

Министерство образования и науки Российской Федерации
Муромский институт (филиал)
федерального государственного бюджетного образовательного учреждения
высшего образования
**«Владимирский государственный университет
имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»
(МИ ВлГУ)**

Методические указания по выполнению курсовой работы

по дисциплине

РАДИОПЕРЕДАЮЩИЕ УСТРОЙСТВА

для студентов специальности
11.02.01 *Радиоаппаратостроение*

Муром 2017

УДК 621.37
ББК 32.848

Составители:

Храмов К.К., к.т.н., доцент кафедры радиотехники МИ ВлГУ;
Костров В.В., д.т.н., профессор кафедры радиотехники МИ ВлГУ;

Ответственный за выпуск:

заведующий кафедрой радиотехники,
доктор технических наук, профессор Ромашов Владимир Викторович

Радиопередающие устройства: методические указания по выполнению курсовой работы для студентов специальности 11.02.01 *Радиоаппаратостроение* / сост. Храмов К.К., Костров В.В. – Муром: МИ ВлГУ, 2017. – 44 с.

Содержат сведения, необходимые для выполнения курсовой работы по дисциплине «Радиопередающие устройства», и предназначены для студентов очной и заочной форм обучения специальности среднего профессионального образования 11.02.01 *Радиоаппаратостроение*.

Содержание

1. ЦЕЛЬ, ЗАДАЧИ И СОДЕРЖАНИЕ КУРСОВОЙ РАБОТЫ	4
1.1. Цель курсовой работы.....	4
1.2. Тематика курсовых работ.....	4
1.3. Содержание курсовой работы	5
2. ЗАДАНИЕ НА КУРСОВУЮ РАБОТУ	6
2.1. Общие требования	6
2.2. Основные электрические требования	6
2.3. Дополнительные данные	6
3. ПОРЯДОК ВЫПОЛНЕНИЯ КУРСОВОЙ РАБОТЫ	7
3.1. Календарный график и контроль хода курсовой работы	7
3.2. Составление и расчет структурной схемы.....	8
3.3. Электрический расчет каскадов тракта радиочастоты и модулятора	13
3.4. Разработка принципиальной схемы.....	14
3.5. Использование ЭВМ при проектировании РПДУ	15
3.6. Использование ресурсов сети Интернет	17
3.7. Разработка конструкторской части работы.....	17
3.8. Оформление расчетно-пояснительной записки	19
4. ЗАЩИТА КУРСОВОЙ РАБОТЫ	24
4.1. Доработка курсовой работы.....	24
4.2. Подготовка к защите курсовой работы.....	24
4.3. Порядок защиты курсовых работ.....	28
5. СПИСОК РЕКОМЕНДУЕМОЙ ЛИТЕРАТУРЫ	29
ПРИЛОЖЕНИЕ А. Варианты заданий на курсовую работу	30
ПРИЛОЖЕНИЕ Б. Радиочастотные компоненты и их производители	34

1. ЦЕЛЬ, ЗАДАЧИ И СОДЕРЖАНИЕ КУРСОВОЙ РАБОТЫ

1.1. Цель курсовой работы

Целью курсовой работы является развитие инженерного мышления, самостоятельности и изобретательности при проектировании и решении комплексных задач радиоэлектроники. В ходе курсовой работы студент должен научиться применять полученные знания для обоснования конкретных инженерных решений, должен уметь найти, предложить и обосновать нетривиальный способ построения устройств и отдельных узлов радиопередающего устройства (РПДУ).

Курсовая работа выполняется в рамках дисциплины «Радиопередающие устройства» специальности среднего профессионального образования 11.02.01 *Радиоаппаратостроение*.

Курсовая работа имеет следующие цели и задачи:

- формирование компетенций учащегося в соответствии с федеральным государственным образовательным стандартом среднего специального образования;
- закрепление, углубление и обобщение знаний и умений, полученных студентом на лекционных и лабораторных занятиях;
- применение знаний к решению задач схемотехники, к разработке структурной и принципиальной схем современных РПДУ;
- подготовка студента к выполнению выпускной квалификационной работы.

В процессе курсовой работы студенты приобретают навыки расчета радиоэлектронной аппаратуры; учатся пользоваться учебной, научно-технической и справочной литературой, учитывать современные тенденции развития техники радиопередающих устройств, использовать нормативные документы в профессиональной деятельности; закрепляют знания по государственным стандартам единой системы конструкторской документации (ЕСКД).

1.2. Тематика курсовых работ

Содержанием тем для курсовой работы могут быть:

- разработка передатчиков или генераторов диапазона радиочастот (до 3000 ГГц) на интегральных микросхемах, транзисторах, электронных и электронно-вакуумных приборах;
- разработка отдельных функционально законченных узлов РПДУ (таких, например, как возбудитель передатчика, устройство формирования однополосного сигнала и т.п.);
- экспериментальное или теоретическое исследование характеристик и качества работы РПДУ или их отдельных функциональных узлов.

Таким образом, курсовые работы могут быть расчетно-теоретическими, расчетно-исследовательскими, расчетно-экспериментальными.

1.3. Содержание курсовой работы

В процессе выполнения курсовой работы студент в соответствии с требованиями задания должен:

- провести анализ задания на курсовую работу и, исходя из этого, составить развернутое техническое задание на разработку РПДУ;
- выбрать прототип и провести сравнительный анализ разрабатываемого РПДУ и прототипа;
- выбрать и обосновать структурную (или функциональную) схему РПДУ;
- провести эскизный расчет РПДУ, определить полные электрические требования к основным каскадам РПДУ;
- выбрать все электронно-вакуумные, полупроводниковые приборы, микросхемы по проведенному эскизному расчету;
- выбрать и обосновать принципиальные схемы отдельных узлов РПДУ (каскадов тракта радиочастоты, модуляторного устройства, схемы питания, элементов блокировки, управления, сигнализации и контроля);
- провести полный электрический расчет 1-2 разнотипных каскадов радиочастотной части РПДУ и 1-2 каскадов тракта сигнала модулирующей частоты;
- определить величины всех рассчитанных стандартных деталей схемы, выбрать их по справочникам (указать и обосновать предельные значения мощностей и напряжений, а также указать тип и допуски на величину), все данные внести в перечень элементов;
- определить требования к источнику питания (стабильность напряжений, требования к пульсациям и т.п.);
- определить общие требования к системе управления, блокировки и сигнализации (УБС);
- разработать конструкторскую документацию (печатная плата, компоновка отдельного каскада или каскадов РПДУ и лицевой панели и т.п.).

Результаты курсовой работы представляются в виде расчетно-пояснительной записки (объем 20...40 страниц формата А4), функциональной схемы устройства, принципиальной электрической схемы всего РПДУ и чертежей, дающих представление о конструкции радиопередатчика.

2. ЗАДАНИЕ НА КУРСОВУЮ РАБОТУ

Основные исходные данные приводятся в задании на курсовую работу. Задание на курсовую работу оформляется на типовом бланке, подписывается руководителем курсовой работы, студентом и утверждается заведующим кафедрой радиотехники. Выдача задания осуществляется руководителем в течение первой-второй учебной недели.

Задание на курсовую работу содержит часть полных технических требований, предъявляемых к радиопередающему устройству. В задании указываются только общие и основные требования, которым должно удовлетворять проектируемое устройство. При выполнении курсовой работы в задании требования к конструкции РПДУ, условиям эксплуатации и надежности могут отсутствовать.

2.1. Общие требования

К общим требованиям относятся: назначение РПДУ, условия работы, место установки и требования к степени автоматизации процесса управления и настройки. Кроме этих требований могут быть указаны ограничительные требования по габаритам, массе, к.п.д. и т.д.

2.2. Основные электрические требования

Основные электрические требования включают в себя:

- рабочую частоту или диапазон частот;
- стабильность частоты;
- мощность, вырабатываемую устройством (для РПДУ с амплитудной модуляцией задается мощность в режиме несущих колебаний, для импульсных РПДУ – мощность в импульсе); если особо не оговорено, то в задании указана мощность в нагрузке (антенне);
- категорию сигналов, подлежащих передаче (указываются все виды работы, которые должно обеспечить РПДУ: телеграфная, телефонная, импульсная, передача сигналов телеметрии и т.д.);
- информацию о виде и параметрах модуляции;
- информацию о виде и параметрах передаваемого или формируемого сигнала;
- род электропитания, от которого должно работать РПДУ;
- конструкторские, эксплуатационные и другие требования.

Варианты заданий на курсовые работы приведены в [Приложении А](#).

2.3. Дополнительные данные

Как правило, задание не охватывает всех числовых данных, необходимых для курсовой работы. Все дополнительные требования, не указанные в задании, но необходимые для выполнения работы, нужно установить в процессе курсовой работы.

3. ПОРЯДОК ВЫПОЛНЕНИЯ КУРСОВОЙ РАБОТЫ

3.1. Календарный график и контроль хода курсовой работы

Большое значение для правильной организации курсовой работы, рационального распределения времени имеет планирование работы и точность выполнения намеченных сроков окончания, как отдельных этапов, так и всей работы в целом.

Ниже приводится типовой календарный график работы над курсовой работой, в котором указаны основные этапы курсовой работы, их удельный вес в процентах от общего объема работы и время, необходимое для их выполнения (таблица 3.1).

Таблица 3.1

Типовой календарный график выполнения курсовой работы

Этап работы	Время выполнения в неделях	Объем работы в %	
		этапа	всей работы
1. Анализ задания, подбор литературы	1	10	10
2. Обоснование, составление и расчет структурной схемы	3	15	25
3. Расчет и составление принципиальной (или подробной функциональной) схемы тракта радиочастоты	4	30	55
5. Разработка модулятора, системы УБС, требований к источникам питания	2	15	70
4. Разработка конструкторской части работы	1	10	80
6. Обработка расчетного материала, оформление пояснительной записки и графической части	1	10	90
7. Сдача записки преподавателю на проверку, доработка графической части и пояснительной записки	0,5	5	95
8. Подготовка к защите. Защита курсовой работы	0,5	5	100

Ход курсовой работы контролируется преподавателем. Для этого каждый студент обязан не реже одного раза в неделю отчитываться перед преподавателем о выполненной за этот период работе. Ход выполнения курсовой работы учитывается преподавателем при выставлении баллов студента на неделях рейтинг-контроля.

Работа над курсовой работой начинается с ознакомления с заданием, с подбора и изучения соответствующей литературы (основная литература приводится в задании, однако этот список не является исчерпывающим, поэтому на данном этапе требуется самостоятельная работа). Затем производится ана-

лиз технического задания, составляется и рассчитывается структурная схема, электрическая (или подробная функциональная) схема, определяются требования к источникам питания.

Каждый расчет следует начинать с уточнения всех исходных данных, которые в общем случае состоят из трех групп:

- а) данные, указанные в задании на работу (мощность РПДУ, длина волны или рабочая частота, длительность импульса и т.д.);
- б) данные, полученные в результате расчета структурной схемы (мощность возбуждения; мощность, генерируемая активным элементом (АЭ), и т.д.);
- в) данные, которые необходимо задать или выбрать перед началом расчета (напряжение питания, угол отсечки и т.п.).

Ниже более подробно рассматриваются отдельные этапы курсовой работы в той последовательности, в какой их рекомендуется выполнять.

3.2. Составление и расчет структурной схемы

На первом этапе курсовой работы разрабатывается структурная схема РПДУ. Она является ориентировочной, и на последующих этапах будет уточняться за счет более точного учета технических характеристик каскадов. Структурная схема позволяет получить представление о том, каким будет проектируемое устройство, т.е. представить облик будущего радиопередающего устройства.

В процессе составления структурной схемы РПДУ решаются основные вопросы, определяющие принцип построения РПДУ:

- выбирается технология построения радиочастотного тракта (широкополосная или узкополосная);
- определяется принцип построения тракта радиочастоты (однокаскадная схема или многокаскадная, с преобразованием частоты или без преобразования частоты, с применением умножителей частоты или с использованием принципа прямого усиления и т.п.);
- определяется принцип построения возбудителя, решается вопрос о стабилизации частоты;
- производится выбор элементной базы – всех активных элементов РПДУ (транзисторов, микросхем, электронных и электронно-вакуумных приборов);
- выбирается принцип построения модуляторного устройства (вид и способ реализации модуляции; тип коммутатора в импульсных РПДУ и т.д.).

При использовании узкополосной технологии построения радиочастотного тракта в диапазонных РПДУ перестройка по частоте осуществляется во всех основных каскадах, начиная от возбудителя и заканчивая выходными каскадами и согласующими фильтрами. Для реализации такого принципа построения радиогенератора необходимо предусмотреть соответствующие элементы (конденсаторы переменной ёмкости, вариометры) перестройки контурных систем и измерительные приборы для контроля точности настройки частоты. При одновременной перестройке нескольких каскадов решается проблема сопряжения контурных систем.

В настоящее время наиболее распространенной является широкополосная технология построения тракта радиочастоты, при которой перестройка частоты производится в возбuditеле, а затем включаются широкополосные усилители, генераторы и фильтры. Относительная полоса выходных усилителей и антенного фильтра радиочастотного тракта, как правило, не должна превышать октаву с целью подавления высших гармонических составляющих сигнала и субгармоник. Если коэффициент перекрытия по частоте превышает октаву, то при переходе с одного поддиапазона на другой производится переключение полосовых октавных фильтров (антенных фильтров).

После составления структурной схемы производится её расчёт, т.е. проводится эскизное проектирование РПДУ. Целью расчета является определение основных параметров отдельных каскадов (входной и выходной мощности, диапазона рабочих частот сигналов на входе и выходе и т.д.), определение числа каскадов. При энергетическом расчете следует учитывать потери мощности в кабеле, соединяющем проектируемое устройство и нагрузку (антенну); коэффициент полезного действия контурных систем и другие потери в тракте формирования радиосигнала. По расчетному значению мощности, которую должен обеспечить каждый каскад, выбираются активные элементы (тип, количество и схема включения усилительных элементов); решаются вопросы применения той или иной схемы сложения мощностей нескольких генераторов; определяется величина питающих напряжений каждого каскада (активного элемента) и т.д.

Расчет структурной схемы можно начинать от возбuditеля, определяя основные энергетические характеристики последующих каскадов до тех пор, пока мощность на входе нагрузки (антенны) не достигнет заданного значения. При другом варианте расчета за исходную величину принимается мощность в нагрузке (антенне) и определяются энергетические характеристики всех предшествующих каскадов до тех пор, пока требуемая мощность на входе буферного каскада не сравняется с выходной мощностью возбuditеля.

При предварительном расчете следует руководствоваться следующими общими положениями:

- выходная мощность возбuditеля составляет 4...50 мВт;
- частота задающего генератора (ЗГ) для обеспечения высокой ее стабильности не должна превышать 3...10 МГц; если используется кварцевая стабилизация, то частоту колебаний не рекомендуется брать выше 15...35 МГц при работе на основной гармонике; при использовании механических гармоник кварца рабочая частота ЗГ может достигать 200...250 МГц;
- для получения стабилизированных по частоте радиосигналов в диапазоне дециметровых волн используются генераторы с резонаторами, например, диэлектрическими, которые интегрированы в один корпус;
- получение сетки частот осуществляется с помощью синтезаторов частоты, в которых стабильность частоты вырабатываемых колебаний определяется стабильностью частоты опорного (кварцевого) генератора;
- плавная перестройка частоты в возбuditелях с кварцевой стабилизацией реализуется с помощью интерполяционной схемы;

- при малом количестве фиксированных рабочих частот можно использовать возбудитель с кварцевой стабилизацией частоты по схеме «кварц-волна»;
- использование умножителей частоты приводит к снижению КПД РПДУ, повышению уровня амплитудных и фазовых шумов, поэтому рекомендуется умножение частоты производить на малых уровнях мощности и коэффициент умножения не брать более 3 на каскад;
- амплитудную и импульсную модуляцию желательно осуществлять в выходном(-ых) каскаде(-ах) для повышения КПД РПДУ;
- с целью уменьшения потерь допускается использовать один источник напряжения для питания маломощных каскадов и экранных цепей мощного генератора; питание анодных цепей мощных каскадов рекомендуется производить от отдельных источников, а питание ЗГ от отдельного стабилизированного источника;
- сокращение числа каскадов можно достичь совмещением буферного усилителя с умножителем и т.д.;
- для снижения степени влияния мощных каскадов РПДУ на возбудитель (ЗГ), повышения стабильности частоты, уменьшения вероятности самовозбуждения генераторов КПД контурных систем рекомендуется выбирать в соответствии с таблицей 3.2.

Таблица 3.2

Рекомендуемые значения КПД контурных систем

Уровень мощности каскада	Буферные каскады (после ЗГ)	Каскады малой мощности	Каскады средней мощности	Каскады большой мощности
КПД контурной системы	0,05...0,2	0,2...0,4	0,4...0,8	0,8...0,95

При заданной малой и средней мощности выходного сигнала устройства целесообразным является применение интегральных микросхем, как при проектировании отдельных каскадов, так и РПДУ в целом. В настоящее время промышленность выпускает широкую номенклатуру электронных компонентов, которые предназначены для работы в радиочастотном диапазоне: усилители мощности, широкополосные усилители радиочастоты, модуляторы, генераторы, синтезаторы частоты, делители и умножители частоты, смесители, сумматоры и разветвители (делители мощности) сигналов и т.д. Как правило, компании-производители приводят типовые режимы работы, схемы включения и конструктивное размещение микросхем.

Подбор активных элементов (АЭ) (транзисторов, микросхем, генераторных диодов, клистронов, магнетронов, ламп и т.д.) производится по справочникам. Выбираемые АЭ должны удовлетворять требованиям, сформированным в результате расчета структурной схемы, по диапазону частот и мощности с учетом вида модуляции. Обычно таких АЭ оказывается несколько, из них нужно выбрать наиболее подходящий. Если такой выбор сделать нельзя только на основании сравнения АЭ по паспортным данным, то рассчитывается режим работы,

а затем сравниваются энергетические показатели и выбирается АЭ, обладающий более высокими энергетическими характеристиками.

Тип микросхемы выбирается с учетом устойчивости и усилительных возможностей транзисторных усилительных элементов. Выбор по устойчивости начинают с сопоставления заданной частоты или диапазона частот с критической частотой усилительных элементов. Если заданная частота меньше критической, то преимущественно обладают схемы, содержащие наибольшее количество каскадов с общим эмиттером (ОЭ), общей базой (ОБ) или общим истоком (ОИ). Далее определяют устойчивый коэффициент усиления и коэффициент устойчивости.

При выборе микросхемы по усилительным свойствам предварительно определяют, каким является рассчитываемый каскад – широкополосным или узкополосным. В соответствии с этим подбирают тип микросхемы из выбранных по максимальной устойчивости. Например, при одинаковых устойчивых коэффициентах усиления для широкополосных трактов предпочтительна схема ОБ-ОЭ, для узкополосных – ОЭ-ОБ.

После выбора типа микросхемы рассчитывают ее Y -параметры на заданной частоте или в диапазоне частот. При известных Y -параметрах усилительных элементов каскад рассчитывают теми же методами, что и обычные каскады на транзисторах (лампах).

Следует отметить, что ряд микросхем допускает различные варианты включения транзисторов за счет изменения схемы соединения внешних выводов. Кроме того, для создания многотранзисторных каскадов удобно использовать транзисторные матрицы. Поэтому при отсутствии микросхемы с желаемой схемой каскада, следует применить транзисторную матрицу.

Кроме активных элементов серийно выпускаются также и пассивные элементы (конденсаторы, резисторы, индуктивности, циркуляторы, изоляторы, трансформаторы, фильтры и т.п.). Большинство элементов рассчитано на поверхностный монтаж. При выборе комплектующих элементов можно воспользоваться путеводителем по компаниям-производителям элементов для радиоэлектроники, представленным в [Приложении Б](#). Также информацию об элементах можно получить из электронных справочников и технических описаний, которые выпускаются ведущими компаниями. Кроме того, целесообразно использовать ресурсы сети Интернет (см. [п.3.6](#)).

Такой подход приводит к изменению установившихся принципов построения трактов на дискретных элементах. Так, вместо покаскадного использования селективных компонентов, в ряде случаев применяется фильтрация сигналов после нескольких каскадов широкополосного усиления. В качестве фильтров используются фильтры высоких или низких частот (в зависимости от того, какие нежелательные колебания необходимо подавить – высшие гармонические колебания или субгармоники). При проектировании радиочастотных трактов на дискретных элементах желательно использовать минимальное количество активных элементов (АЭ).

При разработке РПДУ на интегральных микросхемах целесообразно применять микросхемы с возможно более высокой степенью интеграции, даже если это приводит к более сложным схемотехническим решениям. Данная реко-

мендация связана с преимуществом интегральной технологии – возможностью изготовления большого количества идентичных по параметрам элементов, стоимость которых мало зависит от их количества в микросхеме. При таком подходе существенно повышается стабильность работы и надежность проектируемой аппаратуры, уменьшаются ее масса, габаритные размеры и потребляемая энергия.

В некоторых случаях целесообразен переход от аналоговых к цифровым методам обработки сигналов. Например, широкое распространение в радиопередающих устройствах получили цифровые синтезаторы частот, цифровые фильтры, цифровые формирователи сигналов и т.п.

Важную роль при разработке РПДУ на микросхемах приобретают вторичные источники питания. Появление специальных микросхем – преобразователей постоянного напряжения (DC/DC-конверторов) – позволяет стабилизировать напряжение питания отдельных каскадов, а также организовать высококачественное питание цепей смещения. Одновременно снижаются пульсации напряжения и обеспечивается развязка каскадов по цепям питания, что обычно производится с помощью дросселей, резисторов и конденсаторов большой емкости.

Значения питающих напряжений рекомендуется выбирать из следующих числовых рядов. Для питания транзисторных генераторов и отдельных каскадов: 3, 6, 9, 12, 18, 24, 27, 30, 36, 48 В. Для питания РПДУ на электронно-вакуумных приборах: 0,7; 0,8; 1,0; 1,5; 1,8; 2,0; 2,3; 2,5; 2,8; 3,2; 3,5; 4,0; 5,0; 5,5; 6; 7; 8; 9; 10; 11; 12 кВ. Значения питающих напряжений интегральных микросхем весьма разнообразно и зависит от типа микросхем. Например, выпускаются аналоговые микросхемы с номинальным напряжением питания 2,7; 3,3; 5,0; 6,3; 7,5; 9,0; 12,0 В.

При питании от гальванических батарей, аккумуляторов (носимая, переносная, возимая аппаратура) величина напряжения выбирается в соответствии с паспортными значениями их ЭДС, а при расчетах учитывается снижение ЭДС батареи в процессе эксплуатации.

Значения напряжений высоковольтных выпрямителей до 0,7 кВ не нормируются, однако рекомендуется их выбирать кратными 10 числам из приведенного ряда.

Результатом расчета структурной схемы РПДУ является следующий перечень данных для каждого каскада, включая антенный фильтр и возбуждатель:

- мощность возбуждения (мощность на входе каскада);
- выходная мощность (мощность, которую должен выработать АЭ);
- значение частоты (полосы частот) сигнала на входе каскада;
- значение частоты (полосы частот) сигнала на выходе каждого блока;
- тип активного элемента и его характеристики;
- напряжение источников питания и их количество;
- коэффициент (ориентировочный) усиления каждого каскада по мощности (для каскадов антенно-фидерного устройства – коэффициент затухания);
- КПД контурных систем, используемых в выходных и промежуточных каскадах.

3.3. Электрический расчет каскадов тракта радиочастоты и модулятора

Данный раздел курсовой работы состоит из полного электрического расчета 1-2 разнотипных каскадов тракта радиочастоты и 1-2 каскадов модулятора совместно с модулируемым каскадом.

После расчета структурной схемы РПДУ и выбора АЭ рассчитывается энергетический режим отдельных каскадов. Например, для генератора на биполярном транзисторе необходимо рассчитать мощности (колебательную мощность на выходном электроде АЭ – коллекторе; мощность, потребляемую от источника питания по коллекторной цепи), напряжения (переменное напряжение – на коллекторе или контурной системе и базе; постоянное напряжение – для смещения в цепи базы, т.е. для обеспечения требуемого угла отсечки), токи транзистора (амплитуду импульсов коллекторного, базового и эмиттерного токов; амплитуду переменной составляющей тока; постоянные составляющие токов), электронный КПД, требования к сопротивлению нагрузки и т.д. Аналогичные характеристики определяются и в случае применения электровакуумных приборов, в частности радиоламп.

В случае использования в качестве генератора магнетрона, клистрона, лампы бегущей волны, лампы обратной волны энергетический режим, как правило, не рассчитывается, а выбирается по рабочим и нагрузочным характеристикам.

Далее определяются требования к колебательным системам: эквивалентное сопротивление в диапазоне частот с учетом связи с нагрузкой, амплитуды напряжений и токов в контуре, внешние токи и т.д. По этим требованиям выбирается тип колебательной системы: контур, двухпроводная линия, коаксиальная линия, полосковая линия, резонатор и т.п. Для выбранного типа колебательной системы выполняется её электрический расчет, определяются номинальные значения емкости конденсаторов и индуктивности катушек, составляющих контурную систему.

Кроме контурных систем расчету подлежит режим работы каскада по постоянному току и вспомогательные элементы (блокировочные и разделительные конденсаторы, дроссели, балластные и гасящие сопротивления и т.д.).

После энергетического расчета отдельных каскадов и модулятора уточняется принципиальная схема каждого каскада, рассчитывается режим работы каскада по постоянному току и все вспомогательные элементы схемы (блокировочные и разделительные конденсаторы, дроссели, балластные и гасящие сопротивления, делители напряжения и т.д.). При расчете сопротивлений резисторов или емкостей конденсаторов необходимо выбрать ближайшее номинальное значение (по ГОСТ 28884-90 «Ряды предпочтительных значений для резисторов и конденсаторов») и дальнейший расчет вести для выбранного, а не рассчитанного номинала. Вспомогательные элементы рассчитываются после выбора и обоснования схем питания входных и выходных цепей генераторов (последовательная, параллельная). При этом следует учитывать условия работы отдельных каскадов и РПДУ в целом. Особое внимание необходимо уделить цепям смещения и температурной стабилизации входных цепей транзисторных генераторов, поскольку температурный дрейф напряжения отсечки и, соответ-

ственно, угла отсечки будет приводить к существенному изменению генерируемой мощности. Например, применение эмиттерного смещения расширяет температурный диапазон, базовое смещение требует введения специальных цепей термостабилизации.

Расчет каскада заканчивается определением требований к предыдущему каскаду:

- диапазона частот;
- мощности, необходимой для возбуждения рассчитываемого каскада (полезная мощность предыдущего каскада);
- сопротивления нагрузки для предыдущего каскада (входное сопротивление рассчитываемого каскада).

По аналогичной методике рассчитываются каскады с умножением частоты.

Для автогенератора разрабатываются дополнительно меры по обеспечению требуемой стабильности частоты, температурной стабилизации, перестройки частоты и т.п.

Расчет тракта радиочастоты заканчивается определением требований к модулятору и источникам питания тракта. Требования к модулятору определяются энергетическим или электрическим режимом каскада тракта радиочастоты, в котором осуществляется модуляция, и включают в себя:

- мощность, развиваемую в нагрузке;
- величину полного сопротивления, на котором должна развиваться полезная мощность модулятора;
- величину искажений сигнала, допустимых в модуляторе.

На основании этих требований проводится расчет модулятора, который сводится к электрическому расчету 1-2 каскадов усиления сигнала модулирующей частоты. В процессе расчета выбираются активные элементы, напряжения источников питания модулятора, определяются режимы работы, номиналы всех входящих деталей, цепи коррекции и т.п.

Требования к источнику питания включают в себя величины постоянных напряжений, необходимых для работы всех каскадов, потребляемые токи, стабильность, допустимые пульсации напряжения, ток накала и т.д.

Как видно из вышеизложенного, в результате энергетического расчета уточняются все основные характеристики каскадов, которые были получены при эскизном проектировании.

3.4. Разработка принципиальной схемы

На основании разработанной структурной схемы и принятых схемотехнических решений для отдельных каскадов составляется принципиальная (или подробная функциональная) схема всего РПДУ. Схемы каскадов, которые не рассчитывались, могут быть заимствованы из технической литературы при соответствующем обосновании необходимости их применения.

При составлении схемы необходимо особое внимание обратить на следующие схемотехнические вопросы курсовой работы:

- все активные элементы схемы должны быть обеспечены питанием по постоянному току, на все электроды должен быть подан соответствующий потенциал;
- в схеме должно быть обеспечено последовательное прохождение и формирование радиочастотного сигнала от возбудителя к нагрузке;
- все подаваемые на АЭ напряжения (как переменные, так и постоянные) должны соответствовать расчетным значениям;
- мощные каскады целесообразно строить по двухтактной схеме или с использованием других подходящих методов сложения мощностей генераторов (например, по мостовой схеме);
- для связи между каскадами целесообразно использовать широкополосные трансформаторы.

К схеме принципиальной электрической (код схемы в соответствии с ГОСТ 2.701-84 «ЕСКД Схемы. Виды и типы. Общие требования к выполнению» – Э3) составляется перечень элементов (код документа – ПЭ3). В него заносятся все элементы каскадов, рассчитанных в процессе курсовой работы.

3.5. Использование ЭВМ при проектировании РПДУ

При проектировании радиопередающих устройств целесообразно применение ЭВМ как на стадии эскизного курсовой работы для расчета структурной схемы, так и при расчете схемы электрической принципиальной отдельных каскадов и проверке их работы. Кроме того, с использованием ЭВМ можно провести конструкторские расчеты, а с помощью систем САПР перевести при необходимости электрическую схему в топологию соответствующих печатных плат.

На стадии эскизного курсовой работы или при расчете отдельных каскадов ЭВМ может использоваться вычислительное средство, в котором на основе аналитических соотношений составляется программа вычислений либо непосредственно на языке программирования, например, C++, либо с использованием графического интерфейса, например, Mathcad компании PTC, Matlab компании The MathWorks и др. Изменение исходных данных позволяет проследить влияние вариации исходных величин на основные выходные показатели и оптимизировать по тому или иному критерию проектируемое устройство. Например, вариация угла отсечки позволяет в усилителе мощности получить максимальный КПД при заданной колебательной мощности. Широкое распространение методов компьютерного курсовой работы дает возможность проведения оптимального расчета, как отдельных каскадов, так и РПДУ в целом.

При таком использовании ЭВМ позволяет существенно сократить время на проведение трудоемких или однотипных расчетов, поскольку, составив программу для расчета генератора (умножителя, усилителя), можно без труда рассчитать все генераторы (умножители, усилители), входящие в РПДУ. В пояснительной записке приводится подробный расчет базового варианта генератора (умножителя, усилителя); для остальных каскадов расчетные данные сводятся в таблицу.

Другое направление в использовании ЭВМ связано с компьютерным моделированием, которое позволяет посмотреть работу схемы в условиях, близ-

ких к реальным. В первую очередь пакеты программ предоставляют возможность разработчику посмотреть временные зависимости и значения токов, напряжений и зарядов, протекающих в отдельных элементах эквивалентной схемы генераторов. Можно также проверить амплитудно-частотные, фазо-частотные характеристики, устойчивость работы схемы в диапазоне температур, влияние назначенных допусков на номинальные значения элементов, рассчитать переходные и стационарные процессы при действии различных входных сигналов, режимы по постоянному току, спектры входного сигнала и на выходе исследуемого устройства, спектральные плотности внутренних шумов. Большинство пакетов позволяет вычислить проходные и модуляционные характеристики, оценивать нелинейные искажения и качественные показатели.

Компьютерное моделирование и проектирование производится с использованием специализированных программ. Наибольшее распространение получили программа Micro-Cap компании Spectrum Software, которая является модификацией программы схемотехнического моделирования SPICE (Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis), разработанной в начале 70-х годов.

Формат языка SPICE поддерживается большинством пакетов САПР – OrCAD и Allegro PCB Router (бывшая Specctra) компании Cadence Design Systems; Altium Designer компании Altium; Electronics Workbench Multisim компании National Instruments; SystemView; APLAC; Microwave Office компании Applied Wave Research, свободно распространяемые пакеты, например, KTechLab и др. Перечисленные системы САПР могут применяться при схемотехническом моделировании, разработке топологии печатных плат, как студентами при обучении и выполнении курсовых и выпускных квалификационных работ, так и специалистами в области схемотехники.

Следует также назвать программы графического моделирования Simulink, входящий в пакет Matlab, и LabVIEW компании National Instruments, которые позволяют проектировать, моделировать и визуализировать работу электронных аналоговых и цифровых узлов и блоков, поддерживают большое число стандартных протоколов и интерфейсов и обладают широкими функциональными возможностями.

Большинство известных компаний-производителей электронных приборов и устройств предлагают потребителям бесплатные программы моделирования и курсовой работы на основе библиотек производимых ими компонентов. К числу таких программ относятся приложения ADIsimRF, ADIsimPLL и ADIsimDDS компании Analog Devices.

Программы схемотехнического моделирования дают возможность проектировать практически все узлы и каскады РПДУ. Сначала проводится проектирование и расчет данного устройства по аналитическим формулам. Затем составляется его компьютерная модель и проводится исследование, в которое входит уточнение тех или иных характеристик, параметров проектируемого устройства. При необходимости проводится изменение и замена тех или иных элементов модели, чтобы приблизиться к расчетным либо лучшим (оптимизированным) параметрам. Применение схемотехнического моделирования позволяет существенно уменьшить время экспериментальной проверки и отладки разработанного устройства.

3.6. Использование ресурсов сети Интернет

Еще одно важное направление по применению ЭВМ при проектировании радиопередающих устройств состоит в использовании развитой информационной системы – сети Интернет.

На начальной стадии курсовой работы можно воспользоваться поисковыми системами (www.google.ru, www.yandex.ru, www.rambler.ru и др.). Важным моментом при работе в поисковой системе является определение и правильный выбор ключевых слов, порядок их следования при поиске по словосочетанию.

В сети Интернет существует ряд сайтов электронно-библиотечных систем и образовательных порталов, например, ibooks.ru/, www.iprbookshop.ru/, znanium.com/, biblioclub.ru/, e.lanbook.com/, www.edu.ru/ и др., множество сайтов с технической литературой, например, www.techbook.ru/, www.ieee.org. Помимо этого, в сети можно найти электронные издания журналов и другой технической литературы. К примеру, журналы «Радиотехника» – www.radiotec.ru/, «Электросвязь» – <http://www.elsv.ru/>, «Радиотехнические и телекоммуникационные системы» – www.rts-md.com/ и др.

Справочные данные об электронных компонентах можно найти на сайтах www.analog.com/, www.ti.com/, www.may.ru, www.promelec.ru, www.irf.com, www.radiocomp.ru, www.platan.ru, www.chip-dip.ru, <http://www.compel.ru/>, www.efo.ru, www.rlocman.com.ru и др., которые представляют собой сайты с информацией по радиокомпонентам в целом и справочной документацией на транзисторы, диоды и другие элементы различных компаний. Как правило, фирмы публикуют подробные технические описания (datasheet) радиокомпонентов. Также в Интернете существует множество сайтов, посвященных радиотехнике, радиолюбительским конструкциям и электронике, например, www.chipinfo.ru, <http://radio-device.ru/>, <http://www.cqf.su/>.

В Интернете находятся сайты ведущих компаний, которые разрабатывают программы схемотехнического моделирования: www.orcad.com/, www.tina.com/, www.altium.com/, www.ni.com/, <http://www.mathworks.com/>, www.analog.com/, www.interactiv.com/, www.hyperception.com/, www.spectrum-soft.com/, www.analog.com/. Многие фирмы предоставляют возможность получить демонстрационные (с ограничениями срока действия или функциональные ограничения) или студенческие программы, которые распространяются через Интернет бесплатно. Различные фирмы предоставляют через Интернет большое количество моделей элементов к программам по проектированию тех или иных узлов и устройств, обзоры по системам схемотехнического моделирования, которые можно использовать при проектировании РПДУ.

3.7. Разработка конструкторской части работы

Конструкторская часть курсовой работы вырабатывает способность видеть взаимосвязь между схемными и конструкторскими решениями, между принципиальной и монтажной схемами, между выбранными типами деталей, их габаритами и стоимостью. При творческом подходе к проектированию проработка

конструкторских вопросов может привести к частичному пересмотру принятых ранее в расчетной части решений.

В конструкторской части должны быть выполнены компоновка заданного каскада или разработка печатной платы, компоновка каскадов РПДУ и лицевой панели и т.д. Конструкторская разработка выполняется на базе электрического расчета с учетом особенностей, типа РПДУ и заданных технических эксплуатационных требований. Ориентировочный объем этой части работы 4...6 страниц пояснительной записки.

Конструкторская часть служит источником разработки конструкторских чертежей курсовой работы и должна давать достаточно полное представление об их содержании и объеме. В ней должны приводиться основные эскизы и необходимые пояснительные рисунки. Разработка конструкторской части выполняется только на основании действующих норм, технических условий, стандартов и официальных проектно-конструкторских справочников.

При конструкторской компоновке тракта РПДУ необходимо использовать стандартные узлы и детали (резисторы, конденсаторы, трансформаторы, катушки индуктивности, разъемы, элементы индикации, управления, крепежные элементы, базовые несущие конструкции и т.п.).

Для обеспечения технологичности изделия целесообразно выбирать минимально возможное количество типоразмеров и номиналов радиодеталей и элементов конструкции.

При определении компоновки каскада необходимо:

1. Выбрать конструкцию шасси и панели управления (если это предусмотрено), определить ориентировочно габаритные размеры каскада, предусмотреть стыковку разрабатываемой конструкции с остальными каскадами РПДУ или источником информационного сигнала, антенной системой, определить способ и места электрических и механических соединений. При построении каскада на базе печатного монтажа необходимо выбрать и обосновать число слоев в печатной плате, а также способ изготовления печатной платы.

2. Разместить основные элементы на шасси или печатной плате. При этом за счет рационального взаимного размещения деталей, узлов и токонесущих проводников, а также применения экранировки и других мер, необходимо предусмотреть защиту от возникновения паразитных электрических и магнитных связей между отдельными элементами конструкции и от связей, возникающих по общим цепям питания.

3. Предусмотреть охлаждение активных элементов каскада (если это необходимо).

4. Разместить органы управления и настройки РПДУ. При этом необходимо учитывать требования эргономики, удобство эксплуатации, в том числе и ремонта.

5. Выбрать и обосновать способ настройки отдельных каскадов РПДУ, для чего необходимо предусмотреть контрольные гнезда или контрольные точки для подключения измерительных приборов и подачи тестовых сигналов.

6. Предусмотреть специальные меры, направленные на удовлетворение заданных эксплуатационных параметров каскада (повышенная вибрация, влажность, перепад температур или давления и т.д.). При наличии в конструкторской

ции громоздких и тяжелых деталей следует добиваться равномерного распределения центров тяжести по площади шасси или печатной платы, либо выделить каскады с громоздкими и тяжелыми деталями (радиаторы мощных транзисторов, трансформаторы, конденсаторы переменной емкости) в отдельные функциональные узлы и блоки.

Вся разработанная конструкторская документация оформляется в соответствии с требованиями ЕСКД (см. п.3.8).

3.8. Оформление расчетно-пояснительной записки

По всем основным разделам работы составляется краткий пояснительный текст, работа над которым, как правило, проводится после обсуждения основных результатов курсовой работы с преподавателем.

Пояснительная записка сдается на проверку преподавателю в сроки, указанные в задании на курсовую работу. Окончательное оформление записки производится после исправлений, на основании замечаний, сделанных преподавателем.

Содержание записки должно излагаться простым и ясным языком на листах бумаги формата А4 (210×297 мм). На каждом листе наносится рамка, отстоящая от левого края листа на 20 мм, от верхнего, нижнего и правого края – на 5 мм. Нанесение основных надписей осуществляется в соответствии с ГОСТ 2.104-2006. Оформление пояснительной записки выполняется, как правило, в печатном виде.

Пояснительная записка к курсовой работе должна содержать:

- титульный лист;
- аннотацию;
- задание на курсовую работу;
- содержание;
- введение;
- анализ технического задания;
- выбор, обоснование и расчет структурной схемы;
- выбор и обоснование принципиальной (или подробной функциональной) схемы;
- расчет принципиальной схемы 1-2 каскадов тракта радиочастоты;
- выбор, описание и расчет схемы модулятора;
- выбор схемы управления, блокировки и сигнализации;
- разработку требований к источнику питания;
- разработку конструкции РПДУ;
- заключение;
- список использованных источников;
- приложения.

Титульный лист заполняется на стандартном бланке.

В "Аннотации" дается краткое изложение содержания работы.

В "Содержании" перечисляются номера и заголовки разделов и подразделов с указанием номеров листов (страниц), на которых они расположены. Раз-

дела должны начинаться с нового листа (страницы) и иметь порядковые номера, обозначаемые арабскими цифрами с точкой. Первый номер имеет раздел "Анализ, технического задания" и т.д., последний номер – раздел, предшествующий заключению. Разделы могут иметь подразделы, номера подразделов состоят из номеров раздела и подраздела, разделенных точкой.

Во "Введении" кратко рассматривается современное состояние РПДУ, сжато излагаются особенности разрабатываемого радиопередающего устройства по сравнению с известными типами РПДУ, выбирается и рассматривается прототип, обосновывается актуальность разработки. Недопустимо приводить общеизвестные определения и исторические обзоры.

В "Анализе технического задания" необходимо провести сравнительную оценку заданных технических условий, наметить пути их реализации. Важно определить дополнительные требования и качественные показатели, которые не указаны в задании, но необходимы для выполнения работы, как, например:

- способ перекрытия диапазона;
- входное сопротивление антенны, на которую должно работать проектируемое РПДУ;
- точность установки частоты;
- качество модулированного сигнала на выходе РПДУ;
- климатические условия работы;
- механические нагрузки на РПДУ;
- система управления и контроля.

Дополнительные требования устанавливаются на основании общих положений с учетом требований, указанных в задании, а так же исходя из тактического назначения РПДУ.

При этом необходимо пользоваться соответствующими стандартами, техническими условиями для РПДУ, а также рекомендациями Сектора радиосвязи Международного союза электросвязи (ITU-R) – преемника Международного консультативного комитета по радио (МККР) и Международного комитета по радиочастотам (МКРЧ).

В разделах, посвященных выбору и расчету структурной и принципиальной (или подробной функциональной) схем, приводят окончательные варианты схем, их расчет и обоснование.

В разделах, посвященных расчету тракта радиочастоты и модулятора, приводятся подробные электрические принципиальные схемы отдельных частей и каскадов РПДУ и их расчет. Элементы принципиальных схем выбираются с учетом требований к номинальным значениям и параметрам. Все расчеты должны выполняться только инженерными методами. При этом следует помнить, что дискретные элементы массового производства, из которых собираются РПДУ, обладают производственными допусками, определяемыми техническими условиями и стандартами на радиодетали. При необходимости проведения графических или графоаналитических расчетов с использованием характеристик АЭ, следует привести эти характеристики в записке, выполнив на них требуемые построения.

В разделе "Разработка конструкции" приводится описание конструкции РПДУ или отдельного функционально законченного каскада, дается описание печатной платы, способа ее изготовления, сборки, пайки, проверки.

Особое внимание должно быть уделено выбору материалов и защитных покрытий, решению вопросов компоновки органов управления, контроля и настройки, обеспечению требуемого теплового режима АЭ (это наиболее важно для возбуждателя и выходных каскадов РПДУ).

В "Заключении" кратко анализируются полученные результаты, указываются полученные технические и эксплуатационные характеристики, сравниваются результаты расчета и исходные данные. Намечаются пути дальнейшего усовершенствования РПДУ. Предлагаемые в заключении доработки и дальнейшее развитие схемы должны быть направлены на упрощение, удешевление и повышение надежности РПДУ. Эти предложения не обязывают перерабатывать выполненную работу, они показывают глубину знаний студента и его критичность к своим решениям.

В перечень литературы включаются все использованные источники, в том числе электронные ресурсы. Источники располагаются в порядке их упоминания в тексте пояснительной записки. Ссылки на источники приводятся в конце использованного материала в квадратных скобках, например, [8]. Библиографическое описание следует проводить по ГОСТ 7.1-2003.

В "Приложения" помещают вспомогательные иллюстративные материалы, таблицы, вспомогательные графики, номограммы. Приложения нумеруются заглавными буквами русского алфавита. Каждое приложение начинается с нового листа. В центре страницы указывается слово "Приложение" и его буквенное обозначение (например, Приложение Б). Ниже в круглых скобках располагается указание на вид приложения (обязательное, рекомендуемое или справочное). Приложение должно иметь заголовок, располагающийся по центру страницы. Необходимо иметь в виду, что перечень элементов к электрической принципиальной схеме, спецификации к сборочным чертежам, структурная и принципиальная схемы, которые подшиваются к записке, "Приложениями" не являются, а составляют часть конструкторской документации работы.

При написании формул в тексте пояснительной записки следует руководствоваться следующими правилами согласно ГОСТ 2.105-95:

- пояснения символов и коэффициентов, входящих в формулу, приводят непосредственно под формулой в той последовательности, в какой они стоят в формуле;
- расшифровку каждого символа дают с новой строки;
- первая строка начинается со слова "где" без двоеточия с абзацного отступа;
- уравнения, неравенства пишутся отдельной строкой и при необходимости нумеруются арабскими цифрами в круглых скобках; номер ставится с правой стороны листа;
- при необходимости формулы нумеруются, при этом они должны иметь сквозную нумерацию (за исключением формул приложений); допускается использовать нумерацию формул в пределах раздела, например, (2.1); в прило-

жениях нумерация производится арабскими цифрами после обозначения приложения, например формула (Б.1);

- ссылки в тексте на номер формулы дают в круглых скобках;
- числовые значения величин в формулу подставляют в том же порядке, в котором они расположены в формуле, далее приводится результат вычисления и наименование единиц измерений.

Числовые значения рассчитанных величин в тексте нужно указывать с той степенью точности, которая необходима для обеспечения требуемых характеристик изделия, и с учетом погрешностей реализации устройств. При этом осуществляется выравнивание числа знаков после запятой.

Условные сокращения, символы, обозначения должны иметь расшифровку, приводимую перед первым вводом в текст. Они должны быть единообразными во всем тексте записки.

В тексте пояснительной записки не допускается: применять знак (–), следует писать «минус»; применять математические знаки (<, >, = и т.п.) без цифр; применять знак (Ø), следует писать слово «диаметр».

Графическая часть работы включает в себя:

- структурную схему РПДУ и принципиальные схемы отдельных его каскадов, расположенные по тексту записки или приведенные в приложении;
- графики, иллюстрирующие теоретические и экспериментальные исследования (графические решения, характеристики АЭ и др.);
- полную схему электрическую принципиальную (или подробную функциональную) разработанного РПДУ, подшитую в конце пояснительной записки;
- конструкторские чертежи (сборочный чертеж всего РПДУ или отдельного функционально законченного каскада, чертеж печатной платы как детали и ее сборочный чертеж и т.п.).

Иллюстрации (схемы, графики, рисунки, таблицы) помещаются на отдельных страницах. При малом формате рисунков целесообразно размещать несколько соседних иллюстраций на одном листе. Под иллюстрацией располагается порядковый номер и подпись к ней (например: Рис.1. Задающий генератор. Схема электрическая принципиальная).

Структурные, функциональные и принципиальные схемы отдельных каскадов и РПДУ в целом выполняют по ГОСТ 2.702-2011 и ГОСТ 2.709-89. Принципиальные схемы должны иметь позиционные обозначения, а схема всего разработанного РПДУ – перечень для рассчитанных элементов. Буквенно-цифровые обозначения должны соответствовать ГОСТ 2.710-81.

При ссылке на иллюстрации необходимо писать "Из рисунка 2 видно, что ..." и т.п. Иллюстрации (за исключением рисунков и другого графического материала приложений) нужно нумеровать сквозной нумерацией. При большом количестве иллюстраций допускается использовать нумерацию иллюстраций в пределах раздела. Иллюстрации и таблицы в приложениях нумеруют в пределах каждого приложения, например, "Рисунок А.3", "Таблица Б.2".

Графики должны быть четкими и наглядно иллюстрировать результаты расчетов или исследований. Поэтому необходимо уделить особое внимание рациональному выбору масштаба (линейный, полулогарифмический, логариф-

мический); должны быть выделены характерные точки (максимумы, минимумы) граничные участки режимов и т.д. Не допускается использование цветных обозначений для кривых; если на одном графике несколько кривых, то следует применять различные графические обозначения (пунктир, штрих-пунктир, кружочки, треугольники и т.п.).

Это необходимо для выработки правильных инженерных навыков выпуска технической документации, которая обязательно размножается, а выпуск копий в цветном оформлении не оправдывается экономически. Оси графиков должны быть обозначены с проставлением размерности величин. Графики должны иметь масштабную сетку. Буквенные или цифровые обозначения кривых могут быть помещены непосредственно на поле иллюстрации либо в конце подписи к ней.

Нумерация листов записки и входных в ее состав приложений должна быть сквозной. Страницы с рисунками нумеруются вместе с текстом.

Первой страницей является титульный лист, второй – задание на курсовую работу, третий – аннотация (на них номер страницы не указывается). Первым нумеруемым листом является четвертый лист – "Содержание".

Законченную работу представляет собой сброшюрованную или пошитую в папку пояснительную записку общим объемом 20...40 страниц и 1-2 чертежа формата А2 или А3 (схема электрическая структурная (функциональная), схема электрическая принципиальная всего устройства. Графический материал подшивается к пояснительной записке.

4. ЗАЩИТА КУРСОВОЙ РАБОТЫ

4.1. Доработка курсовой работы

Пояснительная записка сдается на проверку преподавателю в сроки, установленные в задании на курсовую работу. Окончательное оформление записки производится после исправлений на основании замечаний, сделанных преподавателем. Все исправления, дополнительные расчеты и пояснения приводятся либо на отдельных листах, которые подшиваются к пояснительной записке, либо на оборотной стороне листов сброшюрованной записки. При этом замечания преподавателя и соответствующие листы остаются в пояснительной записке в оригинальном виде.

4.2. Подготовка к защите курсовой работы

Для самостоятельной проверки качества выполненной работы можно использовать контрольные вопросы. Приведенный ниже перечень вопросов может быть использован студентами не только на заключительной стадии – подготовке к защите, но и на начальной стадии выполнения курсовой работы. Эти вопросы могут быть использованы членами комиссии при защите курсовых работ.

Перечень составлен в соответствии с тематикой основных разделов курсовой работы и предназначен для самооценки результатов разработки РПДУ. Он поможет сконцентрировать внимание на типичных упущениях и ошибках в разработке темы.

Структурная и функциональная схемы

1. Проанализированы ли требования технического задания с точки зрения исключения требований, не являющихся абсолютно необходимыми для выполнения поставленной задачи?

2. Какие варианты структурных и функциональных схем были рассмотрены?

3. Какие факторы определил выбор именно данной схемы?

4. Нельзя ли упростить схему, сохранив ее функции в заданных пределах?

5. Какие установлены допуски на выходные сигналы, и чем они обеспечиваются?

6. Какие колебания питающих напряжений допустимы и как защищено устройство от колебаний питающего напряжения?

7. Определена ли потребляемая мощность в условиях статического и динамического режима?

8. Какими регулируемыми компонентами управляется работа схемы?

9. Какой допустим процент искажения полезного сигнала? Какой ожидается? Какие были проведены проверочные расчеты?

10. Удовлетворяет ли уровень внеполосного излучения требованиям рекомендаций ITU-R и ГОСТ? Как обеспечивается требуемая фильтрация высших гармоник? Как обеспечивается требуемая фильтрация высших гармоник?

11. Какие требования предъявляются к стабильности несущей частоты РПДУ и возбудителя?

12. Какой тип возбудителя наиболее полно отвечает требованиям технического задания:

- нестабилизированный автогенератор;
- кварцевый автогенератор;
- автогенератор, работающий на механических гармониках кварца;
- интерполяционный возбудитель;
- синтезатор частоты?

13. Можно ли использовать при построении структурной схемы РПДУ технологию широкополосного усиления?

14. Нужно ли использовать поднесущие частоты (и какого номинала) для формирования модулированного сигнала?

Электрическая схема РПДУ

1. Какие факторы определили выбор именно данной схемы?
2. Какие существуют пути упрощения схемы?
3. Обеспечена ли максимальная простота схемы?
4. Какие допустимы колебания питающих напряжений?
5. Каким способом осуществлена развязка источников питания?
6. Каким способом было установлено наличие цепей обратной связи и их воздействие на другие цепи?

7. Проверены ли цепи обратной связи на фазовые соотношения?
8. Какие цепи развязки и нейтрализации применены для предотвращения появления обратной связи и самовозбуждения?

9. Были ли учтены соответствующие стандарты при выборе электрических компонентов?

10. Нельзя ли изменить схему так, чтобы отпала необходимость в нестандартных компонентах?

11. Приближаются ли рабочие режимы (напряжения, токи, мощности) отдельных компонентов к номинальному значению какого-либо параметра при любом возможном колебании напряжения питания или величины нагрузки?

12. Обеспечены ли рабочие режимы отдельных компонентов?

13. Указаны ли необходимые параметры и характеристики в спецификациях примененных компонентов?

14. Какие должны быть допуски на резисторы и конденсаторы, обеспечивающие правильную работу схемы? Как были установлены допуски на элементы, схемы?

15. Можно ли заменить подстроечные элементы постоянными?

16. Учтена ли необходимость изменения мощности резисторов, монтируемых на коротких выводах?

17. Подвержены ли конденсаторы скачкам напряжения, величина которых выходят за пределы номинальных значений?

18. Использовались ли в схемах с высокой стабильностью конденсаторы с температурной компенсацией или с низкими температурными коэффициентами?

19. Применялись ли керамические конденсаторы с высокой диэлектрической постоянной только в качестве блокировочных?
20. Заблокированы ли электрические конденсаторы на частотах выше 100 кГц конденсаторами с малой собственной индуктивностью?
21. Какие колебания добротности катушек индуктивности допустимы?
22. Какие ожидаются колебания добротности, вызванные суммированием допусков и изменениями температуры?
23. Чему равен максимально допустимый ток в обмотке моточного изделия и какова его предельная ожидаемая величина?
24. Как близко подходит наивысшая рабочая частота к собственной резонансной частоте катушки?
25. Установлены ли требования на экранировку моточных изделий?
26. Будет ли схема удовлетворительно работать с произвольно выбранными АЭ, диодами или требуется подбор АЭ по параметрам?
27. Какие колебания основных усилительных, входных и выходных параметров АЭ допустимы?
28. Какое ожидается колебание коэффициента передачи каскада вследствие суммирования допусков параметров используемых АЭ?
29. Каким образом (конструктивно или схемотехнически) обеспечен тепловой режим АЭ при максимальной рабочей температуре среды?
30. Чему равны величины максимально допустимых напряжений на электродах, и какие напряжения приложены к каждому электроду АЭ?
31. Какие колебания нагрузки АЭ могут быть допущены?
32. Зависит ли работа схемы от неконтролируемого разработчиком параметра АЭ?
33. Как обеспечивается питание электродов АЭ по постоянному току? Покажите пути протекания постоянных составляющих токов.
34. Оценена ли необходимость фильтрации и развязки цепей накала ламп?
35. Соответствует ли выбранный разъем параметрам входного и выходного сигналов (частоте, напряжению и др.), а также условиям эксплуатации РПДУ?
36. Возможны ли большие разности потенциалов между соседними штырьками разъемов схем?
37. Может ли вибрация механических частей вызвать нестабильность электрических параметров?
38. Каким образом осуществляется электрическая регулировка каскадов при настройке на рабочую частоту или максимальную отдаваемую мощность?
39. Установлены ли развязывающие фильтры между каскадами для ликвидации паразитного самовозбуждения?
40. Изолированы ли генераторы от других каскадов?
41. Какая измерительная аппаратура необходима при настройке генераторов и как ей пользоваться?
42. Указаны ли в спецификации на покупные компоненты соответствующие стандарты?
43. Производился ли выбор комплектующих покупных изделий с точки зрения их минимальной стоимости?

44. Можно ли расширить допуски на определенные электрические параметры, чтобы уложиться в спецификации более дешевых деталей?

45. Была ли произведена унификация деталей с целью экономии на покупке при изготовлении крупными партиями?

46. Нельзя ли в отдельных случаях коаксиальный кабель заменить экранированным проводом? Как это скажется на параметрах устройства?

47. Удовлетворены ли все требования технических условий? Не нуждаются ли некоторые из них в изменении?

Конструкция РПДУ

1. Какие варианты конструкции были рассмотрены?
2. Были ли использованы при конструировании стандарты на материалы компоненты, чертежи?
3. Какие стандарты определили выбор данной конструкции?
4. Был ли составлен перечень рекомендаций по улучшению конструкции?
5. Обеспечивает ли расположение деталей "логичный" монтаж соединительных проводов?
6. Обеспечивает ли монтаж деталей необходимые условия рассеивания тепла?
7. Обращено ли особое внимание на удобство расположения и простоту крепления деталей, работающих в критических режимах?
8. Были ли приняты во внимание при проектировании монтажа масса деталей, возможность теплового расширения, величины узлов, изгибов и другие монтажные факторы?
9. Обеспечена ли прочность крепления больших компонентов и узлов?
10. Чем обеспечено крепление печатной платы и возможность ее замены?
11. Какие базовые несущие конструкции применены в конструкции РПДУ?
12. Сведена ли к минимуму возможность механического повреждения аппаратуры при ее установке и обслуживании?
13. Совмещено ли в конструкции условие малой массы с прочностью, надежностью и безопасностью эксплуатации?
14. Нужно ли устанавливать РПДУ на амортизаторы?
15. Использованы ли наиболее дешевые из пригодных материалов и покрытий?
16. Во всех ли случаях применены стандартные типы, размеры и материалы крепежных деталей?
17. Хорошо ли сделана маркировка, обеспечивает ли она ускорение сборки?
18. Каким методом изготавливается печатная плата?
19. Как переносить спроектированное устройство?
20. Насколько разработанная конструкция отвечает требованиям ремонтнопригодности?
21. Какие меры приняты для обеспечения термостабилизации автогенератора и выходных каскадов?

Техника безопасности

1. Предусмотрена ли надежная защита от опасных напряжений?
2. Нужны ли предупредительные надписи на высоковольтных цепях?

3. Предусмотрены ли блокировочные контакты, предохранительные выключатели заземления?
4. Применены ли в источнике питания ограничители тока и делители напряжения?
5. Обеспечена ли безопасность обслуживания и регулировки?
6. Под каким напряжением находятся органы управления, нужны ли дополнительные меры по технике безопасности?
7. Имеются ли индикаторы или другие средства сигнализации, свидетельствующие о работе радиогенераторов на антенну?

4.3. Порядок защиты курсовых работ

На защите студент должен всесторонне обосновать предложенные им решения инженерных задач, показать глубокое понимание работы РПДУ в целом, каждого функционального узла структурной схемы и отдельных каскадов электрической схемы, их элементов.

Защита работы, проводится перед комиссией из 2-3 человек при непосредственном участии руководителя курсовой работы в присутствии студентов проектирующих групп.

