расчёте каскада УМ необходимо уточнить его полную принципиальную схему, тип выбранного транзистора и его электрической модели, определить требуемое число параметров этой модели и их значения. После этого необходимо задать напряжённость режима работы транзистора и выбрать угол отсечки.

Методика расчёта каскада УМ и критерии для выбора мощного транзистора изложены в [2,4,7,23].

При расчёте согласующих цепей необходимо обратить внимание на физическую реализуемость параметров их элементов, полученный и выбранный заранее КПД, достигнутый уровень ослабления побочных колебаний и его соответствие требованиям ГОСТ.

При расчёте выходных каскадов УМ необходимо обратить внимание на тепловой режим работы АЭ, обосновать метод охлаждения, а также указать меры защиты транзистора от возможных перегрузок по току, напряжению, рассеиваемой мощности, от рассогласования с антенной и воздействия внешней помехи (естественной, промышленной или преднамеренной).

Аналогичным образом осуществляется электрический расчет формирователей радиосигналов с различными видами модуляции. По результатам проведенного расчета определяются основные технические характеристики формирователей, строятся модуляционные характеристики [1,16].

Так для формирователя ЧМ определяются девиация частоты, коэффициент нелинейных искажений, сдвиг средней частоты, а также строятся следующие зависимости:

- статическая модуляционная характеристика, представляющая приращение средней частоты $\Delta f = f - f_0$ от медленно меняющегося управляющего напряжения E на управляющем элементе $\Delta f = \varphi(E)$;

- динамическая модуляционная характеристика, т.е. зависимость девиации частоты от амплитуды управляющего напряжения $\Delta f_d = \Psi(U_F)$ при $F = \text{const}$;

- частотная модуляционная характеристика зависимость девиации частоты от частоты управляющего сигнала $\Delta f_d = \gamma(F)$ при $U_F = \text{const}$.

Аналогичные характеристики определяются и строятся для других видов модуляции.

Если в ступени, подлежащей расчёту, необходимо применить унифицированный функциональный узел или микросхему, то расчёт сводится к проверке пригодности

конкретного типа узла или микросхемы и определению необходимых внешних элементов, цепей связи, реализующих выбранный режим работы.

Выполняя курсовой проект, студент должен ознакомиться с перечнем стандартных программ, используемых для машинного проектирования и входящих в различные универсальные САПР [40].

9.2. Методика расчета усилителя мощности

Задача расчета – определение энергетических характеристик выходной цепи каскада, его коэффициентов усиления и устойчивости, активных и реактивных составляющих входного сопротивления и нагрузки, а также параметров элементов принципиальной схемы.

Независимо от схемы усилителя в общем случае целесообразно придерживаться следующей последовательности выполнения расчетов: выбор типа транзистора; выбор степени напряженности и угла отсечки; выбор электрической модели транзистора и определение эквивалентных параметров этой модели. Выбор методики и расчет входной и выходной цепей транзистора; расчет коэффициента усиления и устойчивости; расчет параметров элементов согласующих цепей; расчет элементов цепей питания и смещения.

Для электрического расчета необходимо ввести некоторые дополнения. Необходимо, чтобы P_1 не превышала уровня P' (в противном случае снижается надежность). В то же время транзистор целесообразно использовать по мощности не менее чем на 40...50 % (при невыполнении этого условия резко уменьшается коэффициент усиления). Необходимо также, чтобы частота f_B не превышала f' (в противном случае также резко уменьшается коэффициент усиления). Кроме этого, в случае использования биполярных транзисторов, частота f_H не должна превышать 20...30% от граничной частоты f_T , т.к. в противном случае может появиться «вторичный» пробой транзистора.

Нижняя рабочая частота транзистора также приводится в справочниках по транзисторам [2, 40].

Напряженность режима работы УМ определяется видом работы (модуляции) передатчика. Так в передатчиках с угловой модуляцией целесообразно использовать энергетически выгодные режимы: критический, перенапряженный и, если позволяют рабочие частоты, ключевой. Усилители передатчиков с ОМ, построенные по типовой схеме, а также усилители телевизионных передатчиков сигналов изображения должны работать в недонапряженном режиме (для обеспечения минимальных искажений).

Угол отсечки в оконечных каскадах выбирается из условия получения максимума энергетических показателей. При этом для усилителей РПУ с угловой модуляцией оптимальным является угол отсечки $70 \dots 100^\circ$, а для ОМ-колебаний 90° (реже 180°).

В предварительных каскадах, мощность которых составляет доли ватт, коэффициент усиления по мощности с помощью выражения (8.3) с допустимой точностью определить сложно. Поэтому его ориентировочное значение можно принять в пределах $10 \dots 30$.

При выборе модели транзистора необходимо руководствоваться соображениями простоты и точности. Эти требования противоречивы и большинство моделей для режима большого сигнала им не удовлетворяют. Однако на практике получили распространение ряд классических моделей биполярных транзисторов: зарядовая модель Эберса-Молла, Линвилла, Логана, Гуммеля-Пуна. На основе зарядовой модели построено ряд методик, основанных на аналитическом методе расчета. Она используется также и при разработке специализированных программ и позволяет получить удовлетворительные для практики результаты на достаточно высоких частотах, вплоть до $0,5 f_T$. Другие из названных моделей обычно используются при разработке универсальных программ, используемых в САПР. При этом модель Эберса-

Молла является наиболее универсальной, требует меньшего количества исходных априорных параметров, но обладает меньшей точностью.

Использование других моделей, особенно Гуммеля-Пуна, позволяет учесть различные эффекты, однако требуют задания большого количества параметров, которые в большинстве случаев определяется экспериментально. Неточность определения этих параметров сильно снижает эффективность их применения. Кроме этого, модель Гуммеля-Пуна удобна тем, что при исключении некоторых параметров этой модели схема автоматически превращается в модель Эберса-Молла, являющейся более простой.

Для полевых транзисторов известно также несколько наиболее распространенных моделей: Шихмана-Ходшеса и др. Однако для мощных МДП-транзисторов, которые чаще используются в мощных каскадах, удовлетворительные результаты могут быть получены на основе упрощенной эквивалентной схемы.

Известно несколько методик расчета, имеющих различную точность, которая определяется выбранной моделью транзистора и диапазоном рабочих частот. Для биполярных транзисторов характерны три области частот, характеризующимся следующими признаками: область низких частот, для которых $f_B < 0,3 f_T / h_{21Э}$, где $h_{21Э}$ -коэффициент усиления по току транзистора, измеренный на низких частотах в схеме с ОЭ; область средних частот, для которых $0,3 f_T / h_{21Э} < f_B < 3 f_T / h_{21Э}$; область высоких частот, для которых $f_B > 3 f_T / h_{21Э}$.