Защита состоит в коротком (до 8...10 мин) докладе студента по выполненной работе и в ответах на вопросы. В докладе должны быть предельно кратко и четко отражены следующие вопросы:

- назначение спроектированного РПДУ, область его практического применения;
- актуальность темы работы, обоснование целесообразности курсовой работы данного устройства;
- краткий анализ технического задания и исходных данных для курсовой работы;
- методика решения поставленных задач, принципы построения проектируемого устройства, возможные варианты решений и их сравнительный анализ;
- облик спроектированного устройства, структурная схема разработанного РПДУ и ее особенности;
- особенности схемотехнических решений, примененных в работе;
- выводы, отражающие степень полноты разработанной темы работы, соответствие разработки всем требованиям задания;
- перспективы дальнейшего повышения качества проектируемого РПДУ.

При ответах на вопросы студент должен дать все необходимые объяснения по существу работы и уметь ориентироваться в любых теоретических вопросах, касающихся данной работы.

В результате защиты курсовая работа оценивается комиссией. Полученная студентом оценка заносится в зачетную книжку при приеме зачета по курсу РПДУ после успешного прохождения студентом лабораторного практикума.

По усмотрению кафедры студенту, защитившему работу на неудовлетворительную оценку, может быть выдано новое задание на курсовую работу, либо предоставляется возможность повторной защиты после устранения замечаний комиссии.

5. СПИСОК РЕКОМЕНДУЕМОЙ ЛИТЕРАТУРЫ

1. Шостак А.С. Формирование и передача сигналов. Часть 1 [Электронный ресурс]: курс лекций/ Шостак А.С. – Электрон. текстовые данные. – Томск: Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 2014. – 154 с. – Режим доступа: <http://www.iprbookshop.ru/14029>. – ЭБС «IPRbooks», по паролю. <http://www.iprbookshop.ru/14029>
2. Шостак А.С. Формирование и передача сигналов. Часть 2 [Электронный ресурс]: курс лекций/ Шостак А.С. – Электрон. текстовые данные. – Томск: Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 2014. – 90 с. – Режим доступа: <http://www.iprbookshop.ru/14030>. – ЭБС «IPRbooks», по паролю. <http://www.iprbookshop.ru/14030>
3. Сигналы систем электрорадиосвязи: учебное пособие / Н.С. Николаев, Д.С. Канарский. – Москва: Русайнс, 2016. – 159 с. – Режим доступа: <https://www.book.ru/book/920762>
4. Бакеев Д.А., Пафёнкин А.И. Формирование и передача сигналов: Учеб. пособие. – Петропавловск-Камчатский: КамчатГТУ, 2007. – 85 с.. <http://window.edu.ru/resource/533/68533>
5. Павлов Б.А., Филатов В.Н. Возбудители радиопередающих устройств: Учеб. пособие / СПбГУАП. СПб., 2003. 24 с.: ил.. <http://window.edu.ru/resource/742/44742>
6. Устройства генерирования и формирования сигналов. Раздаточный материал для конспекта лекций / сост. П.Г. Тамаров. – Ульяновск: УлГТУ, 2011. – 61 с.. <http://window.edu.ru/resource/582/74582>
7. Радиопередающие устройства: учебник для вузов / Под ред. В.В. Шах-гильдяна. – 3-е изд. – М.: Радио и связь, 2003. – 560 с.. 5
8. Сайт "Радиопередающие устройства" [Электронный ресурс]: Содержится разнообразная информация, касающаяся устройств генерирования, формирования и усиления радиосигналов. – Режим доступа: <http://radio-device.ru/index.php>. – Загл. с экрана. – Яз. рус
9. Сайт фирмы Analog Devices [Электронный ресурс]: Содержатся сведения об электронных компонентах, производимых фирмой. – Режим доступа: <http://www.analog.com/ru>, свободный. – Загл. с экрана. – Яз. рус
10. Сайт фирмы Texas Instruments [Электронный ресурс]: Содержатся сведения об электронных компонентах и устройствах техники радиочастот. – Режим доступа: <http://www.ti.com/lstds/ti/analog/broadband-rf-if/overview.page>, свободный. – Загл. с экрана. – Яз. англ

ПРИЛОЖЕНИЕ А

Варианты заданий на курсовую работу

Таблица А.1

Типовые варианты заданий на курсовую работу

№ вар.	Тема работы	Исходные данные											
		Мощн. в антенне, Вт	Диапазон частот, МГц	Вид мо- дуля- ции	Параметры модуляции				Нестаб. частоты, $\Delta f/f$	Параметры антенны и линии передач			
			$f_{\min} \dots f_{\max}$		m	$\Omega_{\min} \dots \Omega_{\max}$, кГц	U_{Ω} , В	Нелин. искаж, %		тип	W_{ϕ} , Ом	I_{ϕ} , м	КБВ _{доп}
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14
1.	Радиовещательный передатчик	1000	32...36,2	ЧМ	4	0,1...10	0,5	2	$1 \cdot 10^{-5}$	вибраторная	50	15	0,95
2.	-//-	100	190...200	ЧМ	5	0,1...12	1	2	$2 \cdot 10^{-5}$	штыревая, 50 см	75	5	0,9
3.	Связной КВ передатчик малой мощности	100	5...7,0	АМ	1	0,1...10	0,6	7	$1 \cdot 10^{-5}$	-//-	50	5	0,95
4.	-//-	200	3...5	АМ	1	0,1...15	1	5	$1 \cdot 10^{-5}$	-//-	300	1	0,8
5.	Связной УКВ передатчик малой мощности	1	28...32	АМ	1	0,1...8	0,5	7	$1 \cdot 10^{-4}$	-//-	75	0,1	0,85
6.	-//-	5	42...46	АМ	1	0,1...8	0,5	7	$1 \cdot 10^{-4}$	-//-	50	0,2	0,8
7.	Связной передатчик средней мощности	1000	18...20	ЧМ	4	0,07...3,1	0,5	3	$5 \cdot 10^{-5}$	-//-	150	10	0,85
8.	-//-	2000	25...30	ЧМ	5	0,1...15	0,8	2	$1 \cdot 10^{-5}$	-//-	75	20	0,85
9.	Связной передатчик для подразделений ГО и ЧС	500	5...8	ОБП	1	0,3...6	1	5	$1 \cdot 10^{-5}$	-//-	75	5	0,8

Продолжение таблицы А.1

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14
10.	Связной передатчик для подразделений ГО и ЧС	1000	27...30	ОБП	1	0,1...3,1	2	7	$1 \cdot 10^{-5}$	-//-	300	10	0,9
11.	Связной передатчик диспетчерской радиосвязи	50	33...34	ОБП	1	0,07...3,1	0,5	7	$1 \cdot 10^{-5}$	-//-	75	0,5	0,9
12.	Связной передатчик диспетчерской радиосвязи	10	40...44	ОБП	1	0,01...10	0,4	5	$1 \cdot 10^{-5}$	вибраторная	50	0,2	0,9
13.	Связной радиопередатчик аэродромного диспетчера	500	52...60	ОБП	1	0,1...7	2	7	$1 \cdot 10^{-5}$	-//-	300	24	0,9
14.	-//-	1500	26...30	ОБП	1	0,1...12	1	7	$1 \cdot 10^{-5}$	-//-	75	3	0,85
15.	-//-	2000	12...15	ОБП	1	0,1...8	1,5	6	$1 \cdot 10^{-5}$	-//-	150	15	0,95
16.	Связной передатчик	1	12...16	АМ	1	0,07...10	0,2	5	$1 \cdot 10^{-5}$	-//-	75	0,2	0,95
17.	-//-	3	22...26	АМ	1	0,3...3,4	0,4	5	$5 \cdot 10^{-5}$	-//-	50	0,4	0,9
18.	-//-	100	12...15	ЧМ	5	0,3...3,1	1	5	$1 \cdot 10^{-5}$	-//-	50	10	0,9
19.	-//-	2	28...32	ЧМ	3	0,1...4	0,6	5	$1 \cdot 10^{-5}$	-//-	50	0,5	0,95
20.	-//-	1000	42...46	ЧМ	4	0,1...4	0,8	7	$1 \cdot 10^{-5}$	-//-	75	3	0,85
21.	-//-	5	10...12	АМ	1	0,1...5	0,3	5	$1 \cdot 10^{-4}$	-//-	75	0,2	0,95
22.	-//-	500	20...25	ЧМ	5	0,1...3,4	1	7	$1 \cdot 10^{-5}$	-//-	50	20	0,9
23.	Радиовещательный передатчик	2000	30...36	АМ	1	0,1...10	2	5	$6 \cdot 10^{-5}$	-//-	75	10	0,9
24.	-//-	1500	10...14	ЧМ	3	0,1...3	5	7	$5 \cdot 10^{-5}$	-//-	150	100	0,9
25.	-//-	2000	8...12	АМ	1	0,1...5	2	5	$1 \cdot 10^{-5}$	-//-	300	60	0,9

Продолжение таблицы А.1

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14
26.	Радиовещательный передатчик	3000	30...35	ЧМ	3	0,1...5	1	5	$1 \cdot 10^{-5}$	-//-	50	20	0,9
27.	-//-	1000	44...46	ЧМ	5	0,1...10	2	7	$1 \cdot 10^{-5}$	-//-	50	20	0,9
28.	Радиовещательный передатчик УКВ диа-пазона	1500	87,5...85,7	ЧМ	5	0,1...15	0,5	2	$1 \cdot 10^{-5}$	штыревая	75	20	0,9
29.	-//-	2500	64,3...70,5	ЧМ	5	0,1...10	1	2	$1 \cdot 10^{-5}$	-//-	50	40	0,95
30.	-//-	500	143,2...148,4	ЧМ	4	0,1...10	0,5	2	$2 \cdot 10^{-5}$	-//-	50	40	0,9
31.	-//-	1000	139,6...146,2	ЧМ	5	0,1...15	1	3	$1 \cdot 10^{-5}$	штыревая, 40 см	75	30	0,9
32.	Коротковолновый радиовещательный передатчик	7000	4,2...10,5	АМ	0,95	0,1...5	0,5	3	$1 \cdot 10^{-5}$	вибраторная	50	40	0,8
33.	-//-	5000	5...7	АМ	0,9	0,3...4	0,8	5	$1 \cdot 10^{-5}$	вибраторная	50	20	0,85
34.	Передатчик носимой станции СВ диапазо-на	2	27, 40 каналов	ЧМ	4	0,3...4	0,003	1,3	$2 \cdot 10^{-6}$	рамка	50	0,05	0,91
35.	-//-	1,5	27,4, 20 каналов	ЧМ	5	0,3...3,4	0,01	3	$5 \cdot 10^{-6}$	рамка	75	0,07	0,9
36.	-//-	1	27,2, 40 каналов	ЧМ	4	0,3...4	0,01	2	$4 \cdot 10^{-6}$	рамка	50	0,03	0,93
37.	Передатчик носимой станции транкинго-вой связи	3	150...170, 20 каналов	ЧМ	5	0,3...6	0,002	2	$2 \cdot 10^{-6}$	штыревая, 10 см	75	0,04	0,89
38.	-//-	5	420...450, 40 каналов	ЧМ	5	0,2...3,4	0,002	1,5	10^{-6}	штыревая, 10 см	75	0,05	0,92

Окончание таблицы А.1

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14
39.	Передатчик носимой станции транкинговой связи	2	410...420, 20 каналов	ЧМ	4	0,3...3,4	0,003	1,5	10^{-6}	штыревая, 5 см	75	0,05	0,93
40.	-//-	4	510...530, 10 каналов	ЧМ	5	0,3...4	0,002	2,5	10^{-6}	штыревая, 7 см	50	0,03	0,93
41.	Передатчик радиотелефона	0,5	920...930, 40 каналов	ЧМ	5	0,2...3,4	0,002	0,8	10^{-6}	штыревая, 5 см	75	0,05	0,92
42.	-//-	2	930...940, 40 каналов	ЧМ	5	0,2...3,4	0,002	0,9	$3 \cdot 10^{-6}$	штыревая, 5 см	50	0,03	0,9
43.	-//-	1	910...920, 40 каналов	ЧМ	5	0,2...3,4	0,002	1	10^{-5}	штыревая, 5 см	50	0,02	0,94
44.	Передатчик базовой станции	10	450	ЧМ	5	0,3...7	0,2	0,5	10^{-6}	штыревая, 2 м	50	10	0,9
45.	-//-	15	910	ЧМ	5	0,2...5	0,5	0,7	10^{-6}	вибраторная	75	20	0,87
46.	-//-	20	425	ЧМ	6	0,2...4	0,25	0,4	10^{-6}	директорная	75	15	0,85

ПРИЛОЖЕНИЕ Б

Радиочастотные компоненты и их производители

Таблица Б.1

Основные компоненты техники радиопередающих устройств и их производители

Группа изделий		Компания- производитель	Особенности
1		2	3
Усилители	малошумящие	Sirenza Microdevices, Mini-Circuits, M/A-Com, Watkins-Johnson, Philips, NEC, Analog Devices, Narda-Miteq	коэффициент шума 0,7...3 дБ
	мощности SiGe, GaAs и pHEMT, LDMOS модули	Mini-Circuits, Sirenza Microdevices, Analog Devices, Aeroflex-Metelics	с низким напряжением питания
	мощности широкополосные	Mini-Circuits, Sirenza Microdevices, STMicroelectronics, Analog Devices	до +47дБм и до 40 ГГц
	мощности узкополосные	M/A-Com	до 150 Вт
	большой мощности	Mini-Circuits, STMicroelectronics,	до 10 ГГц
	бескорпусные	Agilent Technologies, Analog Devices, Filtronic, M/A-Com	до 40 ГГц
	модульные усилители мощности (каскады)	Mini-Circuits, RF-Gain, Aethercomm, EM-Power, Philips, Sewon Teletech, WiseWave, Texas Instruments, Analog Devices,	до 96 ГГц, до 4000 Вт, для вещательного и специального применений
Генераторы	управляемые напряжением	Mini-Circuits, M/A-Com, C-MAC, Vectron, Analog Devices, Sirenza Microdevices	15 МГц ... 15 ГГц
	кварцевые	Mini-Circuits, FOX, C-MAC, Vectron	до 40 ГГц
	на диодах Ганна, генераторные модули	WiseWave, Narda-Miteq	до 110 ГГц

	температурнокомпенсированные	FOX, C-MAC, Vectron	до 54 МГц
--	------------------------------	---------------------	-----------

Продолжение таблицы Б.1

1		2	3
Генераторы	сдвоенные	Mini-Circuits	25 МГц ... 1,0 ГГц
	маломощные	Mini-Circuits	780 МГц ... 1,1 ГГц
	с 5 В управлением	Mini-Circuits, FOX, C-MAC	24 МГц ... 2,6 ГГц
Делители частоты, умножители		NEC, Philips, Agilent Tec, Analog Devices, M/A-Com	до 13 ГГц
Конвертеры ВЧ и СВЧ	для профессионального применения	WiseWave, Narda-Miteq	до 110 ГГц
Многофункциональные интегральные схемы	300MHz -900MHz, 800MHz-1900MHz, 2400MHz - 2500MHz	M/A-Com, Infineon, Analog Devices, Panasonic, Philips, Honeywell, Intersil	для телекоммуникационных применений, RF передачи данных и RF сетей
Модуляторы-демодуляторы	полупроводниковые	Mini-Circuits, M/A-Com, Philips, Analog Devices, Texas Instruments	до 6 ГГц, в т.ч. квадратурные
Смесители ВЧ и СВЧ	гибридные, интегральные	Mini-Circuits, M/A-Com, Synergy, Analog Devices	0,05 МГц ... 78 ГГц
	коаксиальные	Mini-Circuits, M/A-Com, Narda-Miteq, Marki Microwave	0,05 МГц ... 78 ГГц
Сумматоры и разветвители сигналов		Mini-Circuits, M/A-Com, , KDI, Narda-Miteq, RFPower, ARRA	2...48 направлений
Синтезаторы частот	полупроводниковые	Panasonic, Philips, Peregrine Semiconductor, Analog Devices, Semelab, Sirenza Microdevices, Texas Instruments	одиночные и сдвоенные, с последовательным и параллельным управлением
Транзисторы ВЧ и СВЧ	LDMOST	Mini-Circuits, Sirenza Microdevices, Analog Devices, Ericsson, Philips,	до 2,5 ГГц
	полевые GaAs	M/A-Com, Ericsson, Sirenza Microdevices, Analog Devices, STMicroelectronics,	до 40ГГц и 20...24дБм

		Vishay, Philips, APT, NEC, Filtronic	
	малошумящие	NEC, Agilent Tech, Philips, NEC, Filtronic	шум от 0,45 дБ

Продолжение таблицы Б.1

1		2	3
Транзисторы ВЧ и СВЧ	биполярные	M/A-Com, Ericsson, Analog Devices, Infineon, STMicroelectronics, Vishay, NEC, Philips, APT, RF Gain, Sirenza Microdevices	телекоммуникационные и радарные, до 500 Вт
Аттенюаторы	фиксированные	Mini-Circuits, MA-COM, RF Industries, SV Microwave, Radiall, Narda-Miteq	до 26,5 ГГц
	цифровые	Mini-Circuits, M/ACOM, Honeywell, KDI, MA-COM, Analog Devices, Narda-Miteq	с TTL и CTL управлением
	управляемые напряжением	Mini-Circuits, MA-COM, Analog Devices	до 8 ГГц
Диоды ВЧ и СВЧ	PIN-диоды	M/A-Com, Philips, APT	
	Шоттки	M/A-Com, Philips, Aeroflex-Metelics	
	варакторы, варикапы	M/A-Com, Philips	
Циркуляторы, изоляторы, ферритовые ВЧ устройства, диэлектрические резонаторы		Trans-Tech, M/A-Com, WiseWave, SDP Components	до 40 ГГц - циркуляторы, до 110 ГГц - изоляторы
Индуктивности ВЧ		Stetco, API Delevan, M/A-Com, TOKO, Mini-Circuits	
Ключи ВЧ и СВЧ	интегрального исполнения	Mini-Circuits, , Sirenza Microdevices, M/A-Com, Analog Devices,	от SPST до SP8T до 60 ГГц
	модули с TTL управлением	Miteq, KDI, Narda-Miteq	коаксиальные до 60 ГГц
	электрохимические, мощные	MTI Milano	коаксиальные, мощные
Конденсаторы ВЧ и СВЧ	высокодобротные, с малым сопротивлением, сапфировые подстроечные	Johanson Manufacturing, ATC, AVX, AEC, Aeroflex-Metelics	от 1pF, от 50 В до 2500 В, до 20 ГГц

	ные, мощные		
--	-------------	--	--

Окончание таблицы Б.1

1		2	3
Направленные ответвители и диплексоры		Mini-Circuits, M/A-Com, RF Power, Narda-Miteq, Miteq	до 12 ГГц и 25 Вт
Ограничители		Mini-Circuits	10 кГц ... 900 МГц
Разъёмы ВЧ и СВЧ, кабели, адаптеры, волновооднокоаксиальные переходы, коаксиальные системы		AMP, Amphenol, EZ Form, Johnson Components, Huber + Suhner, QMI, RF Gain, SPD Components, Spectrum Control, Times/Polyphaser, WiseWave, M/A-Com, Dorado	для профессионального применения
Трансформаторы ВЧ	50 и 75 Ом, согласующие ВЧ	Mini-Circuits, M/A-Com, RF Gain	до 2,8 ГГц
Фазовые детекторы		Mini-Circuits, Analog Devices	до 1,3 ГГц
Фильтры	низкочастотные, высокочастотные, полосовые, ПАВ	Mini-Circuits, M/A-Com, RFI, Spectrum Control, Vectron, Narda-Miteq	0 ... 3,0 ГГц (центральная частота)
Цепи смещения и DC/DC конвертеры для GaAs приборов	гибридные и полупроводниковые	Infineon, Mini-Circuits, RF/Power, KDI, C&D Technologies, Texas Instruments	0,04 МГц ... 18 ГГц

Министерство образования и науки Российской Федерации
Муромский институт (филиал)
федерального государственного бюджетного образовательного учреждения
высшего образования
«Владимирский государственный университет
имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»
(МИ ВлГУ)

Отделение среднего профессионального образования

МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ К ЛАБОРАТОРНЫМ РАБОТАМ ПО ДИСЦИПЛИНЕ РАДИОПЕРЕДАЮЩИЕ УСТРОЙСТВА

для студентов специальности

11.02.01 Радиоаппаратостроение

Программа подготовки специалистов среднего звена

Составитель
Храмов К.К.

Муром 2018

Содержание

Содержание	2
1. Лабораторная работа №1 «ИЗУЧЕНИЕ СХЕМОТЕХНИКИ И ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК И ПАРАМЕТРОВ ТРАНЗИСТОРНЫХ ГЕНЕРАТОРОВ С ВНЕШНИМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ»	3
1.1. Теоретические сведения	3
1.2. Порядок выполнения работы	30
2. Лабораторная работа № 2 «ИЗУЧЕНИЕ СХЕМОТЕХНИКИ И ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК И ПАРАМЕТРОВ ТРАНЗИСТОРНЫХ УМНОЖИТЕЛЕЙ ЧАСТОТЫ»	35
2.1. Теоретические сведения	35
2.2. Порядок выполнения работы	39
3. Лабораторная работа №3 «ИЗУЧЕНИЕ СХЕМОТЕХНИКИ И ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК И ПАРАМЕТРОВ ТРАНЗИСТОРНЫХ АВТОГЕНЕРАТОРОВ»	40
3.1. Теоретические сведения	40
3.2. Порядок выполнения работы	53
4. Лабораторная работа №4 «ИЗУЧЕНИЕ МЕТОДОВ СИНТЕЗА ЧАСТОТ И ИССЛЕДОВАНИЕ СИНТЕЗАТОРОВ ЧАСТОТ РАДИОПЕРЕДАЮЩИХ УСТРОЙСТВ»	57
4.1. Теоретические сведения	57
4.2. Порядок выполнения работы	73
5. Лабораторная работа №5 «ИЗУЧЕНИЕ СХЕМОТЕХНИКИ И ИССЛЕДОВАНИЕ АМПЛИТУДНЫХ МОДУЛЯТОРОВ РАДИОПЕРЕДАЮЩИХ УСТРОЙСТВ»	78
5.1. Теоретические сведения	78
5.2. Порядок выполнения работы	91
6. Лабораторная работа №6 «ИЗУЧЕНИЕ СХЕМОТЕХНИКИ И ИССЛЕДОВАНИЕ КАСКАДОВ ФОРМИРОВАНИЯ ДВУХПОЛОСНОГО И ОДНОПОЛОСНОГО СИГНАЛОВ РАДИОПЕРЕДАЮЩИХ УСТРОЙСТВ»	94
6.1. Теоретические сведения	94
6.2. Порядок выполнения работы	102
7. Лабораторная работа №7 «ИЗУЧЕНИЕ СХЕМОТЕХНИКИ И ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК И ПАРАМЕТРОВ ЧАСТОТНЫХ МОДУЛЯТОРОВ РАДИОПЕРЕДАЮЩИХ УСТРОЙСТВ»	105
7.1. Теоретические сведения	105
7.2. Порядок выполнения работы	119
8. Лабораторная работа №8 «ИССЛЕДОВАНИЕ РАДИОПЕРЕДАЮЩИХ УСТРОЙСТВ НИЗОВОЙ СВЯЗИ С УГЛОВОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ»	127
8.1. Теоретические сведения	127
8.2. Порядок выполнения работы	136
Библиографический список	140

1. Лабораторная работа №1

«ИЗУЧЕНИЕ СХЕМОТЕХНИКИ И ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК И ПАРАМЕТРОВ ТРАНЗИСТОРНЫХ ГЕНЕРАТОРОВ С ВНЕШНИМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ»

Цель работы: изучение основных характеристик, принципов построения и работы генераторов с внешним возбуждением (ГВВ); экспериментальное исследование транзисторных ГВВ.

1.1. Теоретические сведения

Базовый теоретический материал по теме лабораторной работы приведен в [1...5, 7...10].

1.1.1. Основные сведения о генераторах с внешним возбуждением

Структура генератора с внешним возбуждением

Генератор с внешним возбуждением (ГВВ) – это каскад передатчика, в котором энергия источника питания преобразуется в энергию ВЧ колебаний с помощью активного (усилительного) элемента (АЭ), управляемого периодическим сигналом внешнего возбуждения на входе (рис. 1.1).

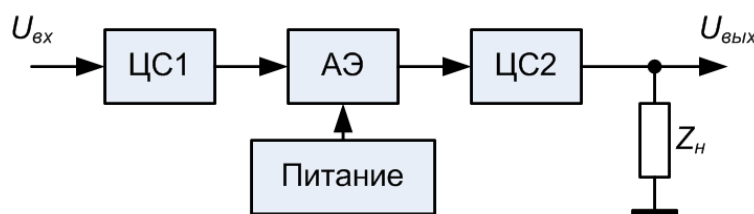


Рис. 1.1. Структура ГВВ

На рисунке ЦС1 и ЦС2 – входная и выходная согласующие цепи. ЦС2 компенсирует реактивную составляющую комплексной нагрузки Z_H , на которую нагружен ГВВ, и трансформирует активную составляющую, чтобы обеспечить оптимальный режим работы АЭ.

Пример схемы генератора с внешним возбуждением приведен на рис. 1.2.

Если устройство необходимо использовать как усилитель мощности, то колебательный контур $C_K L_K$ настроен на первую гармонику коллекторного тока транзистора (i_K).

При анализе схем ГВВ используется кусочно-линейная аппроксимация статической вольтамперной характеристики (ВАХ) электронного прибора (рис. 1.3).

Пусть на вход схемы подается гармоническое колебание (напряжение возбуждения) вида

$$U_{ВХ} = U_{мБ} \cos \omega t.$$

Тогда с учетом напряжения смещения E_B мгновенное значение напряжения на базе транзистора составит

$$e_B = E_B + U_{mB} \cos \omega t. \quad (1.1)$$

Выражение для проходной ВАХ транзистора можно записать (рис. 1.3)

$$i_K = S(e_B - E').$$

где S – крутизна ВАХ; $E' = 0,6 \dots 0,7$ В – напряжение отсечки транзистора.

Подставив (1.1) в последнее выражение, получим

$$i_K(\omega t) = S(E_B + U_{mB} \cos \omega t - E').$$

Обозначим $\omega t = \tau$, тогда

$$i_K(\tau) = S U_{mB} \left(\cos \tau - \frac{E' - E_B}{U_{mB}} \right),$$

где $\cos \theta = (E' - E_B) / U_{mB}$.

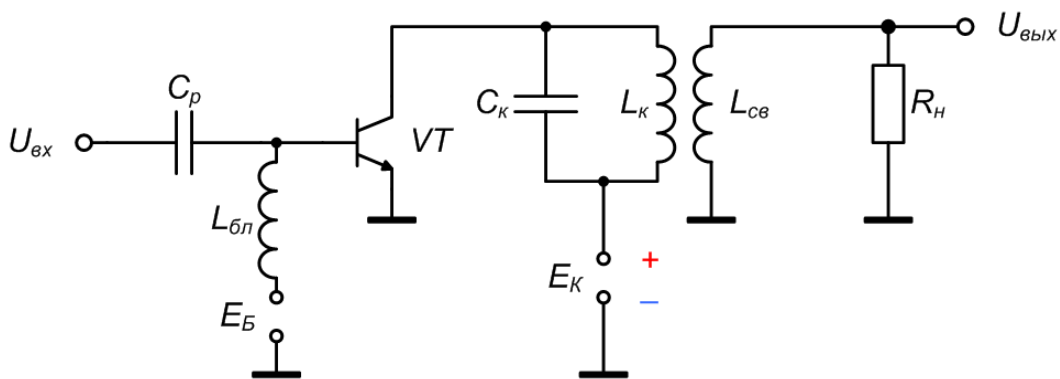


Рис. 1.2. Принципиальная схема генератора с внешним возбуждением: C_p – разделительный конденсатор, $L_{бл}$ – блокировочный дроссель, R_H – сопротивление нагрузки

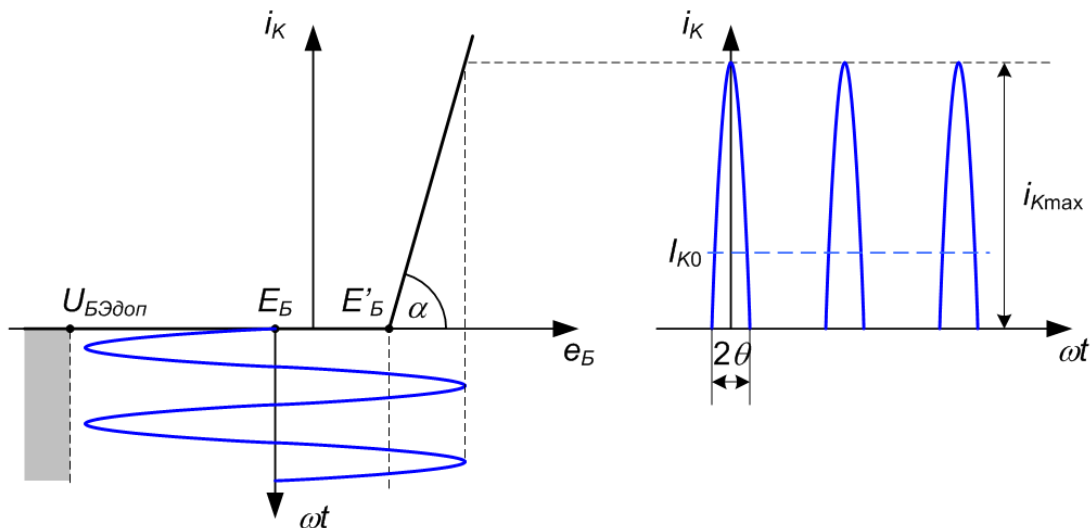


Рис. 1.3. Импульсы коллекторного тока

i_{Kmax} , I_{K0} – амплитуда и постоянная составляющая импульсов коллекторного тока;

$\alpha = \arctg S$ – угол наклона ВАХ; S – крутизна ВАХ; θ – угол отсечки

При настройке колебательного контура в цепи коллектора на частоту входного сигнала он оказывает этому сигналу наибольшее сопротивление, а

при расстройке сопротивление уменьшается. Ток коллектора в режиме с отсечкой представляет собой последовательность импульсов, которую можно представить в виде ряда Фурье:

$$i_k(\omega t) = I_{K0} + \sum_{n=1}^{\infty} I_{Kn} \cos(n\omega t + \varphi_n),$$

где $I_{K0} = \alpha_0(\theta) i_{K\max}$ – постоянная составляющая коллекторного тока; I_{Kn} – амплитуда n -й гармоники, которая может быть найдена через коэффициенты Берга $\alpha_n(\theta)$

$$I_{Kn} = \alpha_n(\theta) i_{K\max}$$

или через γ -коэффициенты

$$I_{Kn} = \gamma_n(\theta) S U_{mB}.$$

Коэффициенты связаны между собой соотношением

$$\gamma_n(\theta) = \alpha_n(\theta) (1 - \cos \theta).$$

Существует оптимальный угол отсечки, соответствующий максимуму n -й гармоники

$$\theta_{opt} = 120^\circ/n.$$

Для усилителя мощности справедливо соотношение:

$$U_{mK} = I_{K1} R_K = I_{K1} R_{рез} = I_{K1} Q \rho,$$

где U_{mK} – амплитуда переменного напряжения на коллекторе; R_K – сопротивление в коллекторной цепи; $R_{рез}$ – сопротивление колебательного контура; Q – добротность контура; ρ – характеристическое сопротивление контура.

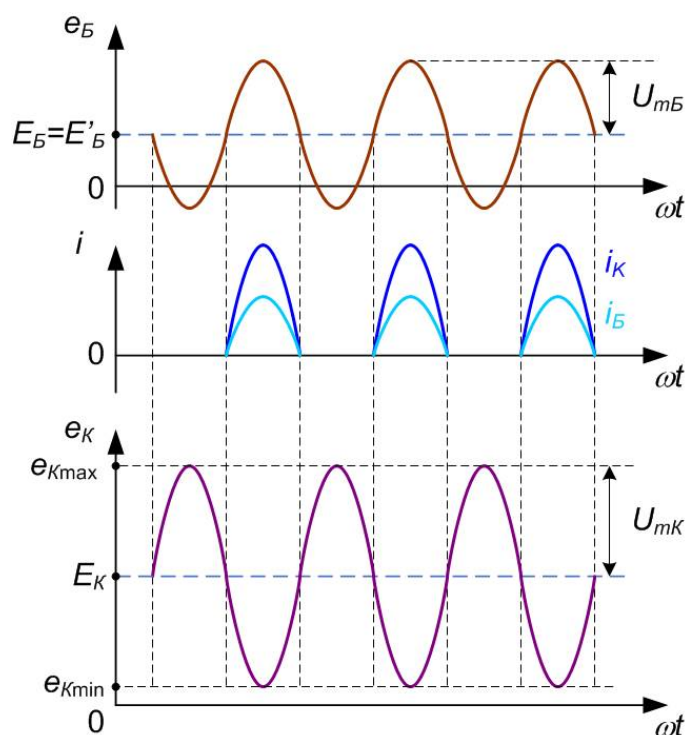


Рис. 1.4. Эпюры напряжений и токов в схеме ГВВ при $\theta = 90^\circ$

Если контур настроен на первую гармонику коллекторного тока, то

$$e_K = E_K - U_{mK} \cos \omega t.$$

Минус говорит о том, что каскад с общим эмиттером является инвертором.

Для умножителя частоты справедливы выражения

$$e_K = E_K - U_{mK} \cos n\omega t;$$

$$U_{mK} = I_{Kn} R_K.$$

Баланс мощностей в ГВВ

Обычно рассматриваются входная и выходная цепи. *Баланс мощностей* для выходной цепи ГВВ

$$P_0 = P_1 + P_K.$$

где $P_0 = I_{K0} E_K$ – мощность, потребляемая от источника питания; $P_1 = \frac{1}{2} I_{K1} U_{mK}$ – полезная мощность первой гармоники ВЧ сигнала, отдаваемая в нагрузку; P_K – средняя мощность, рассеиваемая на коллекторе.

Электронный *коэффициент полезного действия* (КПД) для выходной цепи

$$\eta_{\text{э}} = \frac{P_1}{P_0} = \frac{1}{2} \cdot \frac{U_{mK} I_{K1}}{E_K I_{K0}}.$$

Обозначим через $\xi = U_{mK} / E_K$ – коэффициент использования коллекторного напряжения, $g(\Theta) = \frac{I_{K1}}{I_{K0}} = \frac{\alpha_1(\Theta)}{\alpha_0(\Theta)}$

Тогда формула КПД перепишется в виде

$$\eta_{\text{э}} = \frac{1}{2} \xi \frac{\alpha_1(\theta)}{\alpha_0(\theta)}.$$

Отношение $\alpha_1(\theta) / \alpha_0(\theta)$ максимально при $\theta = 0^\circ$, затем плавно уменьшается от 2 до 1 при увеличении θ от 0° до 180° . Таким образом, для повышения КПД в усилителях мощности надо уменьшать угол отсечки. Однако при $\theta < 120^\circ$ падает полезная мощность, т.к. уменьшается $\alpha_1(\theta)$.

При выборе угла отсечки необходимо согласовывать приемлемые мощность и КПД. Компромиссное значение угла отсечки $\theta = 70^\circ \dots 90^\circ$.

Баланс мощностей для входной цепи:

1) при положительном напряжении смещения $E_B > 0$ (рис. 1.5,а) суммарная мощность выражается

$$P_B = P_{\text{возб}} + P_{\text{см}},$$

где $P_{BЭ}$ – мощность, рассеиваемая на переходе база-эмиттер; $P_{\text{возб}} = \frac{1}{2} \frac{U_{mБ}}{R_{\text{вх}}}$ –

мощность возбуждения; $R_{\text{вх}}$ – входное сопротивление; $P_{\text{см}} = E_B I_{B0}$ – мощность, потребляемая от источника смещения.

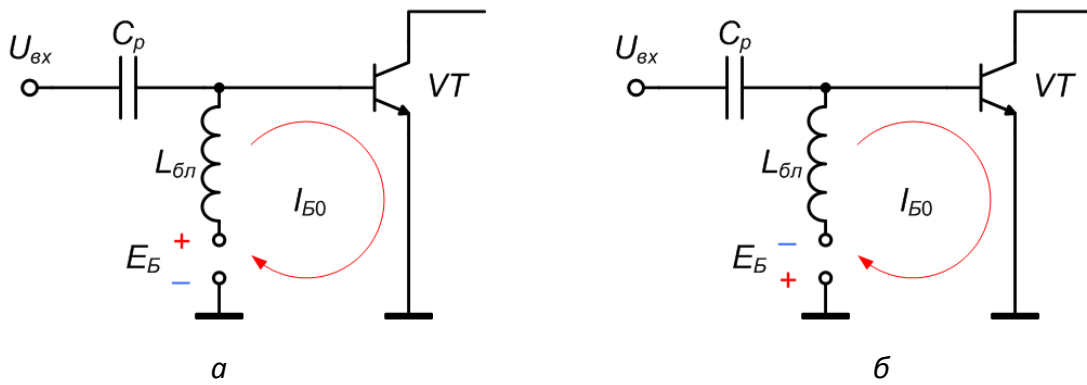


Рис. 1.5. Входная цепь при положительном (а) и отрицательном (б) напряжении смещения транзистора

2) при отрицательном напряжении смещения $E_B < 0$ (рис. 1.5,б) вместо источника внешнего смещения можно в базовую цепь включить резистор R_B (рис. 1.6,а), на котором за счет базового тока будет создаваться необходимое напряжение смещения (автосмещение).

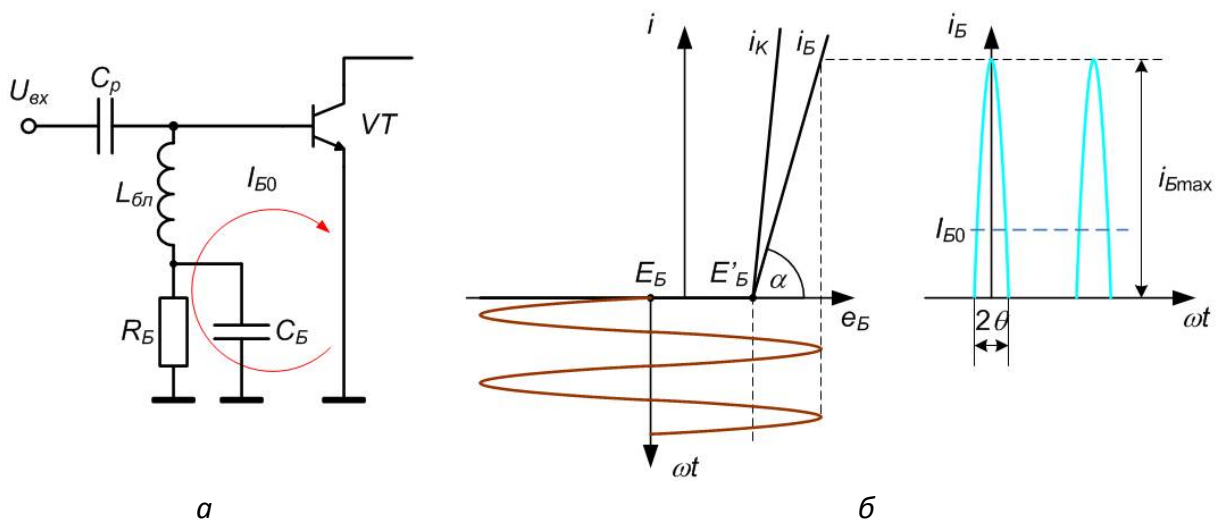


Рис. 1.6. Создание отрицательного напряжения смещения с помощью RC-цепи (а) и импульсы базового тока (б) при отрицательном смещении

На базовом резисторе R_B выделяется напряжение E_B постоянной составляющей базового тока $I_{Б0}$. Конденсатор имеет очень малое сопротивление переменной составляющей базового тока. На резисторе рассеивается дополнительная мощность, расходуемая от источника возбуждения. Вся мощность источника возбуждения тратится на переход база-эмиттер (полезная) и на цепь автосмещения. Таким образом, баланс мощностей входной цепи

$$P_{\text{возб}} = P_{\text{БЭ}} + P_{\text{см}},$$

где $P_{\text{см}} = I_{Б0}^2 R_B$ – мощность, рассеиваемая на сопротивлении $R_B = |E_B| / I_{Б0}$.

Динамические характеристики

Динамические характеристики (ДХ) – зависимости мгновенных значений тока одного из электродов активного элемента от мгновенных значений напря-

жений на данном электроде в рабочем (динамическом) режиме, т.е. при наличии внешнего возбуждения и зафиксированных остальных параметрах (питание, нагрузка, и т.д.). Например, это может быть зависимость полного тока коллектора от полного напряжения на коллекторе при наличии полного переменного напряжения на базе.

Известно, что:

$$e_K = E_K - U_{mK} \cos \omega t. \quad (1.2)$$

$$i_K = SU_{mB} (\cos \omega t - \cos \theta). \quad (1.3)$$

Из выражения (1.2) выразим

$$\cos \omega t = \frac{E_K - e_K}{U_{mK}}, \quad \text{тогда} \quad i_K = SU_{mB} \left(\frac{E_K - e_K}{U_{mK}} - \cos \theta \right) = -\frac{SU_{mB}}{U_{mK}} (e_K - E'_K), \quad \text{где}$$

$$E'_K = E_K + U_{mK} \cos \theta.$$

Учтя, что $SU_{mB} \gamma_1(\theta) = I_{K1}$, а $R_K = U_{mK} / I_{K1}$, получим выражение для ДХ

$$i_K = -\frac{1}{\gamma_1(\theta) \cdot R_K} (e_K - E'_K).$$

Это уравнение прямой линии обычно строится в системе выходных характеристик активного прибора (рис. 1.7).

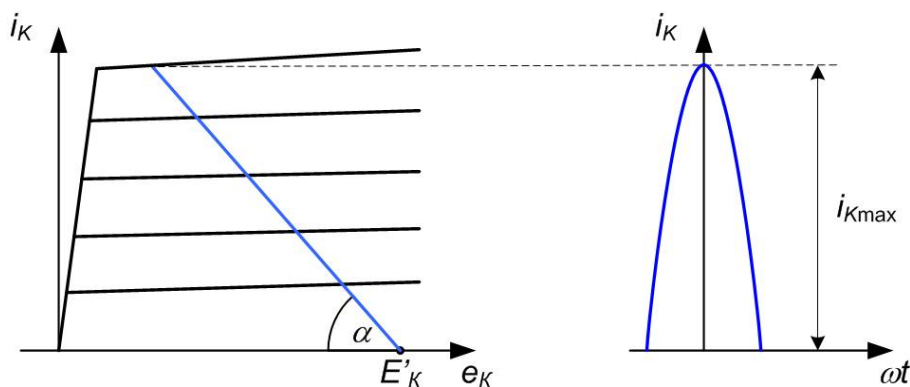


Рис 1.7. Динамическая характеристика транзистора

Наклон прямой определяется эквивалентным сопротивлением коллекторной цепи и углом отсечки коллекторного тока:

$$\alpha = \text{arctg} \frac{1}{\gamma_1(\theta) R_K}.$$

Рассмотрим ряд частных случаев:

1) $\theta = 180^\circ$, в этом случае $E'_K = E_K + U_{mK}$ и динамические характеристики имеют вид, показанный на рис. 1.8. Здесь $\gamma_1(\theta) = 1$, и наклон нагрузочной прямой определяется только сопротивлением коллекторной нагрузки. С уменьшением коллекторной нагрузки наклон прямой уменьшается. Это линейный режим усиления мощности, обладающий плохими энергетическими показателями и КПД. Значение тока покоя не зависит от величины сопротивления R_K .

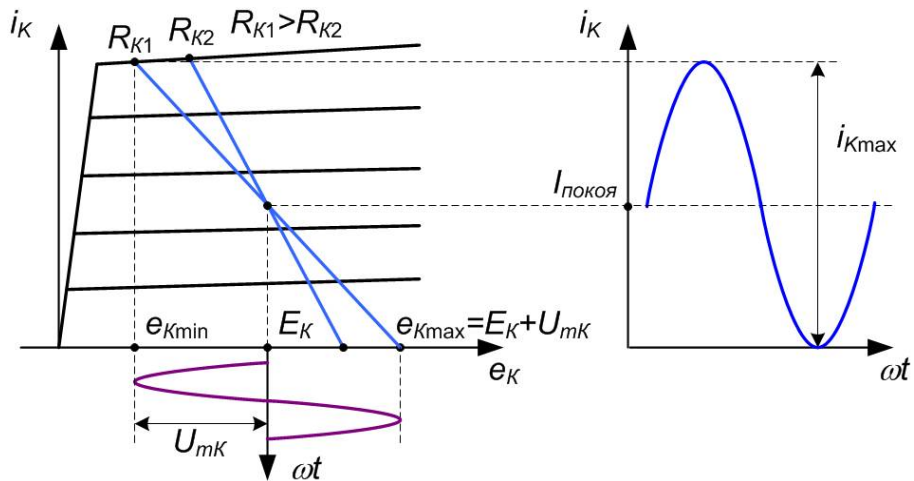


Рис. 1.8. Динамические характеристики транзистора при $\vartheta = 180^\circ$

2) $\theta = 90^\circ$, $\gamma_1(90^\circ) = 0.5$, $E'_K = E_K$, и динамические характеристики примут вид, показанный на рис. 1.9.

Линия 1 – **линия критического (граничного) режима** (ЛКР). Угол ее наклона определяется выражением $\alpha_{\text{ЛКР}} = \arctg(1/r_{\text{нас}})$, где $r_{\text{нас}}$ – сопротивление транзистора в режиме насыщения. Ток покоя равен 0.

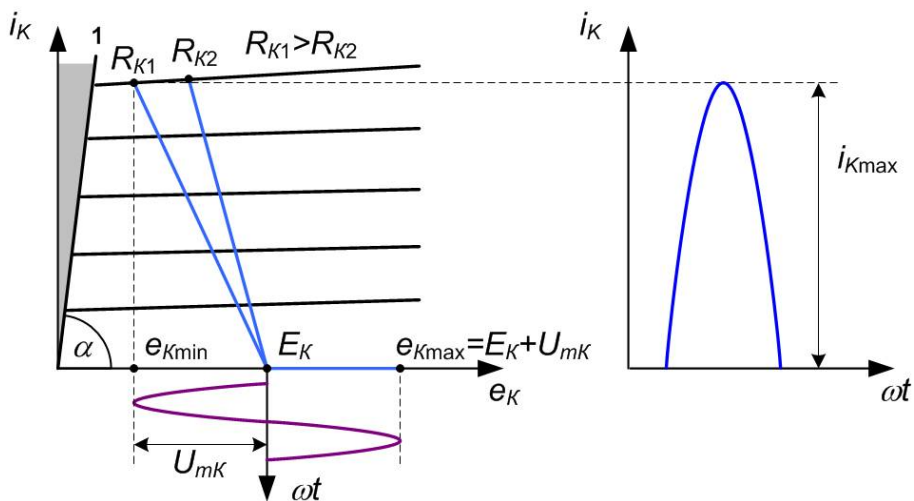


Рис. 1.9. Динамические характеристики транзистора при $\vartheta = 90^\circ$

3) $\theta < 90^\circ$, в этом случае динамические характеристики примут вид, показанный на рис. 1.10, значение тока покоя – фиктивно (не существует).

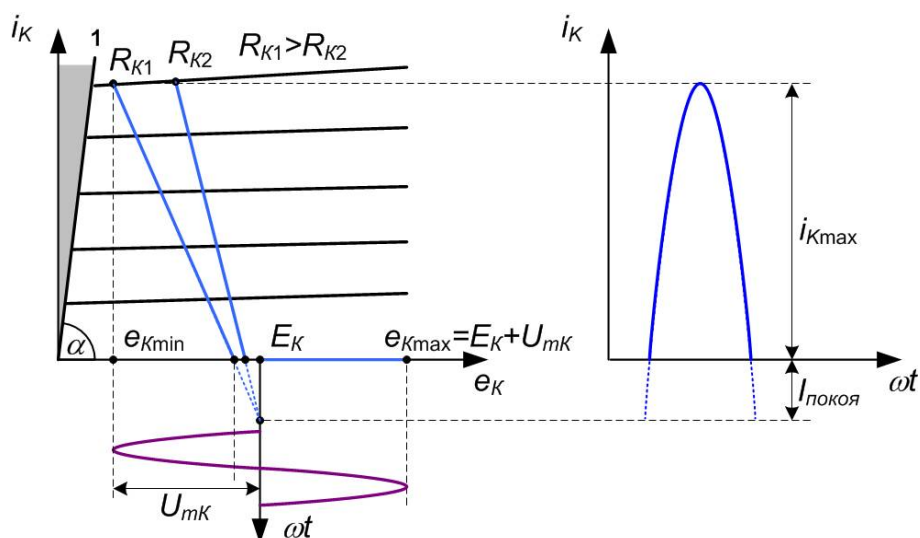


Рис. 1.10. Динамические характеристики транзистора при $\vartheta < 90^\circ$

Все вышеописанные характеристики справедливы и для электронных ламп с соответствующими уточнениями.

Режимы работы ГВВ

Режим работы ГВВ характеризуется напряженностью режима, а напряженность – той точкой ВАХ, в которой формируется вершина импульса коллекторного тока. На графике (рис. 1.11) это точки 1-3.

Если эта точка находится в активной области статических ВАХ (точка 1 на рис. 1.11), то такой режим называется **недонапряженным**. В этом случае форма коллекторного импульса будет неискаженной. В этом режиме R_K мало.

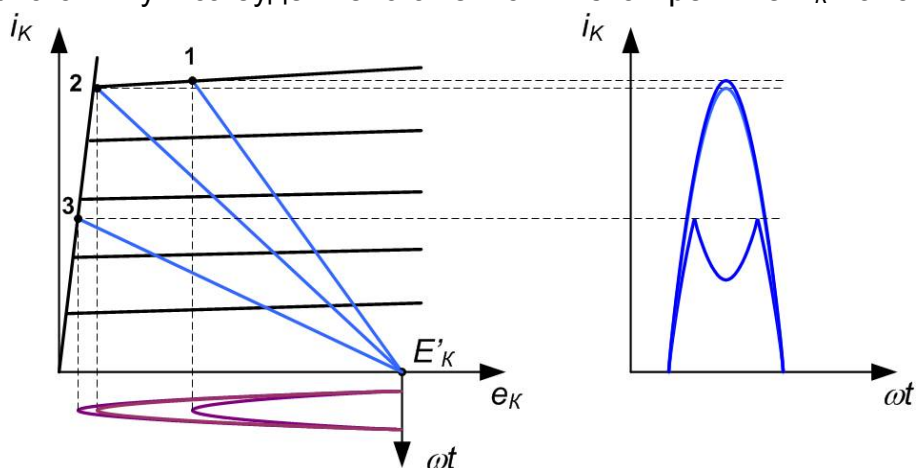


Рис 1.11. Динамические характеристики в недонапряженном (1), критическом (2) и перенапряженном (3) режимах работы

При увеличении R_K точка достигает линии граничного режима, и режим работы становится **критическим (граничным)**. Амплитуда коллекторного тока слегка уменьшается, вершина уплощается (точка 2 на рис. 1.11).

При дальнейшем увеличении R_K точка (3) опускается по ЛКР ниже, и ГВВ переходит в **перенапряженный** режим работы. Появляется провал в вершине импульса.

По форме импульсов можно судить о режиме работы ГВВ.

Нагрузочные характеристики ГВВ

Нагрузочными характеристиками называются зависимости токов, напряжений и мощностей от величины сопротивления нагрузки в коллекторной цепи транзистора: $I_{K0}, I_{K1}, U_{mK}, P_0, P_1, P_K = f(R_K)$ – рис. 1.12.

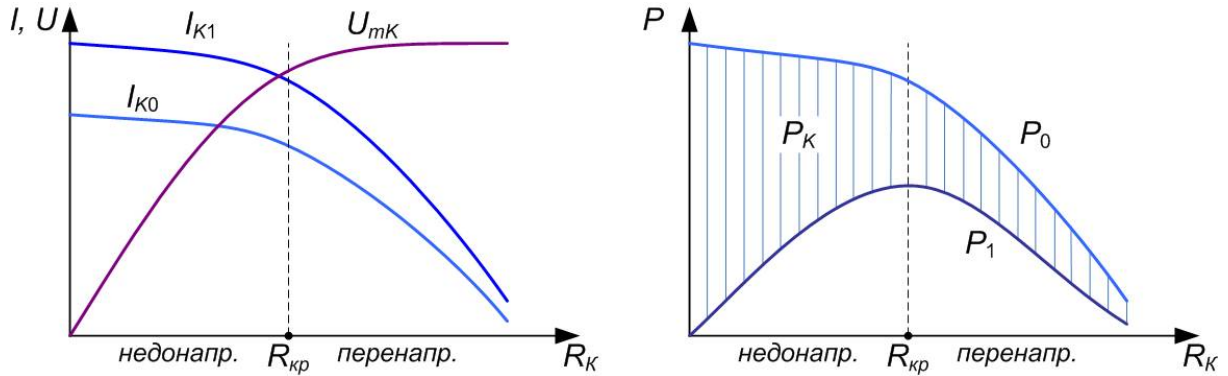


Рис. 1.12. Нагрузочные характеристики ГВВ при $\vartheta = 90^\circ$

Сопротивление R_K можно менять, изменяя резонансное сопротивление нагрузочного контура (рис. 1.2)

$$R_K = R_{рез} = Q_H \rho = \frac{\rho^2}{r_0 + r_{вн}},$$

где r_0 – собственное сопротивление контура; $r_{вн} = X_{св}^2 / R_H$ – сопротивление, вносимое в контур нагрузкой, меняется подбором величины сопротивления связи $X_{св}$ контура с нагрузкой; Q_H – добротность нагруженного контура.

Из рис. 1.12 видно, что в критическом режиме полезная мощность P_1 максимальна. Следовательно, такой режим является оптимальным для ГВВ, а $R_{кр}$ называется **оптимальным**. Очевидно, что оптимальному сопротивлению нагрузки соответствует **оптимальная связь** $X_{св\text{ опт}}$ между контуром и нагрузкой.

При расчете ГВВ задаются полезной мощностью P_1 , выбирают угол отсечки, по мощности подбирают транзистор, его напряжение питания E_K и рассчитывают режим работы. Для расчета необходимо определить амплитуду переменного напряжения на коллекторе $U_{mK} = \xi_{кр} E_K$, соответствующую критическому режиму. Здесь коэффициент использования коллекторного напряжения в критическом режиме определяется выражением

$$\xi_{кр} = \frac{1}{2} \left(1 + \sqrt{1 - \frac{8P_1 r_{нас}}{E_K^2 \alpha_1(\theta)}} \right). \quad (1.4)$$

КПД колебательного контура

Рассмотрим выходную цепь ГВВ (рис. 1.13,а). Выражение для КПД колебательного контура можно записать в общем виде как $\eta_{конт} = P_{вых} / P_1$. Из эквивалентной схемы контура (рис. 1.13,б) найдем:

$$P_1 = \frac{1}{2} I_{конт}^2 (r_0 + r_{вн}); \quad Q_H = \frac{\rho}{r_0 + r_{вн}}; \quad P_{вых} = \frac{1}{2} I_{конт}^2 r_{вн}, \quad Q_{XX} = \frac{\rho}{r_0}.$$

Таким образом, КПД контура

$$\eta_{\text{конт}} = \frac{r_{\text{вн}}}{r_0 + r_{\text{вн}}} = 1 - \frac{Q_H}{Q_{\text{ХХ}}}.$$

При анализе формулы видно, что КПД можно повысить, уменьшая добротность нагруженного контура Q_H (это ухудшает его резонансные свойства). Поэтому все умножители частоты обладают низким КПД. Для ГВВ необходимо найти компромисс между добротностями Q_H и $Q_{\text{ХХ}}$.

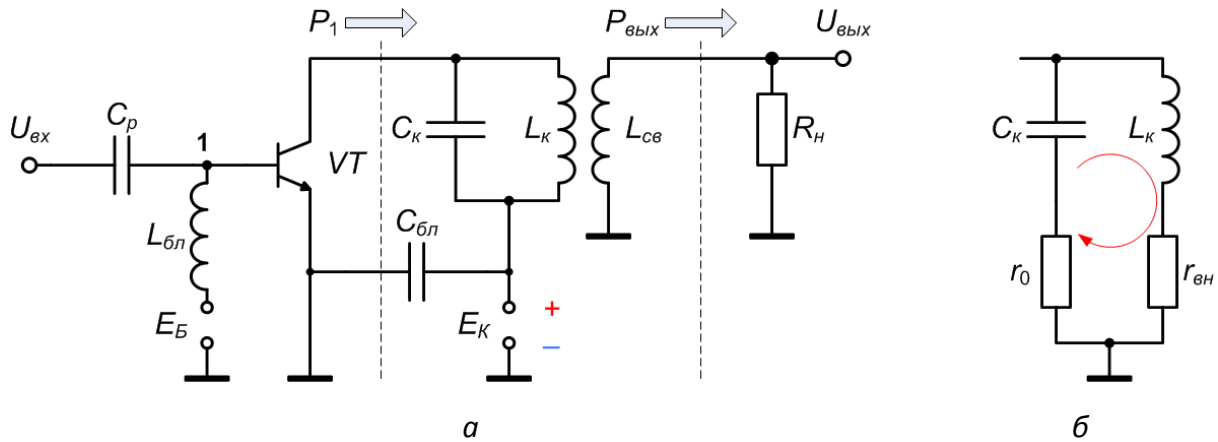


Рис. 1.13. Передача мощностей в выходной цепи (а) и эквивалентная схема контура (б)

Частичное включение контура в коллекторную цепь транзистора

При больших добротностях колебательного контура его резонансное сопротивление оказывается значительно больше, чем требуется. Например, для транзисторных ГВВ коллекторное сопротивление R_K , как правило, должно быть порядка единиц Ом. Параллельные колебательные контуры не имеют такое низкое сопротивление. Для решения этой проблемы используется частичное включение контура в коллекторную цепь. Существует несколько вариантов такой реализации.

1. Включение активного прибора в индуктивную ветвь контура (рис. 1.14, а). Введем понятие **коэффициента включения** контура

$$p = L_1 / L_K.$$

В этом случае

$$P_1 = \frac{1}{2} \frac{U_{\text{мк}}^2}{R_K} = \frac{1}{2} \frac{U_{\text{конт}}^2}{R_{\text{рез}}}; \quad \frac{U_{\text{мк}}^2}{U_{\text{конт}}^2} = \frac{R_K}{R_{\text{рез}}} = p^2, \text{ откуда } R_K = p^2 R_{\text{рез}}.$$

Такая схема удовлетворительно работает в линейном режиме, а в нелинейном режиме вторая и более высокие гармоники выделяются на индуктивности L_1 , которая для высших гармоник имеет большое сопротивление. Таким образом, высшие гармоники (нежелательные в режиме усиления) передаются в нагрузку. Кроме того, выходная емкость $C_{\text{вых}}$ транзистора вместе с L_1 формирует *паразитный контур* с неизвестной настройкой. Поэтому нагрузка должна компенсировать $C_{\text{вых}}$.

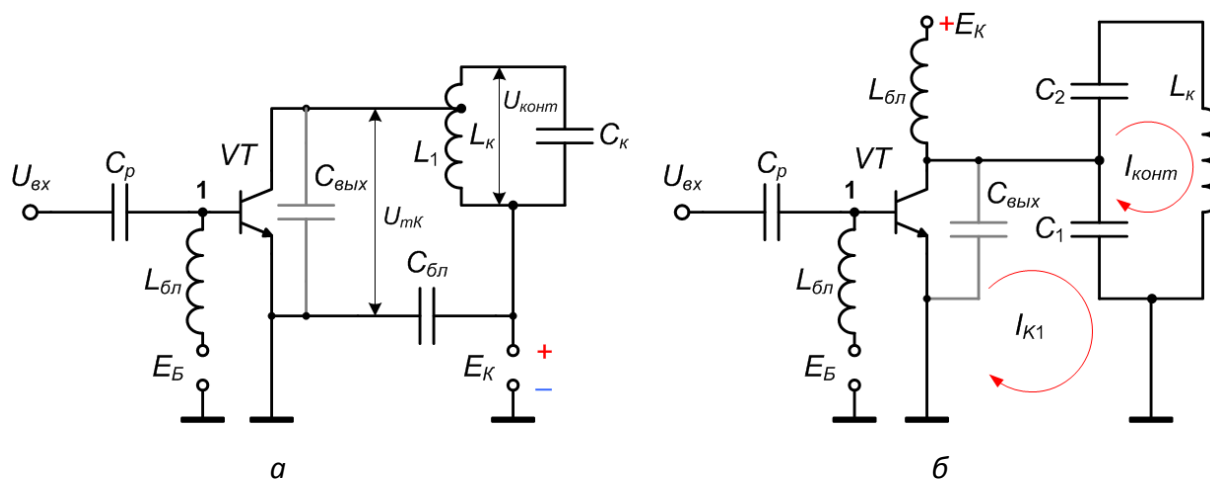


Рис. 1.14. Частичное включение контура: индуктивная ветвь (а), емкостная ветвь (б)

2. Включение активного прибора в емкостную ветвь контура (рис. 1.14,б).

Блокировочная индуктивность $L_{бл}$ в коллекторной цепи необходима для того, чтобы ВЧ составляющая не замыкалась через источник питания. Она выбирается из условия:

$$\omega L_{бл} \gg R_K; \quad R_K = U_{мк} / I_{K1}.$$

Полная емкость колебательного контура

$$\frac{1}{C_K} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \Rightarrow C_K = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}.$$

Коэффициент включения контура в этой схеме $p = X_{C1} / X_{CK}$, откуда:

$$p = \frac{C_2}{C_1 + C_2}.$$

Здесь паразитная емкость $C_{вых}$ подключается параллельно конденсатору C_1 , поэтому при расчете параметров контура реальная величина C_1 должна быть уменьшена на величину $C_{вых}$.

Токов контура $I_{конт}$ схемы определится выражением

$$I_{конт} = p Q_H I_{K1}$$

3. Использование трансформирующей П-образной цепи (рис. 1.15).

Преимущества схемы: индуктивность L_K препятствует прохождению высших гармоник в нагрузку (т.е. схема имеет хорошую фильтрацию высших гармоник); возможность подбора связи контура с нагрузкой, за счет изменения номинала емкости C_2 .

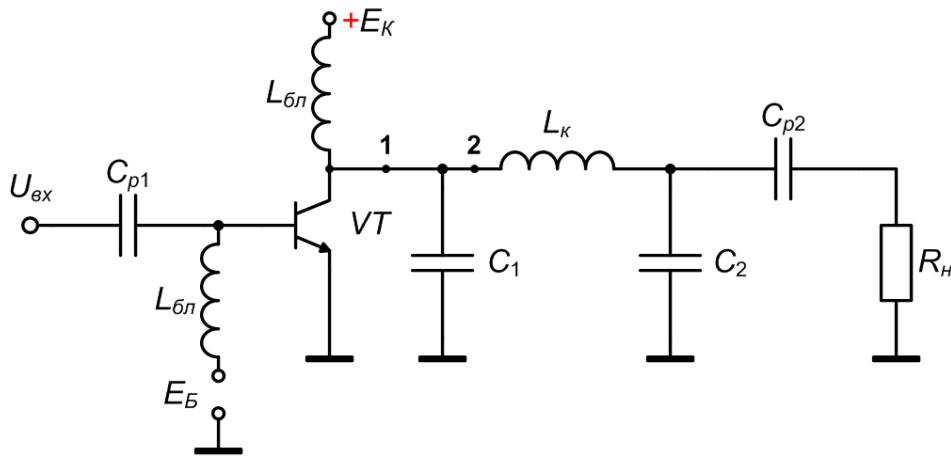


Рис. 1.15. ГВВ с П-образной выходной цепью

Разделительный конденсатор C_{p2} можно также включать в точки 1 и 2 схемы. Его емкость выбирается из условия $\frac{1}{\omega C_{p2}} \ll R_H$.

Влияние питающих напряжений на режим работы ГВВ

1. Влияние изменения амплитуды напряжения возбуждения $U_{мБ}$.

Для оценки влияния $U_{мБ}$ на режим работы ГВВ рассматривается **колебательная характеристика** $I_{k1} = f(U_{мБ})$. Для недонапряженного режима аналитическая запись колебательной характеристики имеет вид $I_{k1} = S U_{мБ} \gamma_1(\theta)$.

Колебательные характеристики для двух случаев а) $\theta = 90^\circ$ и б) $\theta < 90^\circ$ показаны на рис. 1.16,а. Спад характеристик на участке 2-3 обусловлен переходом в критический и далее в перенапряженный режим. Для усиления сигналов с амплитудной модуляцией необходимо использовать линейный участок 1-2. Режим $\theta < 90^\circ$ можно использовать для углубления модуляции.

2. Влияние напряжения смещения E_B .

Оценить влияние напряжения смещения на режим работы ГВВ позволяет **статическая модуляционная характеристика** $I_{k0,1,\dots} = f(E_B)$, приведенная на рис. 1.16,б и получаемая при базовой модуляции смещением для фиксированного $U_{мБ}$. Ток I_k на участке 2-3 уменьшается из-за появления провала в импульсе коллекторного тока. Область 1-2 используется для модуляции сигнала.

3. Влияние напряжения коллекторного питания E_K .

Для оценки влияния напряжения питания на режим работы ГВВ рассматриваются **статические модуляционные характеристики** $I_{k0,1,\dots} = f(E_K)$ при коллекторной модуляции для $U_{мБ} = \text{const}$, $E_B = \text{const}$ (рис. 1.17,а). При увеличении E_K больше критического значения I_k практически не меняется, при уменьшении – спадает. Такое изменение статических характеристик можно понять, анализируя динамические характеристики при различных значениях E_K (рис. 1.17,б).

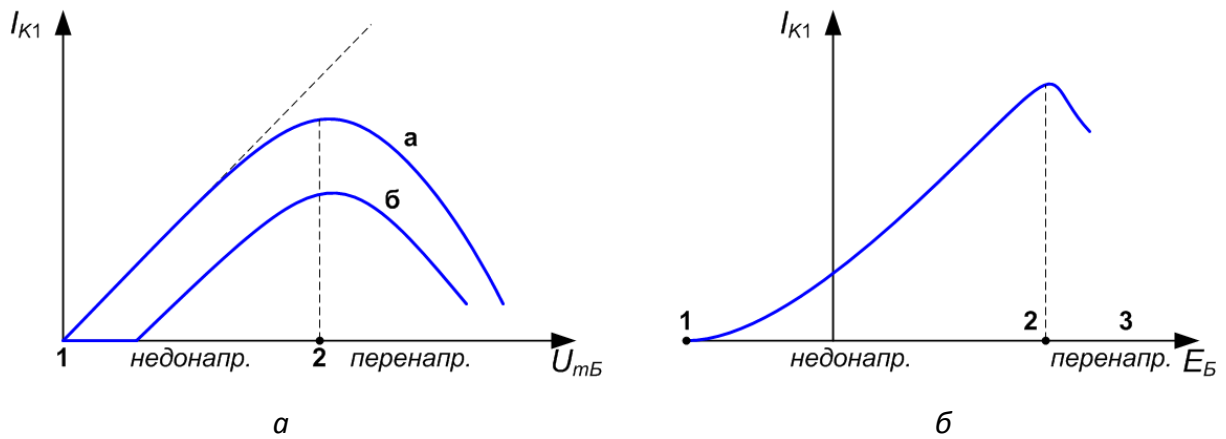


Рис. 1.16. Колебательные (а) и статическая модуляционная (б) характеристики ГВВ

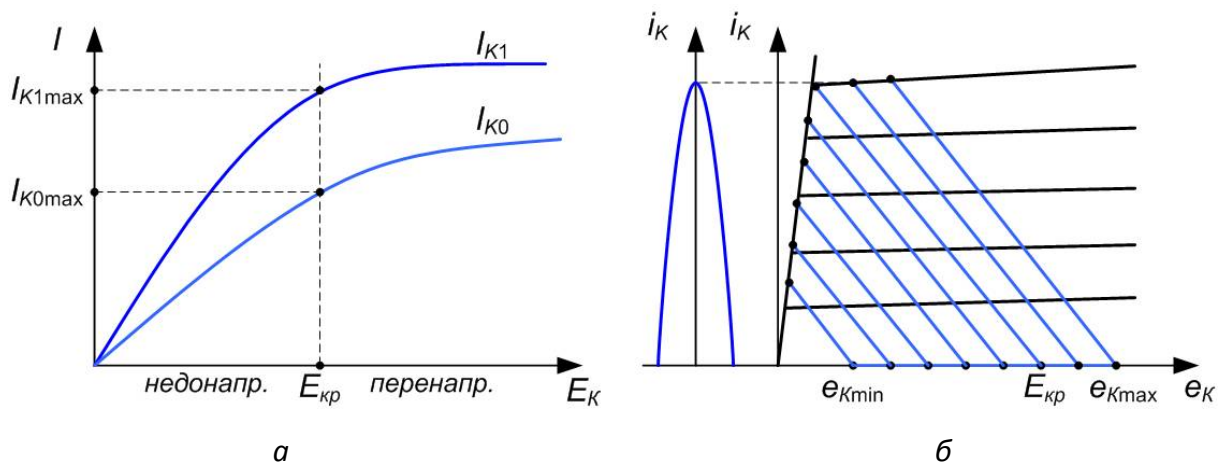


Рис. 1.17. Статические модуляционные (а) и динамические (б) характеристики ГВВ при изменении напряжения питания E_K

4. Влияние настройки колебательного контура в коллекторной цепи. Настроечные характеристики.

При изменении емкости конденсатора C_K в контуре ГВВ (рис. 1.18,а) показания амперметра будут вести себя следующим образом:

- при настройке контура в резонанс его сопротивление $Z_{\text{конт}}(f)$ максимально, $X_{\text{эке}} = 0$, динамическая характеристика – прямая линия на рис.5.7, показания амперметра (постоянная составляющая тока коллектора) – минимальны.

- при расстройке контура меняется сопротивление нагрузки для транзистора, появляется реактивная составляющая: $Z_{\text{конт}}(f) = R_{\text{эке}}(f) + jX_{\text{эке}}(f)$.

С появлением реактивной составляющей динамическая характеристика превращается в эллипс, а при $\theta = 90^\circ$ он будет усеченным (линия 2 на рис. 1.18,б), появится сдвиг фаз между током и напряжением коллектора. Таким образом, при расстройке показания амперметра будут выше.

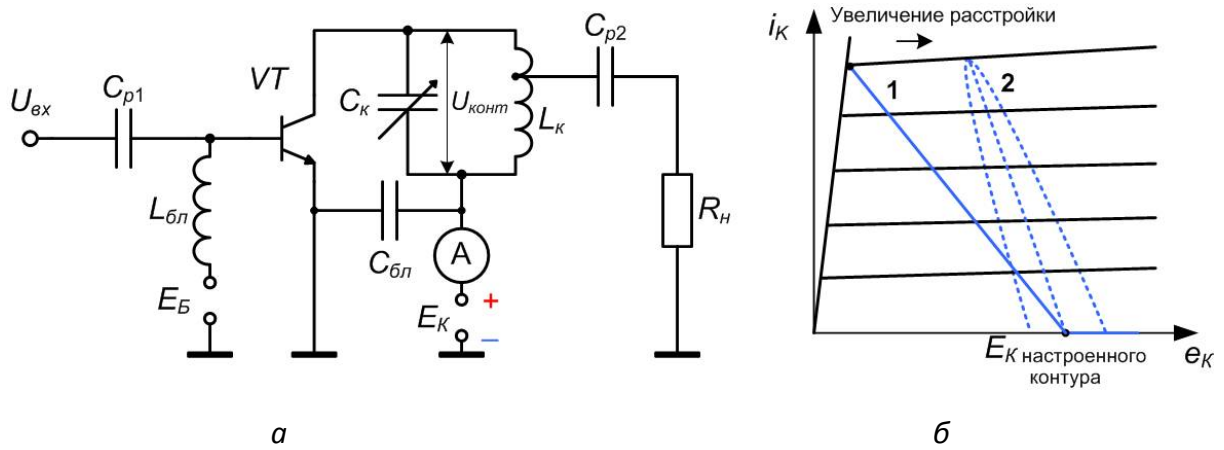


Рис. 1.18. ГВВ с перенастраиваемым резонансным контуром (а) и выходные динамические характеристики при расстройке контура (б)

Коэффициент усиления ГВВ по мощности в области ВЧ

Эквивалентная схема мощного каскада усиления с учетом проходной емкости C_K приведена на рис. 1.19.

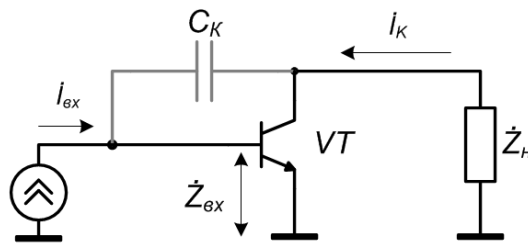


Рис. 1.19. Эквивалентная схема мощного ГВВ

В общем случае входное и нагрузочное сопротивления усилителя являются комплексными

$$\dot{Z}_H = R_H + jX_H, \quad \dot{Z}_{вх} = R_{вх} + jX_{вх}$$

Реактивную составляющую обычно компенсируют, поэтому $\dot{Z}_{вх} = R_{вх}$, $\dot{Z}_H = R_H$.

Коэффициент усиления каскада по мощности

$$K_p = \frac{P_{вых}}{P_{вх}} = \frac{0,5 I_{K1}^2 \cdot R_H}{0,5 I_{вх}^2 \cdot R_{вх}} = |K_I|^2 \frac{R_H}{R_{вх}}.$$

Эквивалентное сопротивление коллекторной нагрузки $R_K = U_{мк} / I_{K1}$.

С учетом проходной емкости

$$\dot{K}_I = \dot{\beta} \frac{\gamma_1(\theta)}{\chi};$$

$$\dot{\beta} = |\dot{\beta}| e^{j\varphi\beta} = \frac{\beta_0}{\sqrt{1 + \left(\beta_0 \frac{f}{f_T} \right)^2}} e^{j\varphi\beta},$$

где $\gamma_1(\theta) = \alpha_1(\theta)(1 - \cos\theta)$; $\chi = 1 + \gamma_1(\theta)\omega C_K R_K$; f_T – частота единичного усиления транзистора; β_0 – статический коэффициент усиления транзистора в схеме с ОЭ на низких частотах (НЧ); $f_\beta = f_T / \beta_0$ (рис. 1.20).

Таким образом, коэффициент усиления по мощности:

$$K_p = \frac{\beta_0^2}{1 + \left(\beta_0 \frac{f}{f_T} \right)^2} \cdot \frac{\gamma_1^2(\theta)}{\chi^2} \cdot \frac{R_H}{R_{ex}}.$$

В случае ВЧ $\left(f \gg \frac{f_T}{\beta_0} = f_\beta \right)$, формула несколько упрощается:

$$K_{pВЧ} = \left(\frac{f_T}{f} \right)^2 \cdot \frac{\gamma_1^2(\theta)}{\chi^2} \cdot \frac{R_H}{R_{ex}}.$$

Используя экспериментальные данные транзистора (K'_p на частоте f'), можно приблизительно определить его K_p на другой частоте f_{mp}

$$K_p(f_{mp}) \approx K'_p \left(\frac{f'}{f_{mp}} \right)^2.$$

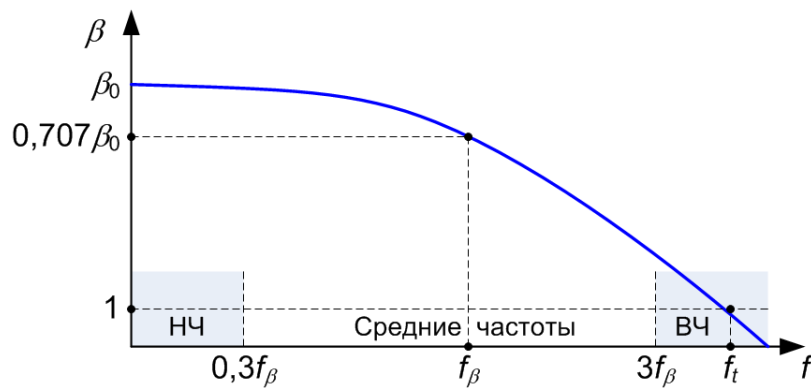


Рис. 1.20. Частотная характеристика биполярного транзистора

Входное сопротивление транзистора

Входное сопротивление транзистора является комплексным (рис. 1.21,а)

$$\dot{Z}_{ex} = R_{ex} + jX_{ex}$$

Для мощных транзисторов R_{ex} достаточно мало: единицы и доли Ома. Для упрощения согласования транзистора с входной цепью требуется увеличение его входного сопротивления. Этого добиваются, устанавливая внутри транзистора дополнительные цепи (рис. 1.21,б).

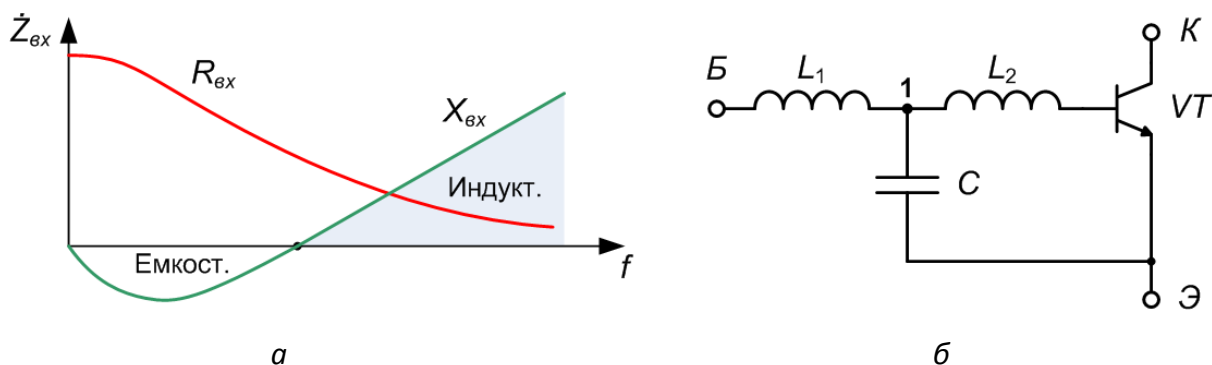


Рис. 1.21. Характер входного сопротивления транзистора (а) и внутренняя входная согласующая цепь (б)

Основные требования к цепям согласования (ЦС)

1. **Цепи согласования** предназначены для преобразования нагрузочного сопротивления \dot{Z}_H в некоторое другое эквивалентное сопротивление в коллекторной цепи $R_{\text{эке}} = R_K$, обеспечивающее критический режим работы транзистора (рис. 1.22). В общем случае сопротивление нагрузки содержит как активную R_H , так и реактивную X_H составляющие: $\dot{Z}_H = R_H + jX_H$.

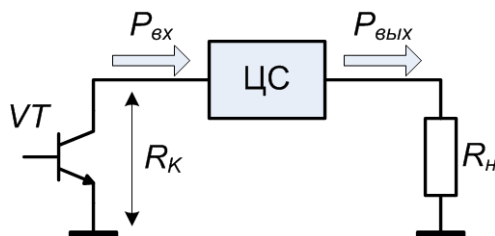


Рис. 1.22. Обобщенная схема связи транзистора с нагрузкой

2. Реактивная составляющая сопротивления нагрузки должна быть скомпенсирована путем включения последовательно с нагрузкой дополнительного реактивного сопротивления противоположного знака $X_{\text{доп}} = -X_H$ или учтена при расчете элементов цепи согласования.

3. При работе транзистора в режиме с отсечкой коллекторного тока цепь согласования должна обеспечить хорошее выделение требуемой гармонической составляющей, т.е. должна обладать резонансными свойствами.

4. Цепь согласования должна иметь высокий коэффициент полезного действия $\eta_{\text{цс}} = P_{\text{вых}} / P_{\text{вх}}$.

5. В ряде случаев требуется обеспечить с высокой точностью необходимую форму амплитудно-частотной характеристики каскада.

6. К цепям согласования выходных каскадов предъявляются жесткие требования по фильтрации гармоник. Мощность побочных излучений не должна превышать $25 \cdot 10^{-6} \dots 1 \cdot 10^{-3}$ Вт в зависимости от диапазона частот, мощности и назначения передатчика.

Виды цепей согласования

1) **Г-образная цепь согласования** (рис. 1.23) содержит два реактивных элемента X_1 и X_2 , которые преобразуют нагрузочное сопротивление R_2 в некоторое другое эквивалентное активное сопротивление R_1 , причем обязательным условием реализации является следующее: $R_2 < R_1$.

Входное сопротивление Г-образной цепи становится чисто активным и равным R_1 , если выполнены два условия:

$$R_1 = \frac{R_2^2 + X_2^2}{R_2} = R_2(1 + Q^2), \quad X_1 = -\frac{R_2^2 + X_2^2}{X_2} = -X_2(1 + Q^2),$$

где

$$Q = \sqrt{\frac{R_1}{R_2}} - 1 \quad (1.5)$$

добротность цепи.

Значения сопротивлений X_1 и X_2 определяются выражениями

$$|X_1| = \frac{R_1}{Q}; \quad |X_2| = Q \cdot R_2, \quad (1.6)$$

причем знаки X_1 и X_2 противоположны.

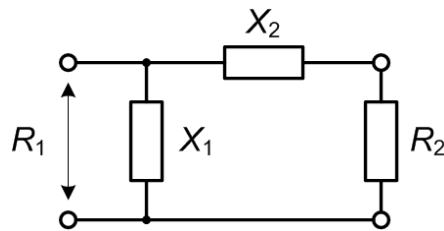


Рис. 1.23. Обобщенная схема Г-образной ЦС

Возможны два варианта реализации Г-образной ЦС (рис. 1.24).

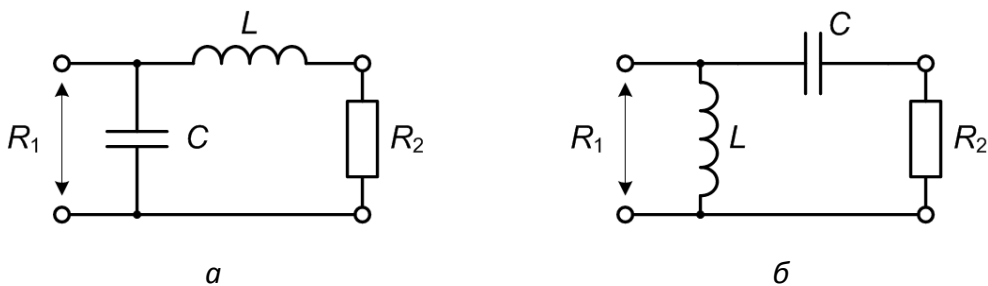


Рис. 1.24. Две возможные схемы Г-образной цепи согласования

Первая схема (рис. 1.24,а) чаще применяется в усилителях мощности, т.к. обеспечивает лучшую фильтрацию гармоник тока активного элемента. Эту цепь можно рассматривать как параллельный колебательный контур с добротностью Q . При малых добротностях такая цепь характеризуется широкой полосой пропускания, т.е. плохой фильтрацией, хотя коэффициент полезного действия при этом достаточно высок. При больших добротностях фильтрация улучшается, но резко сужается полоса пропускания цепи, снижается коэффициент полезного действия $\eta_{\text{ис}}$. При $R_1/R_2 > 10$, что соответствует $Q > 3$, полосу пропускания такой цепи можно оценить по той же формуле, что и для параллельного контура

$$2\Delta\omega \approx \omega_0/Q.$$

Формулы для расчета элементов первой Г-образной ЦС (рис. 1.24,а):

$$L = \frac{Q \cdot R_2}{\omega}, \quad C = \frac{Q}{\omega \cdot R_1}.$$

2) **П-образные цепи согласования** широко применяются как в выходных, так и в промежуточных каскадах передатчиков. В отличие от Г-образных цепей П-образные ЦС могут использоваться как при $R_2 < R_1$, так и при $R_2 > R_1$. П-образная цепь может быть получена путем последовательного соединения двух Г-образных цепей, преобразующих сопротивления R_1 и R_2 в некоторое промежуточное сопротивление $R_0 < R_1, R_2$ (рис. 1.25). Задаваясь значениями R_0 , элементы любой П-образной ЦС можно рассчитать по формулам (1.5) и (1.6).

На практике обычно бывают заданы R_1 и R_2 , требуется рассчитать величины L , C_1 и C_2 .

Порядок расчета:

Выбираем $L \geq \frac{\sqrt{R_1 \cdot R_2}}{\omega}$.

Вычисляем значения C_1 и C_2 :

$$C_1 = \frac{1}{\omega^2 L} \left(1 + \sqrt{\left(\frac{\omega^2 L^2}{R_1 \cdot R_2} - 1 \right) \frac{R_2}{R_1}} \right);$$

$$C_2 = \frac{1}{\omega^2 L} \left(1 + \sqrt{\left(\frac{\omega^2 L^2}{R_1 \cdot R_2} - 1 \right) \frac{R_1}{R_2}} \right).$$

После расчета этих параметров проверить:

1) характеристическое сопротивление

$$\rho = \omega L;$$

2) вносимое сопротивление

$$r_{вн} = \frac{R_2}{1 + (\omega C_2 R_2)^2};$$

3) добротность нагруженного контура

$$Q_H = \frac{\rho}{r_0 + r_{вн}};$$

где $r_0 = \rho / Q_{xx}$, $Q_{xx} = 100 \dots 200$ – добротность ненагруженного контура;

4) коэффициент полезного действия цепи согласования

$$\eta_{uc} = 1 - \frac{Q_H}{Q_{xx}}.$$

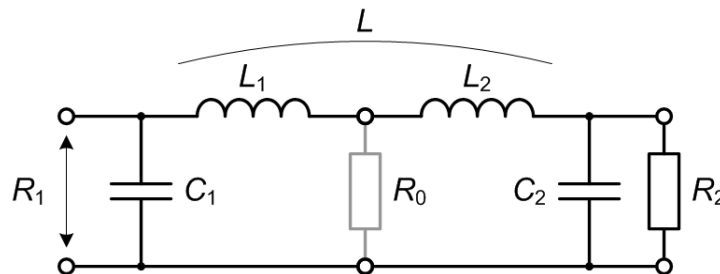


Рис. 1.25. Эквивалентное представление П-образной цепи согласования

Так же, как и в случае Г-образных цепей, фильтрующие свойства П-образной ЦС можно улучшить путем увеличения индуктивности на величину $L_{дл}$ и компенсации её сопротивления дополнительной емкостью C_3 . Получающаяся схема приведена на (рис. 1.26) и также очень широко используется на практике.

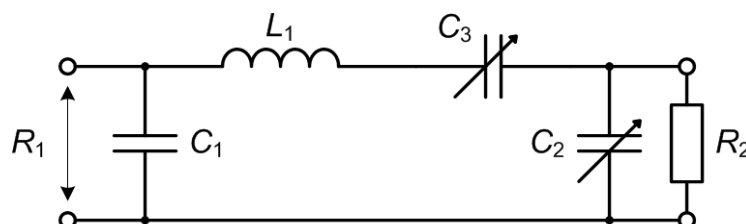


Рис. 1.26. П-образная цепь согласования

Фильтрация высших гармоник в выходных цепях согласования.

Современные радиотехнические системы работают в сложных условиях при мешающем воздействии внешних электромагнитных полей. Для разных видов передатчиков установлены допустимые уровни внеполосных излучений – либо в абсолютной величине мощности $P_{доп}$, либо в относительных единицах

$$10 \lg \frac{P_{доп}}{P_{вых}}, \text{ дБ.}$$

Степень подавления высших гармоник в цепях согласования оценивается *коэффициентом фильтрации*

$$\Phi_n = \left(\frac{I_{1вых}}{I_{nвых}} \right) / \left(\frac{I_{1вх}}{I_{nвх}} \right),$$

где $I_{1вх}$ и $I_{1вых}$ – амплитуды первых гармоник токов на входе и выходе ЦС; $I_{nвх}$ и $I_{nвых}$ – амплитуды n -ных гармоник токов на входе и выходе ЦС.

Можно записать требуемый коэффициент фильтрации исходя из допустимой мощности n -ной гармоники в антенне $P_{n доп}$.

$$\Phi_{n \text{ треб}} \geq \frac{\alpha_n(\theta)}{\alpha_1(\theta)} \sqrt{\frac{P_1}{P_{n доп}}}.$$

Для Г-образной ЦС (рис. 1.24, а) коэффициент фильтрации равен

$$\Phi_n = Q_H(n^2 - 1),$$

где Q_H – добротность нагруженной цепи, n – номер гармоники;

При последовательном соединении двух цепей согласования

$$\Phi_n = \Phi_{n1} \cdot \Phi_{n2}.$$

Для П-образной ЦС коэффициент фильтрации рассчитывается как

$$\Phi_n = Q_H(n^2 - 1)n.$$

Цепь с частичным включением (либо емкостным, либо индуктивным):

$$\Phi_n = Q_H \frac{n_2 - 1}{n}.$$

Если повышать добротность Q_H , то полоса пропускания уменьшается, но иногда необходима широкая полоса рабочих частот, и тогда ставится дополнительный фильтр гармоник.

Сложение мощностей ГВВ

Часто возникает необходимость создания передатчиков мощностью, превышающей номинальную мощность имеющихся типов ламп, транзисторов и т.д. Известно, что на конкретной достаточно высокой частоте не удастся получить сколь угодно большую мощность. В связи с этим используют различные методы сложения мощностей генераторов. Кроме получения большой мощности, сложение мощностей позволяет повысить надежность работы передатчика. В случае отказа одного из генераторов передатчик сохраняет свою работоспособность при пониженном уровне выходной мощности.

Для повышения мощности ГВВ включают несколько электронных приборов. Применяется параллельное и двухтактное включение.

1) Параллельное включение электронных приборов

На рис. 1.27 приведена схема параллельного включения 2 транзисторов.

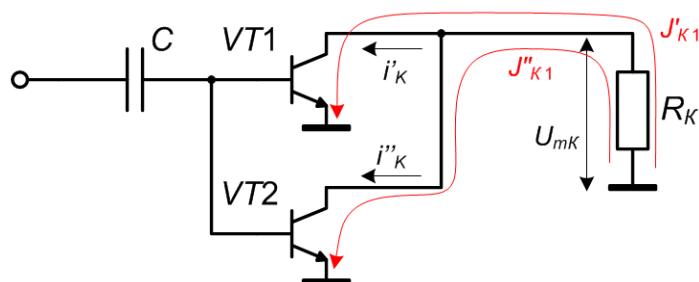


Рис. 1.27. Параллельное включение электронных приборов

Одноименные выводы транзисторов соединены попарно. Если транзисторы работают в режиме с отсечкой коллекторного тока, то i_K имеет импульсный характер, следовательно, вместо R_K необходимо ставить резонансный контур, чтобы выделить 1-ую гармонику.

При совместной работе на общую нагрузку транзисторы влияют друг на друга. Напряжение на общем коллекторном контуре:

$$U_{mK} = (J'_{K1} + J''_{K1}) R_K.$$

Подключая второй транзистор, необходимо уменьшить нагрузку в 2 раза, чтобы обеспечить такой же режим работы транзисторов, как и одиночному в оптимальном (критическом) режиме.

Кажущееся сопротивление для одного транзистора

$$R_{\text{каж}} = \frac{U_{mK}}{J'_{K1}} = \left(1 + \frac{J''_{K1}}{J'_{K1}} \right) \cdot R_K.$$

Из этого выражения следует, что кажущееся сопротивление транзистора зависит не только от сопротивления коллекторной нагрузки, но также от отношения токов, протекающих в коллекторных цепях транзисторов. При условии $J'_{K1} = J''_{K1}$ получается, что $R_{\text{каж}} = 2 R_K$.

Когда токи транзисторов не точно равны и несинфазны, транзисторы будут нагружены на различные комплексные сопротивления даже при настроенном контуре. Поэтому при отсутствии симметрии транзисторы будут работать в невыгодном для них режиме, отдавать мощность ниже номинальной и ожидаемого выигрыша в мощности, пропорционального числу транзисторов, не получится. Поэтому необходима строгая синфазность и равенство коллекторных токов параллельно включенных транзисторов.

В случае подключения N транзисторов: $R_{\text{каж}} = N \cdot R_K$.

Изменение токов в одном из транзисторов приводит к изменению токов в другом. Т.к. транзисторы всегда имеют большой разброс параметров, то при параллельном включении либо требуется подбор транзисторов, либо какими-либо схемными решениями обеспечивается симметрирование режимов работы транзисторов. Пример схемы с симметрированием режима работы транзистора приведен на рис. 1.28.

Смещение осуществляется отдельно для каждого транзистора. По постоянной составляющей базы транзисторов разделены для того, чтобы можно было производить индивидуальный подбор режима работы транзисторов, необходимый из-за разброса их параметров. Взаимное влияние одного транзистора на другой сохраняется.

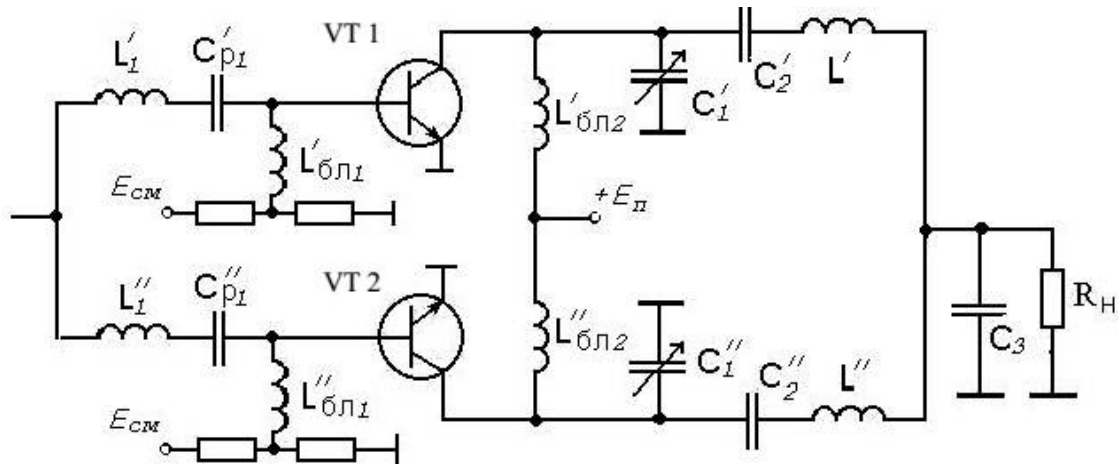


Рис. 1.28. Схема параллельного включения с отдельными ЦС

2) Двухтактное включение электронных приборов

На рис. 1.29,а приведена схема двухтактного включения транзисторов. Напряжения на базы транзисторов подаются со сдвигом по фазе на 180° . Временные диаграммы токов обоих плеч даны на рис. 1.29,б (угол отсечки коллекторного тока $\theta=90^\circ$).

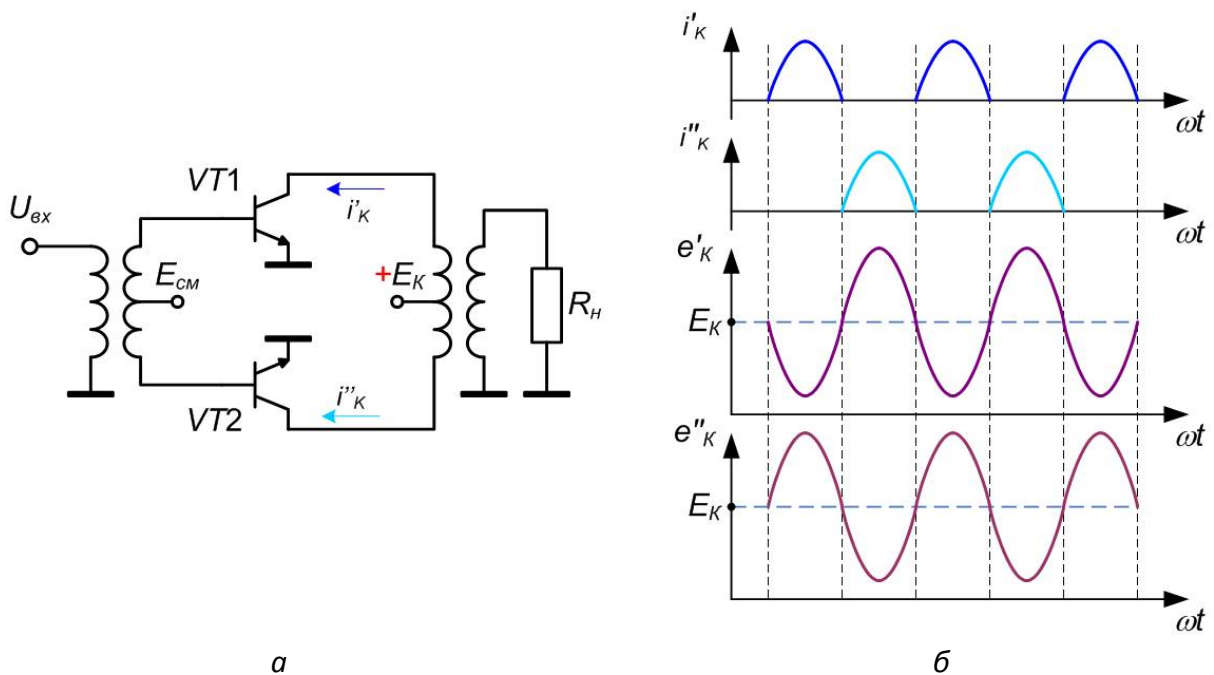


Рис. 1.29. Двухтактное включение электронных приборов (а) и коллекторные токи и напряжения в схеме (б)

Нечетные гармонические составляющие коллекторного тока в плечах двухтактной схемы сдвинуты относительно друг друга на 180° , поэтому в общих проводах схемы они взаимно уничтожаются, следовательно, можно говорить о последовательном протекании нечетных гармоник через транзисторы обоих плеч и общий контур. Четные гармонические составляющие коллекторного тока

в плечах двухтактной схемы синфазны и складываются в общем проводе; для них должен быть замкнутый путь с малым сопротивлением. Они не создают напряжения на трансформаторе.

Кажущееся сопротивление для одного транзистора составляет $R_{\text{каж}} \frac{0,5 \cdot R_H}{k^2}$, где $k = w_2/w_1$ – коэффициент трансформации.

Преимущества двухтактного включения:

1. При тех же режимах работы можно существенно снизить уровень высших гармоник в нагрузке.
2. В ряде схем удается ослабить требования к блокировочным элементам в цепи питания.
3. За счет поочередности работы электронных приборов удается линеаризовать входное сопротивление каскада.
4. Реализуются новые режимы работы, например, широкополосное линейное усиление при работе транзисторов с отсечкой коллекторного тока

Эта схема работает эффективно только на НЧ.

3) Трансформатор – линия

Пример построения генератора на трансформаторах из отрезков длинных линий, которые вносят меньшие паразитные индуктивности и емкости, приведен на рис. 1.30.

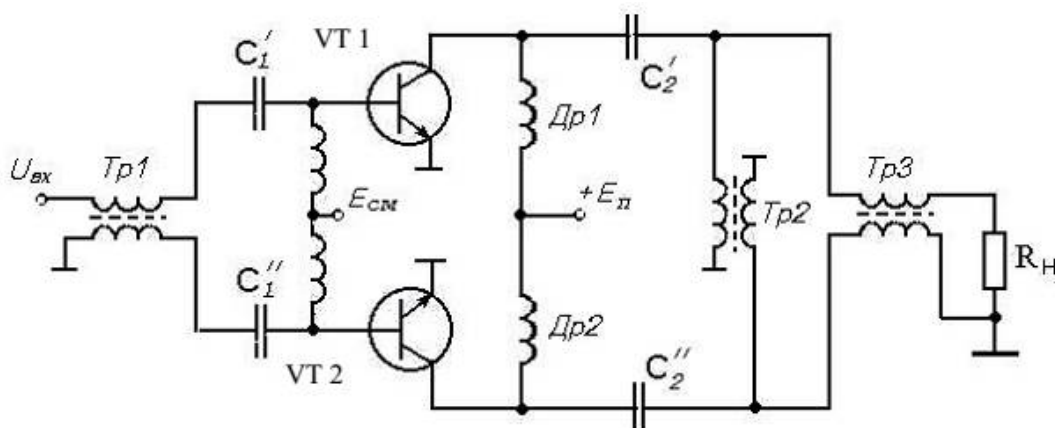


Рис. 1.30. Двухтактный ГВВ с трансформаторами – линиями

В этой схеме трансформаторы $Tr1$ и $Tr3$ осуществляют переход от несимметричных к симметричным нагрузкам. Трансформатор $Tr2$ создает короткое замыкание по четным гармоникам коллекторного тока транзисторов.

4) Мостовые схемы сложения мощностей

В современных радиопередающих устройствах различных диапазонов волн широкое применение получил еще один метод сложения мощности – с помощью мостовых схем, при котором обеспечивается независимая работа отдельных ВЧ генераторов и, вследствие этого, достигается высокая надежность передатчика.

Мостовым устройством называется многополюсник, с помощью которого обеспечивается совместная и взаимно независимая работа двух и более генераторов ВЧ колебаний на одну общую нагрузку, при этом стремятся обеспечить

постоянное сопротивление нагрузки для всех усилителей при изменении режима работы любого из них.

Принцип сложения мощностей в мостовом устройстве показан на рис.1.31.

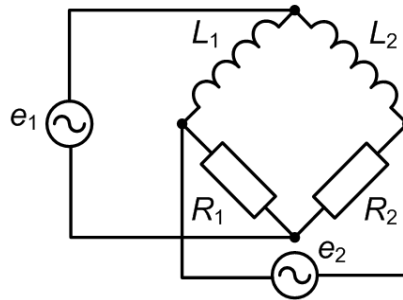


Рис. 1.31. Принцип сложения мощностей в мостовом устройстве

Четыре элемента, включенные последовательно, образуют четырехполюсник, к точкам которого подключены источники ВЧ-колебаний.

Если $L_1=L_2$ и $R_1=R_2$, то мост называют сбалансированным. Он обеспечивает независимость работы каждого генератора от условий работы другого. Токи генераторов в резисторе R_1 взаимно компенсируют друг друга, а в резисторе R_2 – суммируются. Резистор R_1 называют балластным, а R_2 – нагрузочным. Вся полезная мощность генераторов выделяется на резисторе нагрузки $R_2=R_H$.

Недостаток: генераторы находятся в разных условиях работы.

Узкодиапазонные мостовые схемы

а) Синфазные схемы

В общем случае структурная схема такого мостового устройства может быть представлена рис. 1.32.

МД (*мост-делитель*) распределяет мощность возбуждения на входы активных элементов (АЭ) и обеспечивает их развязку и согласование с внутренним сопротивлением источника сигнала.

МС (*мост-сумматор*) обеспечивает сложение выходных мощностей отдельных усилителей и трансформацию сопротивления NR_H в оптимальное сопротивление нагрузки для каждого из АЭ.

$$NR_H \rightarrow R_{опт.}$$

Желательно, чтобы мосты рассеивали малую мощность, следовательно, нежелательно использовать резистивные элементы.

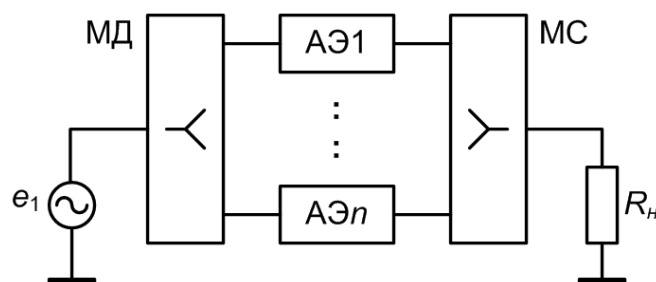


Рис. 1.32. Синфазные мостовые схемы усилителей мощности

В качестве МД и МС используются трансформаторы сопротивления (рис. 1.33). Эти схемы обеспечивают сдвиг фазы на 90° при условии:

$$\rho^2 = R_1 \cdot R_2, \text{ где } \rho = |X_L| = |X_{C1}| = |X_{C2}|.$$

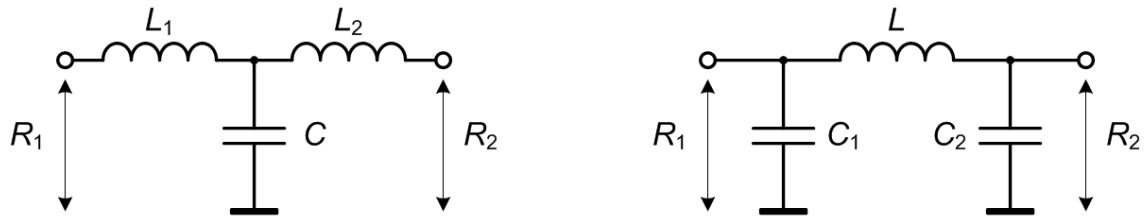


Рис. 1.33. Элементы мостов-делителей и мостов-сумматоров

Если суммируются мощности от N усилителей, должны взять N таких трансформаторов и тогда

$$\rho = \sqrt{N \cdot R_H \cdot R_{\text{отт}}}$$

Пример схемы для $N=2$ (рис. 1.34).

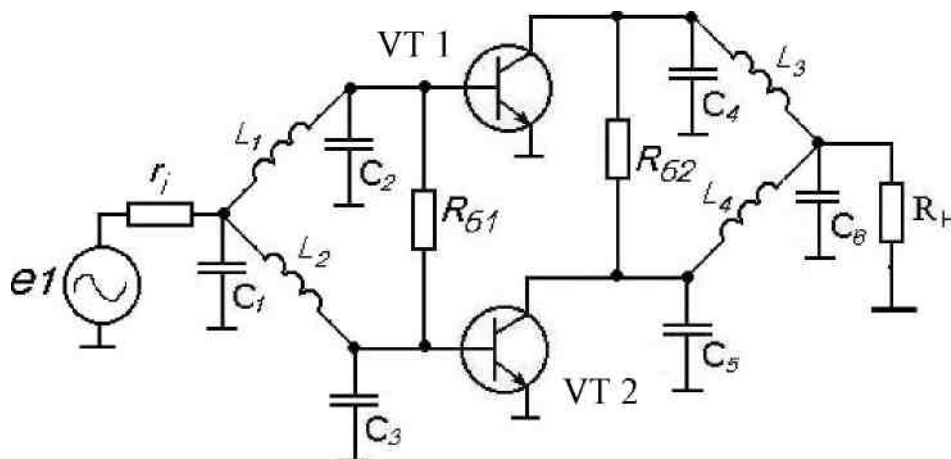


Рис. 1.34. Синфазная мостовая схема на двух транзисторах

Для выходной цепи согласования

$$\rho = \sqrt{2 \cdot R_H \cdot R_{\text{отт}}}, \quad R_{62} = 2 R_H.$$

При этом R_{62} должно быть рассчитано на рассеивание половинной мощности одного транзистора (на случай выхода из строя второго транзистора).

В диапазоне СВЧ реактивные элементы реализуются в виде четвертьволновых **микрополосковых линий** (МПЛ) (рис. 1.35).

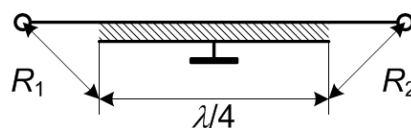


Рис. 1.35. Четвертьволновый отрезок МПЛ – элемент мостовых схем

Схема квадратного синфазного моста-сумматора на четвертьволновых МПЛ приведена на рис. 1.36.

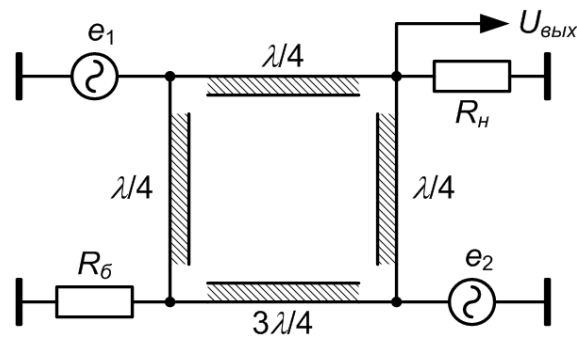


Рис. 1.36. Квадратный синфазный мост – сумматор

Необходимо помнить, что полная взаимная развязка работы генераторов обеспечивается только на частоте, соответствующей четвертьволновому отрезку линии. Изменение рабочей частоты приводит к появлению взаимного влияния генераторов.

Общий недостаток синфазных мостов: при изменении одновременно всех входных сопротивлений усилителей изменяется общее входное сопротивление на входе моста, следовательно, изменяется нагрузка на предыдущий каскад.

б) Квадратурные мостовые схемы

В диапазоне метровых и более коротких волн применяют мостовые устройства, в которых разность фаз усиливаемых сигналов генераторов равна 90° .

Квадратурные МС используют в тех случаях, когда необходимо устранить в нагрузке появление отраженных сигналов, вызванных конечной степенью согласования сопротивления нагрузки с сопротивлением мостового устройства.

На рис. 1.37 в двух усилительных элементах сигналы усиливаются со сдвигом на 90° .

Если входные сопротивления обоих транзисторов повышаются, то сопротивление R'' возрастет, а R' уменьшится ($R' = \rho^2 / R_{BX1}$), но входное сопротивление всего каскада будет неизменным.

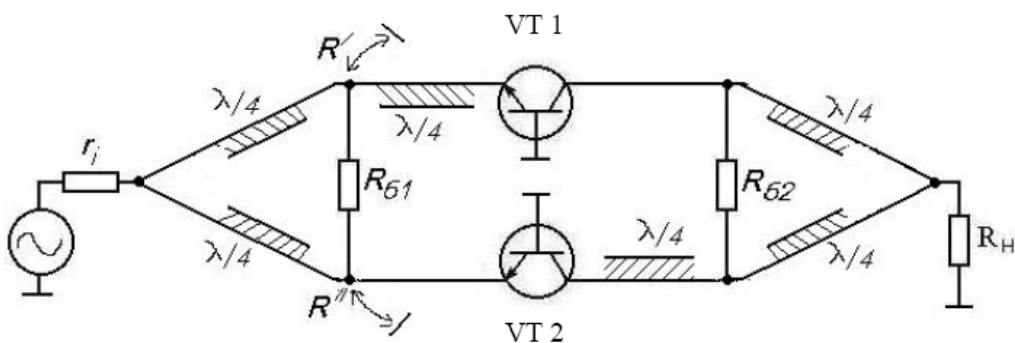


Рис. 1.37. Квадратурные мостовые схемы усилителей мощности

Схема квадратного квадратурного МС показана на рис. 1.38.

Легко заметить, что ВЧ-сигналы генераторов оказываются синфазными в точке подключения нагрузки R_H и противофазны в точке подключения балластного резистора R_6 . Генераторы взаимно независимы и имеют нагрузку сопротивлением R_H .

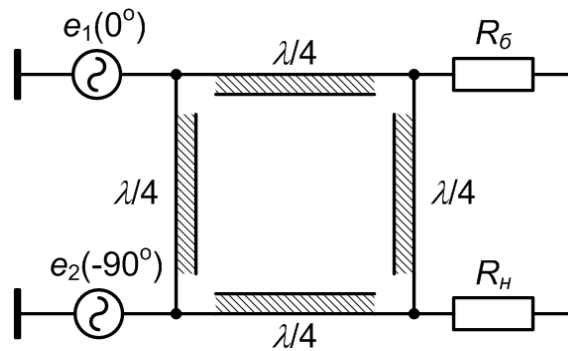


Рис. 1.38. Квадратурный квадратный МС

Квадратурная мостовая схема на связанных МПЛ представлена на рис. 1.39. Мощность распределяется поровну для обоих транзисторов, поэтому мощность в балластном резисторе $R_б$ выделяться не будет.

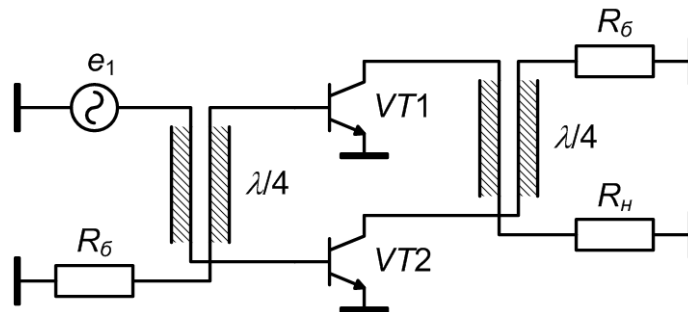


Рис. 1.39. Мостовой усилитель мощности на связанных МПЛ

1.1.2. Описание Основного модуля лабораторной установки

Основной модуль содержит все необходимые источники питания модулей, а также генераторы низкой и высоких частот, частотомер и регулируемый источник постоянного напряжения. Внешний вид панели **Основного модуля** показан на [рис. 1.45](#).

На рис. 1.45 цифрами красного цвета обозначены:

1. Регулятор установки **Амплитуды** сигнала «Генератора НЧ». Диапазон регулировки амплитуды от 0,1 В до 9,5 В с шагом 0,1В.
2. Регулятор установки **Частоты** сигнала «Генератора НЧ». Диапазон регулировки частоты от 0,1 кГц до 100 кГц с шагом 0,1кГц.
3. Кнопка выбора типа сигнала «Генератора НЧ». Типы генерируемых сигналов: синусоидальное (гармоническое), прямоугольное (меандр), линейно-нарастающее напряжение, линейно-спадающее напряжение, треугольное, сумма первой и второй гармоники, сумма первой и третьей гармоники.
4. Контакт **0 дБ** непосредственного выхода сигнала «Генератора НЧ».
5. Контакт \perp общей цепи (земля) модуля.

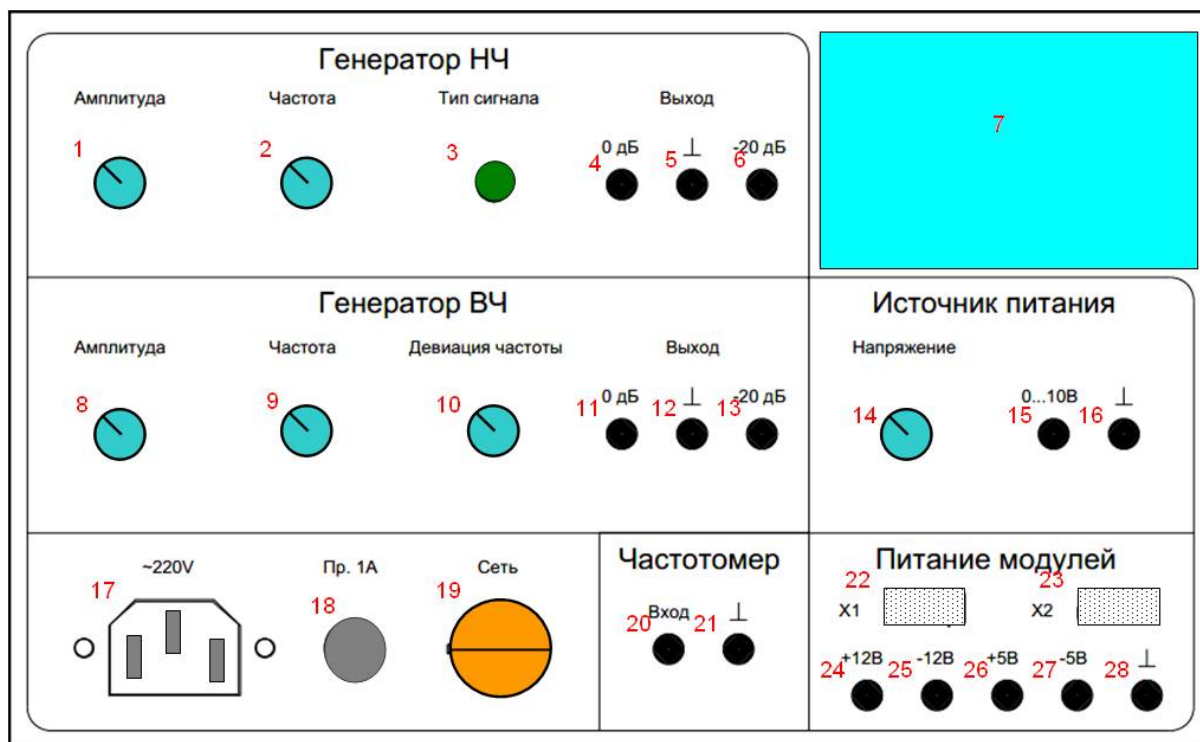


Рис. 1.40. Расположение контактов и органов управления Основного модуля лабораторной установки

6. Контакт **-20 дБ** выхода ослабленного в 10 раз по напряжению сигнала «Генератора НЧ».

7. Многофункциональный экран. На экран выводится информация параметров «Генератора НЧ» и «Генератора ВЧ» (частота, амплитуда, вид сигнала), а также информация «Частотомера». Активация режима отображения параметров «Генератора ВЧ/НЧ» осуществляется при повороте любых регуляторов (энкодеров) панелей «Генератор ВЧ» или «Генератор НЧ».

8. Регулятор установки **Амплитуды** сигнала «Генератора ВЧ». Диапазон регулировки от 0,1 В до 5 В с шагом 0,1В.

9. Регулятор установки **Частоты** сигнала «Генератора ВЧ». Диапазон регулировки от 20 кГц до 2 МГц с шагом 5 кГц.

10. Регулятор установки **Девииции частоты** частотной модуляции сигнала «Генератора ВЧ». Вид модулированного сигнала – частотная манипуляция. Диапазон регулировки девиации от 0 кГц до 40 кГц с шагом 1 кГц.

11. Контакт **0 дБ** непосредственного выхода сигнала Генератора ВЧ.

12. Контакт \perp общей цепи (земля) модуля.

13. Контакт **-20 дБ** выхода ослабленного в 10 раз по напряжению сигнала «Генератора ВЧ».

14. Регулятор **Напряжения** установки величины постоянного напряжения «Источника питания».

15. Контакт **0...10 В** выхода «Источника питания».

16. Контакт \perp общей цепи (земля) модуля.