Для области низких частот разработаны методики расчета, основанные на использовании либо статических характеристик, либо упрощенных моделей (например зарядовой, без учета паразитных емкостей и индуктивностей). В области средних частот в моделях биполярных транзисторов учитывается его входная емкость и прежде всего ее диффузионная составляющая.

Основным режимом работы мощных каскадов является область высоких частот. Для этой области разработаны методики,

приведенные в [2,7,23]. Наиболее универсальной является методика [2], которая справедлива до частот $(0,5 \dots 0,8) f_T$. Более высокочастотной является методика, приведенная в [6]. Однако при этом получаются громоздкие расчетные соотношения. В случае применения полевых транзисторов целесообразно использовать методики, приведенные в [2,7], которые справедливы в широком диапазоне частот.

Выбор той или иной методики расчета в каждом конкретном случае определяется требуемой точностью и диапазоном рабочих частот. При этом можно использовать как аналитический метод расчета, так и ЭВМ. Применение ЭВМ более целесообразно, т.к. дает возможность оценить эффективность использования того или иного типа транзисторов исходя из выбранного критерия. Такую задачу наиболее эффективно можно решить с использованием специализированных программ расчета.

При расчете режима работы усилительного каскада целесообразно использование и универсальных программ. Однако эффективное использование этих программ возможно в сочетании со специализированными, позволяющими наиболее быстро определить исходный режим работы. При этом оптимизация полученного режима эффективно может быть осуществлена на основе универсальных программ.

Расчет устойчивости каскада усиления состоит в следующем:

определить петлевое усиление Т-кольца обратной связи каскада с учетом паразитных цепей;

определить качественные и количественные меры повышения запаса устойчивости, если он оказался недостаточным;

после введения мер повышения устойчивости определить напряжение в узлах схемы, комплексное входное сопротивление, коэффициент усиления и другие функции цепи.

Петлевое усиление, при котором влияние паразитной обратной связи проявляется незначительно, определяется с помощью выражений [2].

Если в результате расчета окажется, что устойчивость недостаточна, то следует принять меры повышения устойчивости.

После введения мер повышения устойчивости и после того как установлено, что запас устойчивости усилителя достаточен, определяются: узловые напряжения схемы, входная комплексная проводимость, полные выходная и входная мощности, модуль коэффициента передачи по мощности, являющийся достаточно полной характеристикой усилительного каскада.

Исходными данными при проектировании цепей согласования являются сопротивления нагрузки, нагружающие согласующую цепь со стороны входа и выхода, диапазон рабочих частот, коэффициент фильтрации (приводится, как правило, для выходных согласующих цепей). Для широкодиапазонных цепей задаются также и требования к неравномерности АЧХ.

Проектирование узкодиапазонных цепей согласования проводится, как правило, методом анализа при выбранном конкретном типе согласующей цепи, например П или Т-контур с использованием аналитических выражений. Методика расчета таких цепей дает удовлетворительные результаты для цепей невысокого порядка. После проведения расчетов необходимо дать оценку полученных результатов на физическую реализуемость параметров элементов схемы и удовлетворение заданных требований. При необходимости вносится корректировка в схему согласующей цепи или исходные данные и расчет повторяется.

Проектирование широкодиапазонных согласующих - фильтрующих цепей решается, как правило, на ЭВМ с помощью специализированных или универсальных программ. Это позволяет ускорить процесс и качество проектирования. Специализированная программа для расчета широкодиапазонной согласующей цепи лестничного типа приведена в [4].

Общие соображения по выбору цепей питания и схем подачи напряжения смещения на управляющий электрод АЭ приведены в [7,8,23]. Необходимые расчетные формулы для определения номиналов элементов цепей питания и смещения приведены в [7,23].

В промежуточных каскадах передатчиков целесообразно использовать недонапряженный режим.

В оконечных и предварительных каскадах усиления радиопередающих устройств с ОМ оптимальным является НР [1,2].

Особенности УМ телевизионных РПДУ сигналов и изображения и их расчета изложены в [1,2].

Расчет оптимального режима усилительного каскада, выполненного на биполярном транзисторе, может проводиться с использованием следующих методик:

- без учета инерционности транзистора [3,4,8];
- с учетом его инерционных свойств только во входной цепи [2,4,23];
- инерционные свойства транзистора учитываются во входной и выходной цепях [6].

Расчет согласующих цепей выполняется в такой последовательности. Вначале рассчитываются цепи согласования ОК, затем ПОК и т.д. каскадов.

В каждом каскаде определяются параметры выходной согласующей цепи, после этого входной.

Методика расчета УМ на полевых транзисторах приведена в [2,7].

Расчетные соотношения для определения параметров и характеристик П-контура и методика его расчета изложена в [2,6,7,23] и других типов согласующее-фильтрующих цепей.

Расчет режимов работы усилителя можно выполнить и с помощью ЭВМ. Для этой цели используются как стандартные программы, так и специализированные.

Расчет усилителя мощности в ключевом режиме приведен в [2,4,18].

Проектирование вспомогательных цепей сводится к выбору схем питания и расчету параметров этих схем. Для питания цепи коллектора можно применить как последовательную, так и параллельную схему питания [7,23], причем в транзисторных схемах преимущество имеет параллельная схема питания. В [23] приведены также и расчетные соотношения, с помощью которых определяются параметры блокировочных индуктивностей и конденсаторов.

Варианты схем подачи смещения на управляющий электрод транзистора как мощных, так и маломощных каскадов усиления приведены в [7,23]. Там же даны обоснования по применению этих схем и приведены необходимые сведения по их расчету.

Пример расчета принципиальной схемы каскада УМ приведен в [41].

9.3. Методика расчета амплитудного модулятора

Амплитудную модуляцию можно реализовать при работе транзисторов как в НР, так и ПР. В недонапряженном режиме АМ возможна путем изменения напряжения смещения на базе в схеме с ОЭ (эмиттере в схеме с ОБ) транзистора. При этом не удастся обеспечить приемлемую линейность модуляционных характеристик даже при малой глубине модуляции ($m \leq 0.5 \dots 0.7$). В первую очередь это относится к мощным транзисторам, которые возбуждаются током и для их запираания необходимо на эмиттерный переход подавать большое запирающее смещение.

При модуляции в НР резко снижается (примерно в два раза) как КПД генератора, в режиме молчания, так и среднее КПД. Кроме этого при модуляции смещением по эмиттерному переходу проявляется большая паразитная фазовая модуляция, так называемая амплитудно-фазовая конверсия, которая определяется инерционностью электронных процессов в транзисторе и прямым прохождением сигнала со входа не его выход.