17. Разъем **~220 V** подключения электропитания установки.

18. Защитный плавкий предохранитель 1А.

19. Переключатель **Сеть** включения электропитания **Основного модуля**.
20. Сигнальный контакт входа «Частотомера» **Вход**.
21. Общий контакт \perp входа «Частотомера».
22. Разъем **X1** подключения шлейфа электропитания сменных модулей.
23. Разъем **X2** подключения шлейфа электропитания сменных модулей.
24. Контакт **+12 В** выхода источника «Питание модулей».
25. Контакт **-12 В** выхода источника «Питание модулей».
26. Контакт **+5 В** выхода источника «Питание модулей».
27. Контакт **-5 В** выхода источника «Питание модулей».
28. Контакт \perp общей цепи (земля) **Основного модуля**.

1.2. Порядок выполнения работы

1.2.1. Исследование характеристик транзисторного ГВВ

1. Сетевым шнуром соединить контакт **~220V** (17 [рис. 1.45](#)) **Основного модуля** с сетью 220 В частотой 50 Гц.
2. Используя шлейф, соединить разъем **X1** (22 [рис. 1.45](#)) **Основного модуля** с разъемом **Питание** (1 [рис. 3.11](#)) модуля **Модуляторы / Демодуляторы АМ / DSB-SC / SSB**.
3. Соединить контакт **+12 В** (3 [рис. 3.11](#)) постоянного стабилизированного напряжения питания с контактом **X1** (4 [рис. 3.11](#)) цепи питания транзисторного каскада панели «Усилитель на биполярном транзисторе».
4. Перевести переключатель **S1** (6 [рис. 3.11](#)) панели «Усилитель на биполярном транзисторе» в положение «2», соответствующее подключению резонансной нагрузки в коллектор транзистора.
5. Подключить внешний генератор сигналов к контактам **X2** (7 [рис. 3.11](#)) и \perp (8 [рис. 3.11](#)) панели «Усилитель на биполярном транзисторе».
6. Установить параметры сигнала внешнего генератора: амплитуда 2 В, частота 150 кГц, смещение 1,3 В.
7. Подключить осциллограф к контактам **X3** и \perp панели «Усилитель на биполярном транзисторе».
8. Включить электропитание установки, установив в верхнее положение переключатель **Сеть** (19 [рис. 1.45](#)) **Основного модуля**.
9. Изменяя частоту сигнала внешнего генератора, определить по максимуму выходного сигнала на осциллографе резонансную частоту F_p транзисторного ГВВ. Записать F_p .
10. При частоте внешнего генератора, равной F_p , снять колебательную характеристику $U_{1мк} = f(U_{мб})$ ГВВ в режиме класса А ($\theta = 180^\circ$). Для этого установить напряжение смещения $E_{1б} = 1,3$ В и, изменяя амплитуду напряжения возбуждения $U_{мб}$, измерить напряжение $U_{1мк}$ сигнала на выходе каскада. Экспериментальные данные занести в таблицу 1.1.
11. Снять колебательную характеристику $U_{2мк} = f(U_{мб})$ ГВВ в режиме класса В ($\theta = 90^\circ$), установив напряжение смещения $E_{2б} = 0,65$ В. Экспериментальные данные занести в таблицу 1.1.

12. Снять колебательную характеристику $U_{3мк} = f(U_{мб})$ ГВВ в режиме класса С ($\theta \approx 60^\circ$), установив напряжение смещения $E_{3б} = 0$ В. Экспериментальные данные занести в таблицу 1.1.

Таблица 1.1

Колебательные характеристики ГВВ в различных режимах работы

$U_{мб}, \text{В}$	0	0,1	0,3	0,5	1	1,5	2	2,5	3	3,5
$U_{1мк}, \text{В}$										
$U_{2мк}, \text{В}$										
$U_{3мк}, \text{В}$										

13. Построить полученные колебательные характеристики ГВВ в одних координатных осях.

14. Снять АЧХ $U_{мк} = f(F)$ ГВВ при напряжениях смещения $E_{1б}, E_{2б}, E_{3б}$ и величине $U_{мб} = 2$ В. Данные занести в таблицу 1.2. Построить графики АЧХ. Определить частоты среза и полосу пропускания в каждом случае.

Таблица 1.2

Амплитудно-частотные характеристики ГВВ в различных режимах работы

$F, \text{кГц}$	45	$F_p/3$	50	60	70	$F_p/2$	80	90	100	110	120	130	140	145	F_p	150	160	170	200
$U_{1мк}, \text{В}$																			
$U_{2мк}, \text{В}$																			
$U_{3мк}, \text{В}$																			

15. Построить полученные АЧХ ГВВ в одних координатных осях.

16. С помощью внешнего генератора установить частоту входного сигнала равной $F_0 = F_p$ и амплитуду – $U_{мб} = 2$ В.

17. Изменяя с помощью внешнего генератора напряжение смещения E_b , снять и построить статическую модуляционную характеристику $U_{мк} = f(E_b)$ ГВВ при базовой модуляции смещением. Экспериментальные данные занести в таблицу 1.3.

Таблица 1.3

**Статические модуляционные характеристики ГВВ
при базовой модуляции смещением**

$E_b, \text{В}$	-1,5	-1	-0,5	0	0,5	1	1,5	2	2,5	3	3,5
$U_{мк}, \text{В}$											

18. Разъединить контакты **+12 В** (3 рис. 3.11) и **X1** (4 рис. 3.11) панели «Усилитель на биполярном транзисторе».

19. Соединить контакт \perp (16 рис. 1.45) панели «Источник питания» с контактом \perp (5 рис. 3.11) панели «Усилитель на биполярном транзисторе».

20. Соединить контакт **0...10 В** (15 рис. 1.45) панели «Источник питания» с контактом **X1** (4 рис. 5.1) панели «Усилитель на биполярном транзисторе».

21. С помощью внешнего генератора установить $U_{мб} = 1,5$ В, $E_b = 0,65$ В.

22. Изменяя положение регулятора **Напряжение** (14 рис. 1.45) панели «Источник питания», снять и построить статические модуляционные характеристики

ки $U_{mk} = f(E_K)$ ГВВ при коллекторной модуляции для различных значений напряжения питания E_K . Экспериментальные данные занести в таблицу 1.4.

Таблица 1.4

Статические модуляционные характеристики ГВВ при коллекторной модуляции

E_K , В	5	6	7	8	9	10
U_{mk} , В						

1.2.2. Исследование ГВВ в режиме усиления радиосигналов

1. Изменяя положение регулятора **Напряжение** (14 [рис. 1.40](#)) панели «Источник питания», установить напряжение питания ГВВ равным $E_K = 10$ В.

2. Установить режим В работы ГВВ ($\theta = 90^\circ$). Для этого с помощью внешнего генератора установить параметры входного сигнала: $F_0 = F_p$, $U_{mB} = 1,5$ В, $E_B = 0,65$ В.

3. Подать на вход ГВВ гармонический сигнал. Занести в отчет осциллограмму и спектр сигнала на выходе ГВВ, определить его амплитуду U_{mk1a} .

4. Изменить тип сигнала внешнего генератора на прямоугольный на вход ГВВ тональный сигнал. Занести в отчет осциллограмму и спектр сигнала на выходе ГВВ, определить его амплитуду U_{mk1n} .

5. Подать на вход ГВВ амплитудно-модулированный (АМ) сигнал с частотой модулирующего гармонического сигнала $F_M = 3$ кГц и глубиной модуляции $M = 60\%$. Занести в отчет осциллограмму и спектр сигнала на выходе ГВВ, определить коэффициент модуляции M сигнала по формуле [3.4](#).

6. Повторить п.5 при частоте модулирующего гармонического сигнала на входе $F_M = 10$ кГц и глубине модуляции $M = 60\%$. Объяснить изменения в выходном сигнале.

7. Повторить п.5 при напряжении смещения на входе $E_B = 0$ В и глубине модуляции $M = 60\%$. Объяснить изменения коэффициента модуляции M в выходном сигнале.

8. При установках по п.2 подать с внешнего генератора на вход ГВВ частотно-модулированный (ЧМ) сигнал с частотой модулирующего гармонического сигнала $F_M = 10$ кГц и девиацией частоты $F_d = 5$ кГц. Занести в отчет осциллограмму сигнала на выходе ГВВ.

9. Повторить п.8 при частоте несущего сигнала $F_0 = 155$ кГц. Объяснить изменения в выходном сигнале.

Содержание отчета.

1. Название и цель работы.
2. Краткие теоретические сведения по теме работы.
3. Принципиальная схема исследуемого транзисторного генератора с внешним возбуждением (ГВВ).
4. Результаты измерений, таблицы, осциллограммы и графические зависимости согласно заданию.
5. Выводы.

Контрольные вопросы.

1. Дайте определение и приведите структуру генератора с внешним возбуждением (ГВВ).
2. Приведите принципиальную схему транзисторного ГВВ. Поясните принцип работы схемы и назначение входящих в нее элементов.
3. Приведите осциллограмму и аналитическое выражение для тока коллектора транзисторного ГВВ.
4. Как определить величину постоянной составляющей коллекторного тока и амплитуду n -й гармоники, если известен угол отсечки?
5. Приведите выражение для проходной ВАХ транзистора.
6. Напишите формулу баланса мощностей для выходной цепи ГВВ.
7. Напишите выражения баланса мощностей для входной цепи ГВВ.
8. Как изменяется КПД ГВВ при изменении угла отсечки?
9. Поясните назначение цепей автосмещения в схемах ГВВ.
10. Дайте определение и графическое пояснение динамическим характеристикам ГВВ.
11. Как изменяются динамические характеристики при изменении угла отсечки?
12. Назовите основные режимы работы ГВВ с точки зрения напряженности. Приведите динамические характеристики в различных режимах работы.
13. Дайте определение и приведите нагрузочные характеристики ГВВ.
14. Какой режим работы ГВВ называется оптимальным?
15. Приведите выражение для КПД нагрузочного колебательного контура.
16. Включение активного прибора в индуктивную ветвь контура: схема, достоинства и недостатки.
17. Включение активного прибора в емкостную ветвь контура: схема, достоинства и недостатки.
18. Использование трансформирующей П-образной цепи в схеме выхода.
19. Какое влияние на режим работы ГВВ оказывает изменение амплитуды напряжения возбуждения?
20. Какое влияние на режим работы ГВВ оказывает изменение напряжения смещения?
21. Какое влияние на режим работы ГВВ оказывает изменение напряжения питания?
22. Каково влияние настройки колебательного контура в нагрузочной цепи ГВВ на режим его работы?
23. Как изменяется коэффициент усиления ГВВ по мощности с ростом частоты? В чем причина такого изменения?
24. Каков характер входного сопротивления транзистора?
25. Назовите основные требования к цепям согласования (ЦС) ГВВ.
26. Приведите схемы Г-образных цепей согласования, формулы для расчета и назовите их особенности.
27. Приведите схему П-образной цепи согласования, формулы для расчета и назовите ее особенности.
28. Что такое коэффициент фильтрации? Чему равен коэффициент фильтрации для Г-образной и П-образной ЦС?

29. Сложение мощностей ГВВ. Параллельное включение электронных приборов.

30. Поясните назначение элементов и принцип работы схемы параллельного включения электронных приборов с отдельными ЦС ([рис. 1.28](#)).

31. Двухтактное включение электронных приборов.

32. Принцип сложения мощностей в мостовом устройстве.

33. Синфазные мостовые схемы усилителей мощности.

34. Приведите схему квадратного синфазного моста-сумматора на четвертьволновых отрезках микрополосковых линий (МПЛ).

35. Приведите схему квадратурного квадратного моста-сумматора на МПЛ.

36. Объясните полученные в работе графические зависимости и осциллограммы.

2. Лабораторная работа № 2

«ИЗУЧЕНИЕ СХЕМОТЕХНИКИ И ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК И ПАРАМЕТРОВ ТРАНЗИСТОРНЫХ УМНОЖИТЕЛЕЙ ЧАСТОТЫ»

Цель работы: изучение основных характеристик, принципов построения и работы умножителей частоты (УЧ); экспериментальное исследование транзисторных УЧ.

2.1. Теоретические сведения

Базовый теоретический материал по теме лабораторной работы приведен в [1...5, 7...10].

2.1.1. Умножители частоты

Умножители частоты (УЧ) используются в передатчиках: в ВЧ трактах – для повышения частоты задающего автогенератора, в возбудителях – для формирования сетки рабочих частот, при ЧМ и ФМ – для увеличения индекса модуляции. Кроме того, включение умножителей частоты (УЧ) в усилительный тракт позволяет повысить его устойчивость, поскольку усиление в каскадах ведется на разных частотах

$$f_{\text{вых}} = n \cdot f_{\text{вх}},$$

где n – коэффициент умножения частоты.

Транзисторные умножители частоты.

Транзистор работает в нелинейном режиме с отсечкой коллекторного тока. *Оптимальный угол отсечки* коллекторного тока при умножении частоты в n раз

$$\theta_{\text{опт}} = 120^\circ / n.$$

На практике применяются в основном удвоители и утроители частоты. При необходимости получить большую кратность умножения используются многокаскадные УЧ.

Причины использования многокаскадных УЧ:

- 1) из-за меньшей амплитуды n -ых гармонических составляющих

$$I_{Kn} = \alpha_n(\theta) \cdot i_{K \max}$$

полезная мощность УЧ примерно в n раз меньше, чем при усилении;

- 2) коэффициент усиления по мощности быстро убывает с ростом n

$$K_p \approx 1/n^2;$$

3) с увеличением n угол отсечки уменьшается, и для его обеспечения требуется большее отрицательное смещение и большая амплитуда напряжения возбуждения;

- 4) КПД коллекторной цепи УЧ также уменьшается, поскольку $\eta_{\Sigma} = P_n / P_0$.

УЧ применяют на малом уровне мощности, т.к. каскады имеют низкий η_{Σ} и низкий КПД контура, выделяющий n -ую гармонику в коллекторной цепи

$$\eta_{\text{конт}} = 1 - \frac{Q_n}{Q_{xx}}.$$

На рис. 2.1 показана типичная схема транзисторного УЧ, работающего в области как низких, так и высоких частот.

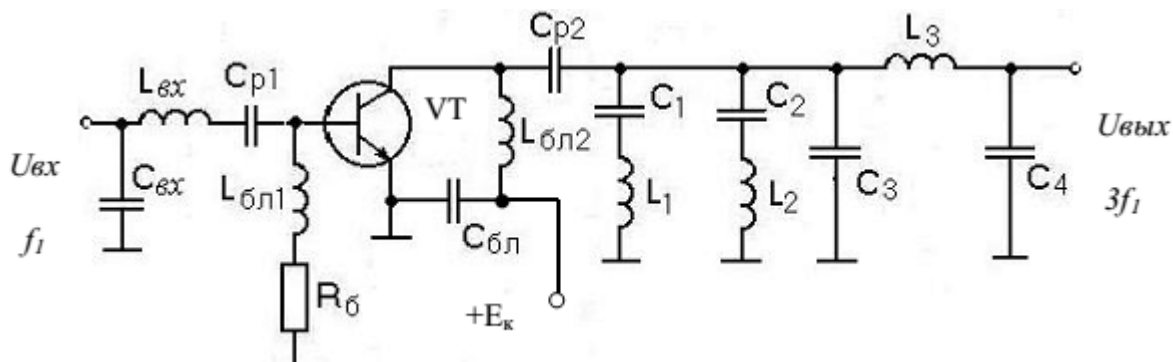


Рис. 2.1. Принципиальная схема утроителя частоты

Контур в цепи базы настроен на основную частоту и обеспечивает согласование входной цепи транзистора с предыдущим каскадом. В цепи коллектора включены фильтрующие цепочки, которые обеспечивают короткое замыкание для 1-ой (C_1, L_1) и для 2-ой (C_2, L_2) гармоник и выделение в нагрузки 3-ей гармонической составляющей коллекторного тока (C_3, C_4, L_3).

На рис. 2.2 представлена двухтактная схема удвоителя частоты. Возбуждение на транзисторы подается в противофазе и они работают в классе В с углом отсечки $\theta \leq 90^\circ$. Контур $C_1 L_1$ настроен на частоту:

$$\frac{1}{2 \cdot \pi \sqrt{L_1 \cdot C_1}} = 2 \cdot f_{\text{вх}}.$$

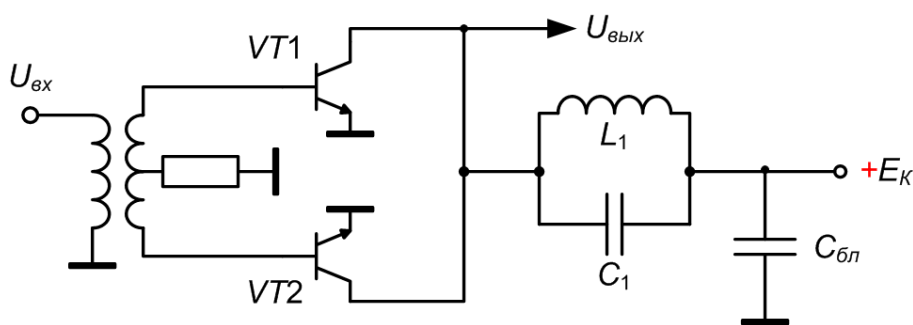


Рис. 2.2. Двухтактный удвоитель частоты

Варакторные умножители частоты.

Варакторы – мощные варикапы – используются на частотах от сотен МГц до единицы ГГц, т.к. на высоких частотах у транзисторов начинают сказываться инерционные свойства и существенное влияние оказывают паразитные емкости. В варакторах используют нелинейность вольт-кулонных характеристик (ВКХ) – рис. 2.3.

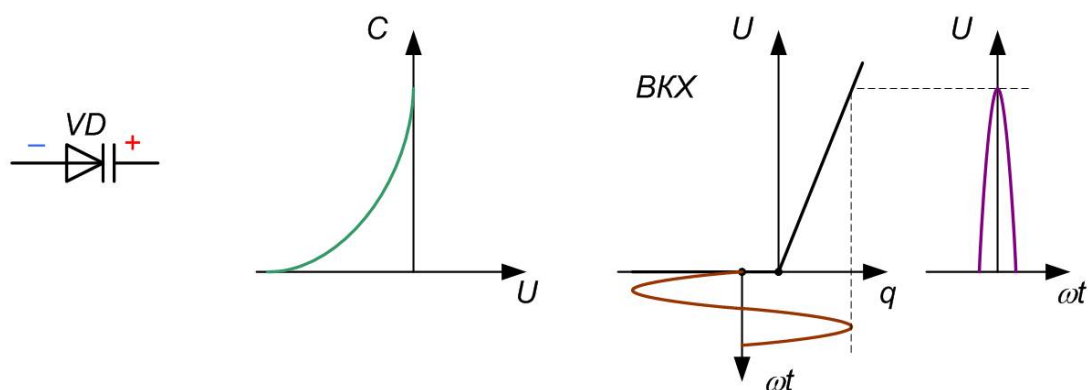


Рис. 2.3. Использование ВКХ варактора при умножении частоты

На рис. 2.4 приведены схемы УЧ при последовательном и параллельном включении варактора.

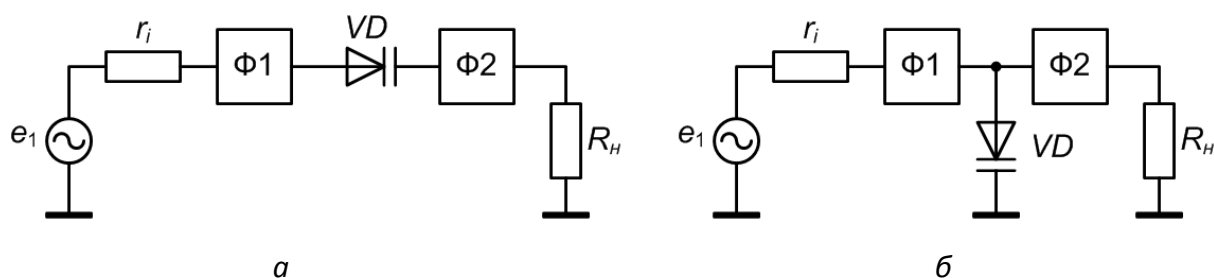


Рис. 2.4. Обобщенные схемы варакторных умножителей частоты: при последовательном (а) и параллельном (б) включении варактора

Первый фильтр $\Phi 1$ настраивают на частоту входного сигнала f_1 , а второй – на частоту $n f_1$. Коэффициент передачи по мощности меньше единицы, поэтому усиление мощности здесь не происходит.

Параллельная схема включения варактора используется на практике чаще, но дополнительно необходимо подать смещение на варикап (рис. 2.5).

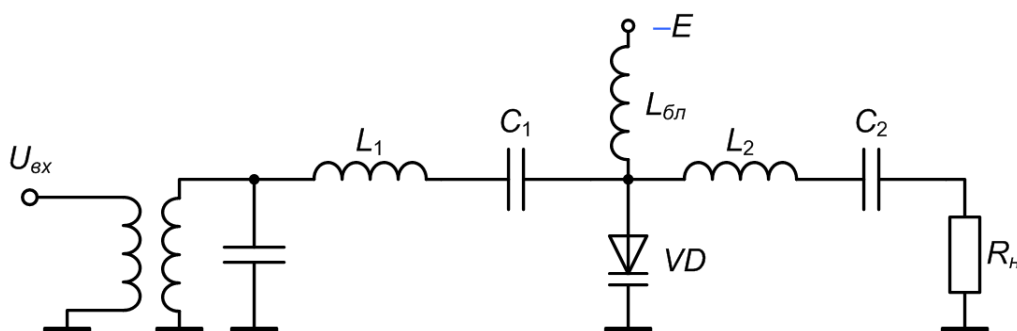


Рис. 2.5. Принципиальная схема варакторного умножителя частоты

2.1.2. Описание Основного модуля лабораторной установки

Основной модуль содержит все необходимые источники питания модулей, а также генераторы низкой и высоких частот, частотомер и регулируемый источник постоянного напряжения. Внешний вид панели **Основного модуля** показан на [рис. 1.40](#).

На рис. 1.45 цифрами красного цвета обозначены:

29. Регулятор установки **Амплитуды** сигнала «Генератора НЧ». Диапазон регулировки амплитуды от 0,1 В до 9,5 В с шагом 0,1В.
30. Регулятор установки **Частоты** сигнала «Генератора НЧ». Диапазон регулировки частоты от 0,1 кГц до 100 кГц с шагом 0,1кГц.
31. Кнопка выбора типа сигнала «Генератора НЧ». Типы генерируемых сигналов: синусоидальное (гармоническое), прямоугольное (меандр), линейно-нарастающее напряжение, линейно-спадающее напряжение, треугольное, сумма первой и второй гармоники, сумма первой и третьей гармоники.
32. Контакт **0 дБ** непосредственного выхода сигнала «Генератора НЧ».
33. Контакт \perp общей цепи (земля) модуля.
34. Контакт **-20 дБ** выхода ослабленного в 10 раз по напряжению сигнала «Генератора НЧ».
35. Многофункциональный экран. На экран выводится информация параметров «Генератора НЧ» и «Генератора ВЧ» (частота, амплитуда, вид сигнала), а также информация «Частотомера». Активация режима отображения параметров «Генератора ВЧ/НЧ» осуществляется при повороте любых регуляторов (*энкодеров*) панелей «Генератор ВЧ» или «Генератор НЧ».
36. Регулятор установки **Амплитуды** сигнала «Генератора ВЧ». Диапазон регулировки от 0,1 В до 5 В с шагом 0,1В.
37. Регулятор установки **Частоты** сигнала «Генератора ВЧ». Диапазон регулировки от 20 кГц до 2 МГц с шагом 5 кГц.
38. Регулятор установки **Девииции частоты** частотной модуляции сигнала «Генератора ВЧ». Вид модулированного сигнала – частотная манипуляция. Диапазон регулировки девиации от 0 кГц до 40 кГц с шагом 1 кГц.
39. Контакт **0 дБ** непосредственного выхода сигнала Генератора ВЧ.
40. Контакт \perp общей цепи (земля) модуля.
41. Контакт **-20 дБ** выхода ослабленного в 10 раз по напряжению сигнала «Генератора ВЧ».
42. Регулятор **Напряжение** установки величины постоянного напряжения «Источника питания».
43. Контакт **0...10 В** выхода «Источника питания».
44. Контакт \perp общей цепи (земля) модуля.
45. Разъем **~220 V** подключения электропитания установки.
46. Защитный плавкий предохранитель 1А.
47. Переключатель **Сеть** включения электропитания **Основного модуля**.
48. Сигнальный контакт входа «Частотомера» **Вход**.
49. Общий контакт \perp входа «Частотомера».
50. Разъем **X1** подключения шлейфа электропитания сменных модулей.
51. Разъем **X2** подключения шлейфа электропитания сменных модулей.
52. Контакт **+12 В** выхода источника «Питание модулей».
53. Контакт **-12 В** выхода источника «Питание модулей».
54. Контакт **+5 В** выхода источника «Питание модулей».
55. Контакт **-5 В** выхода источника «Питание модулей».
56. Контакт \perp общей цепи (земля) **Основного модуля**.

2.2. Порядок выполнения работы

2.2.1. Исследование режимов умножения частоты

1. Изменяя положение регулятора **Напряжение** (14 рис. 1.40) панели «Источник питания», установить напряжение питания ГВВ равным $E_K = 10$ В.
2. Установить угол отсечки ГВВ $\theta \approx 60^\circ$. Для этого с помощью внешнего генератора установить параметры входного сигнала: $F_0 = F_p/2$, $U_{mБ} = 2$ В, $E_Б = 0$ В.
3. Изменяя в небольших пределах частоту генератора и напряжение смещения, добиться умножения частоты в 2 раза. Занести в отчет осциллограмму и спектр сигнала на выходе удвоителя частоты. Определить амплитуду $U_{mК2}$.
4. Установить угол отсечки ГВВ $\theta \approx 40^\circ$. Для этого с помощью внешнего генератора установить параметры входного сигнала: $F_0 = F_p/3$, $U_{mБ} = 2,5$ В, $E_Б = -0,3$ В.
5. Изменяя в небольших пределах частоту генератора и напряжение смещения, добиться четкого умножения частоты в 3 раза. Занести в отчет осциллограмму и спектр сигнала на выходе утроителя частоты. Определить $U_{mК3}$.
6. Снять АЧХ утроителя частоты при установках по пп. 4-5. Данные занести в таблицу 2.1. Построить график АЧХ.

Таблица 2.1

Амплитудно-частотные характеристики утроителя частоты

F , кГц	45	$F_p/3$	50	60	70	$F_p/2$	80	90	100	110	120	130	140	145	F_p	150	160	170	200
$U_{mК3}$, В																			

Содержание отчета.

1. Название и цель работы.
2. Краткие теоретические сведения по теме работы.
3. Принципиальная схема исследуемого транзисторного генератора с внешним возбуждением (ГВВ).
4. Результаты измерений, таблицы, осциллограммы и графические зависимости согласно заданию.
5. Выводы.

Контрольные вопросы.

1. Дайте определение и назначение умножителей частоты.
2. Приведите принципиальную схему умножителя частоты. Как выбираются режимы работы схемы?
3. Приведите принципиальную схему и поясните принцип работы двухтактной схемы удвоителя частоты.
4. Принцип использования варактора при умножении частоты.
5. Приведите обобщенные схемы умножителей частоты при последовательном и параллельном включении варактора.
6. Приведите принципиальную схему варакторного умножителя частоты.
7. Объясните полученные в работе графические зависимости и осциллограммы.

3. Лабораторная работа №3

«ИЗУЧЕНИЕ СХЕМОТЕХНИКИ И ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК И ПАРАМЕТРОВ ТРАНЗИСТОРНЫХ АВТОГЕНЕРАТОРОВ»

Цель работы: изучение принципов работы и приобретение практических навыков исследования генераторов с самовозбуждением (автогенераторов).

3.1. Теоретические сведения

Базовый теоретический материал по теме работы приведен в [1...8].

3.1.1. Основные сведения об автогенераторах

Автогенераторы (АГ) используются для формирования незатухающих (чаще всего – гармонических) колебаний. Для получения высокочастотных колебаний можно использовать обычный колебательный контур, но для того, чтобы такие колебания были незатухающими, необходимо непрерывно пополнять запас энергии в контуре в процессе ее расходования. Для этого нужно часть напряжения с выхода усилителя подать на его вход, т.е. предусмотреть цепь обратной связи (ОС). В том случае, когда сдвиг фаз, вносимый цепью обратной связи, обеспечит своевременное получение контуром энергии и произойдет компенсация потерь энергии в контуре и нагрузке, колебания станут незатухающими.

Одним из главных требований к АГ является высокая стабильность частоты.

В состав автогенератора входят: усилительный элемент; резонансный контур с высокой добротностью; цепь положительной обратной связи (рис. 3.1).

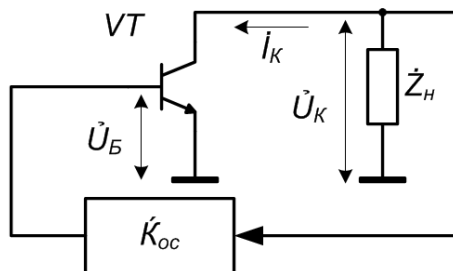


Рис. 3.1. Эквивалентная схема автогенератора

Стационарный режим работы

В этом режиме автогенератор самостоятельно поддерживает амплитуду установившегося колебания, при этом выполняются соотношения

$$I_K = S \cdot U_B; \quad U_K = I_K \cdot Z_H; \quad U_B = K_{OC} \cdot U_K.$$

где S – средняя крутизна вольтамперной характеристики транзистора. Тогда условие стационарного режима запишется в виде

$$I_K = S \cdot K_{OC} \cdot I_K \cdot Z_H,$$

откуда получаем:

- **условие баланса амплитуд**

$$S \cdot K_{OC} \cdot Z_H = 1; \quad (3.1)$$

- **условие баланса фаз**

$$\varphi_S + \varphi_{oc} + \varphi_H = 2 \cdot \pi \cdot n \quad (3.2)$$

Последнее выражение означает, что суммарный сдвиг фаз в цепях АГ должен быть равен целому числу периодов генерируемого колебания.

Если транзистор работает в области низких частот, то его инерционными свойствами можно пренебречь и тогда $\varphi_S \approx 0$. На высоких частотах появляется запаздывание коллекторного тока на время τ_S и тогда

$$\varphi_S = \arctg \omega \tau_S,$$

где $\tau_S = \frac{r'_g \cdot r_\beta}{r'_g + r_\beta} C_\Sigma$.

Условие самовозбуждения

Пусть S_0 – начальная крутизна транзистора (при отсутствии колебаний), при этом $S_0 > S$. Определим **коэффициент регенерации** как отношение

$$S_0 / S = G > 1.$$

Тогда условие самовозбуждения запишется в виде

$$S_0 \cdot K_{oc} \cdot Z_H = G.$$

Начальное смещение выбирают таким, чтобы начальная крутизна S_0 была достаточно большой, и выполнялось условие

$$S = S_0 \cdot \gamma_1(\theta),$$

где θ – угол отсечки коллекторного тока в установившемся режиме.

При увеличении амплитуды колебаний смещение уменьшается за счет цепи автосмещения и уменьшается значение средней крутизны транзистора.

Из последнего выражения можно получить выражение для коэффициента регенерации $G = 1/\gamma_1(\theta)$. Обычно $G = 3 \dots 5$, при этом $\theta \approx 60 \dots 70^\circ$.

Режимы самовозбуждения

Режим самовозбуждения, при котором после включения источника питания колебания плавно нарастают, называется **мягким** самовозбуждением, если же для возбуждения колебаний требуется какое-либо дополнительное воздействие, то такой режим называется **жестким**.

Реализации мягкого режима самовозбуждения можно достичь путем выбора напряжения смещения на участке ВАХ транзистора с большой крутизной. Этому режиму соответствует зависимость $S = f(U_{мБ})$ на рис. 3.2.

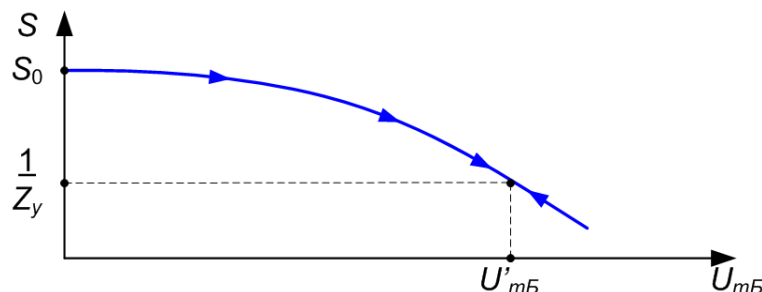


Рис. 3.2. Изменение крутизны при мягком режиме самовозбуждения

На рис. 3.2 проведена прямая $1/Z_y = 1/(K_{oc} Z_H)$. Для точки пересечения графиков выполняется уравнение баланса амплитуд и установившаяся амплитуда колебания равна $U'_{мБ}$. При мягком режиме стационарный режим оказывается устой-

чивым, режим покоя – неустойчивым. Поэтому происходит самовозбуждение АГ.

Для жесткого режима характерным является то, что малые колебания на входе транзистора не могут вызвать самовозбуждения автогенератора; самовозбуждение возможно только при большой начальной амплитуде напряжения. Такой режим реализуется путем подачи на УЭ запирающего напряжения смещения, при котором малые амплитуды входного напряжения не могут вызвать тока в выходной цепи УЭ. Зависимость $S = f(U_{мБ})$ для жесткого режима показана на рис. 3.3. Режим, соответствующий амплитуде колебаний $U'_{мБ}$, устойчив, а режим, соответствующий амплитуде $U''_{мБ}$, неустойчив.

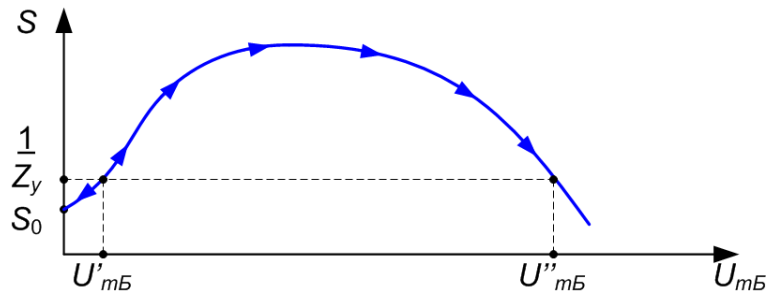


Рис. 3.3. Изменение крутизны при жестком режиме самовозбуждения

Трехточечные схемы автогенераторов

Простейшими по конфигурации автогенераторами являются автогенераторы, работающие по трехточечной схеме. В таких автогенераторах транзистор тремя своими выводами присоединяют к трем точкам колебательного контура, состоящего из трех реактивных элементов.

Обобщенная **трехточечная схема** автогенератора изображена на рис. 3.4.

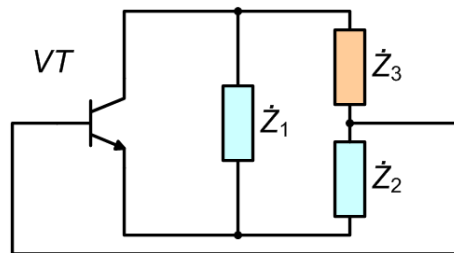


Рис. 3.4. Обобщенная эквивалентная схема автогенератора

Для возникновения автоколебаний необходимо, чтобы:

- 1) реактивные элементы Z_1 и Z_2 имели одинаковые знаки;
- 2) реактивные элементы Z_1 и Z_3 были различны по знаку.

В зависимости от того, какие реактивные элементы количественно преобладают в контуре, различают автогенераторы, построенные по схеме индуктивной (рис. 3.5,а) и емкостной (рис. 3.5,б) трехточки.

Для **емкостной трехточки** частота генерируемых колебаний определяется выражением

$$\omega_{ген} = \omega_{рез} \approx \frac{1}{\sqrt{L \cdot \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}}}.$$

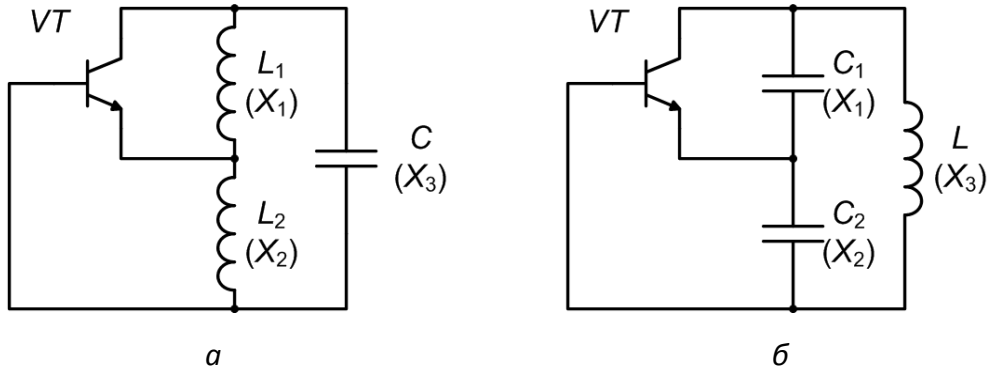


Рис. 3.5. Индуктивная (а) и емкостная (б) трехточки

Коэффициент обратной связи может быть выражен через элементы трехточечной схемы

$$K_{oc} = \frac{U_{мБ}}{U_{мК}} = \frac{I_{конт} \cdot X_2}{I_{конт} \cdot X_1} = \frac{X_2}{X_1}.$$

Для *индуктивной трехточки* $K_{oc} = \frac{L_2}{L_1}$, для емкостной трехточки: $K_{oc} = \frac{C_1}{C_2}$.

В модифицированной схеме емкостной трехточки (*схеме Клаппа*), приведенной на рис. 3.6, достигается более высокая стабильность частоты.

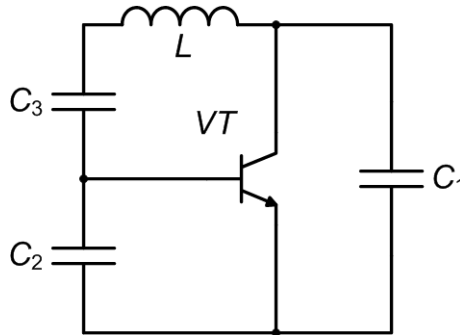


Рис. 3.6. Схема Клаппа

Введение конденсатора C_3 уменьшает коэффициент включения транзистора в контур, снижая дестабилизирующее влияние его параметров на частоту автогенератора

$$\omega_{ген} = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C_{экв}}} = \frac{1}{\sqrt{L \cdot (C_1^{-1} + C_2^{-1} + C_3^{-1})^{-1}}},$$

где $C_3 \leq \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$.

Во всех схемах контур включен в коллекторную цепь транзистора частично. Коэффициент включения контура в цепь коллектора равен

$$p = \frac{X_1}{X_1 + X_2} = \frac{1}{1 + X_2/X_1} = \frac{1}{1 + K_{oc}}.$$

Эквивалентное сопротивление цепи коллектора: $R_{Кэкв} = p^2 \cdot R_H$.

Схемотехника автогенераторов

Для построения автогенераторов транзистор обычно выбирают из условия $f_{зр} \gg f_{ген}$, чтобы фазовый угол φ_S крутизны транзистора был минимальным и стремился к нулю. Это не всегда удастся, если АГ работает в области ВЧ.

Если $\varphi_S \neq 0$, тогда баланс фаз $\varphi_S(\omega) + \varphi_H(\omega) + \varphi_{ос}(\omega) = 0$ будет уже выполняться на другой частоте.

Пусть сдвиг фаз в цепи ОС отсутствует, т.е. $\varphi_{ос} = 0$. Тогда частота генерируемых колебаний $\omega_{ген}$ будет определяться уравнением $\varphi_S(\omega_{ген}) + \varphi_H(\omega_{ген}) = 0$, графическое решение которого приведено на рис. 3.6.

Чем ближе частота АГ $\omega_{ген}$ к резонансной частоте контура ω_0 , тем выше стабильность генерируемой частоты, т.к. выше значение $d\varphi_H/d\omega$ (рис. 3.6).

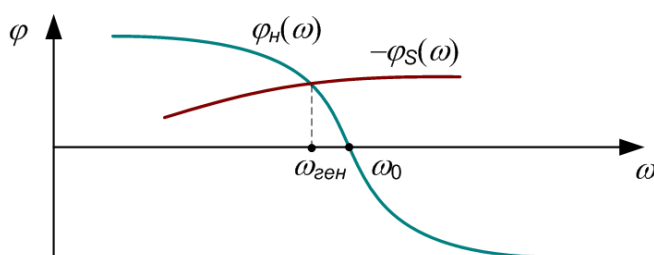


Рис. 3.6. Определение частоты генератора по фазовым характеристикам

На практике стремятся обеспечить условие баланса фаз $\varphi_S(\omega_{ген}) + \varphi_H(\omega_{ген}) + \varphi_{ос}(\omega_{ген}) = 0$ при $\varphi_H = 0$, тогда колебания возникают на частоте, близкой к резонансной частоте контура.

Эффективной мерой уменьшения влияния фазового сдвига φ_S , а, следовательно, повышения стабильности частоты автогенератора, является включение в трехточечную схему фазосдвигающей цепочки (рис. 3.7,а) с фазовым сдвигом, выбираемым из условия

$$\varphi_{ос}(\omega_{ген}) = -\varphi_S(\omega_{ген}).$$

Подбирая параметры фазосдвигающей цепочки (рис. 3.7,б) можно обеспечить требуемый сдвиг фаз.

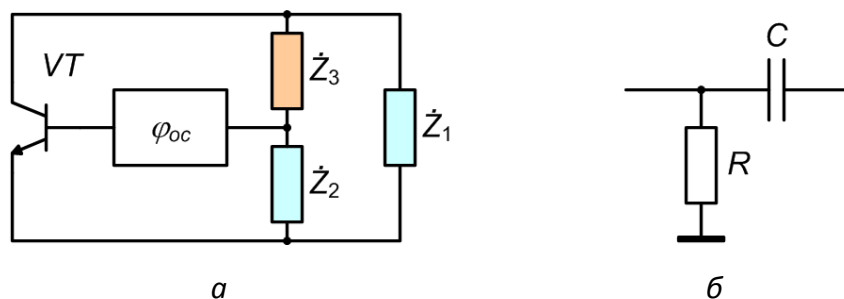


Рис. 3.7. Автогенератор с полным фазированием (а) и фазосдвигающая цепь (б), применяемая в цепи обратной связи

Рассмотрим схемы автогенераторов, применяемых на практике

1. Индуктивная трехточка (рис. 3.8,а).

Назначение элементов на приведенной схеме: $R_э$, $C_э$ – цепь термостаби-

лизации; $R_1 \dots R_3$ – цепь смещения (обеспечивает мягкий режим работы транзистора, чтобы он был открыт); $C_{бл}$ – блокировочная емкость, шунтирующая источник питания по ВЧ; C_p – разделительный конденсатор по постоянному току.

Автогенератор имеет следующие параметры:

$$K_{oc} = \frac{L_2}{L_1}; \quad \omega_{ген} = \frac{1}{\sqrt{(L_1 + L_2) \cdot C}}.$$

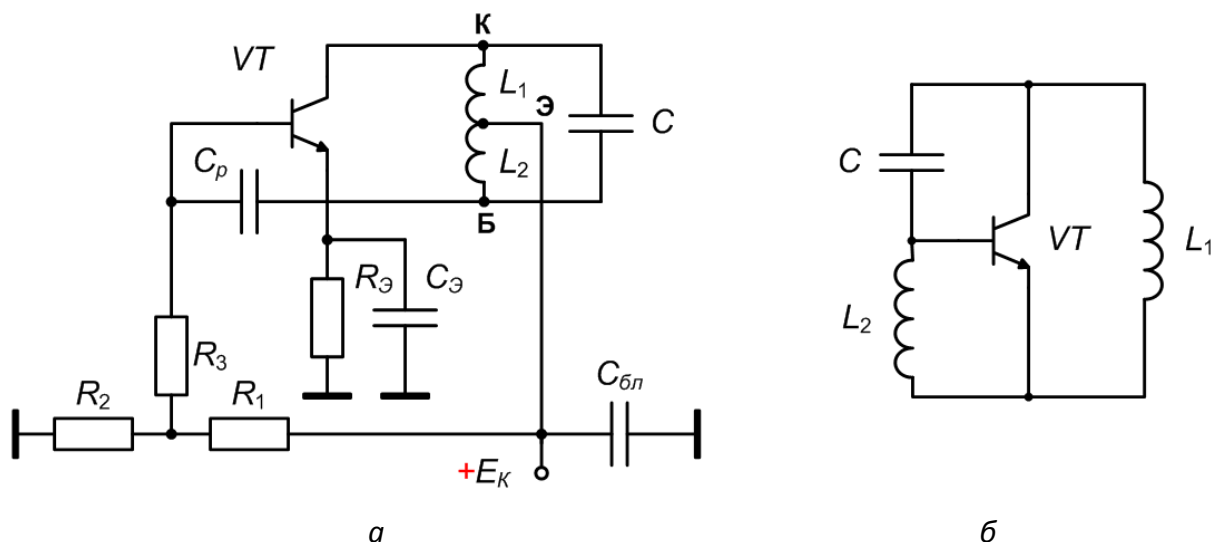


Рис. 3.8. Принципиальная схема автогенератора (индуктивная трехточка) (а) и его эквивалентная схема (б)

2. Емкостная трехточка (рис. 3.9)

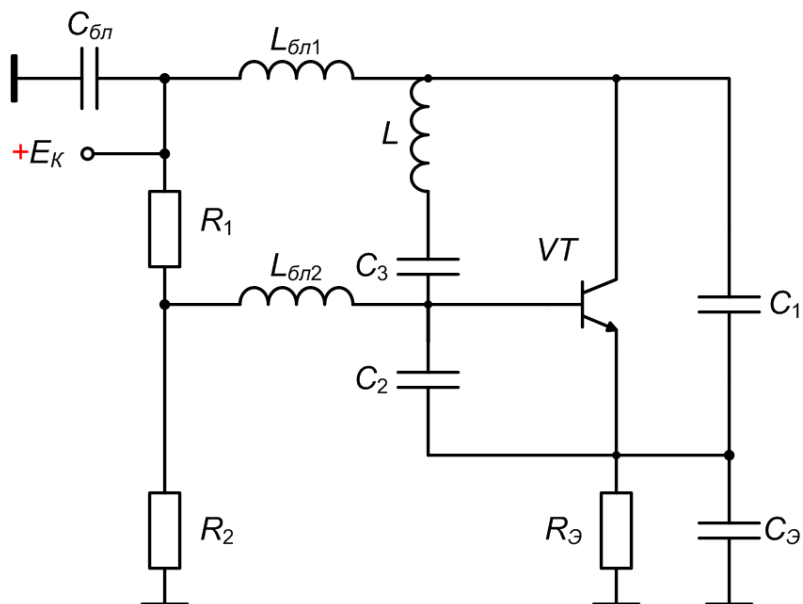


Рис. 3.9. Принципиальная схема автогенератора (емкостная трехточка)

Если емкость $C_3 \gg \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$, то последовательный колебательный контур LC_3 эквивалентен индуктивности L и эквивалентная схема АГ, собранного по

схеме емкостной трехточки, будет иметь вид, показанный на рис. 3.10,а. Если значение емкости C_3 сравнимо с C_1 и C_2 или даже меньше их, то эквивалентная схема выглядит следующим образом (рис. 3.10,б).

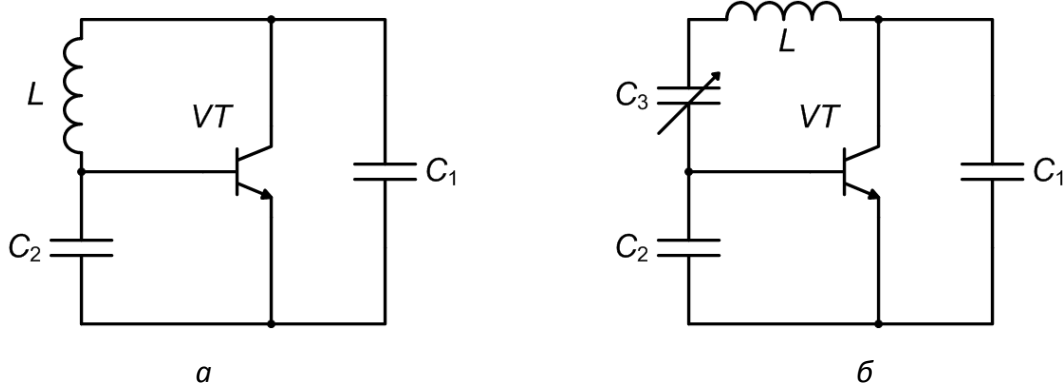


Рис. 3.10. Эквивалентные схемы

Для перестройки частоты АГ обычно меняют емкость C_3 . Емкости C_1 и C_2 не меняют, т.к. при этом может меняться коэффициент передачи. Автогенератор имеет следующие параметры:

$$K_{oc} = \frac{C_1}{C_2}, \quad \omega_{ген} = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C_{экв}}}.$$

3. Автогенератор с электронной перестройкой частоты с помощью варикапа (рис. 3.11) – *генератор, управляемый напряжением* (ГУН).

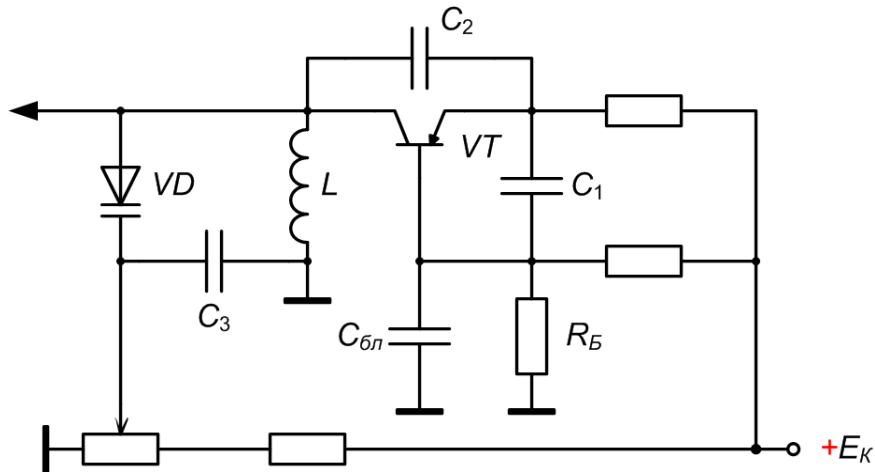


Рис. 3.11. Принципиальная схема ГУН

В этой схеме для перестройки контура автогенератора по частоте используется варикап. Он должен быть включен в обратном направлении, т.к. при прямом включении через него будет протекать большой ток, и он будет шунтировать контур. Эквивалентная схема АГ с электронной перестройкой частоты приведена на рис. 3.12.

4. Многоконтурный автогенератор (рис. 3.13).

Если контур 1 настроен на частоту f_1 , а контур 2 – на частоту f_2 , то генерация колебаний будет возможна только на частотах, меньших f_1 , т.к. только на

этих частотах эквивалентная схема АГ представляет собой индуктивную трехточку (рис. 3.8,б). На других частотах эквивалентная схема АГ не образуют никакой трехточки и поэтому генерации колебаний не возникнет.

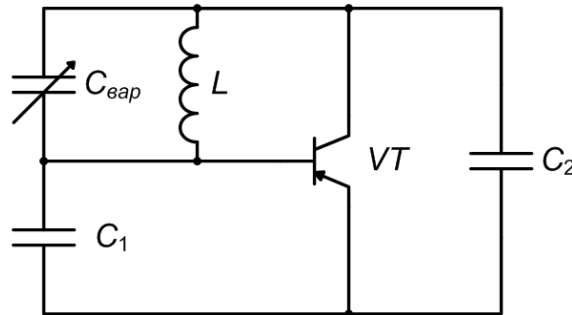


Рис. 3.12. Эквивалентная схема ГУН

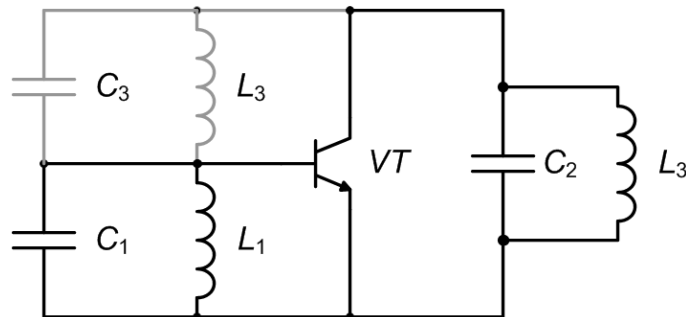


Рис. 3.13. Многоконтурный автогенератор

3.1.2. Кварцевая стабилизация частоты

Стабильность частоты АГ является одним из важнейших его параметров. Нестабильность частоты характеризуется абсолютным значением Δf [Гц] и относительным значением $\varepsilon = \Delta f / f_0 \sim 10^{-6} \dots 10^{-10}$.

Без применения специальных мер стабильность рассмотренных выше LC-автогенераторов не превышает $\varepsilon \sim 10^{-4}$.

Причинами низкой стабильности АГ являются следующие дестабилизирующие факторы:

1) изменение температуры приводит к изменению емкости и индуктивности колебательного контура и, как следствие, увеличению нестабильности:

$$\varepsilon = -\frac{1}{2} \left(\frac{\Delta L}{L} + \frac{\Delta C}{C} \right);$$

2) изменение напряжения питания приводит изменению частоты;

3) нестабильность параметров транзистора.

Влияние изменения крутизны транзистора на частоту колебаний можно существенно ослабить путем увеличения добротности колебательного контура, т.к. частота колебаний описывается уравнением:

$$\varphi_S(\omega) + \varphi_H(\omega) + \varphi_{oc}(\omega) = 0;$$

$$\varphi_H(\omega) = -[\varphi_S(\omega) + \varphi_{oc}(\omega)].$$

При высокой добротности Q контура график $\varphi_H(\omega)$ (рис. 3.14) имеет большую крутизну, которая определяется формулой

$$S_{\varphi_H} = -2Q/\omega_0.$$

Относительная нестабильность частоты может быть определена как

$$\varepsilon = \Delta\varphi_S / 2Q.$$

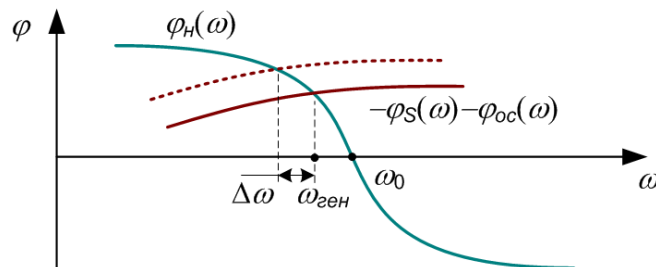


Рис. 3.14. Определение нестабильности частоты автогенератора по фазовым характеристикам

Для повышения стабильности частоты АГ применяют следующие меры:

- 1) использование резонансных систем с высокой стабильностью емкостных и индуктивных элементов;
- 2) использование высокодобротных резонансных систем (малое вносимое сопротивление, а значит, малая полезная мощность); мощность автогенераторов составляет 1...2 мВт, это также минимизирует нагрев элементов C и L ;
- 3) использование кварцевых резонаторов.

Эквивалентная схема и параметры кварцевых резонаторов

Кварц обладает свойством прямого и обратного пьезоэффекта. Добротность кварцевых резонаторов на несколько порядков больше добротности обычных LC -контуров и достигает нескольких десятков-сотен тысяч. В кварцевом резонаторе пластина кварца помещается между двумя металлическими обкладками. Частота собственных колебаний кварца зависит от толщины d пластины:

$$f [МГц] = \frac{1,7 \dots 3,3}{d [мм]}.$$

Резонансные свойства кварца характеризуются его эквивалентной схемой (рис. 3.15). Индуктивность кварца $L_{кв}$ характеризует инерционные свойства пластины (единицы Гн), емкость $C_{кв}$ характеризует упругие свойства пластины (сотые доли пФ), сопротивление $r_{кв}$ характеризует потери в резонаторе (единицы Ом), емкость C_0 характеризует статическую емкость кварцедержателя (2...8 пФ).

Емкостное отношение $m = C_{кв} / C_0 = 10^{-3} \dots 10^{-4}$.

Величина $L_{кв}$ не зависит от номера гармоники, $C_{кв}$ уменьшается пропорционально квадрату номера гармоники, сопротивление $r_{кв}$ возрастает пропорционально квадрату номера гармоники.

Мощность, рассеиваемая на резисторе, $P_{кв.доп}$ во многом определяет стабильность его собственной частоты и обычно составляет $P_{кв.доп} = 1 \dots 2$ мВт. При превышении мощности, рассеиваемой на резонаторе, значения $P_{кв.доп}$ происхо-

дит резкое ухудшение стабильности собственной частоты кварцевого резонатора из-за изменения структуры его кристаллической решетки.

При необходимости стабилизации более высоких частот используют гармоники механических колебаний кварцевого резонатора. При этом возбуждение кварцевого резонатора возможно только на нечетных гармониках ($n = 3, 5, 7 \dots$), т.к. только в этом случае на обкладках резонатора образуются заряды противоположного знака.

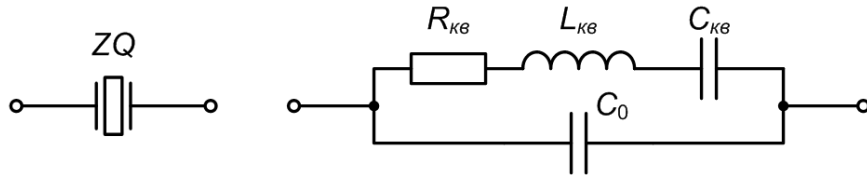


Рис. 3.15. Обозначение и эквивалентная схема кварцевого резонатора

Из эквивалентной схемы кварцевого резонатора (рис. 3.15) видно, что имеются две собственные частоты резонатора:

а) *частота последовательного резонанса*

$$\omega_{кв} = \frac{1}{\sqrt{L_{кв} C_{кв}}};$$

б) *частота параллельного резонанса*

$$\omega_{пар} = \frac{1}{\sqrt{L_{кв} \frac{C_{кв} C_0}{C_{кв} + C_0}}} = \omega_{кв} \sqrt{\frac{C_{кв} + C_0}{C_0}} = \omega_{кв} \sqrt{1 + m}.$$

Эти частоты очень близко расположены друг к другу, т.к. m мало. Характер зависимости $R_{экв}$, $X_{экв}$ от частоты представлен на рис. 3.16.

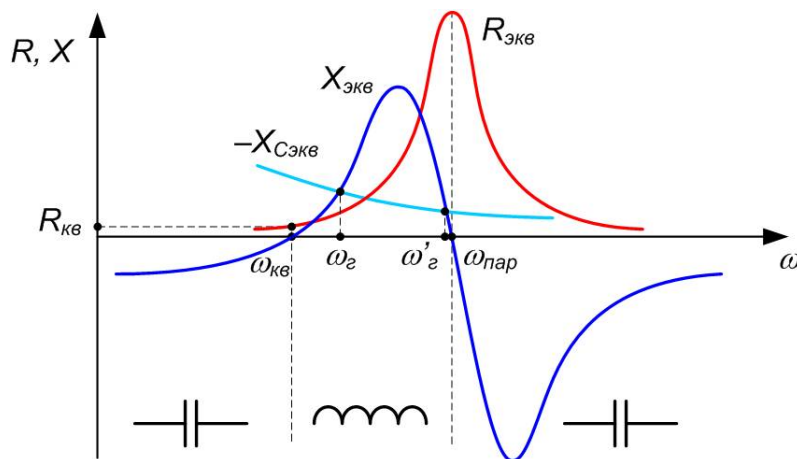


Рис. 3.16. Частотные характеристики кварцевого резонатора

В диапазоне частот $0 \dots \omega_{кв}$ и $\omega_{пар} \dots \infty$ реактивное сопротивление кварцевого резонатора носит емкостной характер, а в диапазоне частот $\omega_{кв} \dots \omega_{пар}$ — индуктивный. Вблизи частоты $\omega_{кв}$ кварцевый резонатор ведет себя как последовательный резонансный контур с высокой добротностью, а вблизи частоты $\omega_{пар}$ — как высокодобротный параллельный контур. Благодаря большой добротности ФЧХ

кварцевого резонатора вблизи резонансных частот имеет большую крутизну, что очень важно для построения высокостабильных АГ.

На частоте ω_r активное сопротивление кварцевого резонатора значительно меньше, чем на частоте ω'_r и, следовательно, условие баланса амплитуд будет выполняться именно на этой частоте.

Схемы кварцевых автогенераторов

Схемы кварцевых резонаторов разделяют на

- 1) **осцилляторные схемы** (используют индуктивный характер сопротивления резонатора);
- 2) **гармониковые схемы** (АГ возбуждается на гармониках с $n = 3, 5, 7, \dots$);
- 3) **фильтровые схемы** (кварцевый резонатор включают последовательно в цепь обратной связи).

1. Пример осцилляторной схемы АГ показан на рис. 3.17.

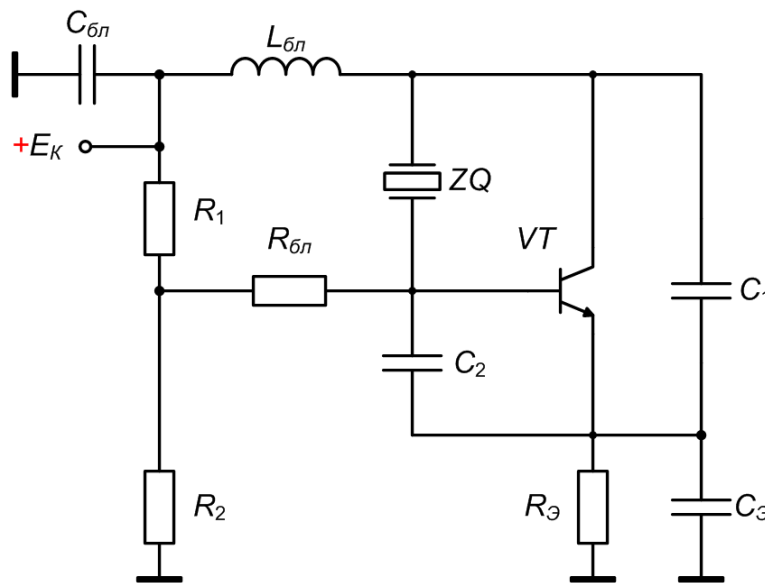


Рис. 3.17. Осцилляторная схема кварцевого автогенератора

Кварцевый генератор возбуждается на частоте, близкой к частоте последовательного резонанса. Частоту генератора можно менять в небольших пределах, поставив последовательно с кварцем переменный конденсатор или варикап.

2. На ВЧ резонаторы могут работать на гармониках механических колебаний кварцевой пластины. Схема генератора, работающего на заданной механической гармонике, аналогична схеме генератора на рис. 3.17. Отличием является то, что параллельно конденсатору C_1 подключается дополнительная индуктивность $L_{доп}$, которая вместе с C_1 образует колебательный контур, резонансная частота которого

$$\omega_{рез.доп} = \frac{1}{\sqrt{L_{доп} C_1}}.$$

несколько ниже рабочей частоты, но выше частоты ближайшей низкой нечетной гармоники. Тогда на рабочей частоте контур эквивалентен емкости, и АГ представляет собой обычную трехточечную схему.

3. Кварцевый резонатор эквивалентен узкополосному фильтру в цепи обратной связи (рис. 3.18).

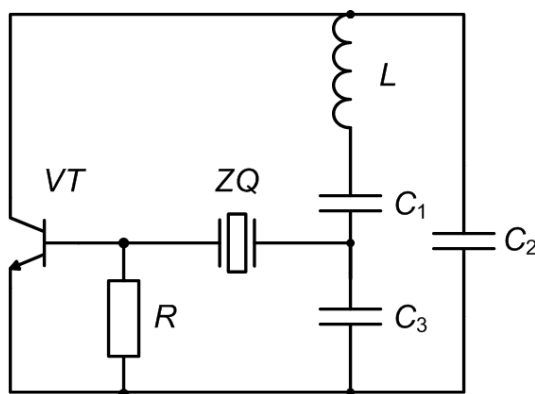


Рис. 3.18. Фильтровая схема кварцевого автогенератора

Автогенератор самовозбуждается на частотах, близких к частоте последовательного резонанса, на которой полное сопротивление кварцевого резонатора минимально.

3.1.3. Описание модуля «Радиочастотные генераторы/фильтры»

В лабораторной работе используется модуль Радиочастотные генераторы / фильтры. Модуль содержит функционально законченные узлы автогенераторов Колпитца и Хартли, а также два активных фильтра второго порядка: нижних частот и верхних частот. Система переключателей позволяет исследовать влияние задающих элементов схемы на ее электрические параметры.

Внешний вид панели модуля Радиочастотные генераторы / фильтры показан на рис. 3.19. На рис. 3.19. цифрами красного цвета обозначены:

1. Разъем подключения шлейфа подачи питающих напряжений модуля.
2. Индикаторы контроля питающих напряжений модуля.
3. Контакт общей цепи (земля) модуля.
4. Контакт **X1** цепи базы генератора Колпица.
5. Переключатель установки емкости конденсатора **C3**. Верхнее положение переключателя «1» соответствует емкости 100 нФ, нижнее положение «2» - емкости 10 нФ.
6. Переключатель установки емкости конденсатора **C4**. Верхнее положение переключателя «1» соответствует емкости 100 нФ, нижнее положение «2» - емкости 10 нФ.
7. Переключатель установки индуктивности **L1**. Верхнее положение переключателя «1» соответствует индуктивности 47 мкГн, нижнее положение «2» - индуктивности 10 мкГн.
8. Контакт коллекторной цепи (выход) генератора Колпица.
9. Контакт общей цепи (земля) модуля.
10. Контакт цепи обратной связи генератора Колпица.
11. Контакт **X7** входа Фильтра низких частот.
12. Контакт общей цепи (земля) модуля.

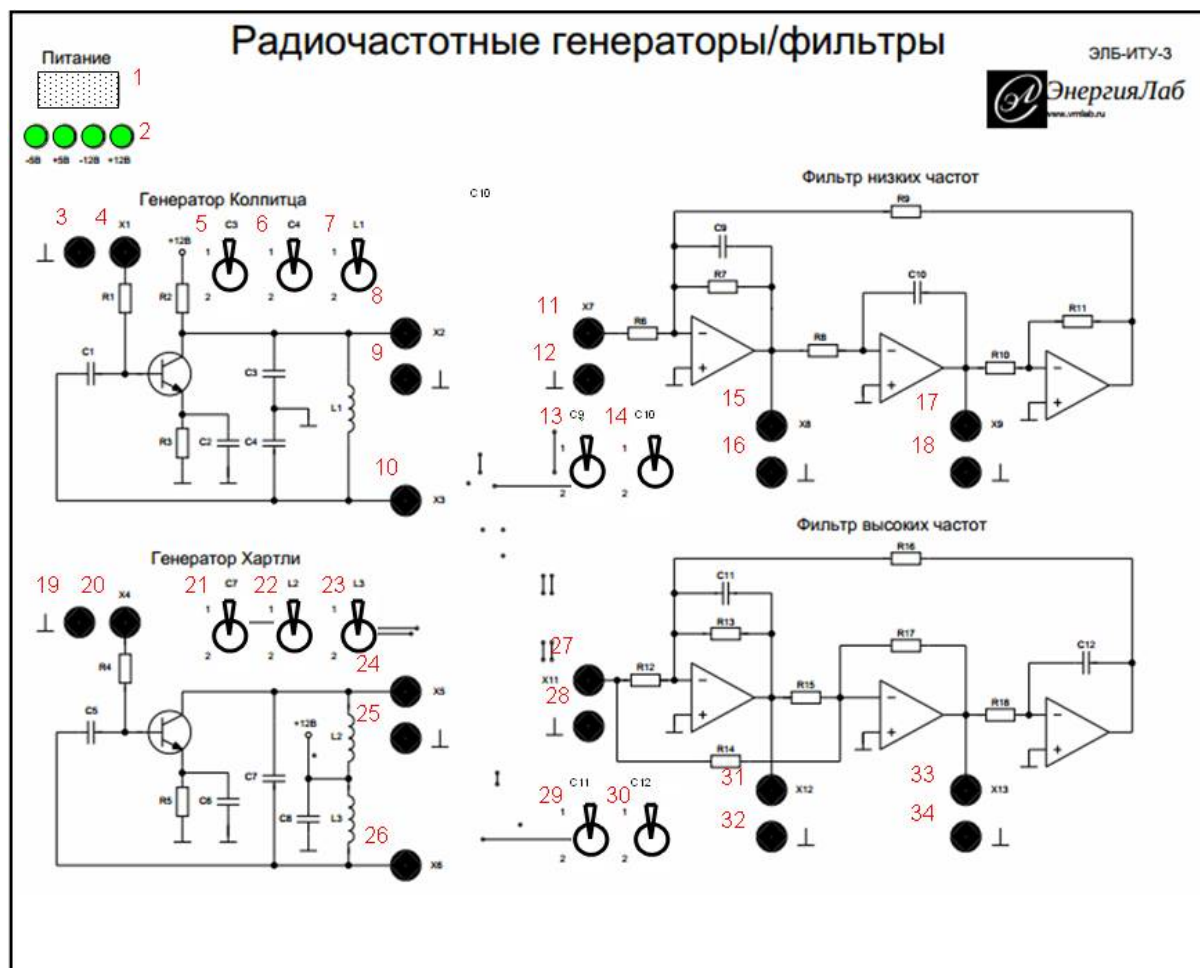


Рис. 3.19. Расположение контактов и органов управления модуля
«Радиочастотные генераторы/фильтры»

13. Переключатель установки емкости конденсатора **C9**. Верхнее положение переключателя «1» соответствует емкости 1нФ, нижнее положение «2» – емкости 10 нФ.

14. Переключатель установки емкости конденсатора **C10**. Верхнее положение переключателя «1» соответствует емкости 1нФ, нижнее – «2» – 10 нФ.

15. Контакт **X8** цепи выхода Фильтра низких частот.

16. Контакт общей цепи (земля) модуля.

17. Контакт **X9** цепи обратной связи Фильтра нижних частот.

18. Контакт общей цепи (земля) модуля.

19. Контакт общей цепи (земля) модуля.

20. Контакт **X4** цепи базы генератора Хартли.

21. Переключатель установки емкости конденсатора **C7**. Верхнее положение переключателя «1» соответствует емкости 100 нФ, нижнее положение «2» – емкости 10 нФ.

22. Переключатель установки индуктивности **L2**.

23. Переключатель установки индуктивности **L3**.

24. Контакт **X5** цепи коллектора (выход) генератора Хартли.

25. Контакт общей цепи (земля) модуля.

26. Контакт **X6** цепи обратной связи генератора Хартли.

- 27. Контакт **X11** входа Фильтра высоких частот.
- 28. Контакт общей цепи (земля) модуля.
- 29. Переключатель установки емкости конденсатора **C11**. Верхнее положение переключателя «1» соответствует емкости 1 нФ, нижнее положение «2» – емкости 10 нФ.
- 30. Переключатель установки емкости конденсатора **C13**. Верхнее положение переключателя «1» соответствует емкости 1 нФ, нижнее положение «2» – емкости 10 нФ.
- 31. Контакт **X12** цепи выхода Фильтра высоких частот.
- 32. Контакт общей цепи (земля) модуля.
- 33. Контакт **X13** цепи обратной связи Фильтра высоких частот.
- 34. Контакт общей цепи (земля) модуля.

3.2. Порядок выполнения работы

3.2.1. Исследование генератора Колпитца

1. Сетевым шнуром соединить контакт **~220V** Основного модуля с сетью 220 В частотой 50 Гц.
2. Используя шлейф, соединить разъем **X1** Основного модуля с разъемом **Питание** (1 рис. 3.19) модуля **Радиочастотные генераторы/фильтры**.
3. Соединить контакт **0...10 В** панели «Источник питания» с контактом **X1** (4 рис. 3.1) панели «Генератор Колпитца».
4. Соединить первый канал осциллографа с контактом **X2** (8 рис. 3.19) панели «Генератор Колпитца», а второй – с контактом **X3** (10 рис. 3.19).
5. Установить регулятор **Напряжение** панели «Источник питания» в крайнее левое положение, а переключатели **C3, C4, L1** (5, 6, 7 рис. 3.19) панели «Генератор Колпитца» в нижнее положение («2»). Включить питание установки.
6. Поворачивая регулятор **Напряжение**, установить его в положение, соответствующее началу генерации автогенератора. Измерить минимальное напряжение смещения базовой цепи автогенератора.
7. Установить регулятор **Напряжение** в положение, соответствующее устойчивым колебаниям. Снять осциллограммы и спектры сигналов в гнездах **X2** и **X3**.
8. Последовательно устанавливая переключатели **C3, C4** и **L1** в верхнее («1») и нижнее («2») положение, занести экспериментальные данные в таблицу 3.1 и определить частоту колебаний по формуле

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_1 \left(\frac{C_3 C_4}{C_3 + C_4} \right)}}. \quad (3.1)$$

9. Снять осциллограммы и спектры сигналов в гнездах **X2** и **X3** при следующих положениях переключателей **L1-C3-C4**: «2»-«2»-«1»; «1»-«2»-«2»; «1»-«2»-«1».
10. Изменяя напряжение смещения $U_{см}$, измерить амплитуду колебаний $U_{вых}$ на выходе автогенератора (гнездо **X2** панели «Генератор Колпитца»). По-

лученные данные занести в таблицу 3.2. По результатам измерений построить графические зависимости $U_{\text{вых}}(U_{\text{см}})$.

Таблица 3.1

Экспериментальные данные исследования генератора Колпитца

Положение переключателя L1	Положение переключателя C3	Положение переключателя C4	Минимальное напряжение смещения, $U_{\text{см}}$, В	Частота генерируемых колебаний, f_0 , кГц
«2»	«2»	«2»		
«2»	«2»	«1»		
«2»	«1»	«2»		
«2»	«1»	«1»		
«1»	«2»	«2»		
«1»	«2»	«1»		
«1»	«1»	«2»		
«1»	«1»	«1»		

Таблица 3.2

Амплитуда колебаний на выходе генератора Колпитца при изменении напряжения смещения

$U_{\text{см}}$, В		0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
$U_{\text{вых}}$, В	«2»-«2»-«2»											
	«2»-«1»-«1»											
	«1»-«2»-«2»											
	«1»-«1»-«1»											

3.2.2. Исследование генератора Хартли

1. Сетевым шнуром соединить контакт **~220V** Основного модуля с сетью 220 В частотой 50 Гц.

2. Используя шлейф, соединить разъем **X1** панели «Питание модулей» Основного модуля с разъемом Питание (**1** рис. 3.19) модуля Радиочастотные генераторы/фильтры.

3. Соединить контакт **0...10 В** панели «Источник питания» с контактом **X4** (**20** рис. 3.19) панели «Генератор Хартли».

4. Соединить первый канал осциллографа с контактом **X5** (**24** рис. 3.19) панели «Генератор Хартли», а второй канал осциллографа – с контактом **X6**.

5. Установить регулятор **Напряжение** панели «Источник питания» в крайнее левое положение, а переключатели **C7**, **L2**, **L3** (**21**, **22**, **23** рис. 3.19) панели «Генератор Хартли» в нижнее положение. Включить электропитание установки.

6. Поворачивая регулятор **Напряжение**, установить его в положение, соответствующее началу генерации автогенератора. Измерить минимальное напряжение смещения базовой цепи автогенератора.

7. Установить регулятор **Напряжение** в положение, соответствующее устойчивой осциллограмме колебаний. Снять осциллограммы и спектры сигналов в гнездах **X5** и **X6**.

8. Последовательно устанавливая переключатели **C7**, **L2** и **L3** в верхнее («1») и нижнее («2») положение, занести экспериментальные данные в таблицу 3.3 и определить частоту колебаний по формуле

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_7 \cdot (L_2 + L_3)}}. \quad (3.2)$$

9. Снять осциллограммы и спектры сигналов в гнездах **X2** и **X3** при следующих положениях переключателей **C7-L2-L3**: «2»-«2»-«1»; «2»-«1»-«2»; «2»-«1»-«1»; «1»-«1»-«1».

Таблица 3.3

Экспериментальные данные исследования генератора Хартли

Положение переключателя C7	Положение переключателя L2	Положение переключателя L3	Минимальное напряжение смещения, $U_{см}$, В	Частота генерируемых колебаний, f_0 , кГц
«2»	«2»	«2»		
«2»	«2»	«1»		
«2»	«1»	«2»		
«2»	«1»	«1»		
«1»	«2»	«2»		
«1»	«2»	«1»		
«1»	«1»	«2»		
«1»	«1»	«1»		

Содержание отчета.

1. Название и цель работы.
2. Краткие теоретические сведения по теме работы.
3. Принципиальные схемы исследуемых автогенераторов.
4. Результаты измерений, таблицы, осциллограммы и графические зависимости согласно заданию.
5. Выводы.

Контрольные вопросы.

1. Назовите назначение и принцип работы автогенератора (АГ), приведите его эквивалентную схему.
2. Приведите выражения и поясните условия баланса амплитуд и фаз АГ.
3. Назовите условие самовозбуждения автогенератора.
4. Назовите и охарактеризуйте режимы самовозбуждения автогенератора.
5. Приведите обобщенную трехточечную схему автогенератора. Назовите условия возникновения автоколебаний в ней.
6. Приведите обобщенные схемы автогенераторов, построенные по схеме

индуктивной и емкостной трехточки.

7. Приведите принципиальную схему индуктивной трехточки.
8. Приведите принципиальную схему емкостной трехточки.
9. Приведите принципиальную схему автогенератора с электронной перестройкой частоты с помощью варикапа.
10. Назовите причины низкой стабильности частоты автогенераторов и меры ее повышения.
11. Приведите эквивалентную схему и параметры кварцевых резонаторов.
12. Приведите и поясните частотные характеристики кварцевого резонатора.
13. Приведите осцилляторную схему кварцевого автогенератора.
14. Приведите фильтровую схему кварцевого автогенератора.
15. Приведите принципиальную схему генератора Колпитца.
16. Приведите принципиальную схему генератора Хартли.
17. Объясните полученные в работе графические зависимости и осциллограммы.

4. Лабораторная работа №4

«ИЗУЧЕНИЕ МЕТОДОВ СИНТЕЗА ЧАСТОТ И ИССЛЕДОВАНИЕ СИНТЕЗАТОРОВ ЧАСТОТ РАДИОПЕРЕДАЮЩИХ УСТРОЙСТВ»

Цель работы: изучение основных методов синтеза частот, исследование характеристик системы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) и цифрового синтезатора частот косвенного метода синтеза с программным управлением.

4.1. Теоретические сведения

Базовый теоретический материал по теме лабораторной работы приведен в [\[1...10\]](#).

4.1.1. Основные сведения о методах синтеза частот

Синтезом частот называется формирование дискретного множества частот из одной или нескольких опорных частот $f_{оп}$. Опорной называется высокостабильная частота автогенератора, обычно кварцевого.

Синтезатором частот называется устройство, реализующее процесс синтеза. Синтезатор используется в радиоприемных и радиопередающих устройствах систем радиосвязи, радионавигации, радиолокации и др.

Основными параметрами синтезатора являются: диапазон частот выходного сигнала, количество и шаг сетки частот, долговременная и кратковременная нестабильность частоты, уровень побочных составляющих в выходном сигнале и время перехода с одной частоты на другую.

В современных синтезаторах число формируемых им дискретных частот достигает десятков тысяч, а шаг сетки составляет от долей герц до сотен кГц. Долговременная нестабильность частоты составляет от 10^{-6} до 10^{-9} .

В зависимости от способа получения сигнала различают *прямой* и *косвенный методы синтеза частот*. Рассмотрим эти методы.

Прямой метод синтеза

1. Пассивный (аналоговый) метод синтеза сетки частот.

Метод характеризуется тем, что схемы синтезирования работают от одного высокостабильного опорного генератора ОГ, а для получения требуемых частот применяются генераторы гармоник ГГ (умножители, делители, смесители частоты) и фильтры Ф (рис. 4.1).

На вход схемы подается сигнал с частотой f_0 , которая равна интервалу сетки частот. Каждый фильтр настраивается на требуемую гармонику. Остальные гармоники должны быть подавлены не хуже, чем на 60 дБ.

Особенно жесткие требования предъявляются к фильтрам, выдающим самые высокие гармоники, т.к. относительная ширина полосы пропускания у них оказывается наименьшей.

Реализуемые на практике схемы позволяют выделить:

- с использованием LC фильтров – до 20 гармоник;
- с использованием пьезокерамических фильтров – до 50 гармоник;

- с использованием кварцевых фильтров – до 200 гармоник.

Фильтры используются для получения сетки частот с крупным шагом ($1 \dots 10$ МГц). Для получения мелкого шага сетки частот схема рис. 4.1 может быть дополнена смесителем См и делителем частоты ДЧ. Пример такой схемы с делителем частоты на 10 приведен на рис. 4.2,а.

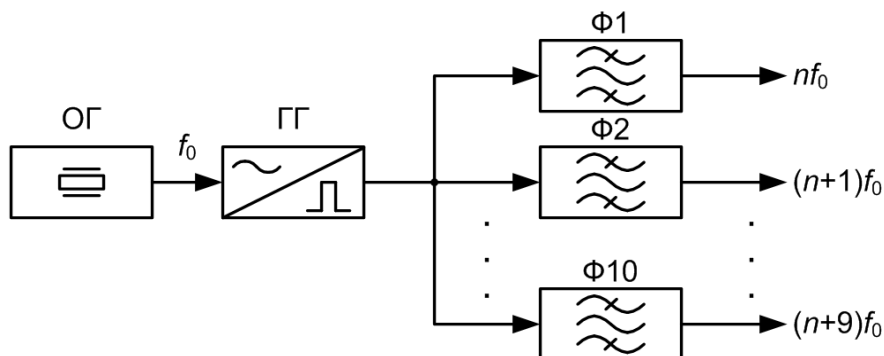


Рис. 4.1. Схема, реализующая прямой пассивный (аналоговый) метод синтеза частот

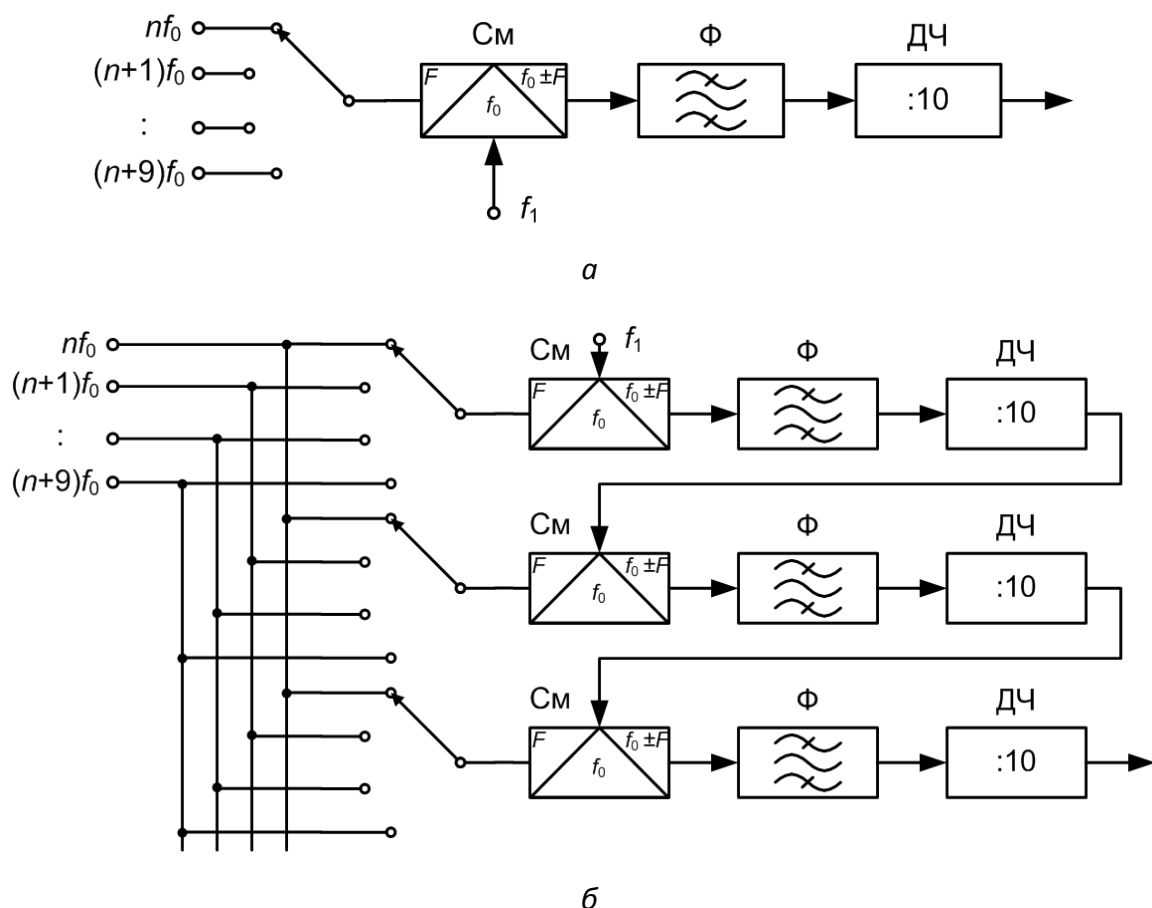


Рис. 4.2. Примеры синтезаторов частот прямого аналогового метода синтеза, реализующих мелкий шаг сетки частот

Фильтр выделяет суммарную частоту $(n+i)f_0 + f_1$. На выходе делителя частоты сигнала определяется выражением $0,1[(n+i)f_0 + f_1]$. Таким образом, на вы-

ходе схемы получаем 10 частот с шагом $0,1 f_0$, т.е. шаг сетки стал в 10 раз меньше, чем в начале. Частоту f_1 получают также от опорного генератора.

Включив несколько подобных декад параллельно и используя в качестве опорного сигнала выходной сигнал предыдущей декады, можно получить шаг сетки частот $f_0/10^k$, где k – число включенных декад (рис. 4.2,б).

2. Компенсационный метод синтеза сетки частот.

Этот метод позволяет выделить гармоники очень высокой кратности. Суть метода заключается в следующем. Спектр колебания с выхода умножителя частоты УЧ (рис. 4.3) переносится на более низкую частоту с помощью смесителя См1 и диапазонного генератора ДГ. Выход См1 подключен к перестраиваемому фильтру Ф2. Выход См2 подключен к перестраиваемому фильтру Ф3.

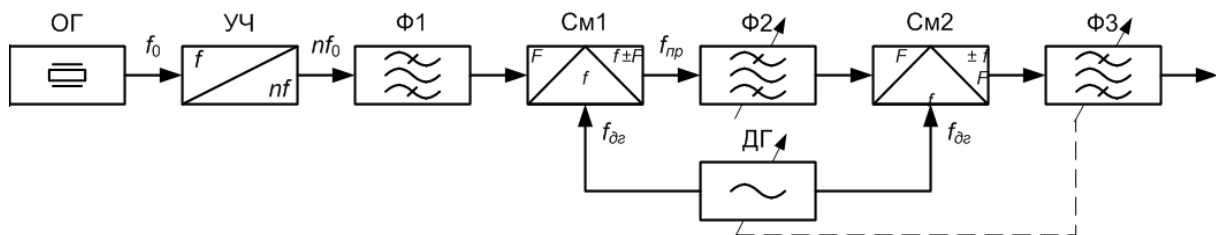


Рис. 4.3. Схема, реализующая компенсационный метод синтеза сетки частот

Частота преобразования на выходе См1 равна

$$f_{np} = f_{де} - n f_0.$$

Во втором смесителе См2 f_{np} смешивается с сигналом диапазонного генератора, а на выходе с помощью фильтра Ф3 выделяется разностная частота

$$f = f_{де} - (f_{де} - n f_0) = n f_0.$$

Таким образом, частота на выходе такой схемы равна частоте соответствующей гармонике опорного колебания, её стабильность не зависит от стабильности диапазонного генератора и определяется только стабильностью источника f_0 . Перестраивая ДГ, можно выбрать различные гармоники сигнала.

Данное устройство эквивалентно перестраиваемому узкополосному фильтру, полоса которого определяется Ф2. Все побочные составляющие преобразования частот фильтруются с помощью Ф2 и Ф3. Исходя из требуемого подавления побочных частот, выбирают $f_{np} = 0,1 n f_0$.

2. Прямой цифровой метод синтеза частот.

Прямой цифровой синтез – относительно новый метод синтеза частоты, появившийся в начале 70-х годов прошлого века. Синтезаторы частот, построенные на основе прямого цифрового метода синтеза (*Direct Digital Synthesizer, DDS*), называют также **цифровыми вычислительными синтезаторами** (ЦВС).

Основными *преимуществами* ЦВС являются:

- очень высокое разрешение по частоте (тысячные доли герца) и фазе, управление которыми осуществляется в цифровом виде;
- быстрый переход на другую частоту (или фазу), перестройка по частоте без разрыва фазы, без выбросов и других аномалий, связанных со временем установления;

- архитектура, основанная на ЦВС, ввиду очень малого шага перестройки по частоте, исключает необходимость применения точной подстройки опорной частоты, а также обеспечивает возможность параметрической температурной компенсации;

- цифровой интерфейс позволяет легко реализовать микроконтроллерное управление;

- для квадратурных синтезаторов имеются ЦВС с I и Q выходами, которые работают согласованно.

Современные ЦВС используют субмикронную КМОП-технология, миниатюрные корпуса. Одновременно постоянно снижается их стоимость. Все это сделало ЦВС широко используемыми приборами.

Однако с процессами дискретизации и цифро-аналогового преобразования, которые имеют место в ЦВС, связаны и некоторые *ограничения*:

- максимальная выходная частота не может быть выше половины тактовой (на практике она еще меньше). Это ограничивает области применения ЦВС областями ОВЧ и части УВЧ диапазонов;

- отдельные побочные (дискретные) составляющие спектра выходного сигнала ЦВС могут быть значительными по сравнению с синтезаторами других типов. Спектральная чистота выходного сигнала ЦВС зависит от качества ЦАП;

- потребляемая ЦВС мощность практически прямо пропорциональна тактовой частоте и может достигать сотен милливатт. При больших тактовых частотах ЦВС могут оказаться непригодными для мобильных устройств.

Поскольку формирование выходного сигнала в ЦВС происходит в цифровой форме, структура ЦВС должна содержать цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП). На выходе ЦАП должен присутствовать *«антиалайзинговый» фильтр* нижних частот (*anti-aliasing filter*) для подавления побочных частотных компонентов (*образов, images*) выходного сигнала ЦВС, которые являются результатом наложения спектров и повторяются с периодичностью, равной частоте дискретизации ЦАП f_{CLK} .

Для получения на выходе ЦВС гармонического, например, синусоидального сигнала на вход ЦАП необходимо подать последовательность отсчетов функции \sin , следующих с частотой f_{CLK} . Наиболее подходящим методом формирования таких отсчетов является табличный метод. *Перекодировочная таблица* (Look-Up Table) чаще всего размещается в ПЗУ. Код, который подается на адресные входы ПЗУ, является аргументом функции \sin , а выходной код ПЗУ равен значению функции для данного аргумента. Аргумент функции \sin или фаза, в отличие от значения функции, меняется во времени линейно. Сформировать линейно меняющуюся во времени последовательность можно с помощью простого двоичного счетчика. Поэтому в простейшем ЦВС (рис. 4.4) двоичный счетчик S_4 формирует адрес для ПЗУ, куда записана таблица одного периода функции \sin , отсчеты с выхода ПЗУ поступают на ЦАП, который формирует на выходе синусоидальный сигнал, подвергающийся фильтрации в ФНЧ и поступающий на выход. Для перестройки выходной частоты используется делитель с переменным коэффициентом деления ДПКД, на вход которого поступает тактовый сигнал f_0 с опорного генератора ОГ.

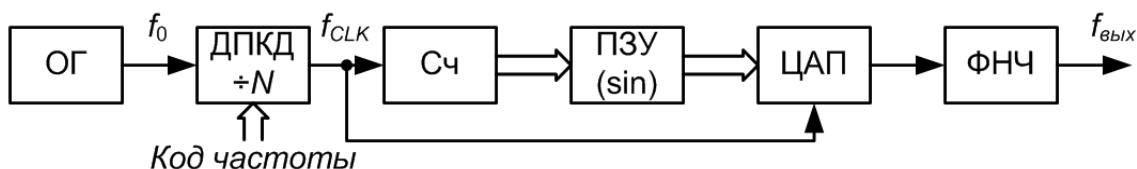


Рис. 4.4. Простейший цифровой вычислительный синтезатор

Такая структура ЦВС имеет очевидные недостатки. Основным из них является неудовлетворительная способность к перестройке по частоте. Действительно, поскольку тактовая частота испытывает деление на целое число, шаг перестройки будет переменным, причем, чем меньше коэффициент деления, тем больше относительная величина шага. Этот шаг будет недопустимо грубым при малых коэффициентах деления.

Кроме того, при перестройке выходной частоты будет меняться и частота дискретизации. Это затрудняет фильтрацию выходного сигнала, а также ведет к неоптимальному использованию скоростных характеристик ЦАП, поскольку они будут в полной мере использованы лишь на максимальной выходной частоте $f_{\text{вых}}$. Целесообразнее всегда, независимо от выходной частоты, работать с постоянной частотой дискретизации f_{CLK} , близкой к максимальной для используемого ЦАП.

Недостатки описанной выше структуры могут быть устранены путем замены адресного счетчика ПЗУ *накапливающим сумматором* (Сум.) – регистром, который в каждом такте работы устройства перезагружается величиной, равной старому содержимому, плюс некоторая постоянная добавка (рис. 4.5). Как и в случае со счетчиком, содержимое регистра линейно увеличивается во времени, только теперь приращение не всегда является единичным, а зависит от величины постоянной добавки. Когда накапливающий сумматор используется для формирования кода фазы, его еще называют *аккумулятором фазы*. Выходной код аккумулятора фазы представляет собой код мгновенной фазы выходного сигнала. Постоянная добавка, которая используется при работе аккумулятора фазы, представляет собой приращение фазы за один такт работы устройства. Чем быстрее изменяется фаза во времени, тем больше частота генерируемого сигнала. Поэтому значение приращения фазы фактически является кодом выходной частоты.

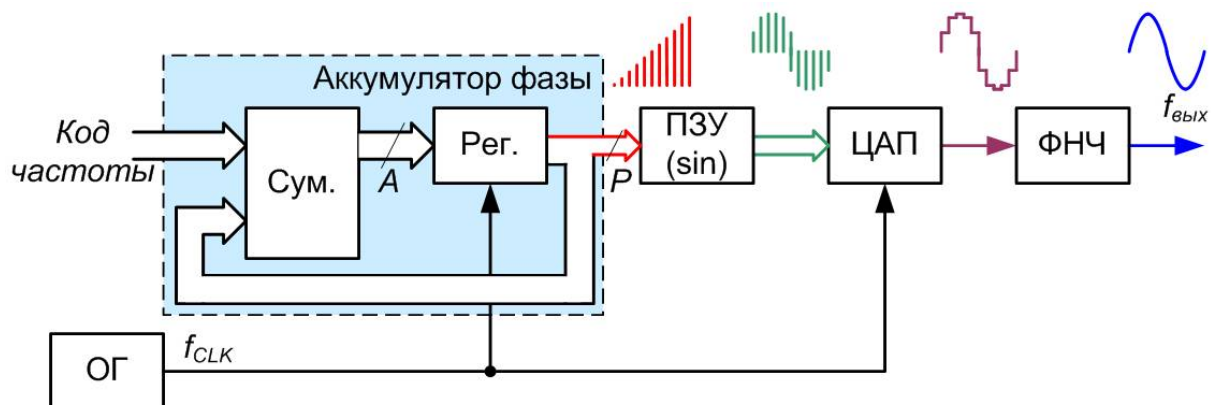


Рис. 4.5. Цифровой вычислительный синтезатор на основе накапливающего сумматора

Действительно, если приращение фазы равно единице, то поведение накапливающего сумматора ничем не отличается от поведения двоичного счетчика. Но если приращение фазы будет равно, например, двум, то код фазы будет изменяться вдвое быстрее. При этом на ЦАП коды будут поступать с той же частотой, но будут представлять собой не соседние, а взятые через один отсчеты функции \sin . Частота генерируемого сигнала при этом будет вдвое большей, а частота дискретизации останется прежней.

Аккумулятор фазы (АФ) работает с периодическими переполнениями, обеспечивая арифметику по модулю $2 \cdot N$. Такое периодическое переполнение соответствует периодическому изменению функции \sin с периодом 2π . Другими словами, частота переполнения АФ равна частоте выходного сигнала:

$$f_{\text{вых}} = M \cdot f_{\text{CLK}} / (2 \cdot N),$$

где $f_{\text{вых}}$ – выходная частота; f_{CLK} – тактовая частота; M – код частоты; N – разрядность аккумулятора фазы.

По существу, тактовая частота делится на некоторое число, которое определяется кодом частоты и разрядностью аккумулятора фазы. При этом шаг перестройки частоты не зависит от ее значения и равен

$$\Delta f_{\text{вых}} = f_{\text{CLK}} / (2 \cdot N).$$

Из этого соотношения следует еще одно свойство синтезатора частоты на основе накапливающего сумматора: если увеличить разрядность N , то уменьшится шаг перестройки частоты. Например, если разрядность накапливающего сумматора 32 бита, а тактовая частота – 50 МГц, то частотное разрешение составит порядка 0,01 Гц. Увеличение разрядности аккумулятора фазы не требует обязательного увеличения разрядности адреса ПЗУ. Для адресации можно использовать лишь необходимое количество старших разрядов кода фазы.

Для уменьшения объема ПЗУ можно использовать свойства симметрии функции \sin . В большинстве ЦВС в ПЗУ содержится только 1/4 периода.

Таким образом, аккумулятор фазы формирует последовательность кодов мгновенной фазы сигнала, которая изменяется линейно (рис. 4.5). Скорость изменения фазы задается кодом частоты. Далее с помощью ПЗУ линейно изменяющаяся фаза преобразуется в изменяющиеся по синусоидальному закону отсчеты выходного сигнала. Эти отсчеты поступают на ЦАП, на выходе которого формируется синусоидальный сигнал, состоящий из «ступенек». Они фильтруются аналоговым ФНЧ, и на его выходе получается синусоидальный сигнал.

Выходной синусоидальный сигнал восстанавливается из отдельных отсчетов, при этом целое число отсчетов на период укладывается лишь в частном случае (рис. 4.6,а). В большинстве случаев это не так, и на каждом новом периоде сигнала отсчеты находятся в новых местах (рис. 4.6,б). Конечно, картина периодически повторяется, но период повторения может быть самым разным. Он зависит от кода частоты, разрядности аккумулятора фазы и от разрядности используемого кода фазы.

Структура синтезатора (рис. 4.5) применяется во всех современных ЦВС. Объединение на одном кристалле быстродействующего ЦАП и собственно ЦВС позволило создать альтернативу синтезаторам частот на основе систем ФАПЧ

(см. [ниже](#)). ЦВС, не имеющие встроенного ЦАП, иногда называют *Numerically Controlled Oscillator* (NCO).

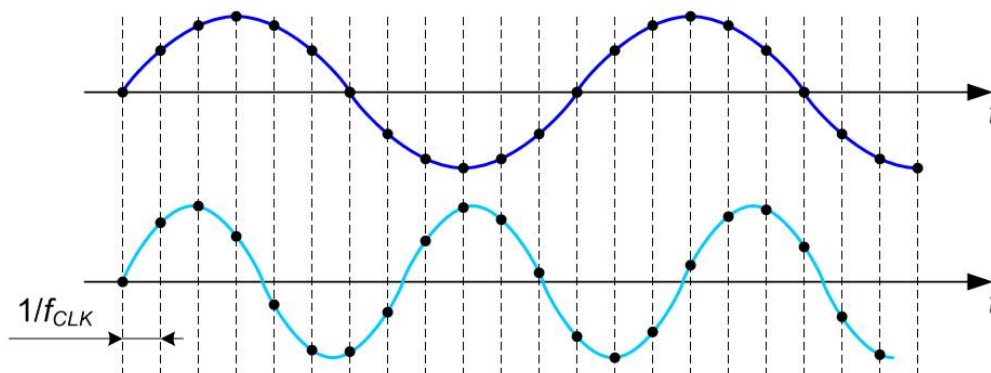


Рис. 4.6. Положение выборок исходного сигнала для разных частот

Кроме интегрированного ЦАП ЦВС могут иметь некоторые дополнительные цифровые блоки, выполняющие над сигналом различные дополнительные операции. Эти блоки обеспечивают большую функциональность и улучшенные пользовательские характеристики ЦВС. К ним относятся:

- встроенный умножитель опорной частоты;
- дополнительный цифровой сумматор для программирования фазы;
- инверсный *sinc*-фильтр для компенсации неравномерности АЧХ;
- дополнительный цифровой умножитель для амплитудной модуляции;
- дополнительный ЦАП для получения квадратурных сигналов *I* и *Q*;
- дополнительный компаратор с низким *джиттером* (дрожанием фронтов) для получения цифрового тактового сигнала;
- дополнительные регистры частоты и фазы, которые могут быть заранее запрограммированы для осуществления высокоскоростной модуляции.

Кратко рассмотрим свойства ЦВС и составляющие качества выходного сигнала.

Важнейшими характеристиками источника тактового сигнала являются *нестабильность частоты*, *джиттер* и *фазовый шум*.

Источник тактового сигнала ЦВС является главным источником фазовых шумов, даже несмотря на эффект их уменьшения в процессе деления частоты в ЦВС. Фазовый шум выходного сигнала ЦВС теоретически меньше фазового шума тактового сигнала на величину $20 \cdot \lg(f_{CLK}/f_{вых})$ дБ. На практике это улучшение ограничено шумовым порогом схем ЦВС. Типичным для собственного фазового шума ЦВС является значение -130 дБн/Гц при отстройке на 1 кГц от выходной частоты. Если источник тактового сигнала имеет меньшие фазовые шумы, на выходе ЦВС все равно не может быть получено их меньшее значение. По этому эту величину называют «остаточным фазовым шумом».

Относительное отклонение частоты на выходе ЦВС равно относительному отклонению частоты тактового сигнала. Относительный джиттер при делении частоты становится меньше, хотя его абсолютное значение не улучшается.

Некоторые типы ЦВС, которые способны работать на высоких тактовых частотах, имеют встроенный умножитель частоты на основе систем ФАПЧ (см.

ниже). Для высокоскоростных ЦВС он позволяет использовать менее высокочастотный опорный генератор или вовсе обойтись уже имеющимися в системе тактовыми частотами. Однако использование умножения тактовой частоты не всегда желательно, так как при этом фазовый шум тактового сигнала увеличивается во столько же раз, во сколько раз умножается частота. Более того, выше частоты среза петлевого фильтра системы ФАПЧ может наблюдаться пик фазовых шумов. Несмотря на ухудшение характеристик, встроенный умножитель частоты удешевляет систему и может быть использован в большинстве случаев. Для особо критичных к чистоте спектра выходного сигнала приложений требуется непосредственное тактирование ЦВС от высококачественного опорного генератора.

Для того чтобы перестроить ЦВС по частоте, необходимо перезагрузить регистр частоты. Учитывая его высокую разрядность, это требует затрат времени микроконтроллера, особенно если ЦВС имеет последовательную шину управления. Поэтому скорость перестройки ЦВС по частоте определяется в основном быстродействием его цифрового интерфейса.

В некоторых случаях, например при осуществлении ФМн (FSK), требуется максимальная скорость перестройки. Для таких целей во многих ЦВС имеются два отдельных регистра частоты, которые могут переключаться логическим сигналом. Этот сигнал фактически является модуляционным входом для ФМн.

Аккумулятор фазы ЦВС имеет типичную разрядность 32 или 48 бит. Но только часть разрядов используется для адресации ПЗУ с таблицей синуса. Это вынужденная мера, вызванная необходимостью уменьшения размеров ПЗУ до разумных пределов. Действительно, если бы использовались все 32 бита, а каждый отсчет в ПЗУ кодировался бы одним байтом, то необходимый объем ПЗУ составил бы 4 Гб. Поэтому для адресации ПЗУ используется только несколько старших разрядов аккумулятора фазы. *Усечение кода фазы* является внутренней операцией ЦВС и извне изменить ничего нельзя. Отбрасывание младших битов приводит к возникновению ошибки в представлении фазы. Как следствие, это приводит к появлению погрешности амплитуды при преобразовании фазы в амплитуду, которое имеет место в ЦВС. Более того, эта погрешность является периодической, так как в зависимости от кода частоты состояния аккумулятора фазы повторяются чаще или реже. В результате в спектре выходного сигнала появляются отдельные составляющие, вызванные усечением кода фазы. На распределение фаз и амплитуд этих составляющих влияют три фактора:

- разрядность аккумулятора фазы (A бит);
- разрядность слова фазы после усечения (P бит);
- значение кода частоты (T).

При некоторых значениях кода частоты составляющие, вызванные усечением кода фазы, отсутствуют вовсе, в то время как при некоторых других значениях кода частоты эти составляющие имеют максимальный уровень. Когда величина $A-P$ равна 4 и более (обычное значение для реальных ЦВС), максимальный уровень составляющих, вызванных усечением кода фазы, достаточно точно можно определить как $-6,02 \cdot P$ дБ. Например, 32-разрядный ЦВС с 12-

разрядным кодом фазы имеет максимальный уровень этих составляющих – 72 дБ. Рассматривая вопрос на качественном уровне, можно сказать, что усечение фазы приводит к появлению ее ошибки, величина которой меняется по пилообразному закону. Сигнал ошибки появляется в результате отбрасывания битов кода фазы. Поэтому для того, чтобы вычислить частоту этого сигнала, можно рассмотреть только ту часть аккумулятора фазы, которая отбрасывается при усечении ее кода. Разрядность этой части аккумулятора равна числу B отбрасываемых бит. Соответственно, она способна воспринимать только младшую часть кода частоты с разрядностью B . Тогда частота пилообразного сигнала ошибки будет равна

$$f_{CLK}(E/2B),$$

где f_{CLK} – частота дискретизации; E – эквивалентный код частоты, представленный значением отброшенных битов при выполнении усечения полного кода частоты; B – разрядность E (количество отброшенных битов).

На практике разрядность кода фазы должна быть на 2-3 разряда больше, чем разрядность примененного ЦАП.

Следует отметить, что существуют методы уменьшения влияния усечения кода фазы, основанные на добавлении к фазовой информации псевдослучайного шума. Таким образом, удается уменьшить энергию соответствующих побочных компонентов, зато при этом увеличивается общий шумовой порог.

Косвенный метод синтеза.

В ряде случаев необходимо, чтобы частота колебаний автогенератора управлялась и стабилизировалась по эталонному сигналу. С этой целью используется **автоматическая подстройка частоты** (АПЧ), применяемая при реализации косвенного метода синтеза. Различают две системы автоподстройки частоты: **частотную** (ЧАПЧ) и **фазовую** (ФАПЧ) (рис. 4.7).

Первая система ФАПЧ была разработана в 1930 г. французским инженером Беллизом, однако широкое распространение таких систем началось с появлением интегральных схем.

В системе ЧАПЧ (рис. 4.7,а) колебания ведомого генератора Г смешиваются с колебанием кварцевого генератора КГ. Полученные колебания разностной частоты $f_z - f_0$ выделяются фильтром и поступают на частотный дискриминатор ЧД. Управляющее напряжение, вырабатываемое частотным дискриминатором, фильтруется ФНЧ и воздействует на активный управляющий элемент УЭ генератора, приближая его частоту к требуемому значению $f = f_0 + f_\delta$, где f_δ – частота настройки колебательной системы частотного дискриминатора.

В системе ФАПЧ (рис. 4.7,б) выходные колебания создаются ведомым (стабилизируемым) генератором Г, частота которого управляется напряжением, поступающим на управляющий элемент УЭ с выхода фазового детектора ФД через ФНЧ.

Основным элементом системы ФАПЧ является **фазовый детектор**. Он вырабатывает управляющее напряжение, зависящее от разности фаз проводимых к нему колебаний опорного и ведомого генераторов.

Если начальная расстройка между частотами КГ и Г такова, что колебания с частотой $\Delta f = f_z - f_0$ не пропускаются ФНЧ или проходят через него с большим

ослаблением, то управляющее напряжение не сможет обеспечить равенство частот ведомого и опорного генераторов. Таким образом, значения начальных расстроек между частотами ведомого и опорного генераторов, в которых происходит захват ведомого генератора, ограничены так называемой **полосой захвата**.

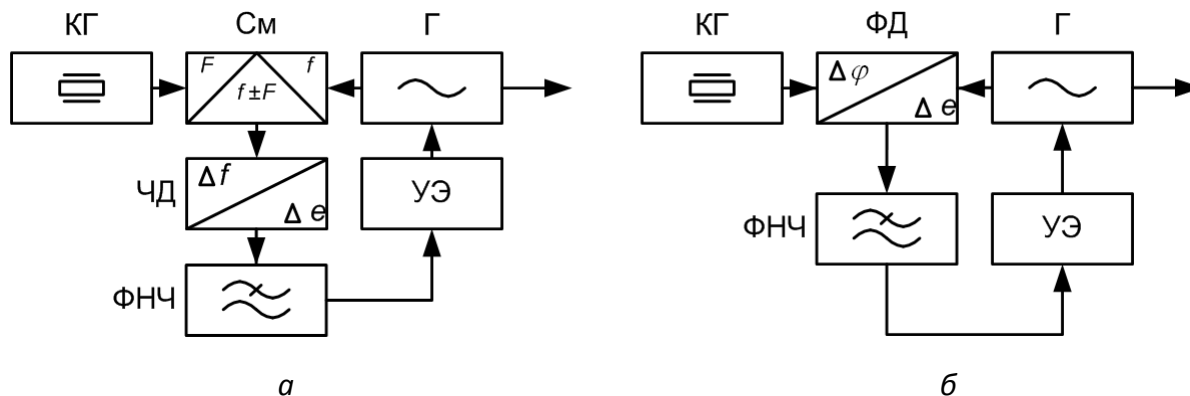


Рис. 4.7. Схемы частотной (а) и фазовой (б) автоподстройки частоты

Метод **фазовой автоподстройки частоты** (Phase-Locked Loop, PLL) используется для алгебраического суммирования частот колебаний, для выделения требуемой гармоники из спектра опорной частоты, а так же для умножения и деления частот колебаний.

На рис. 4.8,а представлена схема сложения колебаний двух частот при помощи системы ФАПЧ.

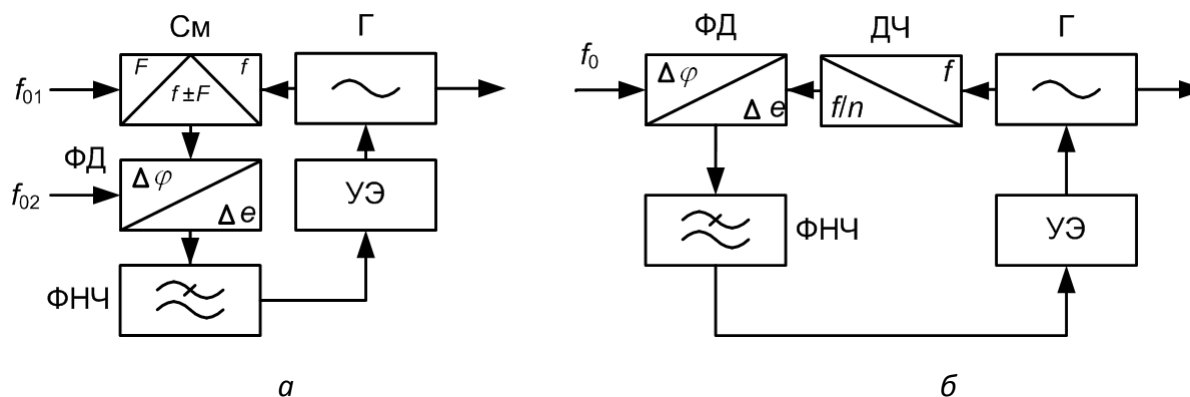


Рис. 4.8. Использование ФАПЧ для сложения колебаний двух частот (а) и умножения частоты (б)

Здесь на один вход ФД подается колебание с частотой $f_e - f_{01}$, а на другой – f_{02} . В установившемся режиме частоты колебаний, поступающих на входы ФД, равны и частота ведомого генератора $f_e = f_{01} + f_{02}$. При этом возникающие в смесителях побочные составляющие, отстоящие от рабочей частоты фазового детектора на величину, большую, чем частота среза ФНЧ, ослабляются им. В результате на выходе системы ФАПЧ колебания оказываются спектрально более чистыми, чем на выходе преобразователей частоты.

Вариант использования системы ФАПЧ для умножения частоты представлен на рис. 4.8,б. Здесь в цепь обратной связи включен делитель частоты ДЧ. Сочетание Г + ДЧ можно рассматривать как эквивалентный генератор с частотой f_2/n .

В установившемся состоянии частоты входных колебаний ФД равны, т.е. $f_2/n = f_0$. На выходе системы частота колебаний $f_2 = n f_0$. При изменении коэффициента деления частота ведомого генератора настраивается на соответствующую гармонику. Управлять коэффициентом деления можно плавно, выполнив его в виде счетчика импульсов. Такие системы не требуют перестройки контуров.

Для умножения и деления частоты используется система **импульсной фазовой автоподстройки частоты** (ИФАПЧ). Она отличается тем, что работает с прямоугольными импульсами. Это позволяет строить схемы на логических элементах, т.е. реализовать ее средствами цифровой техники.

В ИФАПЧ сигнал опорной частоты f_0 , равной шагу сетки частот, предварительно преобразуется в импульсную форму. Синхронизм в схеме наступает в случае, когда частота Г кратна частоте следования входных импульсов $f_2 = n f_0$. Перестраивая генератор Г, можно выделить нужную гармонику сигнала.

На основе систем фазовой автоподстройки частоты строятся **цифровые синтезаторы частот** (рис. 4.9).

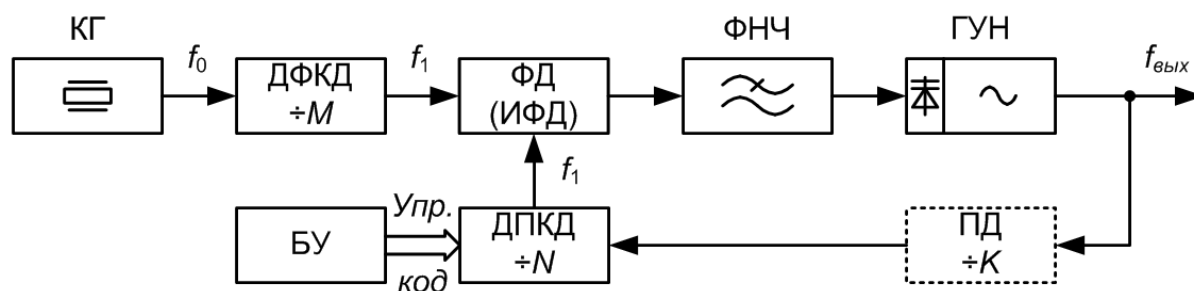


Рис. 4.9. Структурная схема цифрового синтезатора частот на основе системы ФАПЧ

На схеме: КГ – кварцевый генератор с частотой f_0 , ДФКД – делитель с фиксированным коэффициентом деления (опорный делитель) в M раз, ДПКД – делитель с переменным коэффициентом деления в N раз. Изменяя N с помощью блока управления БУ, можно перестраивать выходную частоту синтезатора частот. В блоке управления БУ осуществляется прием и хранение данных программирования и формирование кодового сигнала, по которому устанавливается значение N в зависимости от поступившей на синтезатор команды управления.

Принцип работы синтезатора заключается в том, что фазовый детектор ФД (или импульсно-фазовый детектор, ИФД) подстраивает частоту генератора, управляемого напряжением (ГУН), до тех пор, пока не будет выполнено равенство

$$\frac{f_0}{M} = \frac{f_{\text{вых}}}{N}, \text{ откуда } f_{\text{вых}} = \frac{f_0}{M} N = f_1 \cdot N,$$

где $f_0/M = f_1$ имеет смысл **шага перестройки** по частоте синтезатора.

В результате действия ФАПЧ в схеме устанавливается равенство частот сигналов, поступающих на входы ФД.

Петлевой фильтр нижних частот (ФНЧ) обеспечивает заданные динамические характеристики и устойчивость петли ФАПЧ. В качестве фазового детектора может быть применен как цифровой фазовый детектор, так и фазовый компаратор. Применение фазового компаратора позволяет расширить частотный диапазон захвата петли ФАПЧ синтезатора частот.

Рассматриваемый синтезатор частот относится к *синтезаторам с целочисленным коэффициентом деления* (integer-N).

Недостатком подобного синтезатора является увеличение шага перестройки частоты при повышении его рабочей частоты. Это происходит потому, что для повышения рабочей частоты синтезатора перед ДПКД устанавливают предварительный делитель (ПД) частоты с коэффициентом деления K , при этом и шаг перестройки частоты увеличивается в K раз:

$$f_{\text{вых}} = \frac{K \cdot f_0}{M} N.$$

Другой проблемой, связанной с применением схем, основанных на частотном преобразовании, является ложный захват частоты (например, при использовании зеркального канала смесителя). Поэтому необходимо предварительно достаточно точно настроить частоту ГУН, например, с помощью ЦАП.