В ПР модуляция осуществляется путем изменения напряжения питания коллектора (стока). При этом одновременно реализуются достаточно линейные модуляционные характеристики (до глубины модуляции $m \approx 1$) и высокий КПД на всем интервале изменений АМ, поскольку сохраняется близкий к критическому режиму работы транзистора, а также относительно малая АФК.

Для обеспечения высокой линейности динамической модуляционной характеристики $I_{к1}=F(E_{п})$ и высокого КПД коллекторной цепи на всем ее участке, а также для уменьшения АФК, обычно применяют подмодуляцию, также коллекторную в предоконечном каскаде передатчика.

По полученным в п.8.3 данным проводится электрический расчет модулятора. Необходимо учитывать, что транзисторы в режиме с АМ не допускают даже кратковременного превышения допустимых напряжений и токов, хотя в ТЗ приводится мощность в телефонном режиме.

Электрический расчет каскада с коллекторной модуляцией проводится при максимальной мощности $P_{1 \max}$ по методике и расчетным соотношениям, приведенным в п.9.2 и [2, 7, 8, 11, 16, 23]. Расчет ведется при полном использовании транзистора по напряжению $U_{\text{доп}}$. После определения $U_{\text{доп}}$ определяется напряжение источника питания в телефонном режиме.

При базовой модуляции исходным является ненапряженный режим. Считается, что статические модуляционные характеристики в этом режиме являются линейными, расчетные соотношения приведены в [8].

При комбинированной модуляции сигнал звуковых частот поступает на коллекторы ПОК и окончного каскадов. Поэтому транзистор ОК работает как при изменении коллекторного напряжения, так и амплитуды выходного напряжения. Преимуществом этого вида модуляции является возможность обеспечения наиболее высокого граничного режима работы транзистора во всех случаях: максимальном, молчании и минимальной мощности. Граничный (критический) режим устанавливается при $\zeta = \zeta_{\text{кр}}$.

Электрический расчет при комбинированной модуляции приведен в [8, 16].

Расчет тракта звуковых частот.

ММУ (рис. 3.8) при АМ может иметь большую мощность. Поэтому необходимо определить и основные параметры этого устройства (оконечного каскада) [2,7].

Низкочастотные составляющие коллекторного напряжения и тока, которые должен обеспечить окончательный каскад, определяются следующим образом.

Амплитуда напряжения звуковой частоты и постоянная составляющая коллекторного тока определяется с помощью следующих соотношений

$$U_{k\Omega} = mE_{пт} ; I_{k0\Omega} = mI_{k0т} . \quad (9.1)$$

Сопротивление нагрузки для каскада (сопротивление РЧ генератора для источника напряжения питания)

$$R_{н\Omega} = U_{k\Omega} / I_{k0\Omega} = E_{пт} / I_{k0т} . \quad (9.2)$$

Мощность потребляемая окончательным каскадом

$$P_{\Omega} = 0.5U_{k\Omega} I_{k0\Omega} = 0.5m^2E_{пт}I_{k0т} . \quad (9.3)$$

После расчета усилителя в точке максимальной мощности (8.1) и в режиме несущей частоты ($m=0$) определяют среднее значение мощностей. Расчет проводится с помощью выражений.

$$P_{1\text{ ср}} = (1+m_{\text{ср}}^2/2)P_{1т}, P_{0\text{ ср}} = (1+m_{\text{ср}}^2/2)P_{0т} . \quad (9.4)$$

где $m_{\text{ср}}$ – среднее значение коэффициента модуляции (подразд. 2.1).

КПД определяется следующим выражением

$$\eta_{\text{ср}} = P_{1\text{ ср}} / P_{0\text{ ср}} . \quad (9.5)$$

Полученные значения $U_{k\Omega}$, $I_{k0\Omega}$, $R_{н\Omega}$, P_{Ω} являются исходными для проектирования оконечного каскада ММУ, например с использованием [42] и других источников.

9.4. Методика расчета умножителей частоты

В радиопередающих устройствах умножение частоты осуществляется с применением транзисторов, варакторов, а также на основе фазовой автоподстройки частоты.

Транзисторные умножители частоты (ТУЧ) выполняются, начиная с входных частот от единиц мегагерц до выходных частот 0,5...1 ГГц [11]. Каскады ТУЧ работают при малых выходных уровнях сигнала (единицы десятки милливатт) с кратностью умножения одного каскада 2...3. Во многих случаях целесообразно применение широкополосных ТУЧ, которые могут работать в диапазоне СВЧ и выше [43].

Варакторные умножители частоты в последнее время применяются на частотах выше 10 ГГц. Основными схемами ВУЧ являются последовательная и параллельная, а также схемы с холостыми контурами [3,8]. Выходная мощность ВУЧ составляет единицы милливатт (в барьерном режиме) до десятков ватт (в режиме открывания). Кратность умножения на каскад составляет 2...4 (в барьерном режиме) до 5...7 (в режиме открывания). Более технологичными являются широкополосные ВУЧ [44].

Умножители частоты с ФАПЧ рекомендуется выполнять для получения больших кратностей умножения при высокой степени подавления побочных гармоник [25] в широком диапазоне рабочих частот. При расчете ТУЧ заданными являются частота входного сигнала, кратность умножения, выходная мощность, коэффициент подавления побочных гармоник.

В процессе расчета определяются параметры сигналов и элементов схемы.

Расчет рекомендуется выполнять в следующей последовательности: выбор схемы, выбор типа транзистора,

выбор угла отсечки, расчет выходной цепи, расчет входной цепи, расчет согласующих цепей, расчет цепей питания и смещения.

ТУЧ на БТ выполняются по схеме с ОЭ и ОБ. Причем схемы ТУЧ как, правило, имеют отличия от схем усилительных каскадов.

Тип транзистора в схемах ТУЧ выбирается, прежде всего, по частоте. При этом наиболее эффективная работа активного элемента имеет место в режиме, когда его инерционные свойства не проявляются. Исходя из этого, выходная частота должна удовлетворять условию $f_{\text{вых}} < (0,3-0,4)f_T$. Кроме этого необходимо также исходить и из предельно допустимых параметров, определяемых по справочникам.

Угол отсечки выбирается из условия обеспечения оптимальных энергетических показателей и стабильности амплитуды выходного тока. Необходимые расчетные соотношения и графики приведены в [11].

При расчете выходной цепи определяются параметры сигнала, действующего в выходной цепи транзистора. При этом используется кусочно-линейная и кусочно-параболическая аппроксимация характеристик транзистора. Инерционность транзистора, как правило, не учитывается. Примеры расчета параметров выходной цепи ТУЧ приведены в [6,11].

При расчете входной цепи определяются параметры сигналов, действующих на входе ТУЧ.

Выходная согласующая цепь выбирается, прежде всего, из условия заданного подавления побочных гармоник на выходе ТУЧ. Следует также иметь в виду, что в схемах умножителей частоты обеспечить заданный коэффициент подавления побочных гармоник значительно сложнее, чем в усилительных каскадах.

Для фильтрации чаще всего применяются полосовые фильтры с высокой добротностью. Выбор конкретной схемы ПФ определяется обычно коэффициентом подавления побочных гармоник. Конкретные схемы полосовых фильтров, расчетные соотношения для определения их параметров можно найти в [2,5,6].

Входная согласующая цепь создает напряжение гармонической формы на входе транзистора. Для этой цели используются П или Т- контура ли более сложные цепи.

Расчет такой цепи также выполняется с использованием [2,5,6].

Вспомогательные цепи ТУЧ выбирается и рассчитываются с использованием [6,11].

Более высокочастотными и с меньшим уровнем побочных гармоник на выходе являются ТУЧ, выполненные на полевых транзисторах. При этом наиболее целесообразными являются режим удвоения частоты как обеспечивающий малый уровень побочных гармоник или и широкополосность, поскольку проходная характеристика ПТ близка к квадратичной.

При расчете ВУЧ заданы частота входного сигнала $f_{вх}$ кратность умножения, выходная мощность P_N , коэффициент подавления побочных гармоник.

Требуется определить режим работы с максимальными энергетическими показателями, а также оптимальные параметры сигналов, действующих во входной и выходной цепях схемы и параметры элементов этой схемы.

Расчет рекомендуется выполнять в такой последовательности: выбор схемы, выбор типа варактора, расчет оптимального режима варактор, расчет параметров согласующих цепей и нагрузки, расчет цепей питания и смещения;

Выбор конкретной схемы ВУЧ (последовательной или параллельной) обуславливается следующими факторами. ВУЧ параллельного типа имеет малые входное и выходное сопротивления, что затрудняет его согласование с источником сигналов и нагрузкой. Преобразуемая мощность о ростом кратности умножения в этой схеме уменьшается быстрее, чем в последовательной. Однако схема имеет и достоинства: возможность заземления варактора.

Тип варактора выбирается с использованием [8, 16]. Причем, в маломощных каскадах, работающих в барьерном режиме, для малых кратностей умножения, мощность, отдаваемую варактором в нагрузку, ориентировочно можно

считать равной $0,1\pi f_{вх} C_0 U_0^2$, где C_0 - емкость варактора при напряжении U_0 ; U_0 - напряжение смещения.

В режиме с открыванием перехода тип варактора выбирается по допустимой мощности рассеивания $P_{доп}$ и их предельной рабочей частоте $f_{пр}$. При этом должны выполняться условия: $P_H(1 - \eta)/\eta \leq P_{доп}$; где η - коэффициент преобразования ($\eta = 0,7 - 0,95$). $N f_{вх} < (0,05 - 0,1) f_{пр}$.

Входную согласующую цепь ВУЧ рекомендуется выполнять на основе фильтров нижних частот и полосовых, а выходную - как полосовой фильтр. При этом обе цепи обеспечивают также согласование источника сигналов с варактором и варактора с нагрузкой. Расчет этих цепей можно выполнить с использованием [5, 6]. Различные варианты конструкции ВУЧ приведены в [5, 11, 16].

ВУЧ, работающие в барьерном режиме могут иметь большую широкополосность и малый уровень побочных гармоник. Для этого необходимо, чтобы вольт-фарадная характеристика варактора была квадратичной[44].

9.5. Методика расчета высокостабильных автогенераторов

Высокостабильными являются автогенераторы, частота которых стабилизирована кварцевым, ПАВ или другим типом резонаторов.

Рекомендуется следующий порядок расчета кварцевого автогенератора: обоснование схемы автогенератора: выбор активного элемента, выбор кварцевого резонатора, выбор режима работы активного элемента по постоянному току, расчет энергетических характеристик автогенератора, расчет параметров элементов колебательной системы, расчет элементов цепей питания и смещения.

Среди существующего многообразия схем кварцевых автогенераторов наибольшее распространение получили однокаскадные схемы [4, 6, 7,27], которые реализуются как на

дискретных элементах, так и в интегральном исполнении и выполняются по трехточечной схеме и резонатором в контуре.

В первом случае используется, как правило, параллельный резонанс кварцевого резонатора. При этом нестабилизированные кварцем колебания не возникают. Принципиальные схемы генераторов такого типа приведены в [4, 27].

При использовании последовательного резонанса кварцевого резонатора возбуждаются, колебания, близкие к его паспортной частоте. Кварцевые генераторы, выполненные по фильтровой схеме, применяются на метровых волнах, в этих схемах наряду с избирательной цепью, образованной кварцевым резонатором, содержится ещё нагрузочный LC - колебательный контур, резонансная частота которого приблизительно равна частоте кварцевого резонатора. Стабильность частоты такого генератора определяется эталонными свойствами кварцевого резонатора.

Достоинством схемы с резонатором в контуре является малая мощность рассеивания на кварцевом резонаторе, а также возможность возбуждения схемы на механических гармониках высокого порядка, а также возможности возбуждения схемы при меньшей добротности резонатора.

Для стабилизации частота с помощью кварцевого резонатора в схемах автогенератора используются маломощные активные элементы, как правило, биполярные и униполярные транзисторы. При использовании биполярных транзисторов частота автоколебаний f_k выбирается из условия $f_k \leq (0,2 - 0,3)f_t$.

Выбор кварцевого резонатора производится по [7,27]. При этом для обеспечения высокой стабильности автоколебаний предпочтение отдается резонаторам с малым значением произведения статической емкости и динамического сопротивления. При использовании кварцевого автогенератора в качестве опорного генератора в синтезаторах частот рекомендуется применять прецизионные кварцевые резонаторы с высокими эталонными свойствами. Для частотно-модулированных кварцевых автогенераторов целесообразно выбрать резонаторы АТ среза, имеющие высокую

термостабильность и достаточно большое отношение динамической емкости к статической емкости, что обеспечивает управляемость этого резонатора по частоте.

Вопросы построения схем автогенераторов с использованием ПАВ-резонаторов приведена в п.6.4.2. Расчет их электрических схем следует проводить по методике, изложенной выше для кварцевого автогенератора.

9.6. Методика расчета частотно-модулированных генераторов

ЧМ генераторы выполняются на основе автогенераторов, в которых для стабилизации частоты используются: кварцевые резонаторы, колебательные системы на основе поверхностных акустических волн, LC - контура.