Самым критичным параметром систем ФАПЧ является *фазовый шум*, характеризующий качество сигнала. Фазовый шум связан с девиацией частоты ГУН и вызванным ею разбросом фазы сигнала. Этот параметр особенно важен в современных приемопередающих системах с ФМн, например в GSM с GFSK-модуляцией. Уровень фазового шума – величина, показывающая, насколько быстро убывает мощность сигнала со смещением частоты относительно несущего колебания. Фазовый шум вычисляется как отношение мощности сигнала в полосе 1 Гц, отстоящей от несущей частоты на заданное смещение (обычно 1 кГц), к мощности сигнала в той же 1 Гц полосе на частоте самой несущей. Он измеряется в дБн/Гц, где дБн – уровень мощности относительно центральной частоты несущей. Чем ниже фазовый шум, тем меньше фазовая ошибка при умножении частоты модулирующего сигнала в приемопередающей аппаратуре. Фазовый шум существенно влияет и на избирательность приемника. Основные источники фазового шума – ФД и ДПКД в цепи обратной связи. С ростом N фазовый шум ФАПЧ-синтезаторов с цифровыми делителями частоты увеличивается на $20 \cdot \lg(N)$ дБ. Это значит, что при коэффициенте умножения 30000 (типичное значение для ФАПЧ-синтезаторов, используемых в приемопередатчиках сотовых систем диапазона 900 МГц) шум фазового детектора увеличится на ~90 дБ. Отсюда следует, что частота f_1 на входе ФД должна быть как можно выше с тем, чтобы коэффициент N был достаточно мал. Но при целочисленном N частота f_1 не может быть больше шага перестройки частоты, т.е. N – отношение рабочей частоты к шагу перестройки – фиксировано и, как правило, достаточно велико.

Решить эту проблему позволяют так называемые *fractional-N* синтезаторы (*синтезаторы с дробным значением коэффициента деления*). Снижение фа-

зового шума – основная, но не единственная проблема, решаемая fractional-N синтезаторами. Они также позволяют увеличить скорость настройки и ширину полосы цепи обратной связи и тем самым устранить конфликт между желанием увеличить f_1 и уменьшить N при сохранении малого времени захвата новой частоты. Принципы построения fractional-N синтезаторов частоты были предложены еще в начале 70-х годов разработчиками фирм Hewlett-Packard (США) и Racal Communications Equipment (Великобритания), а первые коммерческие системы этого типа были выпущены компанией Marconi Instruments (Великобритания) в 1989 году.

Для сохранения на высоких рабочих частотах малого шага перестройки современные цифровые делители, как в integer-N, так и fractional-N синтезаторах, как правило, построены на базе перестраиваемых поглощающих счетчиков (ПС) и перестраиваемых предварительных делителей (рис. 4.10).

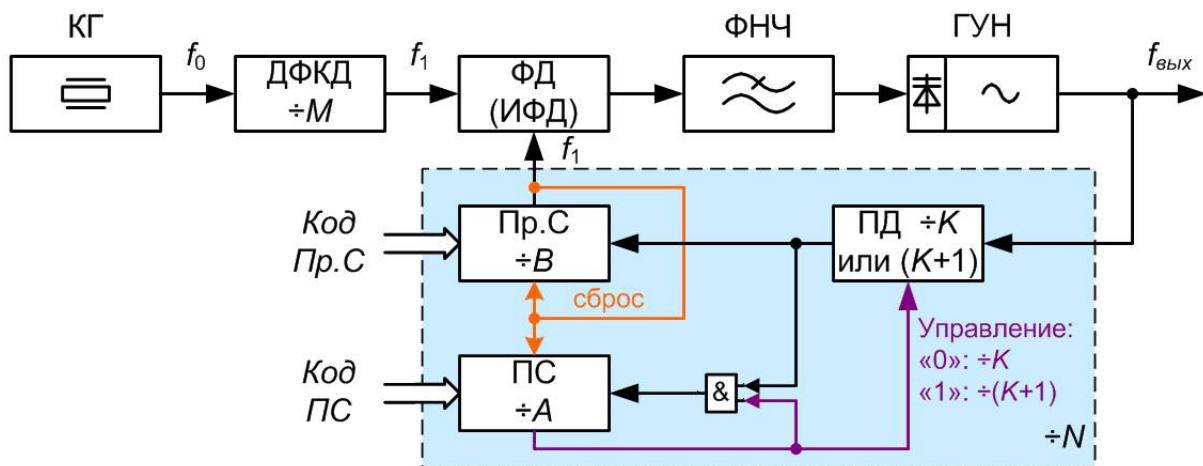


Рис. 4.10. Структурная схема цифрового синтезатора частот на основе системы ФАПЧ с поглощающим счетчиком и перестраиваемым предварительным делителем

Предварительный делитель ПД (prescaler) в этой схеме является **двухмодульным** (dual-modulus) и имеет переключаемый коэффициент деления: K или $K+1$ (например, 10/11). Это позволяет снизить погрешность установки заданного номинала выходной частоты синтезатора.

Программный счетчик Пр.С (аналог ДПКД) и поглощающий счетчик ПС работают таким образом, что по команде загрузки они загружаются кодами B и A соответственно (причем обязательно $B > A$), после чего каждый входной импульс уменьшает их состояние на 1. Пока в счетчиках остается число, большее 0, на их выходах присутствует высокий логический уровень, а при достижении 0 этот уровень меняется на низкий.

Схема с поглощающим счетчиком работает следующим образом. Пусть в какой-то момент времени счетчик Пр.С обнулится, при этом оба счетчика, согласно схеме, перезагружаются величинами A и B соответственно, и начинается новый цикл счета на уменьшение их значений. Пока поглощающий счетчик не обнулится, на его выходе сохраняется «1» и предварительный делитель работает с коэффициентом $K+1$, поэтому он обнулится через $(K+1) \cdot A$ периодов частоты ГУН. Как только его значение достигнет 0, на его выходе установится

низкий логический уровень, он перестанет считать, а коэффициент предварительного делителя станет равным K . До обнуления счетчика Пр.С останется еще $(B-A)$ циклов счета (счетных импульсов). Поскольку счетные импульсы теперь поступают с частотой ГУН, деленной на K , то до обнуления счетчика Пр.С пройдет еще $(B-A) \cdot K$ периодов частоты ГУН. После обнуления Пр.С описанный цикл повторится.

Эквивалентный коэффициент деления схемы синтезатора равен полному числу периодов частоты ГУН до ее повторной перезагрузки

$$N = A + B \cdot K.$$

Частота ГУН при этом описывается той же формулой, что и для простейшей петли ФАПЧ:

$$f_{\text{вых}} = \frac{f_0}{M} N.$$

Важно здесь то, что теперь изменением коэффициента деления поглощающего счетчика A можно добиться перестройки синтезатора на высокой частоте с малым шагом, равным f_0/M . Пределы изменения эквивалентного коэффициента деления $N = (K^2 - K) \dots (A_{\text{max}} + B_{\text{max}} \cdot K)$.

Таким образом, основное соотношение синтезатора частот с поглощающим счетчиком и перестраиваемым предварительным делителем

$$f_{\text{вых}} = \frac{f_0}{M} \cdot K \cdot B + \frac{f_0}{M} \cdot A = f_1 (K \cdot B + A).$$

Если схема не содержит ПД и ПС, то в последнем выражении $K = 1$, $A = 0$.

Описанной схемы делителя достаточно для целочисленного синтезатора с ФАПЧ. В fractional-N синтезаторах дробный коэффициент деления равен

$$N^* = N + P/F,$$

где F – период усреднения, определяемый числом тактов сигнала с опорной частотой ФД f_1 ; P – число тактов на которых коэффициент деления ПД должен быть равен $N+1$ (на остальных $F-P$ тактах он равен N).

Структура такого синтезатора содержит **аккумулятор** (рис. 4.11). На каждом такте f_1 он увеличивает свое содержимое на P/F – дробную часть N^* . Когда его содержимое становится ≥ 1 , он выдает сигнал переполнения, сохраняя остаток. По этому сигналу коэффициент делителя в цепи обратной связи изменяется с N на $N+1$. Схемотехнически аккумулятор представляет собой программируемый счетчик до F , увеличивающий свое содержимое на каждом такте на P и выдающий сигнал переполнения. В результате P раз за F тактов сигнал $f_{\text{вых}}$ делится на $N+1$, и $F-P$ раз – на N . При использовании двухмодульных делителей это означает, что P раз за F тактов значение коэффициента A увеличивается на единицу (соответственно, значение B уменьшается на единицу).

Таким образом, при использовании синтезаторов с дробным коэффициентом деления частотное разрешение (разнесение каналов) может составлять долю частоты f_1 , т.е. частота f_1 может быть больше разнесения каналов, а общий коэффициент деления и, следовательно, фазовый шум уменьшится. Например, при выходной частоте ГУН 960 МГц и частоте ФД $f_1 = 0,48$ МГц, коэффициент $N = 2000$, т.е. $f_{\text{вых}} = 2000 \cdot 0,48 = 960$ МГц. Чтобы обеспечить разрешение 30 кГц, т.е. перестроиться на частоту 960,03 МГц, частоту ГУН нужно делить на коэф-

коэффициент $N^* = 2000,0625$, что в 16 раз меньше, чем было бы необходимо при целочисленном N и меньшем значении f_1 .

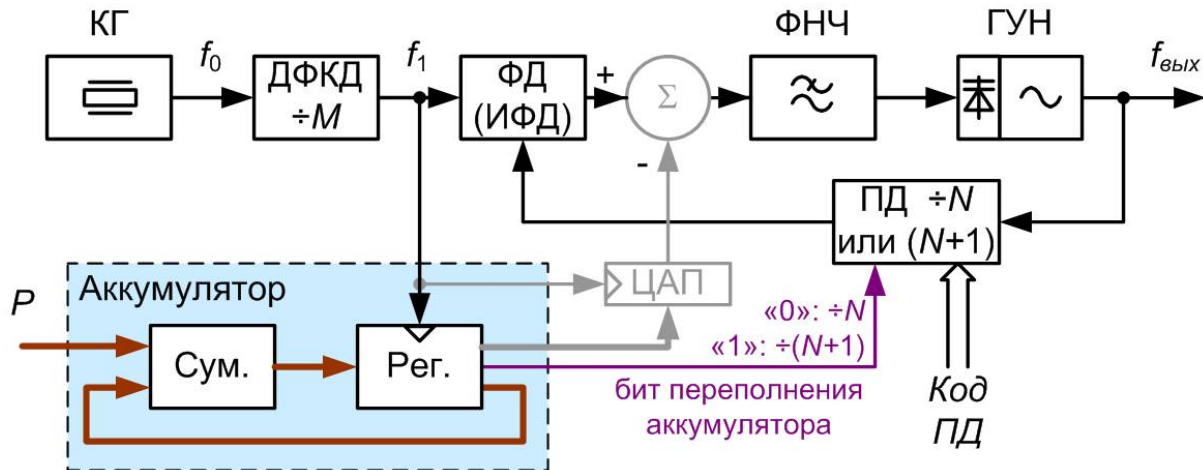


Рис. 4.11. Структурная схема цифрового синтезатора частот на основе системы ФАПЧ с дробным коэффициентом деления

Однако улучшение частотного разрешения в fractional-N синтезаторах сопряжено с проблемой: мгновенное значение частоты ГУН практически никогда точно не соответствует требуемому значению $f_{\text{вых}} = N^* f_1$. В цикле усреднения на каждом такте сигнала f_1 между требуемым $f_{\text{вых}}$ и реальным значением частоты на выходе ГУН возникает фазовая ошибка. Поэтому относительно высокий уровень **фазового дрожания** – основной недостаток синтезаторов с дробным коэффициентом деления. Он приводит к появлению паразитного сигнала с частотой f_1 / F . В передатчиках это может вызвать помехи в системе связи.

Если полоса пропускания в цепи обратной связи намного меньше f_1 / F , то фазовое дрожание можно отфильтровать. Правда, как отмечалось выше, сужение полосы петли обратной связи приводит к увеличению времени перестройки синтезатора.

Проблему фазового дрожания можно также решить с помощью различных как аналоговых, так и цифровых методов подавления. Аналоговый метод компенсации основан на том факте, что фазовая ошибка пропорциональна содержанию аккумулятора. Следовательно, значение аккумулятора можно использовать для коррекции частоты сигнала ГУН путем дополнительной модуляции токовых импульсов на выходе ФД. Для этого к выходу аккумулятора подключается ЦАП (показано серым цветом на рис. 4.11), аналоговый сигнал которого модулирует сигнал источника тока ФД, снижая тем самым уровень фазового дрожания. Степень подавления фазового дрожания зависит от точности аналогового устройства компенсации и на практике не превышает –40 дБн.

В настоящее время существует несколько способов цифровой коррекции фазовой ошибки. Все они сводятся к переносу низкочастотного паразитного сигнала в высокочастотную область с последующей его фильтрацией широкополосным ФНЧ. Например, схемы цифровой коррекции, использующие $\Sigma\Delta$ -модуляторы.

4.1.2. Описание элементной базы системы фазовой автоподстройки частоты

Основой системы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ, PLL) является микросхема LM565 компании National Semiconductor (сейчас входит в корпорацию Texas Instruments). Микросхема LM565 содержит функционально законченный набор узлов системы ФАПЧ (рис. 4.12). В ее состав входят стабильный линейный генератор, управляемый напряжением (ГУН, VCO), который выполнен на базе мультивибратора, и фазовый детектор (Phase Detector) на двойном балансном смесителе (перемножителе на дифференциальном каскаде). Изменение номиналов внешних элементов позволяют изменять параметры ФАПЧ в широких пределах.

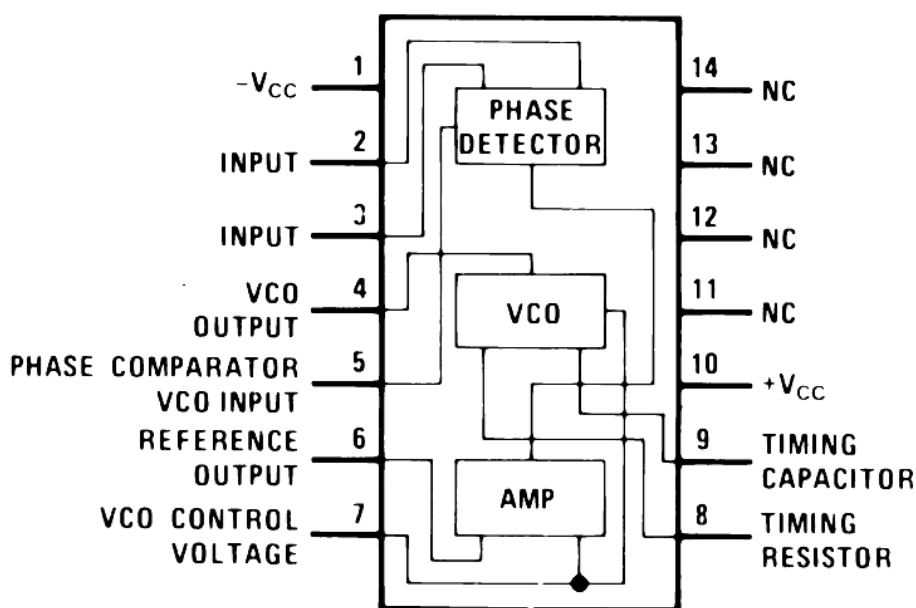


Рис. 4.12. Структурная схема микросхемы LM565 (<http://www.ti.com/>)

Назначение выводов микросхемы LM565 (рис. 4.12): **1** ($-V_{CC}$) – вывод подключения «–» источника питания (или общего провода); **2, 3** (INPUT) – дифференциальные входы фазового детектора (фазового компаратора); **4** (VCO OUTPUT) – выход сигнала (меандра) генератора, управляемого напряжением (ГУН); **5** (PHASE COMPARATOR VCO INPUT) – вход опорного (от ГУН) сигнала фазового компаратора; **6** (REFERENCE OUTPUT) – выход опорного напряжения; **7** (VCO CONTROL VOLTAGE) – вывод управляющего напряжения ГУН; **8** (TIMING RESISTOR) – вывод подключения внешнего частото задающего резистора; **9** (TIMING CAPASITOR) – вывод подключения внешнего частото задающего конденсатора; **10** ($+V_{CC}$) – вывод подключения «+» источника питания.

Пример реализации умножителя частоты на микросхеме LM565 приведен на рис. 4.13.

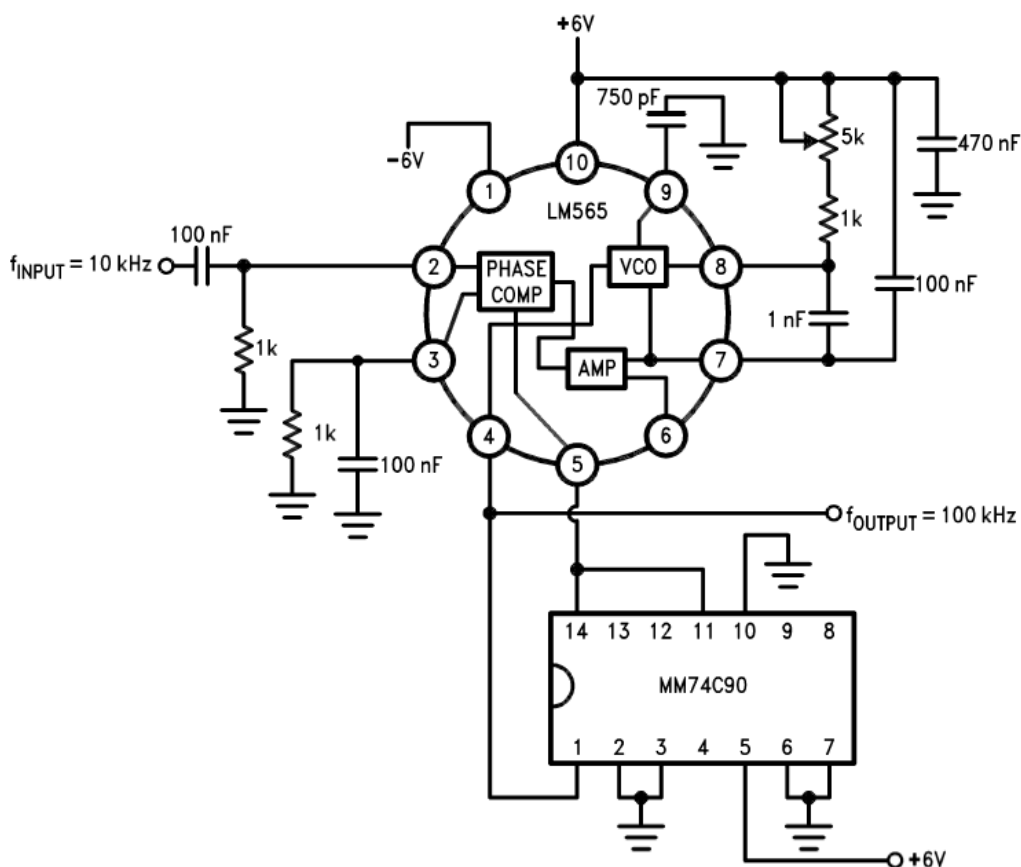


Рис. 4.13. Умножитель частоты на 10 на микросхеме LM565 (<http://www.ti.com/>).

На схеме MM74C90 – декадный делитель частоты

4.2. Порядок выполнения работы

4.2.1. Исследование характеристик системы ФАПЧ на микросхеме LM565

1. Сетевым шнуром соединить контакт **~220V** Основного модуля с сетью питания 220 В частотой 50 Гц.
2. Используя шлейф, соединить разъем **X1** панели «Питание модулей» Основного модуля с разъемом **Питание** (1 [рис. 5.18](#)) модуля Частотные модуляторы/демодуляторы.
3. Установить в крайнее левое положение регулятор **R14** (25 [рис. 5.18](#)) панели «Система ФАПЧ LM565».
4. Соединить контакт \perp (31 [рис. 5.18](#)) панели «Система ФАПЧ LM565» с контактом \perp панели «Частотомер».
5. Соединить контакт выхода ГУН **X17** (30 [рис. 5.18](#)) панели «Система ФАПЧ LM565» с контактом **Вход** панели «Частотомер».
6. Подключить осциллограф к контактам **X17** (17 [рис. 5.18](#)) и \perp (31 [рис. 5.18](#)) панели «Система ФАПЧ LM565».
7. Установить в верхнее положение переключатель **C14** (28 [рис. 5.18](#)) панели «Система ФАПЧ LM565», при этом в частотоподающую цепь будет включен конденсатор **C14₁**.

8. Подать питание на цепи и узлы лабораторной установки, установить в верхнее положение переключатель **Сеть Основного модуля**.

9. На экране осциллографа наблюдать колебание прямоугольной формы на выходе генератора, управляемого напряжением. Занести полученную осциллограмму в отчет.

10. На экране поля частотомера наблюдать текущую частоту генерации.

11. Изменяя положение регулятора **R14** (25 рис. 5.18) панели «Система ФАПЧ LM565», измерить частоту ГУН по показаниям индикатора «Частотомер». Экспериментальные данные занести в таблицу 4.2.

12. Установить переключатель **C14** в нижнее положение, при этом в частотозадающую цепь будет включен конденсатор **C14₂**.

13. По аналогии с п.11 измерить зависимость частоты генерации от величины сопротивления **R14**. Данные также занести в таблицу 4.2.

Таблица 4.2

Зависимость частоты генерации ГУН LM565 от номиналов частотозадающей цепи

Величина сопротивления R14 , кОм	0,1	1	2	3	4	5
Частота генерации при вкл. C14₁ <i>F₁</i> , кГц						
Частота генерации при вкл. C14₂ <i>F₂</i> , кГц						

14. Рассчитать номиналы конденсаторов **C14₁** и **C14₂**, используя формулу

$$F_{1,2} = \frac{0,3}{R14 \cdot C14_{1,2}}.$$

15. Построить зависимости $F_1(R14)$, $F_2(R14)$.

16. Установить в среднее положение регулятор **R14** (25 рис. 5.18) панели «Система ФАПЧ LM565».

17. Соединить контакт \perp (31 рис. 5.18) панели «Система ФАПЧ LM565» с контактом \perp панели «Частотомер».

18. Соединить контакт выхода ГУН **X17** (30 рис. 5.18) панели «Система ФАПЧ LM565» с контактом **Вход** панели «Частотомер».

19. Соединить контакт выхода ГУН **X17** (30 рис. 5.18) с контактом **X16** (29 рис. 5.18) входа фазового детектора, создав тем самым замкнутую петлю ФАПЧ.

20. Подключить осциллограф к контактам **X17** (17 рис. 5.18) и \perp (31 рис. 5.18) панели «Система ФАПЧ LM565».

21. Установить в нижнее положение переключатель **C14** (28 рис. 5.18) панели «Система ФАПЧ LM565».

22. С помощью регулятора **R14** (25 рис. 5.18) панели «Система ФАПЧ LM565» установить за показаниями частотомера частоту свободной генерации (собственную частоту) ГУН равной $F_0 = 50$ кГц.

23. На экране осциллографа наблюдать колебание прямоугольной формы на выходе ГУН. Осциллограмму занести в отчет.

24. На экране частотомера наблюдать текущую частоту генерации.

Измерение полосы захвата системы ФАПЧ.

25. Соединить контакт \perp панели «Генератор НЧ» с контактом \perp (26 рис. 5.18) входа фазового детектора панели «Система ФАПЧ LM565».

26. Соединить контакт **0 дБ** панели «Генератор НЧ» с контактом **X15** (27 рис. 5.18) входа фазового детектора панели «Система ФАПЧ LM565».

27. Последовательно нажимая кнопку «Тип сигнала» панели «Генератор НЧ», установить прямоугольный тип сигнала (меандр).

28. С помощью регулятора **Амплитуда** панели «Генератор НЧ», установить амплитуду сигнала равной 5 В.

29. С помощью регулятора **Частота** панели «Генератор НЧ» установить текущую частоту 1 кГц.

30. Плавно поворачивая по часовой стрелке регулятор **Частота** панели «Генератор НЧ», увеличивать частоту генератора НЧ. На экране частотомера наблюдать за частотой генерации системы ФАПЧ и частотой «Генератора НЧ». Отметить частоту, когда текущая частота ФАПЧ скачком изменится и будет равна частоте «Генератора НЧ». Занести в отчет частоту захвата «снизу» F_H .

31. С помощью регулятора **Частота** панели «Генератор НЧ» установить частоту генератора равной 200 кГц.

32. Плавно поворачивая по часовой стрелке регулятор **Частота** панели «Генератор НЧ», уменьшать частоту генератора НЧ. На экране частотомера наблюдать за частотой генерации системы ФАПЧ и частотой «Генератора НЧ». Отметить частоту, когда текущая частота ФАПЧ скачком изменится и будет равна частоте «Генератора НЧ». Занести в отчет частоту захвата «сверху» F_B .

33. Определить полосу захвата системы ФАПЧ как разность частот захвата «сверху» и частоты захвата «снизу»: $\Delta F_3 = F_B - F_H$.

Измерение полосы удержания системы ФАПЧ.

34. С помощью регулятора **Частота** панели «Генератор НЧ» установить текущую частоту 50 кГц.

35. Увеличивая частоту «Генератора НЧ», на экране «Частотомера» наблюдать за частотой генерации системы ФАПЧ и частотой «Генератора НЧ». Отметить частоту, когда текущая частота ФАПЧ скачком изменится и уже не будет равна частоте «Генератора НЧ». Занести в отчет частоту удержания «вверх» $F_{Вуд}$.

36. С помощью регулятора **Частота** панели «Генератор НЧ» вновь установить текущую частоту 50 кГц.

37. Уменьшая частоту «Генератора НЧ», на экране «Частотомера» наблюдать за частотой генерации системы ФАПЧ и частотой «Генератора НЧ». Отметить частоту, когда текущая частота ФАПЧ скачком изменится и уже не будет равна частоте «Генератора НЧ». Занести в отчет частоту удержания «вниз» $F_{Нуд}$.

38. Определить полосу удержания системы ФАПЧ как разность частоты удержания «вверх» и частоты удержания «вниз» $\Delta F_{уд} = F_{Вуд} - F_{Нуд}$.

39. Рассчитать полосу удержания системы ФАПЧ, используя формулу

$$\Delta F_{y\partial 0} = 8 \cdot F_0 / U_{пит} ,$$

где $U_{пит} = 10$ В – полное напряжение питания LM565. Сравнить полученное значение с $\Delta F_{y\partial}$.

Содержание отчета.

1. Название и цель работы.
2. Краткие теоретические сведения по теме работы.
3. Обобщенная структурная схема системы ФАПЧ, структурная схема системы ФАПЧ на микросхеме LM565.
4. Результаты измерений, таблицы, осциллограммы и спектрограммы согласно заданию.
5. Выводы.

Контрольные вопросы.

1. Дайте определения синтеза частот и синтезатора частот.
2. Назовите основные параметры и назначение синтезаторов частот.
3. Поясните суть прямого пассивного (аналогового) метода синтеза сетки частот. Приведите схему, реализующую этот метод.
4. Назовите способы получения мелкого шага сетки частот при использовании прямого аналогового метода синтеза.
5. Поясните суть компенсационного метода синтеза сетки частот. Приведите схему, реализующую этот метод.
6. Что такое прямой цифровой метод синтеза частот?
7. Назовите основные преимущества и недостатки цифровых вычислительных синтезаторов (ЦВС).
8. Приведите схему и объясните принцип действия простейшего ЦВС.
9. Приведите схему и объясните принцип действия ЦВС на основе накапливающего сумматора.
10. Назовите основные характеристики ЦВС и составляющие качества выходного сигнала.
11. Что усечение кода фазы ЦВС, на что оно влияет?
12. Объясните назначение и приведите структурную схему системы частотной автоподстройки частоты.
13. Объясните назначение и приведите структурную схему системы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ).
14. Какие функции выполняет фазовый детектор системы ФАПЧ?
15. Какую функцию выполняет фильтр низких частот системы ФАПЧ?
16. Почему полоса удержания системы ФАПЧ не равна полосе захвата?
17. Как измерить полосу удержания и полосу захвата системы ФАПЧ?
18. Приведите схему, использующую метод ФАПЧ для сложения колебаний двух частот.
19. Приведите схему, использующую метод ФАПЧ для умножения частоты.
20. Дайте понятие системы импульсной ФАПЧ.
21. Приведите структурную схему цифрового синтезатора частот с системой ФАПЧ. Поясните принцип ее работы, назовите ее недостатки и приведите

выражение для частоты выходного сигнала.

22. Что такое фазовый шум системы ФАПЧ? Приведите типичные характеристики фазовых шумов.

23. Приведите структурную схему и объясните принцип работы цифрового синтезатора частот на основе системы ФАПЧ с поглощающим счетчиком и перестраиваемым предварительным делителем.

24. Приведите структуру и объясните принцип работы цифрового синтезатора частот на основе системы ФАПЧ с дробным коэффициентом деления.

25. Проведите сравнительный анализ синтезаторов с целочисленным и дробным коэффициентами деления.

26. Как решается проблема фазового дрожания в синтезаторах с дробным коэффициентом деления (в fractional-N синтезаторах).

27. Назовите на примере микросхемы [LM565](#) основные узлы ФАПЧ.

28. На примере микросхемы LM565 объясните принцип работы системы ФАПЧ.

29. Объясните полученные в работе зависимости.

5. Лабораторная работа №5

«ИЗУЧЕНИЕ СХЕМОТЕХНИКИ И ИССЛЕДОВАНИЕ АМПЛИТУДНЫХ МОДУЛЯТОРОВ РАДИОПЕРЕДАЮЩИХ УСТРОЙСТВ»

Цель работы: изучение основных методов формирования амплитудно-модулированного (АМ) сигнала и практическое исследование амплитудных модуляторов.

5.1. Теоретические сведения

Базовый теоретический материал по теме лабораторной работы приведен в [1...5, 7...8, 13].

5.1.1. Основные сведения об амплитудной модуляции

Амплитудной модуляцией называется процесс изменения амплитуды колебаний высокой частоты в соответствии с колебаниями передаваемого (модулирующего) сигнала более низкой частоты.

В большинстве случаев форма передаваемого сигнала сложна. Для простоты представления рассмотрим модуляцию высокочастотного колебания простым гармоническим сигналом (*тональную модуляцию*).

Основные соотношения при амплитудной модуляции.

Допустим, что передаваемый сигнал $i_{\Omega}(t)$ представляет собой гармоническое колебание с частотой Ω , а сигнал несущей частоты – с частотой $\omega_0 \gg \Omega$ и амплитудой I_H . Пусть сигнал модуляции начинается с момента времени t_0 . При отсутствии модулирующего сигнала ток в антенне меняется по закону

$$i(t) = I_H \cos \omega_0 t.$$

Тогда колебание, модулированное по амплитуде, запишется в виде

$$\begin{aligned} i(t) &= (I_H + I_{\Omega} \cos \Omega t) \cos \omega_0 t = \\ &= I_H (1 + M \cos \Omega t) \cos \omega_0 t, \end{aligned} \quad (5.1)$$

где $M = I_{\Omega}/I_H$ – **коэффициент глубины амплитудной модуляции**.

Временные диаграммы для АМ сигнала представлены рис. 5.1.

Коэффициент глубины модуляции можно определить экспериментально через параметры модулированного колебания:

$$M = \frac{I_{\max} - I_{\min}}{I_{\max} + I_{\min}}. \quad (5.2)$$

Спектр АМ колебания.

Представим выражение (1.1) в виде

$$i = I_H \cos \omega_0 t + \frac{I_H M}{2} \cos(\omega_0 + \Omega)t + \frac{I_H M}{2} \cos(\omega_0 - \Omega)t. \quad (5.3)$$

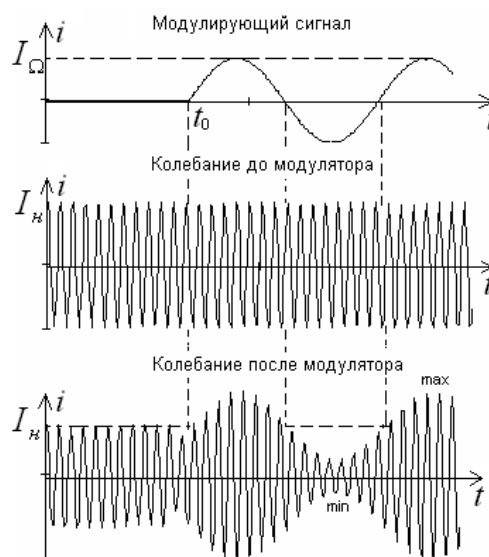


Рис. 3.1. Временные диаграммы для АМ сигнала

Из полученного соотношения видно, что АМ сигнал с тональной модуляцией состоит из трех гармонических колебаний: колебание **несущей частоты** ω_0 с амплитудой I_H ; колебание с частотой $(\omega_0 + \Omega)$ и амплитудой $I_H M/2$ – **верхняя боковая частота**; колебание с частотой $(\omega_0 - \Omega)$ и амплитудой $I_H M/2$ – **нижняя боковая частота**.

Если модулирующий сигнал будет иметь сплошной спектр в частотном диапазоне от Ω_{\min} до Ω_{\max} (рис. 5.2,а), то спектр АМ сигнала будет состоять из двух боковых полос, симметричных относительно несущего колебания и также имеющих сплошной спектр (рис. 5.2,б).

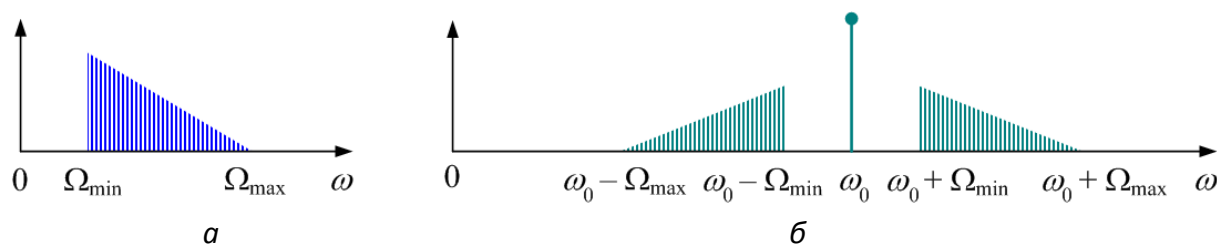


Рис. 5.2. Спектр модулирующего (а) и АМ (б) сигналов

В радиовещании в диапазонах СВ и КВ полоса модулирующего сигнала составляет 50...8000 Гц.; в диапазоне УКВ – 300...15000 Гц. В телевидении модулирующий сигнал имеет полосу от 0 до 6,5 МГц. Для коммерческой радиосвязи и телефонии спектр ограничивают частотами 300...3000 Гц.

Энергетические соотношения при АМ.

Выясним, как изменяется мощность при АМ. Пусть R – чисто активное сопротивление, на которое работает усилитель модулированных колебаний. При отсутствии модуляции, когда $M = 0$, усилению подлежит только несущая. Мощность колебаний называется **мощностью в режиме несущей частоты**:

$$P_H = \frac{1}{2} I_H^2 R.$$

В максимальном режиме средняя мощность за период высокочастотного сигнала принимает максимальное значение

$$P_{\max} = \frac{1}{2} I_{\max}^2 R = \frac{1}{2} I_H^2 (1 + M)^2 R = P_H (1 + M)^2,$$

поэтому его называют **режимом максимальной (пиковой) мощности**.

Соответственно, в **режиме минимальной мощности**:

$$P_{\min} = \frac{1}{2} I_{\min}^2 R = \frac{1}{2} I_H^2 (1 - M)^2 R = P_H (1 - M)^2.$$

Отсюда видно, что за период модулирующего напряжения усредненная мощность высокой частоты значительно меняется. **Средняя мощность** за период модулирующего сигнала определяется как сумма мощностей каждой составляющей АМ сигнала, усредненная за период модулирующего колебания

$$P_{cp} = P_H (1 + 0,5 M)^2.$$

Из этого соотношения видно, средняя мощность за период модулирующей частоты превышает мощность в режиме несущей частоты при $M = 1$ в 1,5 раза.

Методы осуществления АМ.

Для осуществления процесса модуляции необходимо иметь устройство преобразования спектра в соответствии с (5.3) – **амплитудный модулятор**. Такое преобразование возможно лишь при использовании **нелинейного элемента**. Таким образом, модулятор обязательно должен иметь в своей схеме нелинейный или параметрический элемент.

В качестве нелинейного элемента применяются диоды, электрические лампы и транзисторы, ВАХ которых существенно нелинейны.

Однотактный амплитудный модулятор на диоде.

Простейший АМ модулятор на диоде представляет собой выпрямитель, нагруженный на контур (рис. 5.3,а). На диод VD , вольтамперная характеристика (ВАХ) которого можно аппроксимировать полиномом второй степени, подаются три напряжения: напряжение смещения U_0 , напряжения модулирующего сигнала $u(t)$ и несущего $S(t)$ колебания. Спектр отклика диода при таком воздействии будет содержать новые составляющие (рис. 5.3,б). В данном спектре модулированному сигналу соответствуют составляющие на частотах $\omega_0 \pm \Omega$. Эти составляющие выделяются полосовым фильтром, в качестве которого используется колебательный LC-контур, настроенный на частоту ω_0 .

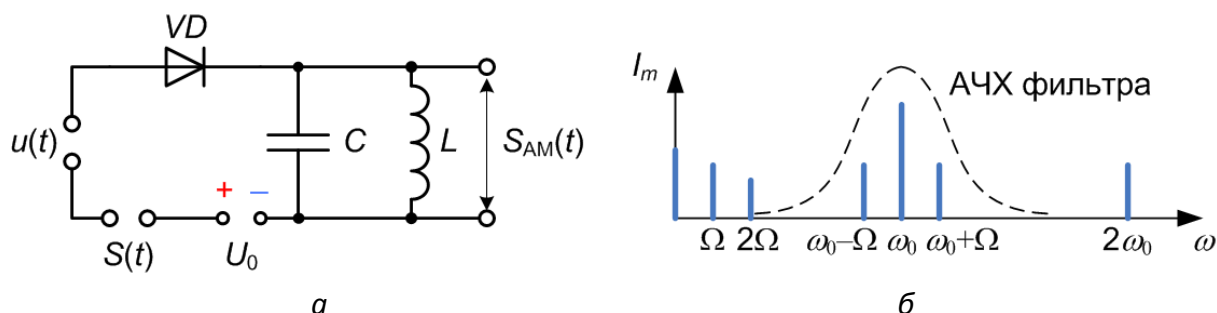


Рис. 5.3. Однотактный амплитудный модулятор на диоде (а) и спектральный состав тока диода (б)

Такой модулятор обладает большими потерями и, как правило, для получения АМ не используется, несмотря на свою простоту.

Балансный модулятор.

Балансный модулятор представляет собой два однотактных амплитудных модулятора работающих на общую нагрузку (рис. 5.4,а). Модулятор содержит два диода с идентичными ВАХ. Два резистора с малым, но одинаковым сопротивлением являются нагрузкой диодов. Модулирующий сигнал подводится к первичной обмотке трансформатора, а несущее колебание подается через среднюю точку вторичной обмотки трансформатора и точку соединения резисторов.

Если в некоторый момент времени напряжения $u(t)$ и $S(t)$ будут иметь полярность, показанную на рисунке, то, пренебрегая падением напряжения на резисторах, напряжение на диодах будет равно:

$$u_{\partial 1}(t) = S(t) + u_2(t); \quad u_{\partial 2}(t) = S(t) - u_2(t),$$

где $u_2(t)$ – напряжение модулирующего сигнала во вторичной обмотке трансформатора.

Напряжение на выходе балансного модулятора

$$u_{\text{вых}}(t) = 2R \cdot (a_1 u_2(t) + 2 a_2 S(t) u_2(t) + a_3 u_2(t)^3 + 3 a_3 S(t)^2 u_2(t))$$

где a_1, a_2, a_3 – коэффициенты полинома, аппроксимирующего ВАХ диода.

Спектр сигнала на выходе модулятора показан на рис. 5.4,б. В нем отсутствуют составляющие несущего сигнала, четные составляющие модулирующего сигнала и их высшие гармоники, которые вносят искажения формы модулированного сигнала. Отсутствие составляющей несущего сигнала и ее гармоник объясняется тем, что падение напряжения, вызванные токами этих колебаний на резисторах, имеют одинаковые значения, но противоположную полярность. К недостаткам модулятора можно отнести наличие составляющих модулирующего сигнала и высших гармоник модулированного сигнала.

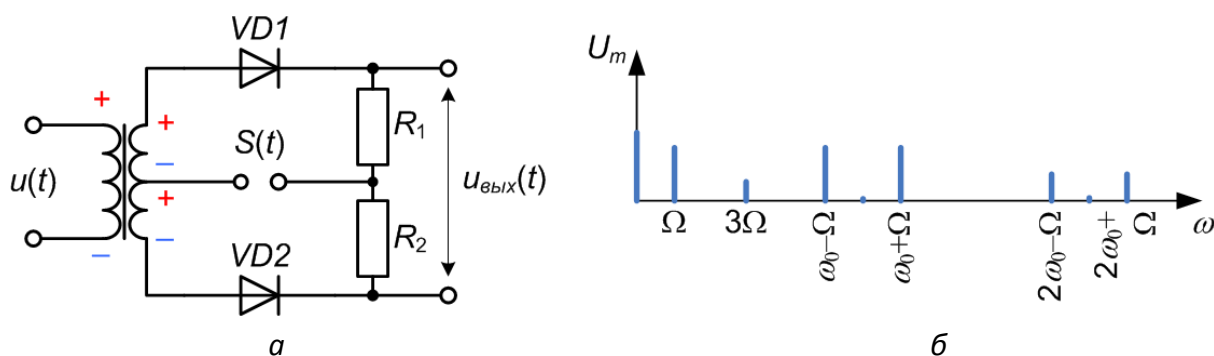


Рис. 5.4. Балансный модулятор на диодах (а) и спектр сигнала (б) на его выходе

Кольцевой модулятор.

Кольцевой модулятор представляет собой два балансных модулятора, работающих на общую нагрузку (рис. 5.5,а). Четыре диода VD1–VD4 должны иметь максимально идентичные ВАХ. Если полярность напряжений $u(t)$ и $S(t)$ в некоторый момент времени соответствует показанной на рисунке, то, пренебрегая падением напряжения на резисторах, напряжение на диодах будет равно

$$u_{\partial 1}(t) = S(t) + u_2(t);$$

$$u_{\partial 2}(t) = S(t) - u_2(t);$$

$$u_{\partial 3}(t) = -S(t) + u_2(t);$$

$$u_{\partial 4}(t) = -S(t) - u_2(t).$$

Напряжение на выходе модулятора будет равно

$$u_{\text{вых}}(t) = 8R a_2 S(t) u_2(t).$$

Спектр сигнала на выходе кольцевого модулятора показан на рис. 5.5,б. Как видно из диаграммы, в спектре сигнала отсутствуют составляющие несущего и модулирующего сигналов, а также отсутствуют высшие составляющие модулированного сигнала. При больших амплитудах $S(t)$ и $u(t)$ в спектре выходного сигнала появляются различные комбинации нечетных гармоник входных сигналов.

В настоящее время в качестве балансных модуляторов широко применяются интегральные транзисторные двух- и четырехквadrантные **аналоговые перемножители сигналов** на основе дифференциальных каскадов (рис. 5.12).

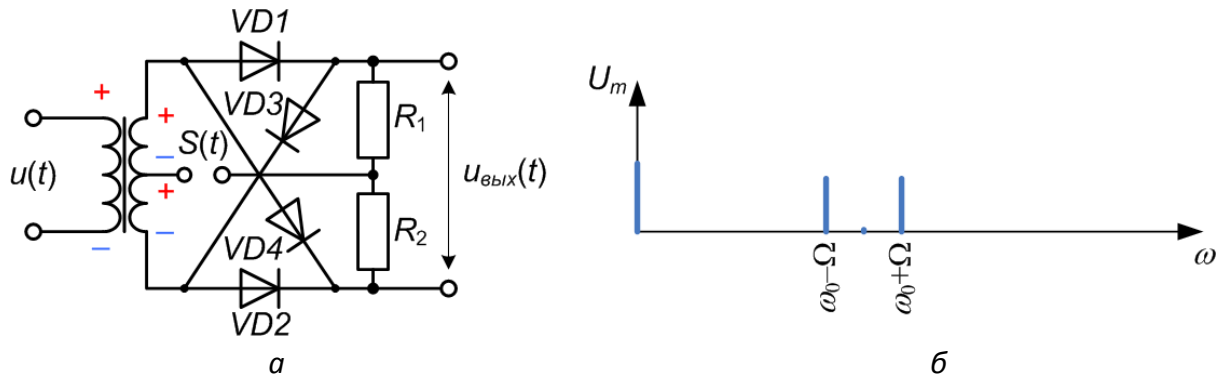


Рис. 5.5. Кольцевой балансный модулятор (а) и спектр выходного сигнала (б)

Амплитудные модуляторы на активных приборах.

В радиопередающих устройствах чаще всего осуществляют модуляцию на электронных лампах или транзисторах (рис. 5.6).

В общем случае ток анода (коллектора) зависит от напряжения на всех электродах, напряжения возбуждения и сопротивления нагрузки, т.е.

$$I_a = f(E_{c1}, U_c, E_{c2}, E_{c3}, E_a, Z_H);$$

$$I_K = f(E_b, U_b, E_3, E_K, Z_H).$$

Таким образом, изменяя параметры питающих напряжений и сопротивление нагрузки, можно управлять углом отсечки θ и амплитудой $i_{a \max}$ ($i_{K \max}$) косинусоидальных импульсов активных приборов.

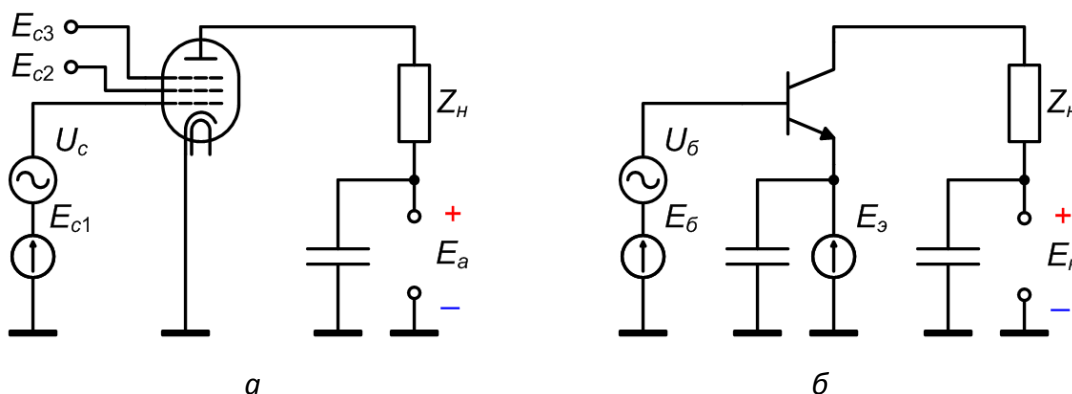


Рис. 5.4. Эквивалентные схемы амплитудных модуляторов:

на лампе по схеме с общим катодом (а), на транзисторе по схеме с общим эмиттером (б)

В зависимости от изменяемого параметра получают различные виды АМ:

1) при изменении напряжения смещения E_{c1} (E_b) получают амплитудную **модуляцию смещением**. Этот вид модуляции применяется чаще всего в мало-мощных передатчиках, а также в телевизионных передатчиках изображения. В транзисторных радиопередающих устройствах иногда применяют **эмиттерную модуляцию** изменением E_3 ;

2) при изменении напряжения возбуждения U_c (U_b) получают **модуляцию возбуждением**. В чистом виде этот способ не применяется. Однако очень часто в передатчиках приходится усиливать АМ колебания, а режим усиления модулированных колебаний и является таким случаем;

3) изменением E_{c2} получают **экранную модуляцию**. Чаще всего она применяется в сочетании с другими методами модуляции;

4) изменение E_{c3} дает **пентодную модуляцию** (или **модуляцию на защитную сетку**), которая широко используется в связанных передатчиках малой и средней мощности;

5) изменяя E_a (E_k), получают **анодную (коллекторную) модуляцию**, которую применяют в радиопередатчиках большой мощности.

6) сочетанием различных видов модуляции получают **комбинированные** методы модуляции (**анодно-экранную, анодно-сеточную** и др.);

7) модуляция нагрузкой осуществляется путем изменения Z_n . Регулировку Z_n можно осуществить двумя способами:

а) **модуляция поглощением**, когда в контур вносят дополнительное активное переменное сопротивление, которое управляется модулирующим сигналом. В этом случае связь антенного контура с промежуточным постоянна, а режим работы – недонапряженный. Такие схемы модуляции используются в телевизионных передатчиках диапазона ДМВ;

б) **модуляция изменением связи**, когда по закону модулирующего сигнала изменяется сопротивление связи анодного (коллекторного) контура с нагрузкой. При этом режим работы усилителя – перенапряженный.

8) **автомодуляция (автоанодная или автоколлекторная)** – метод углубления модуляции, основанный на применении дополнительных элементов (дросселей, резисторов), имеющих значительное сопротивление на частоте модулирующего сигнала Ω . За счет изменения токов НЧ, протекающих через эти элементы, появляется дополнительное напряжение (сеточное, базовое, анодное, коллекторное), которое приводит к увеличению глубины модуляции.

Рассмотрим несколько схем амплитудных модуляторов, построенных на транзисторах.

1. Базовая и эмиттерная модуляция смещением.

При базовой и эмиттерной модуляции смещением (рис. 5.7) изменение первой гармоники коллекторного тока осуществляется в такт с модулирующим напряжением.

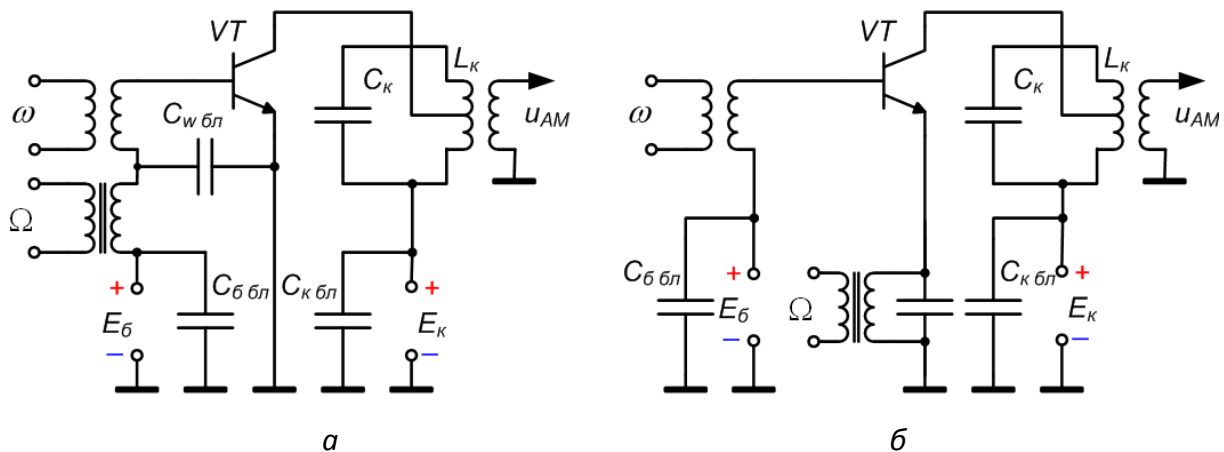


Рис. 5.7. Схемы амплитудных модуляторов с базовой (а) и эмиттерной (б) модуляцией смещением

При базовой модуляции смещением (рис. 5.7,а) в такт с модулирующим напряжением изменяется напряжение смещения, а амплитуда напряжения возбуждения u_{ω} , коллекторное питание E_K и импеданс нагрузки Z_H остаются постоянными (рис. 5.8).

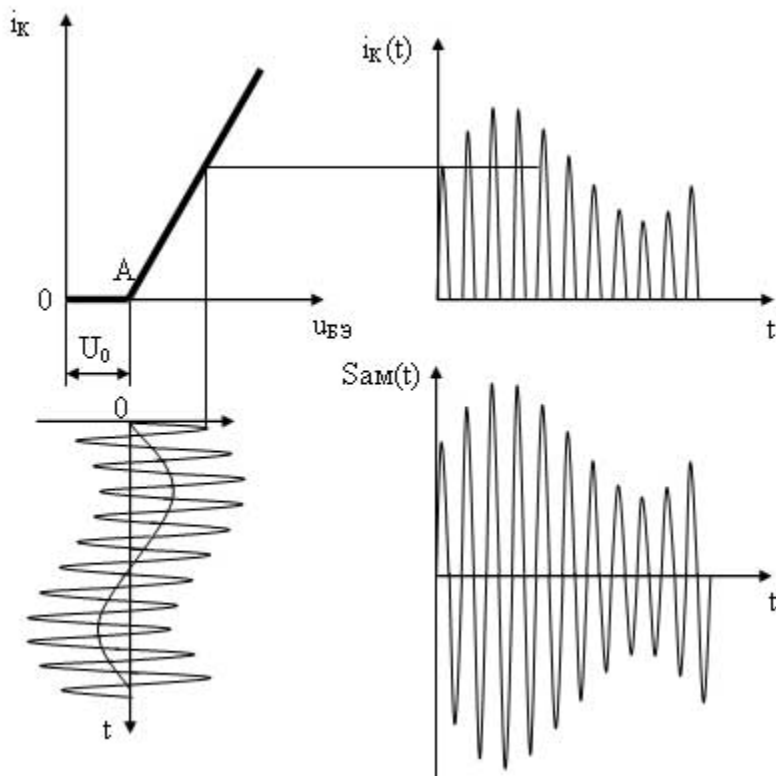


Рис. 5.8. Формирование АМ сигнала при модуляции смещением

При эмиттерной модуляции смещением (рис. 5.7,б) модулирующее напряжение подается между выводом эмиттера и общей точкой схемы. С точки зрения работы транзистора эмиттерная модуляция смещением ничем не отличается от базовой модуляции смещением. Действительно, при эмиттерной модуляции, так же как и при базовой, модулирующее напряжение изменяет напряжение смещения перехода база-эмиттер и значения u_{ω} , E_K и Z_H остаются постоянными.

Следует добавить, что базовая и эмиттерная модуляция смещением возможна лишь в недонапряженном режиме, а угол отсечки коллекторного тока в режиме максимальной мощности выбирается равным $\theta = 110...120^\circ$.

Отличительной особенностью эмиттерной модуляции по сравнению с базовой является то, что модулятор нагружен низкочастотной составляющей не базового, а эмиттерного тока ($i_6 \ll i_3$). Вследствие этого при эмиттерной модуляции требуемая от модулятора мощность значительно превосходит мощность, требуемую для осуществления базовой модуляции смещением. В этом недостаток эмиттерной модуляции. Однако эмиттерная модуляция смещением обладает несколько лучшей линейностью, чем базовая, особенно при значительной глубине модуляции.

2. Коллекторная модуляция.

В транзисторном генераторе амплитудная модуляция за счет изменения только коллекторного напряжения может осуществляться лишь в перенапряженном режиме. Основной особенностью работы транзисторов в перенапряженном режиме является появление обратного тока в течение части периода, что объясняется особенностями статических характеристик транзистора. При малых напряжениях на коллекторе его ток изменяет свое направление и в импульсе появляется отрицательный выброс. При переходе в сильно перенапряженный режим работы резко падает полезная колебательная мощность генератора.

К преимуществам коллекторной модуляции относятся:

- 1) возможность обеспечения сравнительно высокого КПД;
- 2) высокая линейность модуляционной характеристики;
- 3) повышенное использование транзистора по мощности.

Недостатками коллекторной модуляции являются:

- 1) необходимость применения сравнительно мощного модулятора;
- 2) опасность выхода транзистора из строя в сильно перенапряженном режиме.

Схема *простой (одинарной) коллекторной модуляции* приведена на рис. 5.9,а. В такой схеме с уменьшением абсолютной величины коллекторного напряжения e_k возрастает напряженность режима, т.е. увеличивается провал в коллекторном импульсе i_k , амплитуда первой гармоники коллекторного тока I_{mk1} уменьшается, ток базы i_b возрастает (рис. 5.10).

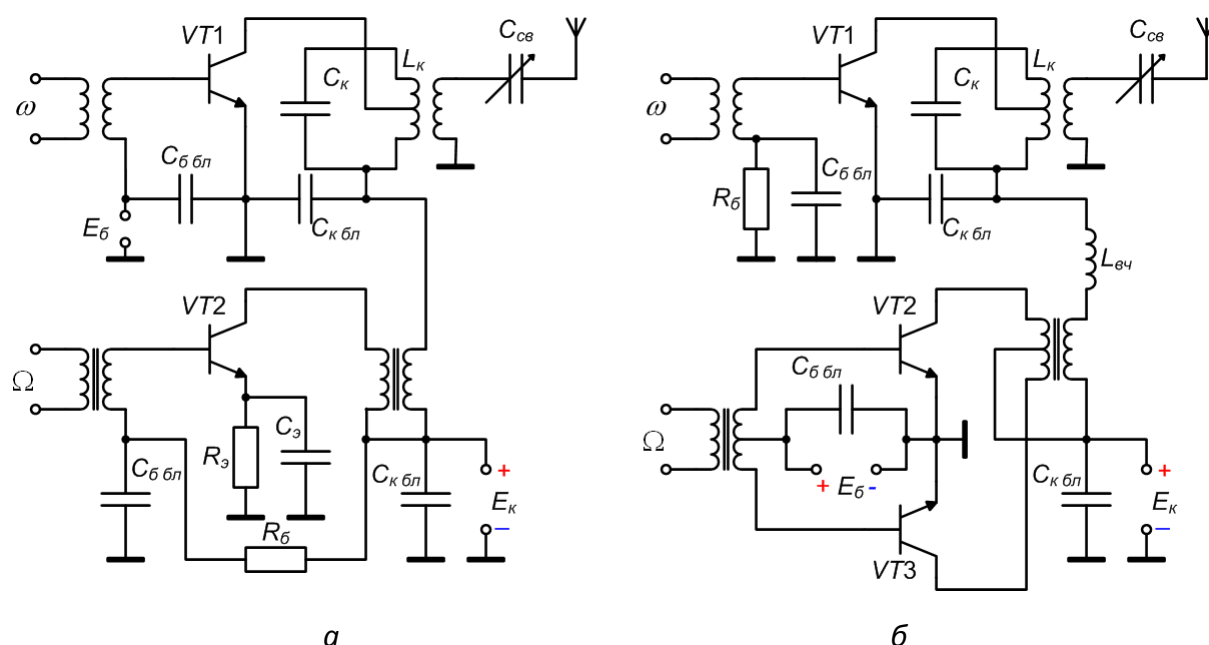


Рис. 5.9. Схемы амплитудных модуляторов с одинарной (а) и двойной (б) коллекторной модуляцией

Недостатками одинарной коллекторной модуляции являются:

- 1) необходимо иметь мощный каскад возбуждения, т.к. базовый ток имеет большую величину;
- 2) необходимо иметь отдельный источник смещения с большим запасом

мощности, т.к. постоянная составляющая тока базы I_{B0} сильно меняется;

3) в связи с изменением базового тока резко меняется нагрузка на предыдущий каскад;

4) изменение сопротивления нагрузки модулятора.

Изменение сопротивления нагрузки для предыдущего каскада за период модуляции приводит к изменению добротности контура предыдущего каскада, и, следовательно, к появлению дополнительной модуляции нагрузкой предшествующего каскада.

Перечисленные недостатки привели к тому, что одинарная коллекторная модуляция со смещением в цепи базы от отдельного источника используется редко. Как правило, коллекторная модуляция используется в комбинации с другими видами модуляции (**комбинированная коллекторная модуляция**):

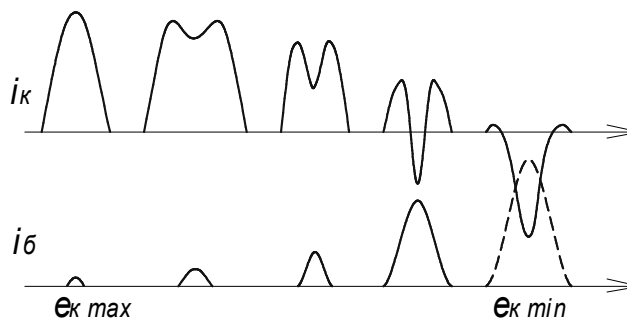


Рис. 3.10.

1) коллекторная модуляция с автоматической модуляцией базовым смещением (двойная коллекторная модуляция), приведенная на рис. 5.9,б;

2) коллекторная модуляция с базовой модуляцией возбуждением;

3) коллекторная модуляция с автоматической модуляцией базовым смещением и модуляцией возбуждением (тройная коллекторная модуляция).

В схеме рис. 5.9,б в такт с модулирующим напряжением автоматически (но противофазно основной модуляции на коллекторе) изменяется и напряжение смещения $E_b = I_{B0} R_b$. Дополнительная модуляция базовым смещением приводит к такому изменению угла отсечки, которое обеспечивает углубление модуляции. Т.е. при комбинированной коллекторной модуляции с автоматическим смещением значительно (по сравнению с простой схемой коллекторной модуляции) снижаются степень напряженности режима и влияние каскада на предыдущий.

5.1.2. Описание модуля «Модуляторы / Демодуляторы AM / DSB-SC / SSB»

Модуль содержит функционально-законченные узлы и блоки, предназначенные для исследования модуляции и демодуляции сигналов с амплитудной модуляцией (amplitude modulation, AM), однополосной модуляцией (single-sideband, SSB), амплитудной модуляцией с подавленной несущей, называемой также сигналом с двумя боковыми полосами или балансной модуляцией (double-sideband suppressed-carrier, DSB-SC). Внешний вид панели модуля **Модуляторы / Демодуляторы AM/DSB-SC/SSB** показан на рис. 5.11.

На рис. 5.11 цифрами красного цвета обозначены:

1. Разъем подключения шлейфа подачи питающих напряжений модуля.
2. Индикаторы контроля питающих напряжений модуля.
3. Контакт **+12 В** постоянного стабилизированного напряжения питания.
4. Контакт **X1** цепи питания транзисторного каскада.

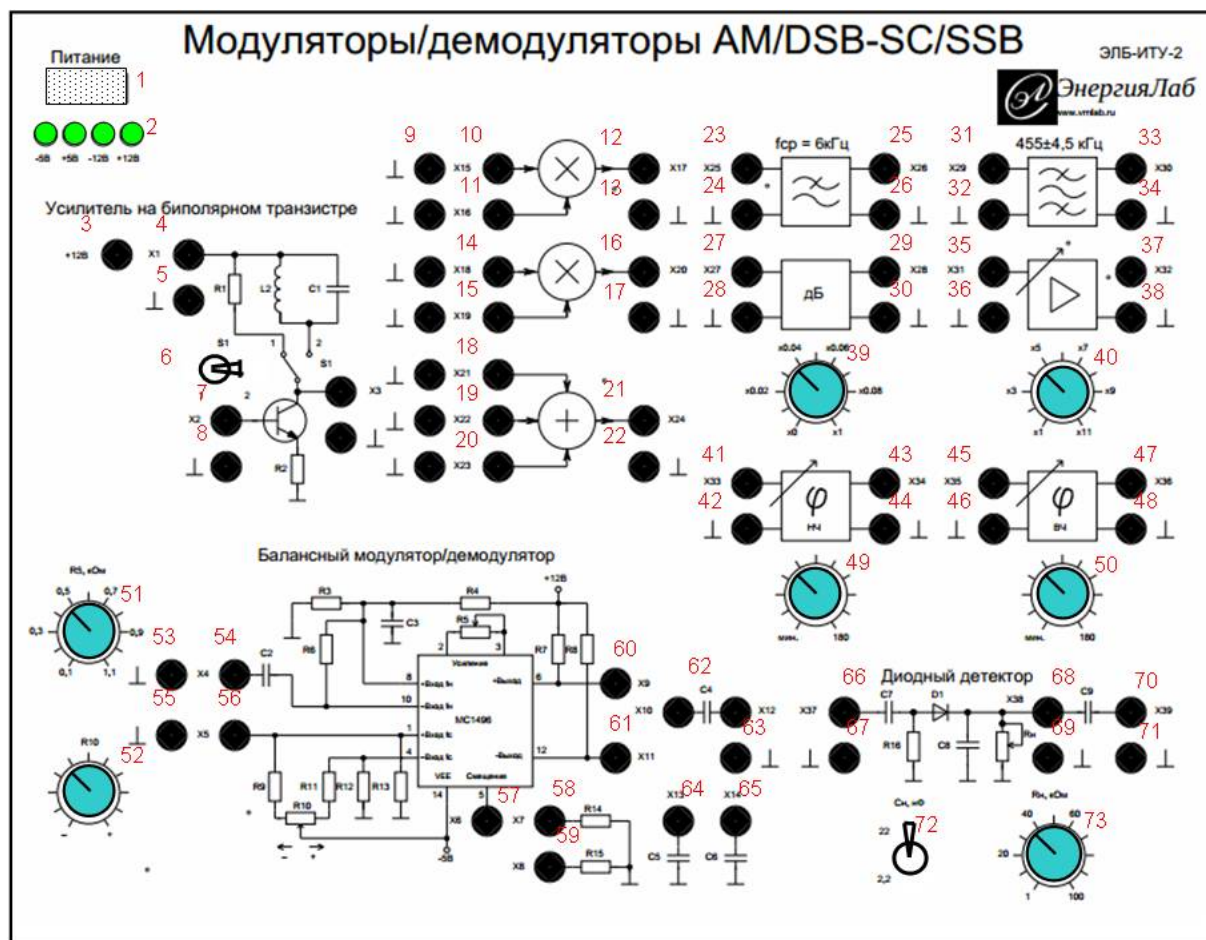


Рис. 5.11. Расположение контактов и органов управления модуля
«Модуляторы/Демодуляторы AM/DSB-SC/SSB»

5. Контакт общей цепи (земля) модуля.
6. Переключатель S1 коммутации вида нагрузки транзисторного каскада. В левом положении «1» нагрузкой каскада является резистор (активная нагрузка), в правом положении «2» – параллельный контур (резонансная нагрузка).
7. Контакт X2 цепи базы транзисторного каскада.
8. Контакт общей цепи (земля) модуля.
9. Линейка (группа) контактов общей цепи (земля).
10. Контакт X15 первого входа аналогового умножителя.
11. Контакт X16 второго входа аналогового умножителя.
12. Контакт X17 выхода аналогового умножителя.
13. Контакт общей цепи (земля) модуля.
14. Контакт X18 первого входа аналогового умножителя.
15. Контакт X19 второго входа аналогового умножителя.
16. Контакт X20 выхода аналогового умножителя.
17. Контакт общей цепи (земля) модуля.
18. Контакт X21 первого входа аналогового сумматора.
19. Контакт X22 второго входа аналогового сумматора.
20. Контакт X23 третьего входа аналогового сумматора.
21. Контакт X24 выхода аналогового сумматора.

22. Контакт общей цепи (земля) модуля.
23. Контакт **X25** контакта входа фильтра низких частот (ФНЧ).
24. Контакт общей цепи (земля) модуля.
25. Контакт **X26** выхода фильтра низких частот (ФНЧ).
26. Контакт общей цепи (земля) модуля.
27. Контакт **X27** входа управляемого аттенюатора.
28. Контакт общей цепи (земля) модуля.
29. Контакт **X28** выхода управляемого аттенюатора.
30. Контакт общей цепи (земля) модуля.
31. Контакт **X29** входа кварцевого полосового фильтра (ПФ).
32. Контакт общей цепи (земля) модуля.
33. Контакт **X30** выхода кварцевого полосового фильтра (ПФ).
34. Контакт общей цепи (земля) модуля.
35. Контакт **X31** входа управляемого усилителя.
36. Контакт общей цепи (земля) модуля.
37. Контакт **X32** выхода управляемого усилителя.
38. Контакт общей цепи (земля) модуля.
39. Регулятор установки уровня ослабления управляемого аттенюатора.
40. Регулятор установки коэффициента усиления управляемого усилителя.
41. Контакт **X33** входа управляемого низкочастотного фазовращателя.
42. Контакт общей цепи (земля) модуля.
43. Контакт **X34** выхода управляемого низкочастотного фазовращателя.
44. Контакт общей цепи (земля) модуля.
45. Контакт **X35** входа управляемого высокочастотного фазовращателя.
46. Контакт общей цепи (земля) модуля.
47. Контакт **X36** выхода управляемого высокочастотного фазовращателя.
48. Контакт общей цепи (земля) модуля.
49. Регулятор установки сдвига фазы низкочастотного фазовращателя.
50. Регулятор установки сдвига фазы высокочастотного фазовращателя.
51. Регулятор **R5** управления усилением балансного модулятора / демодулятора.
52. Регулятор **R10** установки смещения балансного модулятора / демодулятора.
53. Контакт общей цепи (земля) модуля.
54. Контакт **X4** входа сигнала несущей частоты балансного модулятора / демодулятора.
55. Контакт общей цепи (земля) модуля.
56. Контакт **X5** входа низкочастотного информационного сигнала балансного модулятора / демодулятора.
57. Контакт **X6** контроля напряжения смещения балансного модулятора / демодулятора.
58. Контакт **X7** резистора **R14**.
59. Контакт **X8** резистора **R15**.
60. Контакт **X9** прямого выхода балансного модулятора/демодулятора.
61. Контакт **X11** инверсного выхода балансного модулятора/демодулятора.
62. Контакты **X10** и **X12** конденсатора **C4**.

- 63. Контакт общей цепи (земля) модуля.
- 64. Контакт **X13** конденсатора **C5**.
- 65. Контакт **X14** конденсатора **C6**.
- 66. Контакт **X37** входа диодного детектора.
- 67. Контакт общей цепи (земля) модуля.
- 68. Контакт **X38** открытого выхода диодного детектора.
- 69. Контакт общей цепи (земля) модуля.
- 70. Контакт **X39** закрытого выхода (через разделительный конденсатор) диодного детектора.
- 71. Контакт общей цепи (земля) модуля.
- 72. Переключатель **Сн** коммутации конденсатора нагрузки детектора.
- 73. Регулятор **Rн** установки величины сопротивления нагрузки диодного детектора.

5.1.3. Описание элементной базы амплитудного модулятора

Объектом исследования является амплитудный модулятор, выполненный на специализированной микросхеме MC1496 компаний Philips Semiconductor и On Semiconductor (отечественный аналог – 140МА101А). Микросхема представляет собой балансный модулятор (аналоговый перемножитель) (рис. 5.12) и может использоваться как амплитудный модулятор/демодулятор.

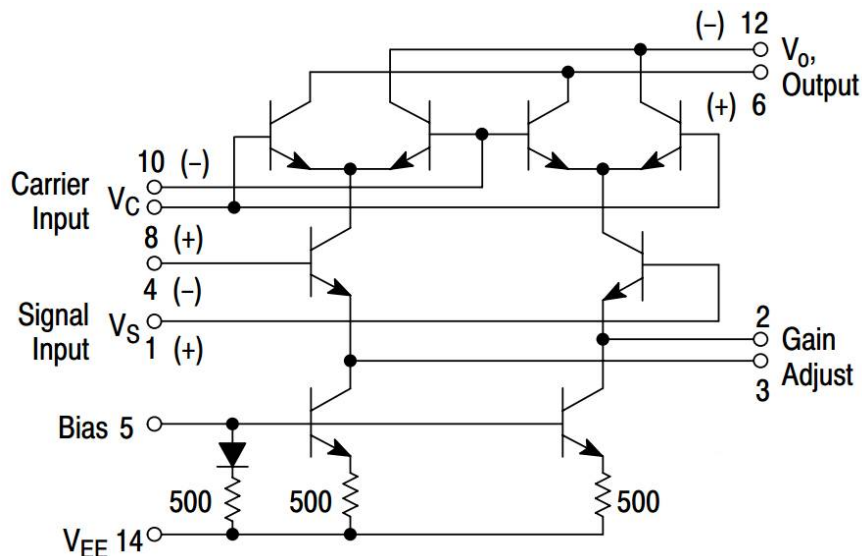
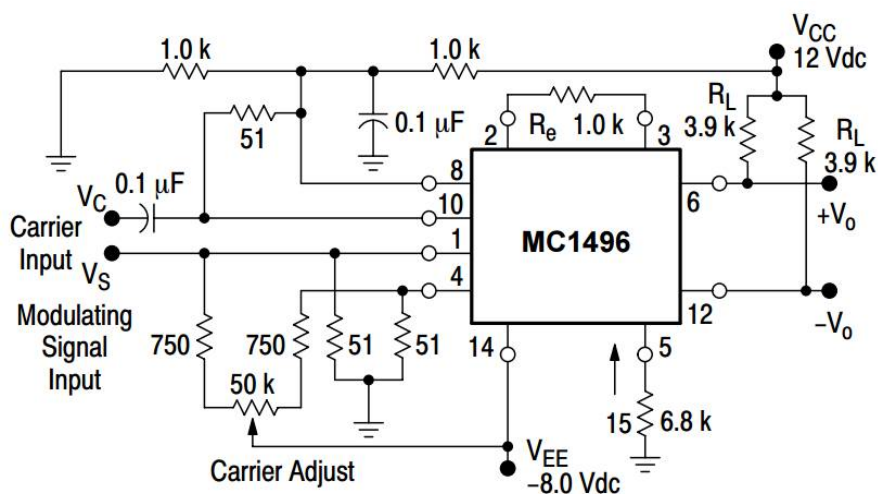


Рис. 5.12. Принципиальная схема микросхемы MC1496 (<http://www.onsemi.com/>)

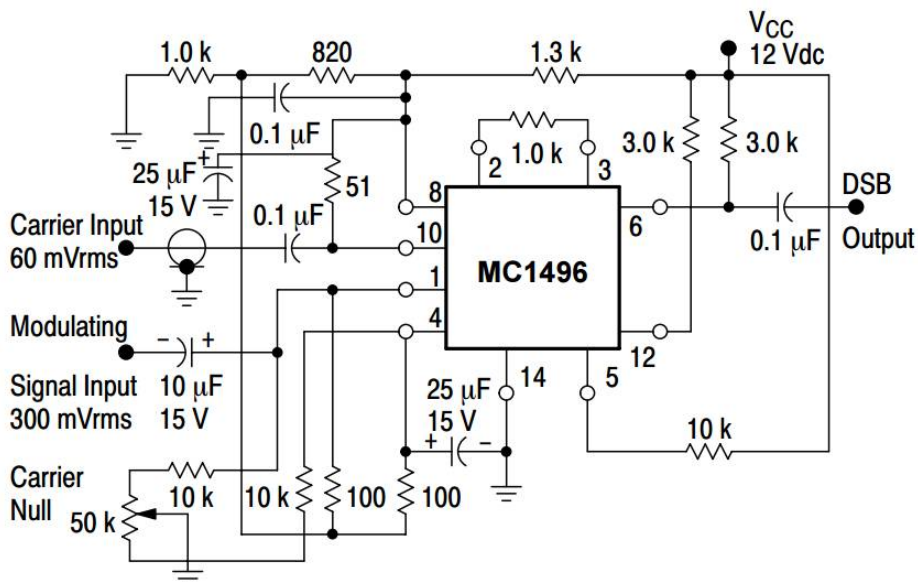
Назначение выводов микросхемы MC1496 следующее:

- 1 (+) и 4 (-) – дифференциальные входы модулирующего (информационного) сигнала;
- 2 и 3 (Gain Adjust) – управление режимом дифференциальных каскадов (регулировка усиления).
- 5 (Bias) – вывод установки тока смещения (режима работы перемножителя);
- 6 и 12 (V_o , Output) – дифференциальный (парафазный) выход аналогового перемножителя;
- 8 (+) и 10 (-) – дифференциальные входы сигнала несущей частоты;
- 14 (V_{EE}) – общий вывод (земля).

Типовые схемы включения микросхемы MC1496 в качестве модулятора сигналов с амплитудной и балансной модуляцией приведены на рис. 5.13.



a



б

Рис. 5.13. Типовые схемы включения микросхемы MC1496 в режиме амплитудного (*a*) и балансного (*б*) модуляторов (<http://www.onsemi.com/>)

5.2. Порядок выполнения работы

1. Сетевым шнуром соединить контакт **~220V Основного модуля** с сетью однофазного электропитания 220 В частотой 50 Гц.
2. Используя шлейф, соединить разъем **X1** панели «Питание модулей» **Основного модуля** с разъемом **Питание** (1 рис. 5.11) модуля **Модуляторы / демодуляторы AM/DSB-SC/SSB**.
3. Соединить контакт \perp панели «Генератор НЧ» с контактом \perp (55 рис. 5.11) панели «Балансный модулятор/демодулятор».
4. Соединить контакт **-20 дБ** панели «Генератор НЧ» **Основного модуля** с контактом **X5** (56 рис. 5.11) входа информационного сигнала модулятора панели «Балансный модулятор/демодулятор».
5. Соединить контакт \perp панели «Генератор ВЧ» с контактом \perp (53 рис. 5.11) панели «Балансный модулятор/демодулятор».
6. Соединить контакт **-20 дБ** панели «Генератор ВЧ» с контактом **X4** (54 рис. 5.11) входа сигнала несущей частоты модулятора панели «Балансный модулятор/демодулятор».
7. Соединить контакт **X6** (57 рис. 5.11) управления током смещения с контактом **X7** (58 рис. 5.11) резистора **R14** панели «Балансный модулятор / демодулятор».
8. Установить регуляторы **R5** (51 рис. 5.11) и **R10** (52 рис. 5.11) в среднее положение.
9. Подключить осциллограф к контактам **X9** (60 рис. 5.11) и \perp панели «Балансный модулятор / демодулятор».
10. Включить электропитание установки, установив в верхнее положение переключатель **Сеть Основного модуля**.
11. Последовательно нажимая на кнопку «Тип сигнала» **Основного модуля**, установить гармонический вид сигнала (синус) «Генератора НЧ».
12. Вращая регулятор **Частота** панели «Генератор НЧ», установить частоту модулирующего сигнала равной 1 кГц.
13. Вращая регулятор **Амплитуда** панели «Генератор НЧ», установить напряжение 2,5 В, которое, с учетом ослабления аттенюатора **-20 дБ**, будет соответствовать величине 250 мВ.
14. Вращая регулятор **Частота** панели «Генератор ВЧ», установить частоту несущего колебания равной 100 кГц.
15. Вращая регулятор **Амплитуда** панели «Генератор ВЧ» установить напряжение 2,5 В, которое, с учетом ослабления аттенюатора **-20 дБ**, будет соответствовать величине 250 мВ.
16. На экране осциллографа наблюдать амплитудно-модулированный сигнал.
17. Поворачивая регулятор **R10** (52 рис. 5.11) панели «Балансный модулятор/демодулятор», и наблюдая за экраном осциллографа, установить регулятор в положении, соответствующем коэффициенту (глубине) амплитудной модуляции равной $M = 50\%$. Занести в осциллограмму в отчет.

18. Последовательно изменяя амплитуду модулирующего (информационного) сигнала, в соответствии с таблицей 5.1, рассчитать для каждого случая коэффициент модуляции M , используя выражение

$$M = \frac{U_{\max} - U_{\min}}{U_{\max} + U_{\min}}, \quad (5.4)$$

где U_{\max} и U_{\min} – максимальное и минимальное значения амплитуд модулированного сигнала. Результаты расчетов занести в таблицу. Построить графическую зависимость $U_c(M)$.

Таблица 5.1

Зависимость индекса модуляции от параметров входных сигналов модулятора

Напряжение модулирующего сигнала, U_c , мВ	250	200	150	100	50
Напряжение сигнала несущей частоты, U_0 , мВ	250	250	250	250	250
Коэффициент модуляции, M , %					

19. Поворачивая регулятор **Амплитуда** панели «Генератор НЧ», установить напряжение модулирующего сигнала равным 2,5 В (что с учетом ослабления аттенюатора **–20 дБ** соответствует 250 мВ).

20. Поворачивая регулятор **Частота** панели «Генератор НЧ», установить частоту модулирующего сигнала равной 3 кГц.

21. На экране осциллографа наблюдать АМ сигнал. Занести осциллограмму и спектр сигнала в отчет.

22. Поворачивая регулятор **Частота** панели «Генератор ВЧ», установить частоту несущего сигнала равной 300 кГц.

23. На экране осциллографа наблюдать АМ сигнал. Занести осциллограмму и спектр сигнала в отчет.

24. Переключить провод-перемычку из контакта **X7** на контакт **X8** панели «Балансный модулятор/демодулятор».

25. Наблюдать изменение осциллограммы АМ сигнала. Осциллограмму занести в отчет.

Содержание отчета.

1. Название и цель работы.
2. Краткие теоретические сведения по теме работы.
3. Принципиальная схема амплитудного модулятора на микросхеме MC1496.
4. Результаты измерений, таблицы, осциллограммы и графические зависимости согласно заданию.
5. Выводы.

Контрольные вопросы.

1. Приведите основные соотношения при амплитудной модуляции.
2. Изобразите осциллограмму и спектр АМ колебания с тональной модуляцией.

3. Приведите энергетические соотношения при АМ.
4. Назовите основные методы осуществления амплитудной модуляции.
5. Приведите схему и объясните принцип работы одноконтурного амплитудного модулятора на диоде.
6. Назовите основные виды амплитудной модуляции. Нарисуйте эквивалентные схемы амплитудных модуляторов на лампе и на транзисторе.
7. Нарисуйте схему амплитудного модулятора с базовой модуляцией смещением. Назовите его достоинства и недостатки.
8. Нарисуйте схему амплитудного модулятора с эмиттерной модуляцией смещением. Назовите его достоинства и недостатки.
9. Назовите основные виды коллекторной модуляции нагрузкой.
10. Нарисуйте схему амплитудного модулятора с простой (одинарной) коллекторной модуляцией. Поясните назначение элементов модулятора. Назовите достоинства и недостатки одинарной коллекторной модуляции.
11. Назовите основные виды комбинированной коллекторной модуляции и области их использования.
12. Нарисуйте схему амплитудного модулятора с двойной коллекторной модуляцией с автоматической модуляцией базовым смещением. Поясните назначение элементов модулятора. Назовите его достоинства и недостатки.
13. Поясните принцип работы и назначение выводов микросхемы МС1496 ([рис. 5.12](#)).
14. Объясните работу схемы амплитудного модулятора, выполненного на микросхеме МС1496 ([рис. 5.13,а](#)).
15. Объясните полученные в работе графические зависимости.

6. Лабораторная работа №6

«ИЗУЧЕНИЕ СХЕМОТЕХНИКИ И ИССЛЕДОВАНИЕ КАСКАДОВ ФОРМИРОВАНИЯ ДВУХПОЛОСНОГО И ОДНОПОЛОСНОГО СИГНАЛОВ РАДИОПЕРЕДАЮЩИХ УСТРОЙСТВ»

Цель работы: изучение основных методов формирования и исследование модуляторов сигналов с одной боковой полосой (ОБП, SSB) и сигналов с двумя боковыми полосами и подавленной несущей (ДБП, DSB-SC).

6.1. Теоретические сведения

Базовый теоретический материал по теме лабораторной работы приведен в [\[1...5, 7...10\]](#).

6.1.1. Формирование сигналов с двумя боковыми полосами и подавленной несущей

Сигналы с *двумя боковыми полосами* и подавленной несущей можно рассматривать как разновидность амплитудно-модулированных сигналов. Наиболее часто на практике такие сигналы (также называемые сигналами с балансной модуляцией) формируются непосредственно при помощи *балансных модуляторов* или *аналоговых перемножителей сигналов* (двух- или четырехквadrантных). Основные схемы таких устройств были рассмотрены в [разделе 5.1.1](#), где было показано, что одной из особенностей формирования АМ с помощью балансного смесителя (перемножителя) является возможность подавления несущей частоты в результирующем сигнале амплитудной модуляции. Обязательным условием подавления несущей является высокая симметрия работы плеч смесителя, поэтому в качестве аналоговых перемножителей нашли широкое распространение интегральные диодные и транзисторные матрицы, а также специализированные микросхемы аналоговых перемножителей, где все элементы перемножителя (дифференциальные каскады) выполнены на едином кристалле.

В лабораторной работе исследуется модулятор сигналов на базе микросхемы MC1496 (см. [рис. 5.11-5.13](#)). Схемотехнические решения микросхемы позволяют регулировать режимы работы дифференциального каскада, что позволяет максимально сбалансировать плечи смесителя и подавить спектральную компоненту сигнала, соответствующую несущей частоте.

6.1.2. Формирование однополосного сигнала

Радиосвязь на *одной боковой полосе* частот, ОБП, (single-sideband modulation, SSB) более эффективна, чем обычная АМ. Поэтому она широко применяется в различных системах радиосвязи, в том числе и многоканальных. Преимуществом данного вида модуляции является более высокая энергетика полезного сигнала при меньшей (по сравнению с АМ) полосе частот.

В отличие от спектра АМ, при ОБП несущая и одна из боковых частот подавляются. Остается одна боковая частота, и поэтому ток в антенне меняется по гармоническому закону

$$i_A = I_{A \text{ бок}} \cos(\omega_0 + \Omega)t.$$

Амплитуда тока $I_{A \text{ бок}}$ зависит от коэффициента модуляции M и не меняется за период модуляции. Это позволяет довести ток $I_{A \text{ бок}}$ до максимального значения тока в антенне при АМ при той же максимальной мощности.

Полезный эффект ОБП сигнала по сравнению с АМ может быть определен выигрышем по напряжению в $(1+M)$ раз или по мощности в $(1+M)^2$ раз. Например, для $M = 1$ выигрыш по напряжению равен двум, а по мощности – четырем.

Кроме того, спектр частот, излучаемый при передаче ОБП, уменьшается вдвое, что позволяет сузить полосу частот, пропускаемую приемником, и при равномерном спектре помех приводит к увеличению отношения сигнал-помеха в $\sqrt{2}$ раз по напряжению или в 2 раза по мощности. Следовательно, общий выигрыш по мощности при передаче ОБП по сравнению с АМ получается до 8 раз благодаря лучшему использованию активного элемента по мощности в передатчике и уменьшению полосы пропускания приемника.

Практически амплитуды токов несущей и второй боковой частоты при подавлении уменьшают на 40 дБ (а иногда и больше).

Передатчики с ОБП строят по многокаскадной схеме. Колебания ОБП формируют в маломощном возбудителе, а затем усиливают до заданного уровня мощности в каскадах, работающих с углом отсечки коллекторного тока $\theta = 90^\circ$ для уменьшения нелинейных искажений.

Рассмотрим основные методы формирования однополосных сигналов. Очевидный способ выделения сигнала ОБП подавлением несущей и другой боковой полосовым фильтром практически не применяется. Требуемую крутизну спада АЧХ трудно получить даже при использовании кварцевых или электро-механических фильтров в диапазоне выше 0,1 ... 1 МГц.

Одним из реально применяемых является *метод повторной балансной модуляции (фильтровой метод)*. Балансные модуляторы (БМ) позволяют получить АМ колебания с подавленной несущей. В качестве БМ можно использовать аналоговые перемножители сигналов; часто применяются БМ на четырех диодах, включенных по «кольцевой» схеме (см. [раздел 5.1.1](#)).

В основу метода повторной балансной модуляции положен принцип постепенного увеличения разности между верхней и нижней боковыми полосами частот, что, при исключении несущей с помощью балансного модулятора, упрощает задачу фильтрации.

В возбудителе с ОБП, где использован этот метод (рис. 6.1,а), на БМ2 подают модулирующий сигнал F и пониженную несущую частоту – поднесущую f_1 . На выходе выделяют две боковые частоты: $f_1 + F$ и $f_1 - F$, а несущая f_1 подавляется (рис. 6.1,б). Фильтр $\Phi 1$ выделяет верхнюю боковую полосу частот. Для улучшения фильтрации выбирают $f_1 / F \approx 10$. На БМ2 подают более высокую поднесущую $f_2 \gg f_1$, а в качестве модулирующего – сигнал с выхода $\Phi 1$. В спектре на выходе БМ2 боковые полосы разнесены на частоту $2f_1$. Отношение частот f_2 / f_1 выбирают так, чтобы можно было использовать обычные полосовые

фильтры. На БМ3 подают сигнал f_3 с диапазонного возбуждателя и верхнюю боковую частоту $f_1 + f_2 + F$ с выхода Ф2. Неиспользуемую боковую полосу фильтруют контуром Ф3.

Для уменьшения нестабильности частоты все поднесущие f_1, f_2, \dots получают от кварцевого генератора f_1 .

Недостаток способа формирования сигнала ОБП методом повторной балансной модуляции состоит в большом числе балансных модуляторов и фильтров, что усложняет и удорожает возбуждатель, а многократные преобразования частоты приводят к появлению комбинационных частот, особенно вредных в многоканальных системах связи.

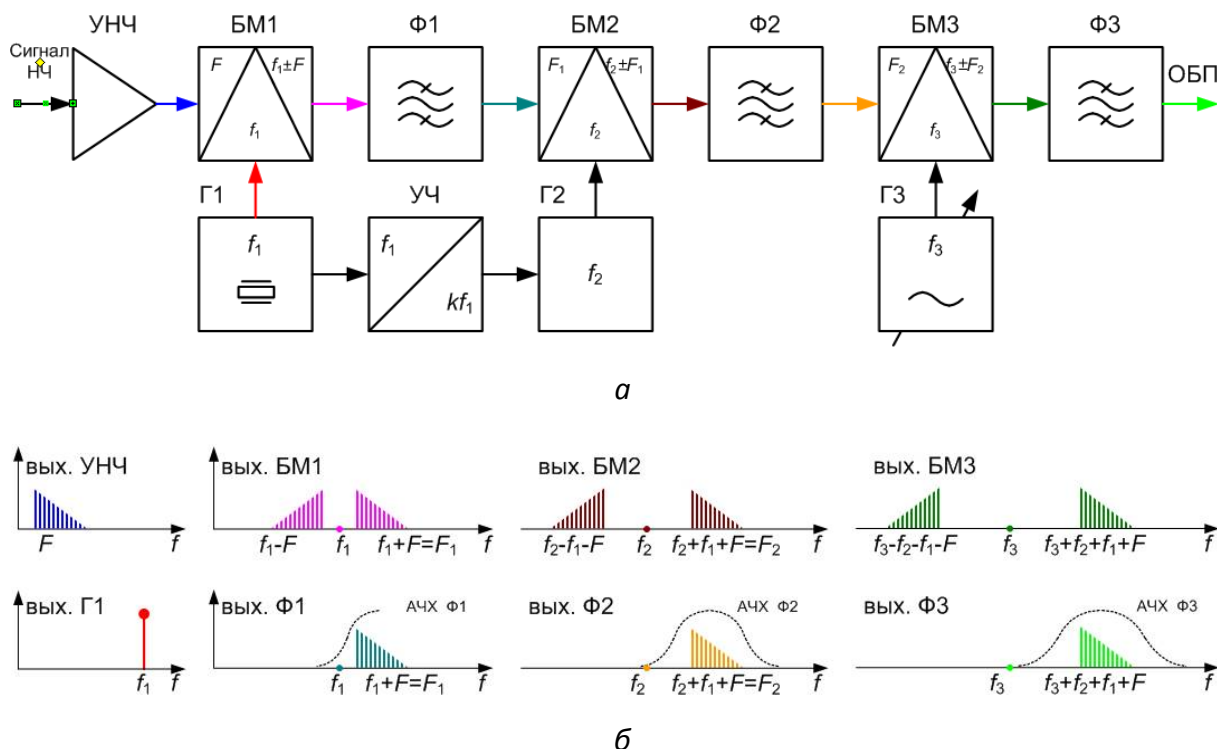


Рис. 6.1. Структурная схема возбуждателя колебаний с одной боковой полосой по методу повторной балансной модуляции (а) и спектрограммы, поясняющие принцип ее работы (б)

Другой метод формирования сигнала ОБП носит название **фазокомпенсационного**. Возбудитель содержит $N \geq 3$ параллельных каналов, содержащих обычные АМ каскады, работающие на общую нагрузку. Если фазы напряжения возбуждения этих каскадов сдвинуты фазовращателем на угол

$$\varphi = 2\pi/N,$$

то в нагрузке токи несущей частоты взаимно компенсируются и на выходе напряжение несущей отсутствует. Если, кроме того, модулирующие напряжения сдвинуты на каждом из каскадов относительно друг друга на такой же угол φ (постоянный во всем диапазоне частот модуляции), то в нагрузке сигналы одной из боковых полос компенсируются, а другой – суммируются арифметически. Какая из боковых частот исчезает, зависит от знака φ . Практическое применение нашли трех- и четырехфазные схемы.

В трехфазной схеме (рис. 6.2) сдвиг по фазе $\varphi = 2\pi/3$. При полной симметрии схемы коллекторные токи каждого из модулируемых каскадов будут равны

$$i_1 = I_1(1 + m \cdot \cos \Omega t) \cos \omega t;$$

$$i_2 = I_1 \left[1 + m \cdot \cos \left(\Omega t + \frac{2\pi}{3} \right) \right] \cos \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} \right);$$

$$i_3 = I_1 \left[1 + m \cdot \cos \left(\Omega t + \frac{4\pi}{3} \right) \right] \cos \left(\omega t + \frac{4\pi}{3} \right),$$

а результирующий ток на выходе сумматора

$$i_{\Sigma} = i_1 + i_2 + i_3 = \frac{3}{2} m I_1 \cos(\omega - \Omega)t$$

представляет собой колебание нижней боковой частоты.

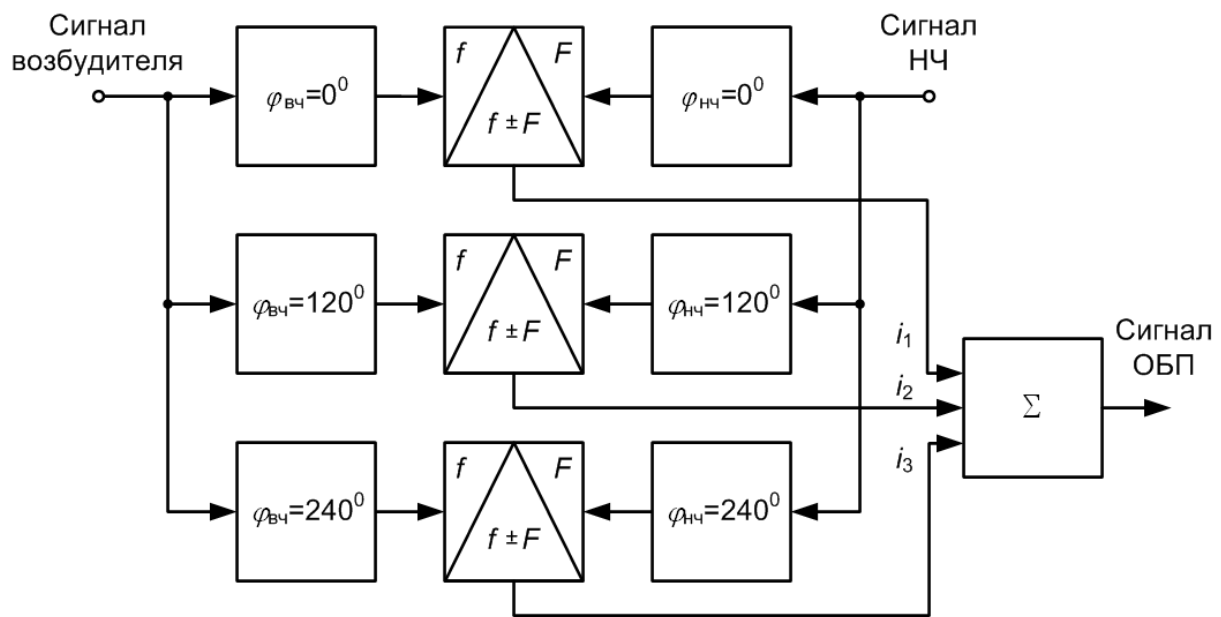


Рис. 6.2. Структурная схема возбуждателя колебаний с одной боковой полосой по фазокомпенсационному методу

Достоинства фазокомпенсационного метода состоят в возможности формировать сигнал ОБП на заданной рабочей частоте с меньшим числом нелинейных преобразований, что снижает уровень побочных частот и нелинейных искажений. К недостаткам можно отнести более низкий уровень подавления несущей и ненужной боковой (не более 40 дБ) из-за неточной симметрии схемы и трудности создания низкочастотных широкополосных фазовращателей.

Разновидностью фазокомпенсационного метода является **фазоразностный метод** формирования ОБП, который использует балансные модуляторы (рис. 6.3).

Сигналы на выходе модуляторов

$$u_1 = U \cos \Omega t \cos \omega_c t = \frac{U}{2} \cos(\omega_c + \Omega)t + \frac{U}{2} \cos(\omega_c - \Omega)t;$$

$$u_2 = U \sin \Omega t \sin \omega_c t = \frac{U}{2} \cos(\omega_c - \Omega)t - \frac{U}{2} \cos(\omega_c + \Omega)t.$$

Напряжение на выходе

$$u_{\text{вых}} = u_1 + u_2 = U \cos(\omega_c - \Omega)t,$$

т.е. нижняя боковая полоса.

Основным достоинством фазокомпенсационного и фазоразностного методов является формирование сигнала непосредственно на рабочей частоте без последовательного преобразования спектра. Недостаток – невысокая степень подавления нежелательной боковой полосы, зависящая от точности фазовых соотношений и равенства амплитуд.

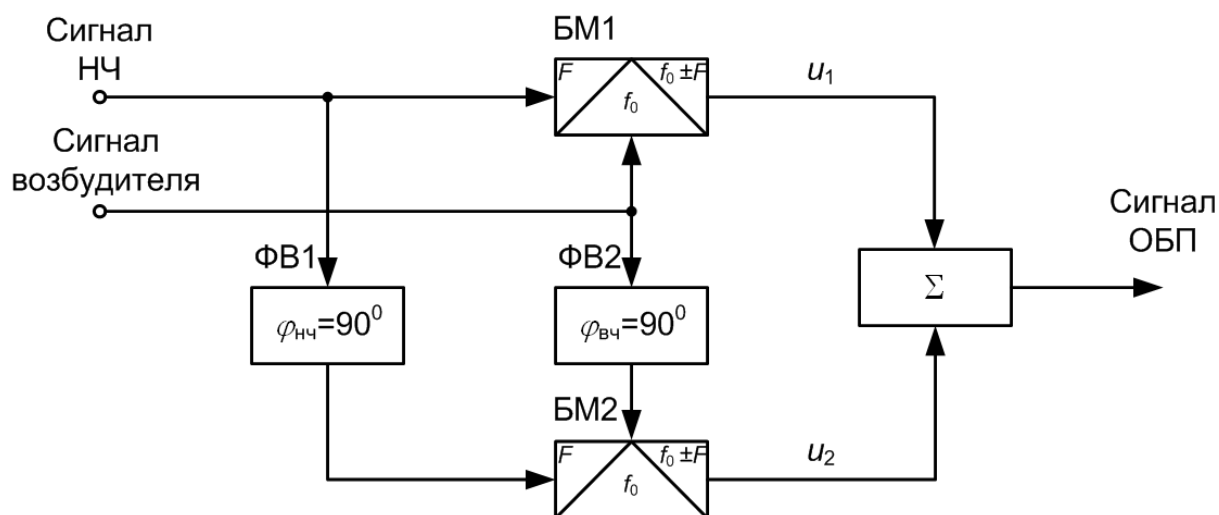


Рис. 6.3. Структурная схема возбуждателя колебаний с одной боковой полосой по фазоразностному методу

Наконец, известен еще один метод формирования однополосного сигнала, применяемый в маломощных передатчиках и называемый **фазофильтровым**.

При фазофильтровом методе формирования однополосного сигнала (рис. 6.4) сочетаются принципы фильтрового и фазокомпенсационного способов. Этот метод отличается от рассмотренных выше тем, что при нём необходимы только два сравнительно несложных низкочастотных фильтра и нет необходимости в использовании широкополосных низкочастотных фазовращателей (ФВ).

Пусть входной сигнал, спектр которого схематически приведен на рис. 6.5,а, определяется выражением

$$u_{\text{ex}} = \sum_{n=1}^N U_n \cos(\Omega_n t + \varphi_n). \quad (6.1)$$

Первая частота преобразования Ω_0 выбирается равной средней частоте передаваемого спектра звуковых частот, т.е.

$$\Omega_0 = \frac{\Omega_{\text{max}} + \Omega_{\text{min}}}{2}, \quad (6.2)$$

где Ω_{max} и Ω_{min} – крайние частоты спектра передаваемого сигнала.

При передаче, например, спектра 300...3400 Гц частота Ω_0 берётся равной $2\pi \cdot 1850 \text{ с}^{-1}$.

Напряжение первой частоты преобразования Ω_0 подаётся на балансные модуляторы БМ1 и БМ2 с относительным сдвигом по фазе на угол $\pi/2$.

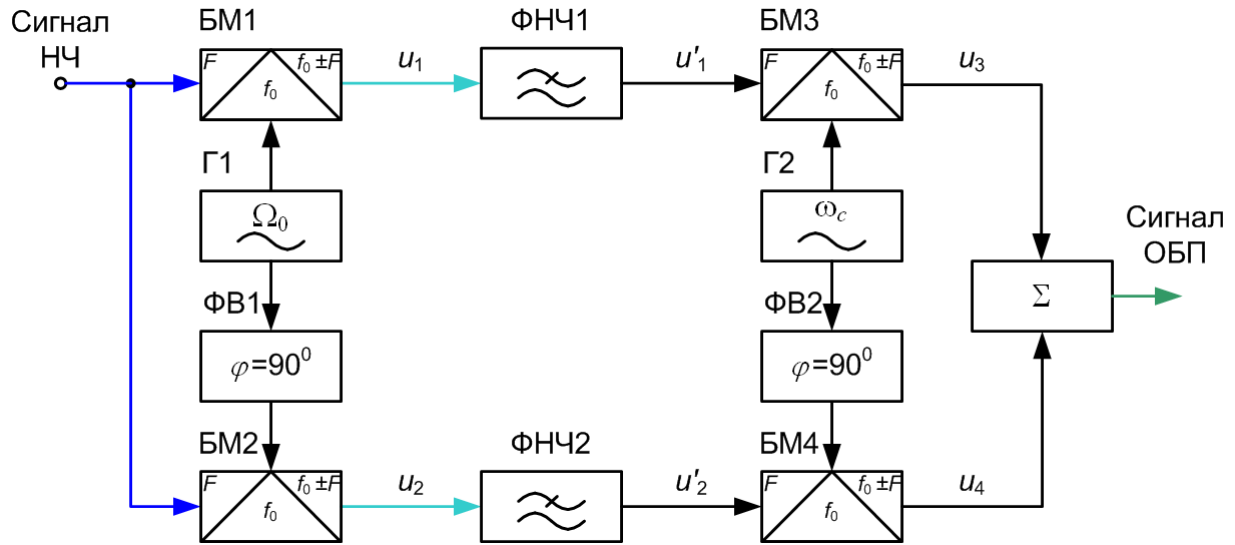


Рис. 6.4. Структурная схема возбуждателя колебаний с одной боковой полосой по фазофильтровому методу

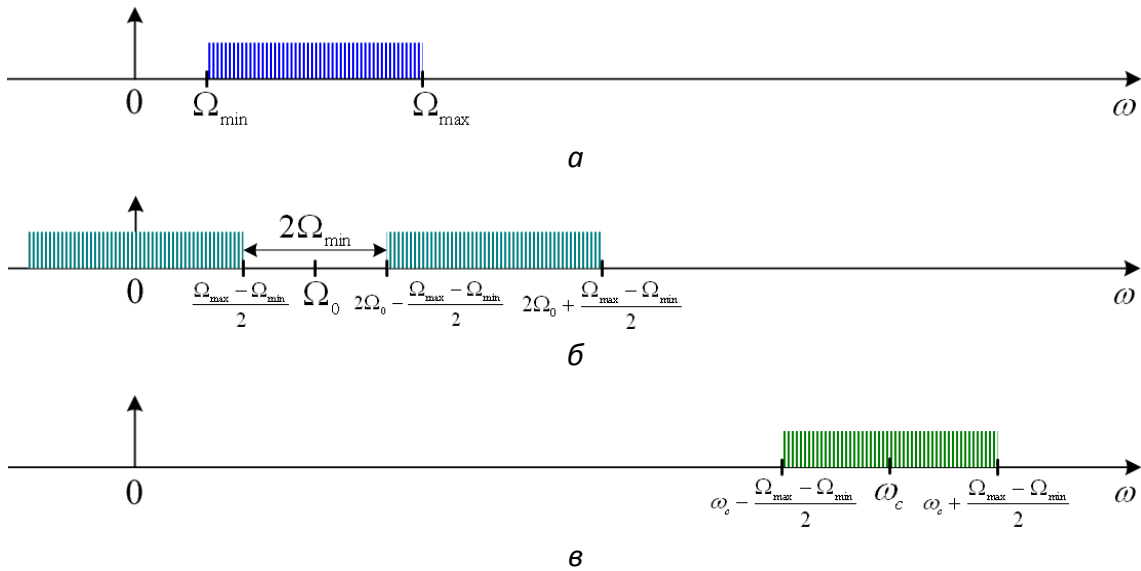


Рис. 6.5. Спектрограммы, поясняющие принцип работы формирователя ОБП сигнала по фазофильтровому методу

На выходе преобразователей будут сигналы вида

$$\left. \begin{aligned} u_1 &= 2u_{\text{ex}} \cos \Omega_0 t \\ u_2 &= 2u_{\text{ex}} \sin \Omega_0 t \end{aligned} \right\}. \quad (6.3)$$

Учитывая выражение (6.1), получим

$$\left. \begin{aligned} u_1 &= \sum_{n=1}^N \{U_n \cos[(\Omega_n - \Omega_0)t + \varphi_n] + U_n \cos[(\Omega_n + \Omega_0)t + \varphi_n]\} \\ u_2 &= \sum_{n=1}^N \{U_n \sin[(\Omega_n - \Omega_0)t + \varphi_n] + U_n \sin[(\Omega_n + \Omega_0)t + \varphi_n]\} \end{aligned} \right\}. \quad (6.4)$$

Выражения (6.4) определяют спектры сигналов на выходе балансных модуляторов (рис. 6.5,б). При этом следует иметь в виду, что

$$\Omega_{\min} \leq \Omega_n \leq \Omega_{\max} \text{ и } \Omega_0 = (\Omega_{\max} + \Omega_{\min})/2.$$

Низкочастотные фильтры, показанные на схеме, рассчитываются так, чтобы не пропускать частоты выше значения $(\Omega_{\max} - \Omega_{\min})/2$.

На выходе фильтров получим

$$\begin{aligned} u_1' &= \sum_{n=1}^N \{U_n \cos[(\Omega_n - \Omega_0)t + \varphi_n]\} \\ u_2' &= \sum_{n=1}^N \{U_n \sin[(\Omega_n - \Omega_0)t + \varphi_n]\} \end{aligned} \quad (6.5)$$

Эти два напряжения подводятся ко второй паре балансных преобразователей БМ3 и БМ4, к которым подводится также и напряжение частоты второго преобразования ω_c с относительным фазовым сдвигом на угол $\pi/2$.

Выражения для напряжений на выходе БМ3 и БМ4 будут иметь вид

$$\begin{aligned} u_3 &= u_1' \cdot \cos \omega_c t \\ u_4 &= u_2' \cdot \sin \omega_c t \end{aligned} \quad (6.6)$$

После подстановки сюда выражений (2.5) получаем

$$\begin{aligned} u_3 &= \sum_{n=1}^N \left\{ \frac{E_n}{2} \cos[(\omega_c + \Omega_n - \Omega_0)t + \varphi_n] + \frac{E_n}{2} \cos[(\omega_c - \Omega_n + \Omega_0)t - \varphi_n] \right\} \\ u_4 &= \sum_{n=1}^N \left\{ \frac{E_n}{2} \cos[(\omega_c + \Omega_n - \Omega_0)t + \varphi_n] - \frac{E_n}{2} \cos[(\omega_c - \Omega_n + \Omega_0)t - \varphi_n] \right\} \end{aligned} \quad (6.7)$$

Складывая эти выражения, получим

$$u_{\text{вых}} = u_3 + u_4 = \sum_{n=1}^N E_n \cos[(\omega_c + \Omega_n - \Omega_0)t + \varphi_n] \quad (6.8)$$

или, в случае вычитания напряжений u_3 и u_4 в общей нагрузке:

$$u_{\text{вых}} = u_3 - u_4 = \sum_{n=1}^N E_n \cos[(\omega_c - \Omega_n + \Omega_0)t - \varphi_n]. \quad (6.9)$$

Спектр выходного сигнала показан схематически на рис. 6.5,в.

Результирующий однополосный сигнал оказывается расположенным симметрично относительно частоты второго преобразования ω_c . Для получения однополосного сигнала на месте верхней или нижней боковых полос частота второго преобразования должна быть смещена относительно номинального значения рабочей частоты передатчика на величину Ω_0 .

Из приведённого рассмотрения принципа формирования однополосного сигнала фазофильтровым методом следует, что

1) к фильтрам нижних частот могут быть предъявлены сравнительно невысокие требования по крутизне среза из-за отсутствия на выходе первых балансных преобразователей составляющих спектра в пределах от $(\Omega_{\max} - \Omega_{\min})/2$ до $2\Omega_0 - (\Omega_{\max} - \Omega_{\min})/2$;

2) фазовращатели для первой (низкой) частоты преобразования не должны быть широкополосными.

Отметим некоторые особенности фазофильтрового метода. Нежелательная (подавляемая) боковая полоса при данном методе формирования занимает

тот же интервал частот, что и полезная. Следствием этого является то, что при недостаточном подавлении нежелательной боковой полосы передатчик не создаёт дополнительных помех в соседнем канале радиосвязи. Недостаточное подавление будет, однако, приводить к дополнительным искажениям полезного сигнала, которые, в свою очередь, могут явиться также следствием плохой регулировки первых балансных модуляторов (БМ1 и БМ2). В этом случае в результате прямого прохождения на боковую полосу первого преобразования может накладываться непреобразованный спектр входного сигнала.

Неточность балансировки вторых преобразователей (БМ3 и БМ4) или отклонение сдвига фаз, обеспечиваемого вторым фазовращателем, от угла $\pi/2$ приводит к остатку несущей, расположенной в звуковом спектре, что при приеме проявляется в виде тона с частотой Ω_0 . Наконец, при данном методе имеется принципиальная возможность использовать остаток первой частоты преобразования (Ω_0), проявляющийся после второго преобразования на частоте $\omega_c + \Omega_0$ или $\omega_c - \Omega_0$ в качестве *пилот-сигнала* (несущей частоты).

Таким образом, все методы формирования сигнала ОБП предъявляют достаточно высокие требования к характеристикам аппаратуры. К достоинствам однополосной модуляции можно отнести:

- 1) существенный выигрыш по мощности;
- 2) уменьшение полосы, занимаемой спектром сигнала, приводит к увеличению числа станций, работающих без взаимных помех;
- 3) уменьшение влияния замираний, которые связаны с неодинаковыми условиями распространения различных по частоте составляющих АМ и ЧМ сигналов;
- 4) увеличение КПД передатчика, т.к. в режиме молчания сигнал не излучается;
- 5) высокий коэффициент использования усилительных элементов.

Чаще всего сигналы ОБП используют в системах многоканальной связи, где каждое сообщение преобразуют в однополосный сигнал, сдвинутый по частоте относительно соседних с помощью разных поднесущих. Затем все эти сигналы складывают в один групповой, модулирующий частоту возбуждителя передатчика.

В лабораторной работе исследуется фильтровой метод формирования однополосного сигнала. При этом с помощью специализированной микросхемы МС1496 формируется сигнал с амплитудной модуляцией и подавленной несущей, структура спектра которого содержит разнесенные по частоте спектральные составляющие нижней боковой полосы и верхней боковой полосы. Затем с помощью высокочастотного кварцевого фильтра осуществляется выделение (селекция) верхней боковой полосы и подавление спектральных компонент нижней.

6.2. Порядок выполнения работы

6.2.1. Исследование модулятора сигналов с двумя боковыми полосами и подавленной несущей (балансного модулятора)

1. Сетевым шнуром соединить контакт **~220V** Основного модуля с сетью однофазного электропитания 220 В частотой 50 Гц.

2. Используя шлейф, соединить разъем **X1** панели «Питание модулей» Основного модуля с разъемом **Питание** (1 [рис. 5.11](#)) модуля **Модуляторы / Демодуляторы AM/DSB-SC/SSB**.

Собрать балансный модулятор. Для этого:

3. Соединить контакт \perp панели «Генератор НЧ» с контактом \perp (55 [рис. 3.11](#)) панели «Балансный модулятор/демодулятор».

4. Соединить контакт **–20 дБ** панели «Генератор НЧ» Основного модуля с контактом **X5** (56 [рис. 5.1](#)) входа информационного сигнала модулятора панели «Балансный модулятор / демодулятор».

5. Соединить контакт \perp панели «Генератор ВЧ» с контактом \perp (53 [рис. 3.11](#)) панели «Балансный модулятор / демодулятор».

6. Соединить контакт **–20 дБ** панели «Генератор ВЧ» с контактом **X4** (54 [рис. 3.11](#)) входа сигнала несущей частоты модулятора панели «Балансный модулятор / демодулятор».

7. Соединить контакт **X6** (57 [рис. 5.11](#)) управления током смещения с контактом **X7** (58 [рис. 3.11](#)) резистора **R14** панели «Балансный модулятор / демодулятор».

8. Установить **R5** (51 [рис. 3.11](#)) и **R10** (52 [рис. 3.11](#)) в среднее положение.

9. Переключателем **Сеть** включить электропитание установки.

10. Последовательно нажимая на кнопку «Тип сигнала» Основного модуля, установить гармонический вид сигнала (синус) «Генератора НЧ».

11. Регулятором **Частота** панели «Генератор НЧ» установить частоту модулирующего (информационного) сигнала равной 1 кГц.

12. Регулятором **Амплитуда** панели «Генератор НЧ» установить напряжение 1 В, которое, с учетом ослабления аттенюатора –20дБ, будет соответствовать уровню 100 мВ.

13. Регулятором **Частота** панели «Генератор ВЧ» установить частоту несущего колебания равной 100 кГц.

14. Регулятором **Амплитуда** панели «Генератор ВЧ» установить напряжение 1 В, которое, с учетом ослабления аттенюатора –20дБ, будет соответствовать уровню 100 мВ.

15. Подключить осциллограф к контактам **X9** (60 [рис. 5.1](#)) и \perp панели «Балансный модулятор / демодулятор».

16. На экране осциллографа наблюдать амплитудно-модулированный сигнал. Плавно поворачивая регулятор **R10** (52 [рис. 5.1](#)), добиться максимального подавления несущей. Наиболее характерные осциллограммы занести в отчет.

17. Перевести осциллограф в режим спектрального анализа. Плавно вращая регулятор **R10** наблюдать за изменением спектрального состава сигнала. Наиболее характерные спектрограммы занести в отчет.

6.2.2. Исследование однополосного модулятора

1. Сетевым шнуром соединить контакт **~220V** Основного модуля с сетью однофазного электропитания 220 В частотой 50 Гц.
2. Используя шлейф, соединить разъем **X1** панели «Питание модулей» Основного модуля с разъемом **Питание** (1 [рис. 5.11](#)) модуля **Модуляторы / Демодуляторы AM/DSB-SC/SSB**.
Собрать балансный модулятор. Для этого:
 3. Соединить контакт \perp панели «Генератор НЧ» с контактом \perp (55 [рис. 5.11](#)) панели «Балансный модулятор/демодулятор».
 4. Соединить контакт **–20 дБ** панели «Генератор НЧ» Основного модуля с контактом **X5** (56 [рис. 5.11](#)) входа информационного сигнала модулятора панели «Балансный модулятор/демодулятор».
 5. Соединить контакт \perp панели «Генератор ВЧ» с контактом \perp (53 [рис. 3.11](#)) панели «Балансный модулятор / демодулятор».
 6. Соединить контакт **–20 дБ** панели «Генератор ВЧ» с контактом **X4** (54 [рис. 3.11](#)) входа сигнала несущей частоты модулятора панели «Балансный модулятор / демодулятор».
 7. Соединить контакт **X6** (57 [рис. 5.11](#)) управления током смещения с контактом **X7** (58 [рис. 5.11](#)) резистора **R14** панели «Балансный модулятор / демодулятор».
 8. Установить регуляторы **R5** (51 [рис. 5.11](#)) и **R10** (52 [рис. 5.11](#)) в среднее положение.
 9. Переключателем **Сеть** включить электропитание установки.
 10. Последовательно нажимая на кнопку «Тип сигнала» Основного модуля, установить гармонический вид сигнала (синус) «Генератора НЧ».
 11. Регулятором **Частота** панели «Генератор НЧ» установить частоту модулирующего (информационного) сигнала равной 3 кГц.
 12. Регулятором **Амплитуда** панели «Генератор НЧ» установить напряжение 2 В, которое, с учетом ослабления аттенюатора –20дБ, будет соответствовать величине 200 мВ.
 13. Регулятором **Частота** панели «Генератор ВЧ» установить частоту несущего колебания равной 450 кГц.
 14. Регулятором **Амплитуда** панели «Генератор ВЧ» установить напряжение 2 В, которое, с учетом ослабления аттенюатора –20дБ, будет соответствовать значению 200 мВ.
 15. Подключить первый канала осциллографа к контактам **X9** (60 [рис. 5.11](#)) и \perp панели «Балансный модулятор/демодулятор».
 16. Соединить контакт **X9** (60 [рис. 5.11](#)) панели «Балансный модулятор / демодулятор» с контактом **X10** (62 [рис. 5.11](#)) разделительного конденсатора **C4**.
 17. Соединить контакт **X12** (62 [рис. 5.11](#)) разделительного конденсатора **C4** с контактом **X29** (31 [рис. 5.11](#)) панели полосового фильтра «455±4,5 кГц».
 18. Соединить контакт \perp (63 [рис. 5.11](#)) разделительного конденсатора **C4** с контактом \perp (32 [рис. 5.11](#)) панели полосового фильтра «455±4,5 кГц».
 19. Подключить второй канал осциллографа к контактам **X30** (33 [рис. 5.11](#)) и \perp (34 [рис. 5.11](#)) выхода полосового фильтра «455±4,5 кГц».

20. На экране первого канала осциллографа наблюдать амплитудно-модулированный сигнал. Плавно поворачивая регулятор R10 (52 рис. 5.11), добиться максимального подавления несущей.

21. На экране второго канала осциллографа наблюдать сигнал с однополосной модуляцией. Наиболее характерные осциллограммы занести в отчет.