Применение каждого типа резонаторов имеет свои особенности. Так применение LC- автогенераторов можно получить девиацию частоты до 30 % (табл.6.1), а для кварцевых резонаторов девиация частоты составляет $\pm 5 \cdot 10^{-5}$ при высокой стабильности средней частоты, поэтому эти генераторы применяется для стабилизации несущей частоты передатчика.

Конкуренции кварцевым ЧМ генераторам по стабильности частоты в диапазоне метровых и дециметровых волн составляют ПАВ-генераторы при девиации частоты $\pm 1 \cdot 10^{-2}$.

В LC - генераторах девиация частоты близка к $\pm 3 \cdot 10^{-1}$ при низкой стабильности частоты. Поэтому эти устройства применяются в передающих устройствах при невысоких требованиях к стабильности частоты и для перестройки частоты по диапазону СЧ.

Для формирования ЧМ колебаний к колебательной системе автогенератора подключается реактивный элемент (управитель частоты), реактивная проводимость которого изменяется напряжением или током.

Расчет ЧМ генератора рекомендуется выполнять в такой последовательности: расчет управителя частоты, расчет автогенератора, расчет технических характеристик.

Расчет управителя частоты проводится в таком порядке: выбор типа управителя частоты, выбор режима работы по постоянному току, расчет эквивалентных параметров управителя частоты и колебательной системы автогенератора, расчет цепей питания.

Расчет основных характеристик ЧМ генератора сводится к следующему: определению девиации частоты (пределов перестройки), расчету коэффициента нелинейных искажений, определению сдвига средней частоты, оценке уровня паразитной амплитудной модуляции.

Управитель частоты должен удовлетворять следующим требованиям: обеспечение постоянства приращения частоты во всем диапазоне частот, линейную зависимость девиации частоты от амплитуды управляющего напряжения, возможно меньшее влияние управителя на стабильность частоты.

В качестве управителя частоты могут использовать следующие элементы: реактивный каскад, варикап и т.д. Однако ни один из них не может полностью удовлетворить указанным выше требованиям.

В схемах ЧМ генераторов целесообразно использовать варикапы [1, 2, 4, 27,45], в результате чего достигаются быстрая перестройка частоты, малые габариты устройства. Однако, имеются и недостатки; ухудшается стабильность частоты, увеличивается уровень нелинейных искажений.

Тип варикапа выбирается по величине емкости, необходимой для обеспечения заданной девиации частота и крутизны модуляционной характеристики [1]. Добротность варикапа должна быть по возможности большей, а коэффициент нелинейности вольтфарадной характеристики $\gamma=1/2$ (переход резкий), либо сверхрезкий [1,2].

Режим варикапа по постоянному току выбирается по вольтфарадной характеристике таким образом, чтобы обеспечить, возможно, большее изменение емкости варикапе при минимальных нелинейных искажениях.

Далее определяются коэффициент подключения варикапа к контуру автогенератора, амплитуды высокочастотного и

низкочастотного напряжений на варикапе, эквивалентные параметры колебательной системы автогенератора.

Расчет автогенератора целесообразно проводить с использованием методики, рекомендованной в [1, 2,5, 6, 27]. При этом следует учитывать и его особенности. Так при расчете LC-автогенератора, работающего на выходной частоте передатчика, необходимо учитывать инерционность активного элемента.

Разработку генератора управляемого напряжением можно выполнить с использованием подразд.6.4, а также [5,25,26,29].

Для расчета современного возбудителя с угловой модуляцией необходимо использовать [2,46,47,48]. В указанных источниках приведены и другие сведения, необходимые для его проектировании.

9.7. Конструктивный расчет функциональных узлов

В мощных выходных каскадах РПДУ, содержащих избирательные цепи циркулируют мощности, уровни которых значительно превышают выходные (за счет добротности реактивных элементов). Выбор номиналов этих элементов и их конструкции определяет надежность работы устройства.

По заданию в проекте необходимо разработать конструкцию, либо отдельного не унифицированного узла (каскада усиления, автогенератора), либо их элементы: согласующие цепи, колебательные системы, катушки индуктивности, трансформаторы и т.д.

При разработке конструкции узла на основе ранее выполненного электрического расчета приводится эскиз конструкции, обеспечивающей минимальные паразитные связи, простоту настройки и регулировки. Вопросы разработки оптимальной конструкции элементов отражены в [2,4,6,7,49].

В диапазоне частот выше 100 МГц применяются полосковые линии и другие СВЧ элементы. Их расчет достаточно сложен. Поэтому конструкцию разработанного СВЧ узла необходимо представить в виде упрощенного эскиза, отражающего особенности устройства. Варианты конструкций

элементов функциональных узлов РПДУ на микрополосковых линиях и коаксиальных кабелях приведены в [2, 4, 5, 6, 49].

9.8. Разработка принципиальных схем каскадов РПДУ

На принципиальной схеме должны быть приведены элементы всех каскадов, для которых выполнялся электрический расчет принципиальных схем согласно ТЗ на проектирование. По заданию необходимо провести электрический расчет принципиальных схем двух-трех каскадов. Электрические схемы других каскадов уточненной схемы, выбираются на основе справочной литературы [2, 5, 22, 24,38, 50]. Принципиальные схемы основных функциональных узлов могут быть построены на основе методик [23].

На принципиальной схеме должны быть представлены и номиналы элементов для схем, для которых проводился электрический расчет.

Требования по оформлению пояснительной записки приведены в[51].

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В пособии изложены общие подходы к проектированию РПДУ, особенности применения радиосигналов с основными видами модуляции, типовые структурные схемы радиопередатчиков с амплитудной, угловой, однополосной и дискретными видами модуляции различного назначения. Отражены и вопросы выбора способа построения схем узкополосных и широкодиапазонных УМ и построения их принципиальных схем для различных рабочих частот.

Подробно рассмотрены и вопросы построения и выбора схем автогенераторов и формирователей различного назначения: LC – типа, работающих на фиксированной частоте и управляемых по частоте при использовании в качестве управляющего элемента варакторов (варикапов), а также синтезированных нелинейных реактивных элементов, позволяющих осуществлять перестройку по частоте автогенератора с достаточно большим уровнем мощности (до единиц ватт и более).

В краткой форме приведены основные сведения по особенностям схем и построению стабильных генераторов, реализованных на основе кварцевых резонаторов и ПАВ-элементов, которые широко внедряются в перспективные системы и комплексы.

В работе отражены и характерные вопросы проектирования транзисторных РПДУ: выбора структурных схем и их расчета с угловой, однополосной модуляцией, а также дискретных видов модуляции.

Приведенный материал позволяет конкретно и целенаправленно решать вопросы проектирования, что необходимо для закрепления и более конкретного освоения методик расчета, построения базовых схем и оптимизации характеристик устройств генерирования и формирования сигналов.

ПРИЛОЖЕНИЕ

КЛАССИФИКАЦИЯ РАДИОИЗЛУЧЕНИЙ

Радиоизлучения классифицируются в соответствии с их основными и дополнительными характеристиками.

С помощью первых трех символов описываются основные характеристики для классификации радиоизлучения, а для полного описания излучения необходимо добавлять два дополнительных символа.

Основные характеристики

1. Первый символ(буква) в классификации радиоизлучений – тип модуляции основной несущей.

1.1 излучение немодулированной несущей N

1.2 излучения, при которых основная несущая модулируется по амплитуде (включая случаи, когда поднесущие имеют угловую модуляцию):

двухполосная A

однополосная с полной несущей H

однополосная с ослабленной несущей или с переменным уровнем несущей R

однополосная с подавленной несущей J

с независимыми боковыми полосами B

с частично подавленной одной из боковых полос C

1.3 излучения, при которых основная несущая имеет угловую модуляцию:

частотная модуляция F

фазовая модуляция G

1.4 излучения, при которых основная несущая имеет амплитудную и угловую модуляцию либо одновременно, либо в заранее установленной последовательности D

1.5 импульсные излучения:

последовательность немодулированных импульсов P

последовательность импульсов модулированных:

по амплитуде K

по ширине или длительности L

по положению или фазе M

последовательность импульсов, при которых несущая имеет угловую модуляцию во время передачи импульсов Q

последовательность импульсов, представляющая сочетание указанных выше способов или производимая другими методами V

1.6 прочие случаи, отличные от указанных выше, при которых излучение состоит из основной несущей, модулированной

либо одновременно, либо в заранее установленной последовательности, сочетанием двух или более из следующих методов модуляции: амплитудной,

угловой, импульсной	W
1.7 прочие случаи	X
2. Второй символ (цифра) – характер сигнала (сигналов), модулирующего основную несущую:	
2.1 отсутствие модулирующего сигнала	0
2.2 один канал, содержащий квантованную или цифровую информацию без использования модулирующей поднесущей	1
2.3 один канал, содержащий квантованную или цифровую информацию при использовании модулирующей поднесущей	2
2.4 один канал с аналоговой информацией	3
2.5 два или более канала, содержащие квантовую или цифровую информацию	7
2.6 два или более канала с квантовой информацией	8
2.7 сложная система с одним или несколькими каналами, содержащими квантованную или цифровую информацию, совместно с одним или несколькими каналами, содержащими аналоговую информацию	9
2.8 прочие случаи	X
3. Третий символ (буква) – тип передаваемой информации.	
3.1 отсутствие передаваемой информации	N
3.2 телеграфия для слухового приема	A
3.3 телеграфия для автоматического приема	B
3.4 факсимиле	C
3.5 передача данных, телеметрия, телеуправление	D
3.6 телефония (включая звуковое радиовещание)	E
3.7 телевидение (видео)	F
3.8 сочетание указанных выше типов	W
3.9 прочие случаи	X

Международная классификация радиоизлучений

Классы излучения	Обозначение классов излучения
А м п л и т у д н а я м о д у л я ц и я	
Излучение немодулированной несущей Телеграфия	N0N
Незатухающие колебания (амплитудная манипуляция)	A1A A1B
Тональная (амплитудная манипуляция модулирующей звуковой частоты)	A2A
Тональная, одна боковая полоса частот: полная несущая подавленная несущая	H2A H2B J2B
Многоканальная тональная, одна боковая полоса частот: ослабленная несущая подавленная несущая	R7B J7B
Телефония	
Две боковые полосы частот (в том числе радиовещание)	A3E
Одна боковая полоса частот: полная несущая ослабленная несущая подавленная несущая	H3E R3E J3E B8E
Две независимые боковые полосы частот. Факсимиле	
Излучение с модуляцией основной несущей частоты непосредственно или с помощью модулированной по частоте поднесущей: две боковые полосы частот одна боковая полоса частот, ослабленная несущая	A3C R3C
Телевидение	
Излучение с частично подавленной боковой полосой частот	C3F
У г л о в а я м о д у л я ц и я	
Телеграфия одноканальная (ЧТ)	F1B
Телефония (радиовещание, звуковое сопровождение телевидения)	F3E
Факсимиле, при непосредственной модуляции несущей	F1C
Четырехчастотная двухканальная телеграфия (ДЧТ)	F7B
И м п у л ь с н а я м о д у л я ц и я	
Последовательность немодулированных импульсов	PON
Телеграфия	

Амплитудная манипуляция импульсной несущей без использования модулирующей звуковой частоты	K1B
Излучение с использованием модуляции импульсов звуковой частотой:	
по амплитуде	K2B
по ширине или длительности по положению или фазе	L2B
	M2B
Телефония при модуляции импульсов:	
по амплитуде	K3E
по ширине или длительности	L3E
по положению или фазе	M3E

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Радиопередающие устройства: учеб. пособие для вузов. / В.В. Шахгильдян, В.Б.Козырев, А.А.Ляховкин и др.; под ред. В.В. Шахгильдяна. – М.: Радио и связь, 2003. – 560 с.
2. Проектирование радиопередатчиков: учеб. пособие для вузов / В.В. Шахгильдян, М.С. Шумилин, В.Б. Козырев и др.; под ред. В.В. Шахгильдяна. – М.: Радио и связь, 2000. – 654 с.
3. Устройства генерирования и формирования радиосигналов / Л.А.Белов, В.М. Богачев, М.В. Благовещенский

и др.; под ред. Г.М. Уткина, В.Н. Кулешова и М.В. Благовещенского. – М.: Радио и связь, 1994. – 416 с.

4. Проектирование радиопередающих устройств с применением ЭВМ: учеб. пособие / О.В. Алексеев, А.А. Головков, А.Я. Дмитриев и др.; под ред. О.В. Алексеева. – М.: Радио и связь, 1987.- 392 с.

5. Радиопередающие устройства (проектирование радиоэлектронной аппаратуры на интегральных микросхемах) / М.В. Балакирев, Ю.С. Вохмяков, А.В. Журиков и др.; под ред. О.А. Челнокова. – М.: радио и связь, 1982. – 256 с.

6. Проектирование радиопередающих устройств СВЧ: учеб. пособие / Уткин Г.М., Благовещенский М.В., Жуховицкая В.П. и др.; под ред. Г.М. Уткина. – М.: Сов. радио, 1979. – 320 с.

7. Шумилин М.С. Проектирование транзисторных каскадов передатчиков / М.С. Шумилин, В.Б. Козырев, В.А. Власов. – М.: Радио и связь, 1987. – 320 с.

8. Ворона В.А. Радиопередающие устройства. Основы теории и расчета: учеб. пособие /В.А.Ворона .- М.: Горячая линия – Телеком, 2007. – 384 с.

9. Верзунов М.В. Однополосная модуляция в радиосвязи / М.В. Верзунов. – М.: Воениздат, 1972. – 296 с.

10. Поляков В.Т. Радиолюбителям о технике прямого преобразования / В.Т.Поляков. – М.: Патриот , 1990. – 264 с.

11. Радиопередающие устройства на полупроводниковых приборах. Проектирование и расчет /В.Я. Баржин, О.Ф.Бокк, Р.А.Валитов и др.; под ред. Р.А. Валитова и И.А. Попова. – М.: Сов. радио, 1973. – 464 с.

12. Каганов В.И. СВЧ полупроводниковые передатчики / В.И. Каганов. – М.: Радио и связь, 1981. – 400 с.

13. Каганов В.И. Проектирование транзисторных радиопередатчиков с применением ЭВМ / В.И. Каганов. – М.: Радио и связь, 1988. – 256 с.

14. Новожилов О.П. Аналоговые устройства на синтезированных нелинейных реактивных элементах: учеб. пособие/ О.П. Новожилов. – М.: МИЭМ. 1996. – 160 с.

15. Бочаров М.И. Амплитудный модулятор на синтезированных нелинейных реактивных элементах / М.И. Бочаров, О.П. Новожилов // Радиотехника, 1988. №5. С. 21-23.
16. Петров Б.Е. Радиопередающие устройства на полупроводниковых приборах: учеб. пособие для радиотехн. спец. вузов / Б.Е. Петров, В.А. Романюк. – М.: Высш. шк. – 1989.- 232 с.
17. Проектирование и техническая эксплуатация радиопередающих устройств: учеб. пособие / М.С. Сиверс, Г.А. Зейтленок, Ю.Б. Несвижский и др. - М.: Радио и связь. - 368 с.
18. Транзисторные генераторы гармонических колебаний / В.Б. Козырев, В.Г. Лаврушенков, В.П. Леонов и др.; под ред. И.А. Попова. – М.: Радио и связь. - 1985. – 192 с.
19. Бочаров М.И. Фазовые модуляторы на синтезированных нелинейных реактивных элементах / М.И. Бочаров, О.П. Новожилов // Радиотехника. 1988. №1.С.19-22.
20. Антенны и устройства СВЧ. Проектирование фазированных антенных решеток: учеб. пособие для вузов/ Д.И.Воскресенский, Р.А. Грановская, И.С. Давыдова и др.; под ред. Д.И. Воскресенского. – М.: Радио и связь, 1981. – 432 с.
21. Антенны и устройства СВЧ. Проектирование фазированных антенных решеток: учеб. пособие для вузов / В.С. Филиппов, Л.И. Пономарев, А.Ю. Гринев и др.; под ред. Д.И. Воскресенского. – М.: Радио и связь, 1994. – 592 с.
- 22.Титов А.А. Транзисторные усилители мощности МВ и ДМВ (серия «Библиотека радиоинженера»)/ А.А. Титов. – М.: Солон-Пресс, 2006. – 328 с.
23. Бочаров М.И. Построение и расчет схем генераторов: учеб. пособие /М.И. Бочаров. Воронеж: ВГТУ, 2007.-157 с.
- 24.Схемотехника устройств на мощных полевых транзисторах: справочник/В.В. Бачурин, В.Я. Ваксберг, В.П. Дьяконов и др.; под ред. В.П. Дьяконова. – М.: Радио и связь, 1994. – 280 с.
25. Манассевич В. Синтезаторы частот (теория и проектирование) / В. Манассевич; пер. с англ под ред. А.С. Галина.- М.: Связь, 1979. – 384 с.

26. Бочаров М.И. Применение синтезированных нелинейных реактивных элементов для управления частотой автогенераторов / М.И. Бочаров, М.В. Клыков, О.П. Новожилов // Радиотехника. 1987. №4. С. 21-23.

27. Альтшуллер Г.Б. Кварцевые генераторы: справ. пособие / Г.Б. Альтшуллер, Н.И. Елфимов, В.Г. Шакулин. – М.: Радио и связь. 1984. – 232 с.

28. Рыжков А.В. Синтезаторы частот в технике радиосвязи / А.В. Рыжков, В.Н. Попов. – М.: Радио и связь, 1991. – 264 с.

29. Бочаров М.И. Инженерная методика расчета высокочастотного генератора управляемого напряжением/ М.И.Бочаров, Е.Л.Король// Вестник Воронежского государственного технического университета. 2007.Т.3. №4. С.20-23.

30. Завражнов Ю.В. Усилители мощности, автогенераторы, умножители частоты для радиопередатчиков подвижной связи: учеб. пособие / Ю.В. Завражнов. Воронеж: ВГТУ, 2002. – 152 с.

31. Бочаров М.И. Усилители мощности частотно-модулированных колебаний на основе мощного автогенератора с фазовой автоподстройкой частоты / М.И. Бочаров, О.П. Новожилов // Радиотехника.2008. №2. С. 100-104.

32. ГОСТ 12252 – 86. Радиостанции с угловой модуляцией сухопутной подвижной службы. Типы, основные параметры, технические требования и методы измерений.

33.ГОСТ 22579 – 86. Радиостанции с однополосной модуляцией сухопутной подвижной службы. Типы, основные параметры и методы измерений.

34.ГОСТ 13924 – 80. Передатчики радиовещательные стационарные. Основные параметры, технические требования и методы измерений.

35.Завражнов Ю.В. Электромагнитная совместимость радиосредств: учеб. пособие/Ю.В. Завражнов. – Воронеж, ВГТУ, 2000. – 83 с.

36. Юров Ф.Ф. Техничко-экономическая эффективность сложных радиоэлектронных систем /Ф.Ф. Юров. – М.: Сов. радио, 1980. – 242 с.

37. Галочкин В.А. Оценка эффективности структурных схем транзисторных передатчиков/ В.А. Галочкин// Труды НИИ Радио. – 1984. №1. С. 54 -59.

38. Семьян А.П. 500 схем для радиолюбителей. Современные радиопередатчики/ А.П. Семьян. – СПб.: Наука и техника, 2008. – 352 с.

39. Полупроводниковые приборы. Транзисторы средней и большой мощности: справочник/А.А. Зайцев, А.И. Миркин, В.В. Мокряков и др.; под ред. А.В. Голомедова. – М.: Радио и связь, 1994. – 460 с.

40. Разевиг В.Д. Система сквозного проектирования электронных средств DesignLab 8.0./ В.Д. Разевиг. – М.: Солон, 1999. – 585 с.

41. Бочаров М.И. Принципы проектирования транзисторных радиопередающих устройств: учеб. пособие/ М.И. Бочаров. Воронеж: ВГТУ, 1993. – 109 с.

42. Павлов В.Н. Аналоговые электронные устройства/ В.Н. Павлов, В.Н. Ногин. – М.: Радио и связь, 2003. - 280 с.

43. Пат. 2257665 Российская Федерация, МКИ Н03 В 19/06. Гармонический умножитель частоты / М.И. Бочаров №2004106839/09; заявл. 09.03.2004; опубл. 27.07.2005; Бюл. №21. – 6 с.: ил.

44. Пат. 2292629 Российская Федерация, МКИ Н03 В 19/00. Гармонический умножитель частоты /А.М. Бочаров, А.И. Мушта, О.П. Новожилов - №2005121752/09; заявл. 11.07.2005; опубл. 27.01.2007; Бюл. №3. – 7 с.:ил.

45. Пат. 2295825 Российская Федерация, МКИ Н03 С 3/22. Частотно-модулированный генератор/ М.И. Бочаров №2005131772/09; заявл. 13.10.2005; опубл. 20.03.2007; Бюл. №8 – 7 с.: ил.

46. Тихомиров Н.М. Формирование ЧМ-сигналов в синтезаторах с автоподстройкой/ Н.М. Тихомиров, С.К. Романов, А.В. Леньшин. – М.: Радио и связь, 2004. -210 с.

47. Левин В.А. Синтезаторы частот системы импульсно-фазовой автоподстройки/В.А. Левин, В.Н. Малиновский, С.К. Романов. – М.: Радио и связь, 1989. – 232 с.
48. Попов П.А. Частотно-модулированные синтезаторы частот для систем подвижной радиосвязи/ П.А. Попов, И.П. Усачев. Воронеж: ВПИ, 1991. – 89 с.
49. Справочник по расчету и конструированию СВЧ полосковых устройств/С.И. Бахарев, В.И. Вольман, Ю.Н. Либ и др.; под ред. В.И. Вольмана. 1982. – 265 с.
50. Рэд Э. Справочное пособие по высокочастотной схемотехнике: Схемы, блоки, 50-омная техника: пер. с нем./Э. Рэд. – М.: Мир, 1990. – 290 с.
51. Стандарт предприятия СТП ВГТУ 62-2007. Текстовые документы. Правила оформления.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Введение.....	3
1. Общие вопросы проектирования.....	4
1.1. Основные требования и характеристики РПДУ.....	4
1.2. Особенности проектирования передатчиков.....	10
1.3. Системный подход к проектированию.....	13
2. Особенности применения радиосигналов с различными видами модуляции.....	16
2.1. Общие сведения и области применения радиопередатчиков с АМ.....	16

2.2. Преимущества однополосной модуляции	18
2.3. Достоинства угловой модуляции.....	19
2.4. Особенности дискретных видов модуляции.....	23
3. Типовые структурные схемы передатчиков различного назначения.....	28
3.1. Структурные схемы передатчиков с АМ	34
3.2. Типовые структурные схемы передатчиков подвижной связи с ОМ.....	37
3.3. Структурные схемы передатчиков подвижной связи с угловой модуляцией.....	40
3.4. Особенности реализации фазовой модуляции в полупроводниковых РПУ.....	44
3.5. Особенности радиовещательных передатчиков.....	47
3.6. Особенности телевизионных передатчиков	49
3.7. Особенности РПУ с фазированными антенными решетками.....	53
4. Передатчики цифровой радиосвязи.....	56
4.1. Передача сигналов дискретными методами	56
4.2. Структурные схемы передатчиков цифровой связи.....	60
5. Построение принципиальных электрических схем усилителей мощности.....	64
5.1. Активные элементы мощных каскадов радиопередающих устройств	64
5.2. Выбор способа построения усилителя мощности.....	69
5.3. Схемы широкодиапазонных УМ.....	73
5.4. Схемы узкодиапазонных УМ.....	79
6. Транзисторные автогенераторы.....	82
6.1. Транзисторные автогенераторы с фиксированной частотой.....	82
6.2. Транзисторные автогенераторы на каскодных схемах ..	84
6.3. Генераторы, управляемые напряжением.....	86
6.3.1. Генераторы, управляемые напряжением на варикапах.....	89

6.3.2. Генераторы, управляемые напряжением на синтезированных нелинейных реактивных элементах.....	90
6.4. Высокостабильные генераторы.....	94
6.4.1. Кварцевые автогенераторы.....	94
6.4.2. Автогенераторы с использованием эффекта поверхностных акустических волн.....	98
6.5. Расчет высокочастотных автогенераторов.....	101
6.6. Усилитель мощности частотно-модулированных колебаний на основе мощного автогенератора с ФАПЧ.....	110
7. Качественные показатели радиопередатчиков	115
7.1. Нежелательные излучения радиопередатчиков.....	116
7.2. Количественная оценка показателей качества	119
7.3.Повышение качественных показателей РПДУ	124
7.4.Паразитные явления в УМ и методы борьбы с ними..	129
8. Проектирование структурных схем радиопередающих устройств.....	134
8.1.Оценка технико-экономической эффективности.....	134
8.2. Выбор и обоснование структурной схемы.....	135
8.3. Расчет структурной схемы РПДУ с амплитудной модуляцией	142
8.4. Расчет структурной схемы РПДУ с однополосной модуляцией.....	145
8.5. Расчет структурной схемы РПДУ с угловой модуляцией.....	147
9. Методика расчета электрических принципиальных схем.....	152
9.1. Общий подход к расчету принципиальных схем	152
9.2. Методика расчета усилителя мощности.....	154
9.3.Методика расчета амплитудного модулятора	160
9.4. Методика расчета умножителей частоты.....	163
9.5.Методика расчета высокостабильных автогенераторов.....	166
9.6. Методика расчета частотно-модулированных генераторов.....	168

9.7. Конструктивный расчет функциональных узлов	170
9.8. Разработка принципиальных схем каскадов РПДУ ...	171
Заключение.....	172
Приложение. Классификация радиоизлучений	173
Библиографический список	177

Учебное издание

Бочаров Михаил Иванович

ПРОЕКТИРОВАНИЕ ТРАНЗИСТОРНЫХ
РАДИОПЕРЕДАЮЩИХ УСТРОЙСТВ

В авторской редакции

Подписано в печать 30.09. 2011.

Формат 60x84/16. Бумага для множительных аппаратов.

Усл. печ. л. 11,7. Уч.-изд. л. 11,5. Тираж 6 9 экз.

Зак . № .

ФГБОУ ВПО «Воронежский государственный технический
университет»

394026 Воронеж, Московский просп., 14