22. Перевести осциллограф в режим спектрального анализа. Плавно вращая регулятор R10 наблюдать за изменением спектрального состава сигнала. Наиболее характерные спектрограммы занести в отчет.

Содержание отчета.

1. Название и цель работы.
2. Краткие теоретические сведения по теме работы.
3. Принципиальная схема БМ на микросхеме МС1496.
4. Результаты измерений, таблицы, осциллограммы и спектрограммы.
5. Выводы.

Контрольные вопросы.

1. Назовите преимущества и недостатки однополосной модуляции по сравнению с ЧМ и АМ.
2. Приведите векторные диаграммы, поясняющие процессы при АМ и при передаче одной боковой полосы.
3. Метод повторной балансной модуляции (фильтровой метод), его достоинства и недостатки. Структурная схема формирователя при этом методе.
4. Фазокомпенсационный метод формирования сигнала ОБП, достоинства и недостатки этого метода. Структурная схема формирователя.
5. Фазоразностный метод формирования сигнала ОБП, достоинства и недостатки этого метода. Структурная схема формирователя.
6. Фазофильтровой метод формирования сигнала ОБП, достоинства и недостатки этого метода. Структурная схема формирователя.
7. Дайте анализ работы балансного модулятора (БМ) на примере микросхемы аналогового перемножителя сигналов МС1496 (рис. 5.13,б).
8. Приведите схему и спектр выходного сигнала БМ на диодах.
9. Приведите схему и спектр выходного сигнала кольцевого БМ.
10. Объясните принцип работы аналогового перемножителя сигналов на основе дифференциальных каскадов (рис. 5.12).
11. Какие особенности имеют осциллограмма и спектр АМ сигнала с подавленной несущей (сигнала с балансной модуляцией)?
12. Определите требования к фильтру подавления нежелательной боковой полосы.
13. Принципы построения многоканальных систем связи с использованием ОБП.
14. Что такое пилот-сигнал и как он используется в системах связи с ОБП?
15. Объясните полученные в работе графические зависимости.

7. Лабораторная работа №7

«ИЗУЧЕНИЕ СХЕМОТЕХНИКИ И ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК И ПАРАМЕТРОВ ЧАСТОТНЫХ МОДУЛЯТОРОВ РАДИОПЕРЕДАЮЩИХ УСТРОЙСТВ»

Цель работы: изучение основных методов формирования сигналов с частотной (ЧМ, FM) и фазовой (ФМ, PM) модуляцией, исследование генераторов, управляемых напряжением (ГУН, VCO), и частотных модуляторов.

7.1. Теоретические сведения

Базовый теоретический материал по теме лабораторной работы приведен в [1...5, 7...12].

7.1.1. Основные сведения об угловой модуляции

Сигналы, изменяющиеся по гармоническому закону, определяются выражением

$$s(t) = A \cos(\omega_0 t + \varphi(t) + \varphi),$$

где A – амплитуда колебаний; ω – круговая частота; φ – начальная фаза колебаний; $\Phi(t) = (\omega t + \varphi(t) + \varphi)$ – полная фаза колебания.

Если полный фазовый угол колебания меняется в такт с модулирующим напряжением, то данное колебание является колебанием с *угловой модуляцией*.

Полная фаза колебаний определяется круговой частотой ω_0 изменением фазы $\varphi(t)$ и начальной фазой φ . Следовательно, *угловая модуляция* может быть осуществлена либо путем изменения ω (*частотная модуляция*), либо путем изменения φ (*фазовая модуляция*).

Если фаза колебания меняется во времени, то меняется и круговая частота, которая связана с $\Phi(t)$ простым соотношением

$$\omega(t) = \frac{d\Phi(t)}{dt}.$$

Следовательно, фазовая и частотная модуляции взаимосвязаны, т.е. любое изменение фазы приводит к изменению частоты и наоборот.

Поясним это на примере. При фазовой модуляции (ФМ) фаза колебаний определяется уравнением

$$\varphi(t) = \varphi_0 + \Delta\varphi \sin \Omega t,$$

где $\Delta\varphi$ – амплитуда колебаний фазы вокруг постоянного значения φ_0 с частотой модулирующего сигнала Ω (*индекс фазовой модуляции*).

Индекс фазовой модуляции $\Delta\varphi$ пропорционален амплитуде модулирующего напряжения и не зависит ни от Ω , ни от ω_0 .

Уравнение колебания, модулированного по фазе, имеет вид

$$u(t) = U \cos(\omega_0 t + \Delta\varphi \sin \Omega t + \varphi_0) = U \cos \Phi(t). \quad (7.1)$$

Тогда мгновенная частота определится как

$$\omega(t) = \frac{d\Phi(t)}{dt} = \omega_0 + \Delta\varphi \cdot \Omega \cdot \cos \Omega t = \omega_0 + \Delta\omega \cdot \cos \Omega t.$$

Следовательно, при ФМ частота колебания изменяется около начального значения ω_0 с амплитудой $\Delta\omega$.

Максимальное приращение частоты (*девиация частоты*) $\Delta\omega$ зависит не только от величины модулирующего сигнала, но и от его частоты

$$\Delta\omega = \Delta\varphi \cdot \Omega.$$

При частотной модуляции (ЧМ) круговая частота изменяется около среднего значения ω с частотой модулирующего сигнала и амплитудой $\Delta\omega$. Максимальное отклонение частоты $\Delta\omega$ от среднего значения (*девиация частоты*) пропорционально амплитуде модулирующего напряжения.

Учитывая связь между мгновенной частотой и фазой

$$\Phi(t) = \int_0^t \omega(t) dt = \omega_0 t + \frac{\Delta\omega}{\Omega} \sin \Omega t + \varphi_0,$$

где φ_0 – постоянная интегрирования, обозначим $\Delta\omega/\Omega = m$ – *индекс частотной модуляции*.

Отсюда уравнение колебания, модулированного по частоте

$$u(t) = U \cos(\omega_0 t + m \cdot \sin \Omega t + \varphi_0). \quad (7.2)$$

Сравнение соотношений (7.1) и (7.2) показывает их идентичность.

Итак, при ЧМ девиация частоты $\Delta\omega$ пропорциональна амплитуде модулирующего сигнала и не зависит от частоты модуляции Ω .

При ФМ индекс фазовой модуляции $\Delta\varphi$ не зависит от частоты модуляции Ω , а определяется только амплитудой модулирующего сигнала.

Связь между ЧМ и ФМ позволяет превращать один вид модуляции в другой.

Среди достоинств ЧМ и ФМ можно назвать следующие:

- 1) высокая помехоустойчивость;
- 2) высокие энергетические показатели (т.к. амплитуда постоянна, то во всех каскадах радиопередающего устройства можно обеспечить критический режим работы с максимальным КПД);
- 3) как правило, требуется маломощный модулятор, т.к. для получения ЧМ и ФМ управляем неэнергетическим параметром сигнала;
- 4) высокая линейность модуляционной характеристики.

Частотный спектр ЧМ и ФМ колебаний.

В зависимости от величины индекса модуляции различают *узкополосную* ЧМ ($m < 0,5$) и *широкополосную* ЧМ ($m > 1$).

В общем случае спектр ЧМ и ФМ колебаний является довольно сложным, а само колебание может быть представлено бесконечным рядом гармоник различной амплитуды и фазы.

При малых значениях m частотный спектр тонального ЧМ колебания примерно такой же, как при АМ:

$$u(t) = U \cos(\omega t + m \cdot \sin \Omega t) \approx U \cos \omega t + \frac{m \cdot U}{2} \cos(\omega + \Omega)t - \frac{m \cdot U}{2} \cos(\omega - \Omega)t.$$

Знак у составляющей спектра показывает сдвиг по фазе относительно не-

сущей. Помехоустойчивость узкополосной ЧМ такая же, как и при амплитудной модуляции.

При широкополосной ЧМ спектр значительно шире и может быть представлен выражением

$$u(t) = U \cos(\omega t + m \cdot \sin \Omega t) = J_0(m)U \cos \omega t + J_1(m)U \cos(\omega + \Omega)t - J_1(m)U \cos(\omega - \Omega)t + J_2(m)U \cos(\omega + 2\Omega)t - J_2(m)U \cos(\omega - 2\Omega)t + \dots$$

где $J_n(m)$ – функция Бесселя первого рода n -го порядка от аргумента m .

Следует отметить, что амплитуда спектральных составляющих может быть больше амплитуды несущего колебания.

Ширина спектра, занимаемого ЧМ сигналом, может быть найдена из приближенного выражения

$$\Delta f_{\text{ЧМ}} \approx 2F_{\text{max}} (1 + \sqrt{m} + m),$$

где F_{max} – максимальная частота в спектре модулирующего колебания.

7.1.2. Методы осуществления угловой модуляции.

Частотная и фазовая модуляция различаются способами их осуществления. При ЧМ обычно применяются прямое воздействие на частоту колебаний генератора. При ФМ генератор вырабатывает стабильную частоту, а фаза колебаний модулируется в одном из последующих элементов устройства. Различают два метода получения ЧМ: прямой и косвенный.

Прямой метод осуществления частотной модуляции (рис. 7.1,а) заключается в непосредственном изменении частоты задающего автогенератора АГ по закону модулирующего сигнала $u_{\text{мод}}(t)$. Изменение частоты осуществляется путем управления емкостью или индуктивностью колебательной системы автогенератора. При этом соответствующие емкостное или индуктивное сопротивления должны изменяться достаточно быстро (с частотой модулирующего сигнала). В качестве таких управляемых реактивностей используют транзисторы или полупроводниковые диоды – варикапы и варакторы. Прямой метод при ФМ означает воздействие на высокочастотный усилитель У или умножитель частоты, т.е. на электрические цепи, определяющие фазу высокочастотных колебаний (рис. 7.1,б).

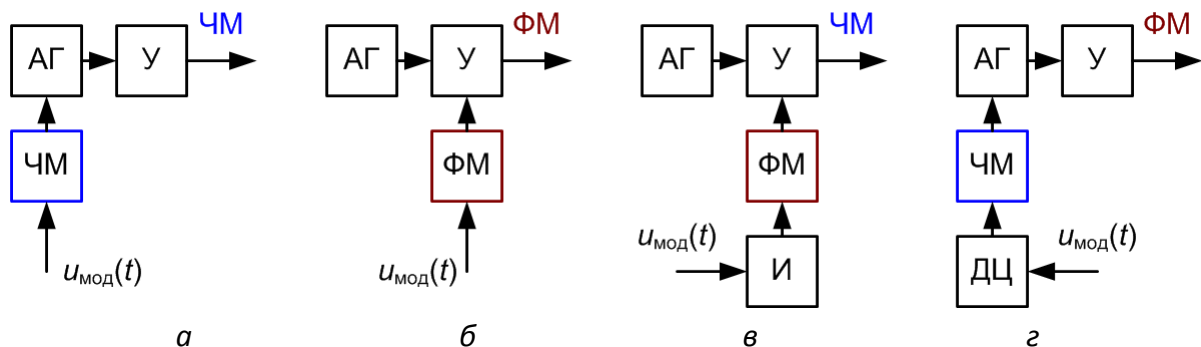


Рис. 7.1. Структурные схемы реализации прямого (а, б) и косвенного (в, г) методов осуществления угловой модуляции

Косвенный метод осуществления частотной модуляции основан на преобразовании ФМ сигнала в ЧМ колебание за счет их взаимосвязи. При реали-

зации фазовой модуляции косвенный метод заключается в преобразовании частотной модуляции в фазовую. Для преобразования ФМ в ЧМ на входе фазового модулятора включается интегратор И (рис. 7.1,б), а частотной – в фазовую на входе частотного модулятора – дифференцирующая цепь ДЦ (рис. 7.1,в).

Покажем, что И и ДЦ позволяют преобразовать один вид модуляции в другой. Сигнал на выходе интегратора

$$u_u(t) = \frac{1}{T} \int u_{\text{мод}}(t) dt.$$

При модулирующем сигнале вида $u_{\text{мод}}(t) = U \cos \Omega t$ получим

$$u_u(t) = \frac{U}{T\Omega} \sin \Omega t.$$

При этом для фазы сигнала имеем

$$\Delta\varphi(t) = Ku_u(t) = \frac{KU}{T\Omega} \sin \Omega t. \quad (7.3)$$

Мгновенная частота сигнала при функции, описывающей фазу согласно (7.3), равна

$$\Delta\omega(t) = \frac{d\varphi(t)}{dt} = \frac{KU}{T} \sin \Omega t. \quad (7.4)$$

Из выражения (7.4) следует, что девиация частоты $\Delta\omega = KU/T = \text{const}$, что и требуется иметь при частотной модуляции. Сравнивая последнее выражение и выражение для девиации фазы (3.3), получим

$$\Delta\omega = \Delta\varphi(\Omega)\Omega = \text{const}. \quad (7.5)$$

Согласно (7.5) фаза меняется с частотой модулирующего сигнала, причем минимальному значению Ω_{\min} соответствует максимальное значение отклонения фазы $\Delta\varphi_{\max}$. Поэтому, например, при $\Delta\varphi_{\max} = 1$ рад получим $\Delta\omega = \Omega_{\min}$. Т.е. при косвенном методе получения ЧМ имеем небольшое значение девиации частоты, что ограничивает область использования этого метода. Повышение $\Delta\omega$ возможно путем увеличения $\Delta\varphi_{\max}$ за счет применения многоконтурных колебательных цепей или умножения частоты сигнала в n раз, что в такое же количество раз увеличивает девиацию частоты.

По аналогии для схемы косвенной модуляции ФМ с использованием ДЦ (рис. 7.1,в) получаем

$$\Delta\varphi = \Delta\omega/\Omega = \text{const}, \quad \Delta\varphi_{\max} = \Delta\omega_{\max}/\Omega_{\max}.$$

7.1.3. Формирование частотно-модулированных сигналов

Наибольшее распространение получили **частотные модуляторы на основе варикапа** – полупроводникового диода с обратным смещенным p - n -переходом, барьерная емкость которого от величины обратного (запирающего) напряжения $U_{\text{обр}}$ имеет вид

$$C(U_{\text{обр}}) = C_0 / (1 + |U_{\text{обр}}|/\varphi_0)^\gamma,$$

где C_0 – начальная емкость; $\varphi_0 = 0,5 \dots 0,7$ В – контактная разность потенциалов для кремния; γ – показатель нелинейности варикапа.

Формирование ЧМ сигналов может производиться с помощью генераторов, в которых частота генерируемых колебаний зависит от модулирующего

сигнала. Схема одного из вариантов такого модулятора приведена на рис. 7.2.

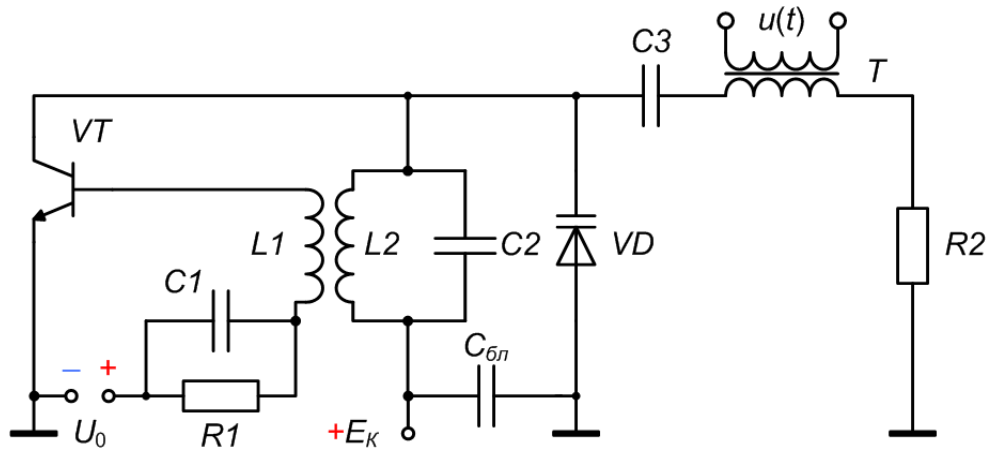


Рис. 7.2. Схема частотного модулятора с варикапом

В представленном модуляторе управление частотой генератора осуществляет варикап VD , к которому приложено обратное напряжение. Напряжение модулирующего сигнала подается через первичную обмотку трансформатора T . Левая часть модулятора представляет собой LC -генератор с трансформаторной обратной связью, который формирует колебания с частотой

$$\omega_0 = 1/\sqrt{L2 \cdot C_{\Sigma}}$$

где C_{Σ} – эквивалентная емкость контура.

Эквивалентная емкость контура зависит от емкости $C2$ и емкости варикапа. В свою очередь емкость варикапа образована емкостью C_0 , зависящей от напряжения смещения, и емкостью C_u , зависящей от напряжения модулирующего сигнала. Таким образом, эквивалентная емкость контура равна

$$C_{\Sigma} = C2 + C_0 + C_u.$$

Из всех емкостей переменной является емкость C_u , поэтому частота колебаний генератора изменяется в соответствии с модулирующим сигналом. При отсутствии модулирующего сигнала генератор вырабатывает колебания с частотой несущего сигнала ω_0 .

Еще один вариант частотного модулятора с варикапом, подключенным к контуру автогенератора, приведен на рис. 7.3.

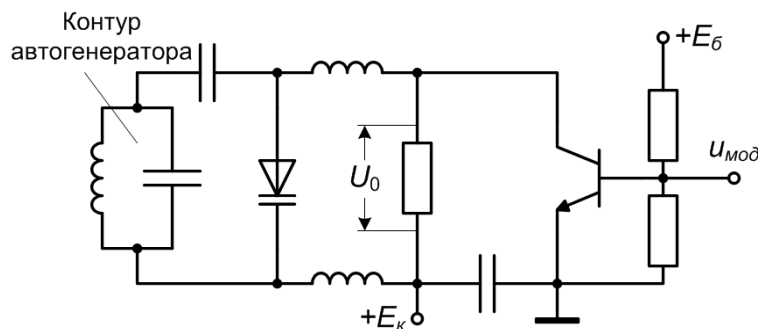


Рис. 7.3. Вариант построения частотного модулятора с варикапом

При небольшой амплитуде модулирующего напряжения U относительное

изменение частоты под действием варикапа составит

$$\frac{\Delta f}{f_0} = k \frac{C_0 \gamma}{2C_K} \frac{U}{U_0},$$

где k – коэффициент связи варикапа с контуром; C_0 – емкость варикапа при напряжении U_0 ; C_K – емкость контура.

Кроме варикапа управляемая реактивность может быть получена искусственным путем: например, если на вход безынерционного усилительного элемента VT с крутизной S подавать возбуждение со сдвигом фазы на 90° по отношению к внешнему входному напряжению, то ток I_K будет сдвинут относительно напряжения $U_{KЭ}$ примерно на 90° и эквивалентное сопротивление оказывается реактивным, а его значение зависит от коэффициента усиления.

На рис. 7.4,а показана схема **реактивного транзистора**, ток через который носит реактивный характер и изменяется в соответствии с модулирующим напряжением $u_{мод}$. Наличие этого тока эквивалентно включению параллельно контуру реактивного управляемого сопротивления.

Для получения необходимого эффекта нужно выполнить два условия. Во-первых, если ток делителя $I_\delta \ll I_K$, то можно считать, что $I_K \approx I_{вых}$; во-вторых, если $|\dot{Z}_2| \ll |\dot{Z}_1|$, то тогда ток делителя практически определяется сопротивлением $|\dot{Z}_1|$. В этом случае выходное сопротивление схемы между точками 1-3 будет равно

$$\dot{Z}_{вых} = \dot{U}_{KЭ} / \dot{I}_K.$$

Если рабочая точка транзистора находится на линейном участке проходной характеристики и амплитуды достаточно малы, чтобы считать режим работы транзистора линейным, то

$$\dot{I}_K = S \dot{U}_{БЭ}; \quad \dot{U} = \dot{I} \cdot \dot{Z}_2; \quad \dot{I}_\delta = \dot{U}_{KЭ} / (\dot{Z}_1 + \dot{Z}_2) \approx \dot{U}_{KЭ} / \dot{Z}_1.$$

Таким образом,

$$\dot{U}_{БЭ} = \frac{\dot{U}_{KЭ}}{\dot{Z}_1} \dot{Z}_2; \quad \dot{I}_K = S \frac{\dot{U}_{KЭ}}{\dot{Z}_1} \dot{Z}_2,$$

откуда,

$$\dot{Z}_{вых} = \dot{Z}_1 / (S \cdot \dot{Z}_2).$$

Возможные варианты построения реактивного каскада приведены в таблице 7.1.

Таблица 7.1

	Эквивалентное сопротивление реактивного каскада			
	индуктивное		емкостное	
\dot{Z}_1	$j\omega L$	R	$1/j\omega C$	R
\dot{Z}_2	R	$1/j\omega C$	R	$j\omega L$
$\dot{Z}_{вых}$	$\frac{j\omega L}{SR} = j\omega L_{экв},$ где $L_{экв} = L/SR$	$\frac{Rj\omega C}{S} = j\omega L_{экв},$ где $L_{экв} = RC/S$	$\frac{1}{SRj\omega C} = \frac{1}{j\omega C_{экв}},$ где $C_{экв} = SRC$	$\frac{R}{Sj\omega L} = \frac{1}{j\omega C_{экв}},$ где $C_{экв} = SL/R$

Как следует из таблицы 7.1, если в качестве фазосдвигающих элементов Z_1 и Z_2 использованы цепи (рис. 7.4,б), то реактивный транзистор эквивалентен

индуктивности, при использовании фазосдвигающих цепей (рис. 7.4,б) – емкости, причем эквивалентные емкости пропорциональны крутизне S транзистора. Изменяя напряжение на базе транзистора по закону модулирующего низкочастотного сигнала в диапазоне квадратичного участка проходной характеристики, можно получить линейное изменение емкости

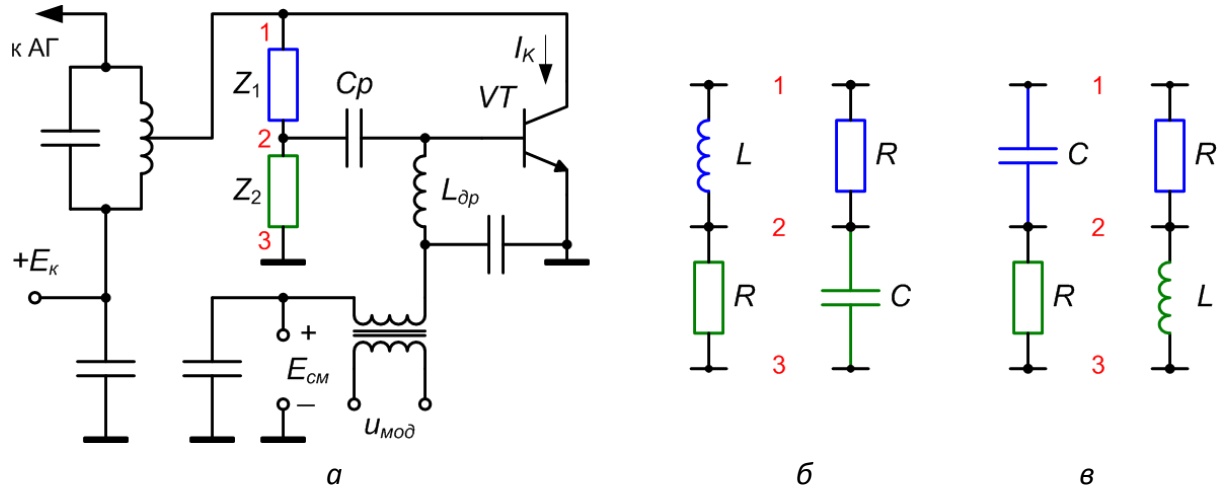


Рис. 7.4. Схема реактивного транзистора (а) и фазосдвигающие цепи, обеспечивающие реализацию эквивалентного индуктивного (б) и емкостного (в) сопротивлений коллекторной цепи

Общим недостатком прямого метода получения ЧМ является низкая стабильность частоты. Можно выделить 2 основных технических способа *стабилизации средней частоты автогенератора* в передатчиках с ЧМ.

1. Применение системы частотной автоподстройки ЧАП (рис. 7.6).

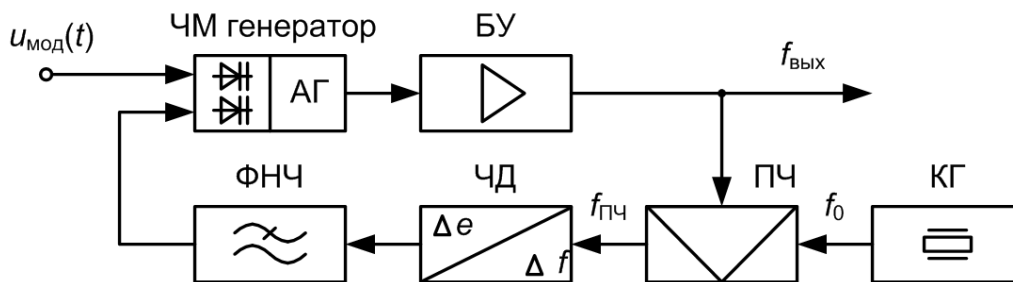


Рис. 7.6. Структурная схема стабилизации средней частоты системой ЧАП

На схеме ПЧ – преобразователь частоты, на выходе которого выделяется сигнал $f_{пч} = f_{вых} - f_0$. Частотный дискриминатор ЧД представляет собой устройство, сравнивающее частоты сигнала, который поступает на его вход, с частотой настройки его контуров. Если сравниваемые частоты различны, на выходе ЧД появляется сигнал ошибки, который через ФНЧ поступает на варикап, подстраивая среднюю частоту автогенератора (АГ). Таким образом, наличие петли обратной связи в данной схеме стабилизирует несущую частоту на частоте кварцевого автогенератора.

В ряде случаев для повышения линейности модуляционной характеристики девиацию частоты АГ берут небольшой, а требуемую девиацию получают

путем умножения частоты.

2. *Применение частотной модуляции в кварцевом АГ* (рис. 7.7). При кварцевой стабилизации частоты частотная модуляция с помощью реактивных элементов возможна только между частотами последовательного и параллельного резонансов.

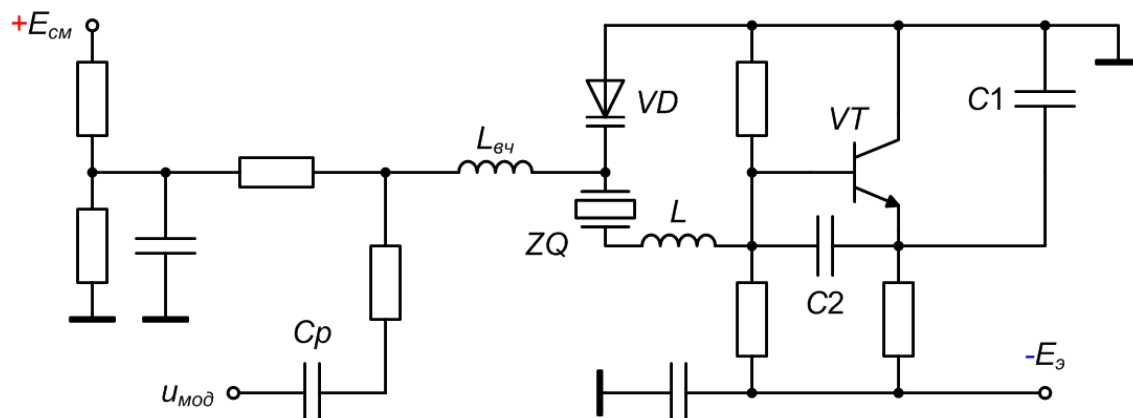


Рис. 7.7. Схема кварцевого транзисторного автогенератора с ЧМ при помощи варикапа

Автогенератор построен по схеме емкостной трехточки. Частотозадающими емкостями являются $C1$ и $C2$, индуктивность контура определяется суммарной индуктивностью L и ZQ . Индуктивность L служит для увеличения девиации частоты. Недостатком схемы является малый рабочий диапазон изменения частоты – меньше 0,1%.

7.1.4. Формирование фазомодулированных сигналов

ФМ сигнал можно получить, используя резонансный усилитель, за счет *изменения резонансной частоты колебательного контура*. На рис. 7.8 приведена схема фазового модулятора с тремя контурами ВЧ усилителя и тремя варикапами, что позволяет увеличить девиацию фазы выходного сигнала.

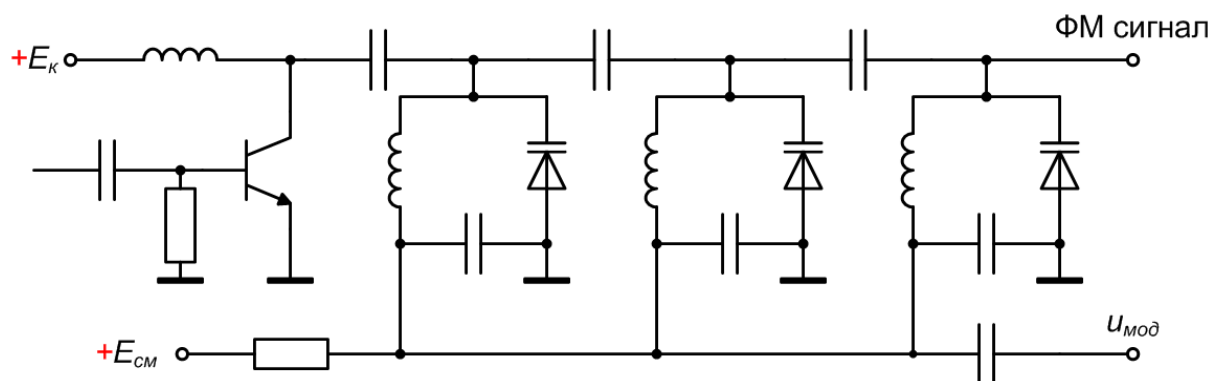


Рис. 7.8. Схема фазового модулятора

Принцип работы данной схемы основан на том, что емкость варикапа, и как следствие, резонансная частота контура, изменяются в соответствии с напряжением модулирующего сигнала $U_{мод}$. При изменении частоты настройки контура и постоянной величине несущей частоты появляется сдвиг фаз коле-

баний на выходе. Для работы выбирается линейный участок фазовой характеристики контура. Если емкость контура равна C_k , а его добротность – Q , то изменение фазы составит

$$\Delta\varphi \approx \arctg\left(kQ \frac{\Delta C}{C_k}\right),$$

где k – коэффициент включения варикапа в контур; ΔC – величина изменения емкости варикапа, вызванная воздействием на него модулирующего колебания.

При соответствующей настройке приведенный выше модулятор может обеспечить девиацию фазы до $\pm 40^\circ$ на каждое звено фильтра при нелинейных искажениях менее 2%.

Недостаток данного метода заключается в изменении эквивалентного сопротивления контура, что приводит к появлению паразитной АМ. Поэтому следует выбирать слабо перенапряженный режим работы каскада. Такой режим мало влияет на фазу колебаний и в значительной степени ограничивает их амплитуду.

Фазовые модуляторы на управляемых фазовращателях. В связной аппаратуре часто применяют фазовые модуляторы в виде управляемых RLC -фазовращателей на полевых транзисторах или варикапах (рис. 7.9). Если в такой схеме выбрать $C = 1/(2\omega_0^2 L)$, то ее коэффициент передачи на частоте ω_0

$$K = \frac{R + j\omega L}{R - j\omega L},$$

т.е. при любом R модуль $|K|=1$ и паразитной АМ не будет, а фаза будет меняться по закону $\varphi = 2\arctg(\omega_0 L / R)$. Теоретически при изменении R от 0 до ∞ фаза будет меняться на 180° . Однако в практических схемах обеспечивается меньшая девиация: $\Delta\varphi_{\max} = 0,87\Delta R/R_{\text{ср.}}$.

ФМ сигнал можно получить из балансно-модулированного сигнала. Структурная схема такого модулятора представлена на рис. 7.10,а. В балансном модуляторе (БМ) формируется сигнал $S_{\text{БМ}}(t)$, который поступает в сумматор. На второй вход сумматора поступает несущее колебание со сдвигом фазы на 90° $S^*(t)$. Этот сдвиг осуществляет фазовращатель ФВ1.

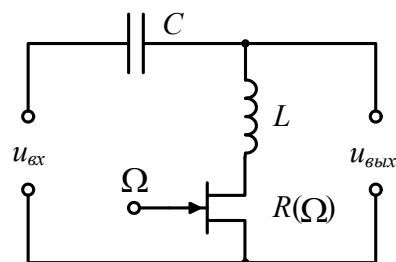
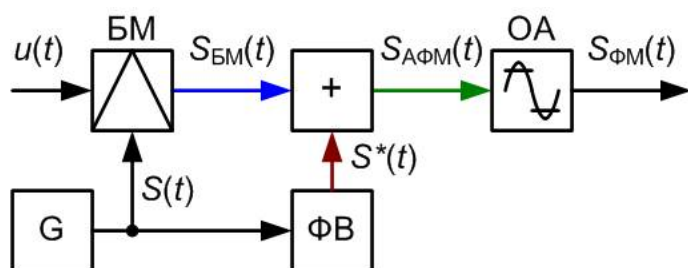
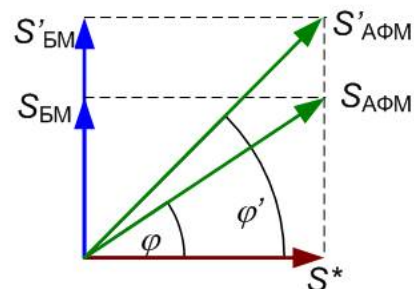


Рис. 5.9. Схема фазового модулятора на управляемом RLC -делителе



а



б

Рис. 7.10. Структурная схема фазового модулятора (а) и формирование АФМ сигнала (б)

При сложении этих сигналов (рис. 7.10,б) формируется амплитудно-фазомодулированный сигнал $S_{АФМ}(t)$. Паразитная амплитудная модуляция устраняется ограничителем амплитуды ОА.

Фазоимпульсный метод используется для получения глубокой ФМ. Этот метод основан на получении модулированных по фазе импульсов с последующим преобразованием их в синусоидальные колебания. Структурная схема модулятора приведена на рис. 7.11.

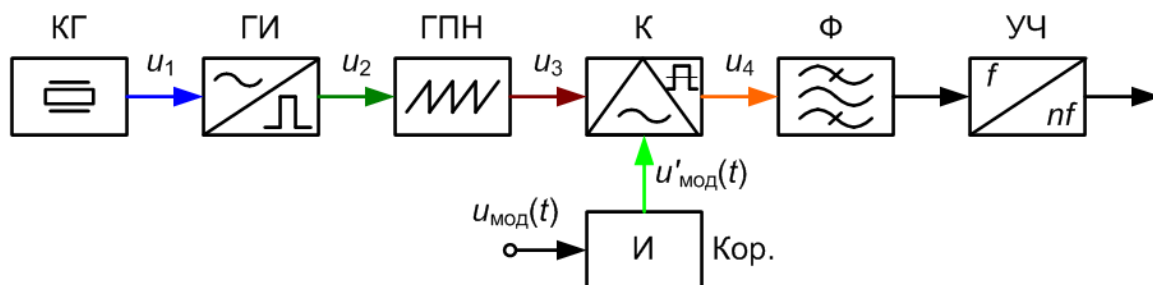


Рис. 7.11. Структурная схема фазоимпульсного модулятора

Работа схемы сводится к следующему. Гармонические колебания кварцевого генератора КГ (u_1 на рис. 7.12) усиливаются, ограничиваются и преобразуются с помощью генератора ГИ в импульсы (u_2 на рис. 7.12), временное положение которых жестко связано с определенной фазой колебаний КГ. Эти импульсы запускают генератор пилообразного напряжения ГПН, который вырабатывает линейно возрастающее напряжение u_3 . Это напряжение падает до нуля к моменту прихода следующего импульса. Далее модулирующий сигнал $u_{мод}$, прошедший через цепь коррекции Кор (интегратор И), и пилообразное напряжение сравниваются в компараторе К. В моменты равенства амплитуд в модуляторе вырабатываются импульсы (u_4 на рис. 7.12).

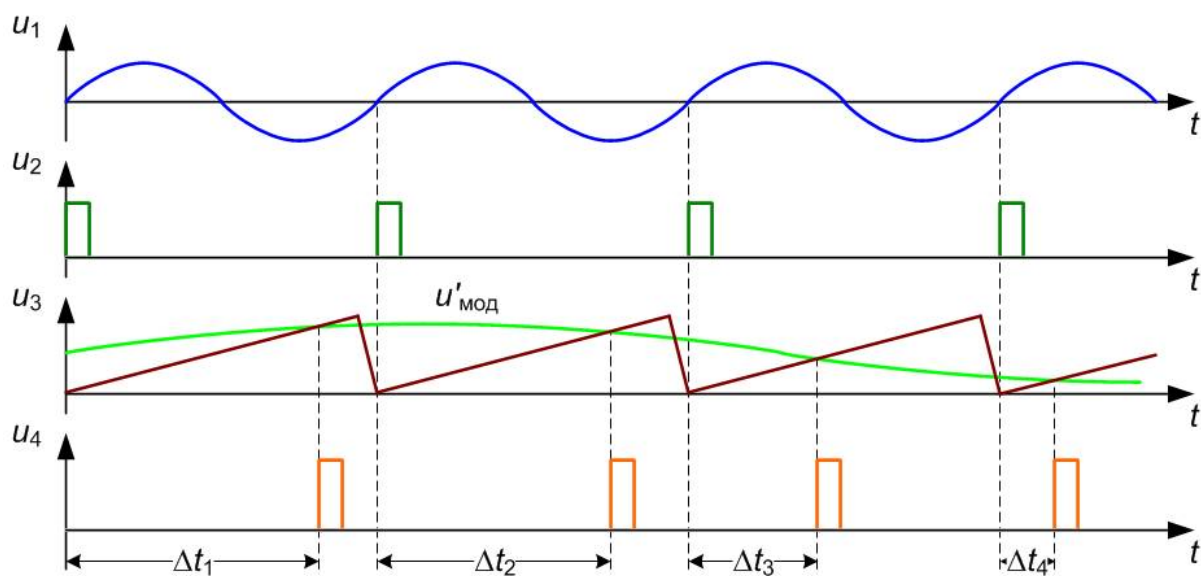


Рис. 7.12. Временные диаграммы, поясняющие работу фазоимпульсного модулятора

Полученные импульсы сдвинуты во времени относительно исходной последовательности на время Δt_i , которое прямо пропорционально амплитуде модулирующего сигнала (т.е. они являются фазомодулированными). Затем импульсы расширяются и преобразуются в синусоиду выделением фильтром Ф первой гармоники, которая определяется периодом их следования. Для получения на выходе требуемой девиации фазы $\Delta\varphi$ применяется умножитель частоты УЧ. В реальных схемах $\Delta\varphi_{max}$ может достигать $\pm 150^\circ$.

Основное достоинство фазоимпульсного модулятора – высокая линейность модуляционной характеристики, поэтому схема широко применяется в УКВ ЧМ радиовещании и в системах звукового сопровождения телевидения, где требуется высокое качество сигнала.

7.1.5. Описание модуля «Частотные модуляторы/демодуляторы»

В лабораторной работе используется модуль **Частотные модуляторы / демодуляторы**. Модуль содержит два вида генераторов, управляемых напряжением (ГУН), построенных на микросхемах LM566 и MC1648, а также узел системы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) на базе ГУН и блок демодулятора амплитудно-модулированных и частотно-модулированных сигналов.

Внешний вид панели модуля **Частотные модуляторы/демодуляторы** показан на рис. 7.18.

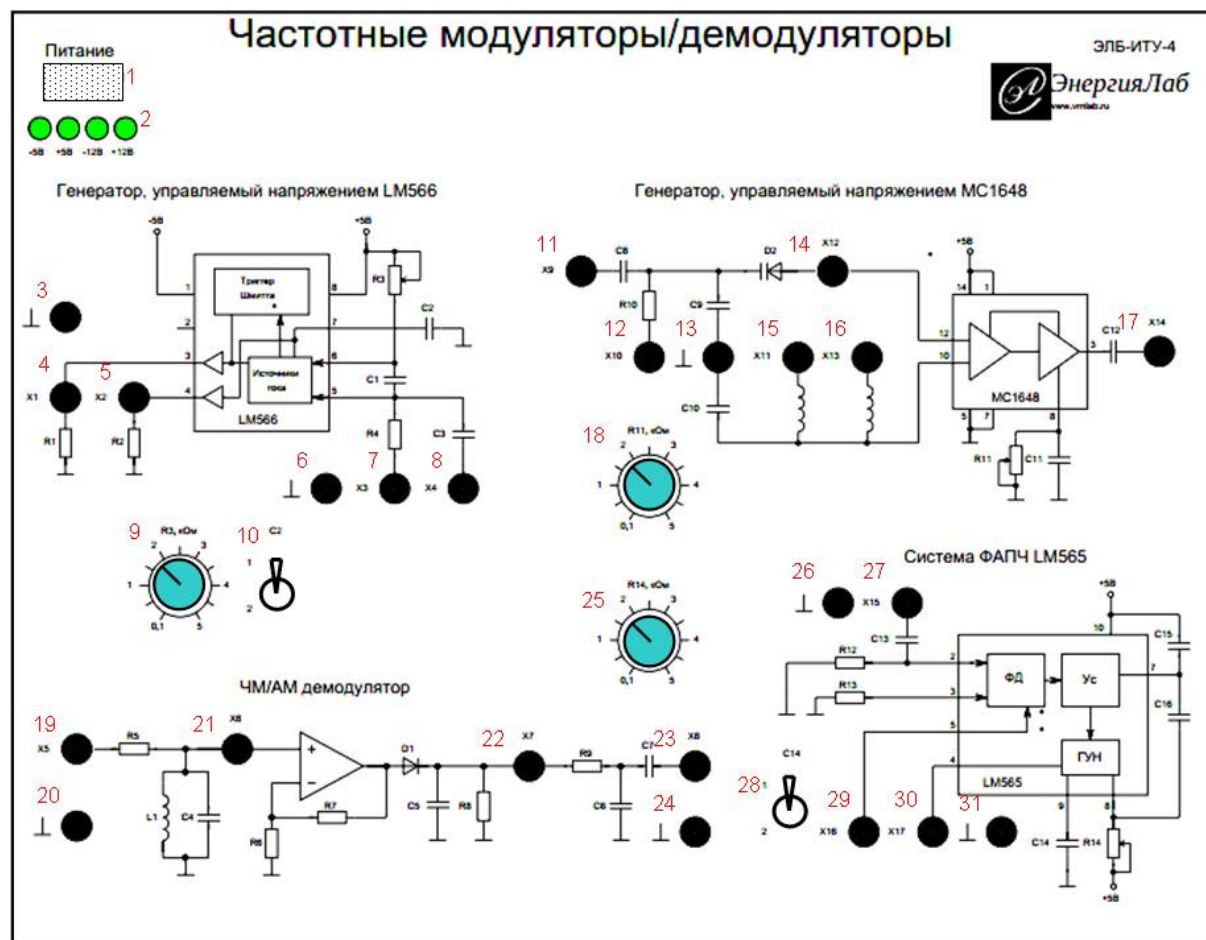


Рис. 7.18. Расположение контактов и органов управления модуля

На рис. 7.18 цифрами красного цвета обозначены:

1. Разъем подключения шлейфа подачи питающих напряжений модуля.
2. Индикаторы контроля питающих напряжений модуля.
3. Контакт общей цепи (земля) модуля.
4. Контакт **X1** выхода сигнала прямоугольной формы (меандр) LM566.
5. Контакт **X2** выхода сигнала треугольной формы (линейно-нарастающий и спадающий сигнал) LM566.
6. Контакт общей цепи (земля) модуля.
7. Контакт **X3** входа постоянного управляющего напряжения LM566.
8. Контакт **X4** входа переменного управляющего напряжения LM566.
9. Регулятор установки величины сопротивления частотно задающего резистора **R3** генератора LM566.
10. Переключатель коммутации величины емкости частотно задающего конденсатора **C2** генератора LM566.
11. Контакт **X9** входа переменного управляющего напряжения генератора MC1648.
12. Контакт **X10** входа постоянного управляющего напряжения генератора MC1648.
13. Контакт общей цепи (земля) модуля.
14. Контакт **X12** емкостной ветви резонансного контура MC1648.
15. Контакт **X11** индуктивной ветви резонансного контура MC1648.
16. Контакт **X13** индуктивной ветви резонансного контура MC1648.
17. Контакт **X14** выхода генератора MC1648.
18. Регулятор **R11** установки опорного напряжения системы автоматической регулировки усиления MC1648.
19. Контакт **X5** входа АМ/ЧМ демодулятора.
20. Контакт общей цепи (земля) модуля.
21. Контакт **X6** входа усилителя АМ/ЧМ демодулятора.
22. Контакт **X7** открытого выхода амплитудного детектора.
23. Контакт **X8** закрытого выхода амплитудного детектора.
24. Контакт общей цепи (земля) модуля.
25. Регулятор **R14** установки частоты генератора LM565.
26. Контакт общей цепи (земля) модуля.
27. Контакт **X15** входа фазового детектора LM565.
28. Переключатель коммутации величины емкости частото задающего конденсатора **C14** LM565.
29. Контакт **X16** входа опорного сигнала фазового детектора LM565.
30. Контакт **X17** входа управляющего напряжения генератора LM565.
31. Контакт общей цепи (земля) модуля.

7.1.6. Описание элементной базы модуля

Микросхема MC1648 (рис. 7.19,а) компании Motorola (ныне – упразднена) представляет собой управляемый генератор сигналов синусоидальной формы и предназначена для построения генераторов, управляемых напряжением (vol-

tage controlled oscillator, VCO), и применения в узлах различного назначения: гетеродинах, синхронных детекторах, системах автоподстройки частоты и фазы (ЧАПЧ и ФАПЧ), синтезаторах частот и т.д.

Настройка начальной частоты генерируемого сигнала осуществляется изменением номинала индуктивности L (рис. 7.19,б) и выбором варикапа необходимой емкости при заданном входном напряжении. Перестройка генератора осуществляется путем изменения емкости варикапов при изменении управляющего напряжения V_{IN} .

На рис. 7.19,в приведена внутренняя структура микросхемы управляемого генератора MC1648. Положительная обратная связь в генераторе создается посредством соединения базы транзистора Q6 с коллектором Q7. Схема автоматической регулировки усиления (APY, AGC) ограничивает ток через дифференциальный каскад на транзисторах Q7 и Q6. В целях сохранения высокой добротности генератора и обеспечения высокой спектральной частоты выходного сигнала, транзистор Q4 используется для передачи генерируемого сигнала на выходной дифференциальный каскад Q2Q3, который вместе с выходным эмиттерным повторителем на Q1 обеспечивает хорошую буферизацию выхода. Транзисторы Q9 и Q11 формируют напряжение смещения для генератора и буферных каскадов.

Другой микросхемой, применяемой в лабораторной работе, является управляемый генератор LM566 фирмы National Semiconductor (сейчас входит в корпорацию Texas Instruments). Микросхема LM566 (рис. 7.20,а) относится к классу функциональных генераторов и обладает возможностью генерации сигнала прямоугольной формы (меандр) и треугольной формы (линейно-нарастающего и спадающего напряжения). Отличительной особенностью микросхемы является высокая линейность регулировочной характеристики и минимальное количество внешних элементов.

Структурно микросхема LM566 состоит из двух основных узлов: триггера Шмидта (Schmitt Trigger), выполняющего функции компаратора с гистерезисом и управляющего ключами заряда/разряда внешней частото задающей RC-цепи, а также источников постоянного тока (Current Sources), реализованных на базе дифференциальных каскадов с «токовыми зеркалами».

LM566 может работать при питании от однополярного и двухполярного источника. Один из вариантов включения LM566 при использовании однополярного питания показан на рис. 7.20,б. При использовании двухполярного источника питания на выходе 3 микросхемы можно добиться ТТЛ-совместимого прямоугольного сигнала.

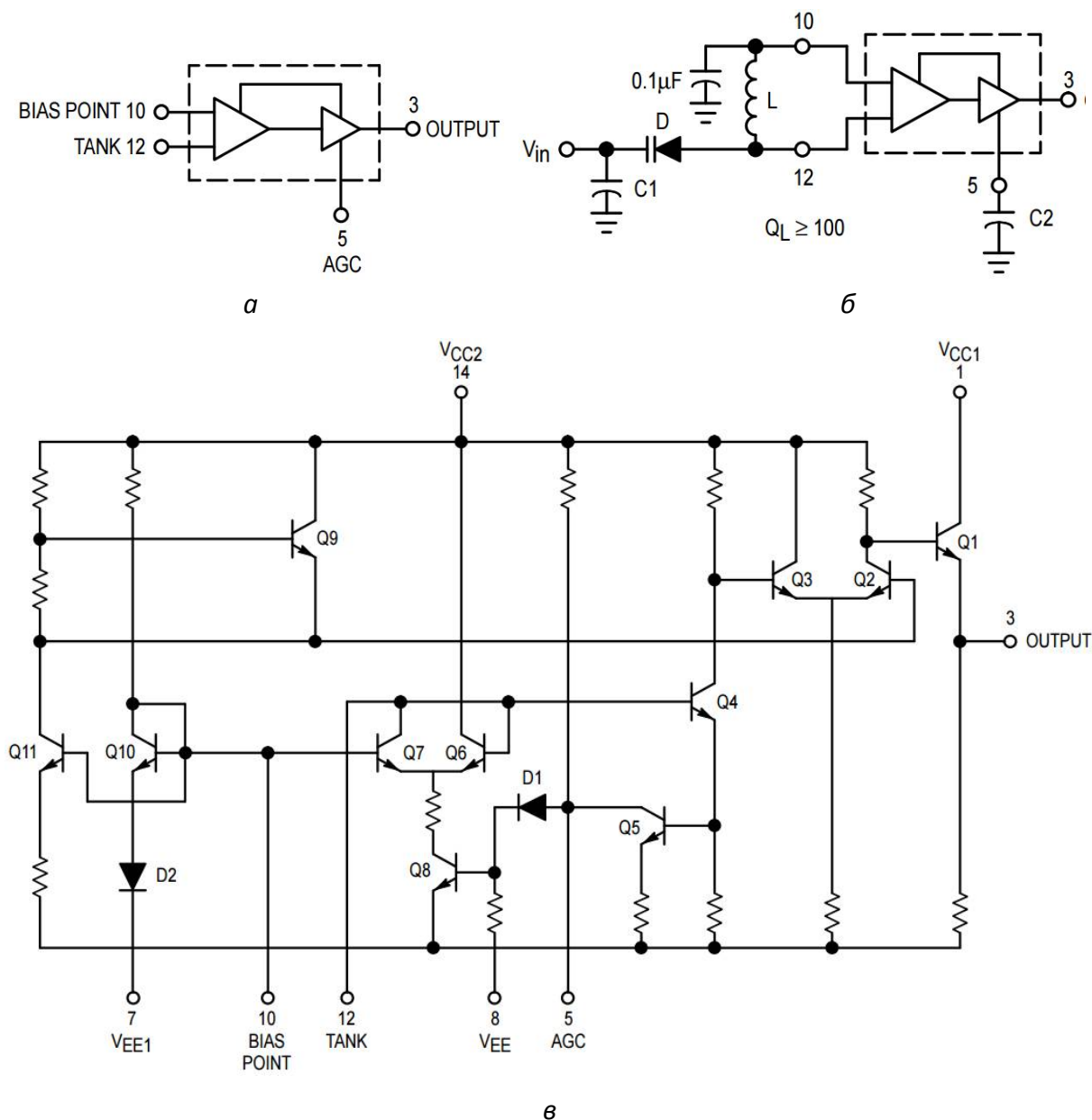


Рис. 7.19. Упрощенная структура (*a*), схема включения в режиме ГУН (*б*) и принципиальная схема (*в*) управляемого генератора MC1648: **1** (V_{CC1}), **14** (V_{CC2}) – выходы «+» источников питания; **3** (OUTPUT) – выход сигнала генератора; **5** (AGC) – вывод автоматической регулировки усиления; **7** (V_{EE1}), **8** (V_{EE}) – выходы «-» источников питания; **10** (BIAS POINT), **12** (TANK) – выходы подключения внешней частотозадающей цепи

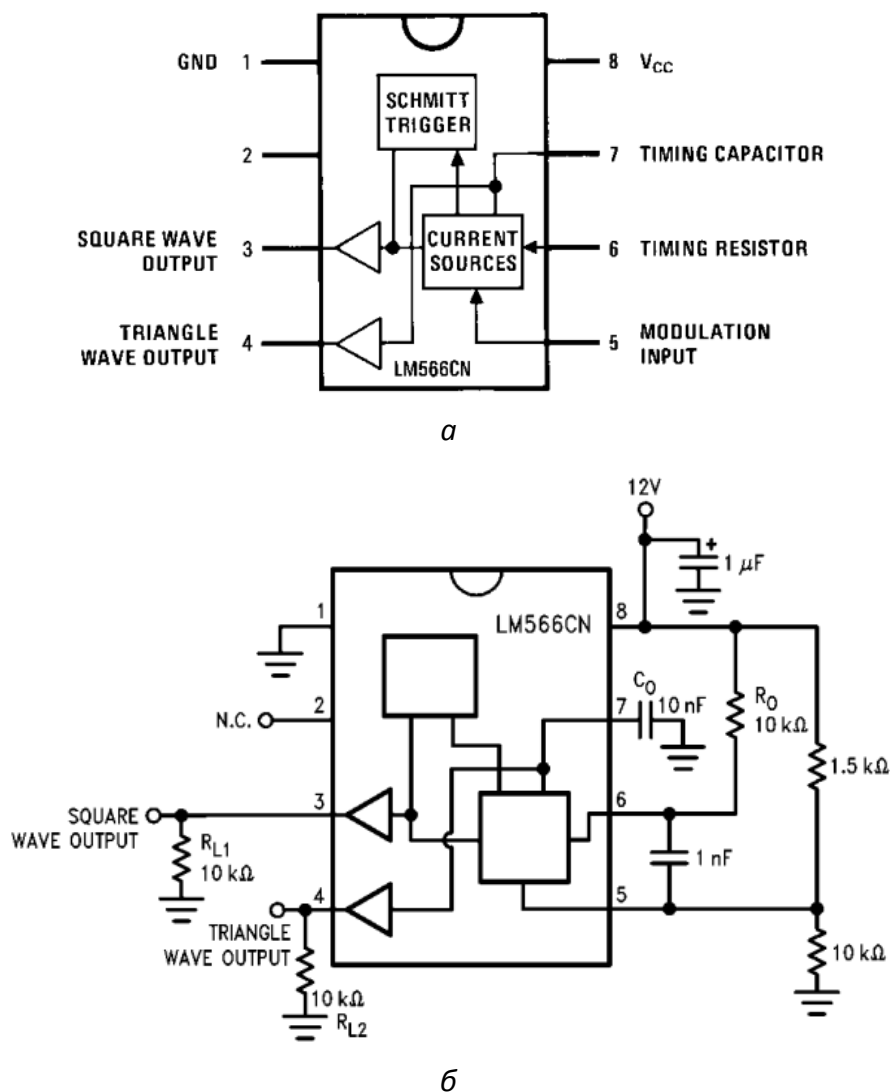


Рис. 7.20. Структурная схема (а) и вариант включения (б) микросхемы LM566 (<http://www.ti.com/>): 1 (GND) – общий провод; 3 (SQUARE WAVE OUTPUT) – выход сигнала прямоугольной формы (меандра); 4 (TRIANGLE WAVE OUTPUT) – выход сигнала треугольной формы; 5 (MODULATION INPUT) – вход модулирующего сигнала; 6 (TIMING RESISTOR) – вывод подключения внешнего частотодающего резистора; 7 (TIMING CAPACITOR) – вывод подключения внешнего частотодающего конденсатора; 8 (V_{CC}) – вывод подключения «+» источника питания

7.2. Порядок выполнения работы

7.2.1. Исследование характеристик управляемого генератора на микросхеме MC1648

1. Сетевым шнуром соединить контакт **~220V** Основного модуля с сетью 220 В частотой 50 Гц.
2. Используя шлейф, соединить разъем **X1** панели «Питание модулей» Основного модуля с разъемом **Питание** (1 [рис. 7.18](#)) модуля Частотные модуляторы/демодуляторы.
3. Соединить контакт \perp панели «Источник питания» с контактом \perp (13 [рис. 7.18](#)) панели «Генератор, управляемый напряжением MC1648».

4. Соединить контакт **0...10 В** панели «Источник питания» с контактом **X10** (11 рис. 7.1) панели «Генератор, управляемый напряжением MC1648».
5. Установить в крайнее левое положение регулятор **Напряжение** панели «Источник питания».
6. Установить в среднее положение регулятор **R11** (18 рис. 7.18) панели «Генератор, управляемый напряжением MC1648».
7. Соединить контакт \perp (13 рис. 7.18) панели «Генератор, управляемый напряжением MC1648» с контактом \perp панели «Частотомер».
8. Соединить контакт **X14** (17 рис. 7.18) выхода MC1648 с контактом **Вход** (20 рис. 7.1) панели «Частотомер».
9. Соединить первый канал осциллографа с контактами **X14** (17 рис. 7.18) выхода MC1648 и \perp (26 рис. 7.18) модуля.
10. Соединить контакт **X11** (15 рис. 7.18) с контактом **X12** (14 рис. 7.18) панели «Генератор, управляемый напряжением MC1648», при этом в резонансную систему управляемого генератора будет включена индуктивность **L1**.
11. Подать питание на цепи и узлы лабораторной установки, установить в верхнее положение переключатель **Сеть Основного модуля**.
12. На экране осциллографа наблюдать синусоидальное колебание на выходе генератора управляемого напряжением. При необходимости подстроить регулятор **R11**.
13. Измерить текущую частоту генерации. Внести в отчет осциллограмму и спектр выходного сигнала.
14. Изменяя управляющее напряжение генератора с помощью регулятора **Напряжение** панели «Источник питания», измерить частоту генерации F_1 с помощью индикатора **Частотомера**. Экспериментальные данные занести в соответствующую строку таблицы 7.2.

Таблица 7.2

Регулировочные характеристики ГУН на микросхеме MC1648

Напряжение управления, $U_{упр}$, В	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Частота генерации при L1, F_1 , кГц											
Частота генерации при L2, F_2 , кГц											

15. Убрать перемычку между контактами **X12** и **X11** панели «Генератор, управляемый напряжением MC1648».
16. Соединить контакты **X12** (14 рис. 7.18) и **X13** (16 рис. 7.18) панели «Генератор, управляемый напряжением MC1648». При этом в резонансную систему будет включена индуктивность **L2**.
17. По аналогии с п.14 измерить частоту генерации F_2 ГУН при включенной индуктивности **L2**. Экспериментальные данные занести в таблицу 7.2.
18. Построить регулировочные характеристики ГУН $F_1(U_{упр})$ и $F_2(U_{упр})$.

7.2.2. Исследование частотного модулятора на микросхеме MC1648

1. Сетевым шнуром соединить контакт $\sim 220V$ Основного модуля с сетью однофазного электропитания 220 В частотой 50 Гц.
2. Используя шлейф, соединить разъем **X1** панели «Питание модулей» Основного модуля с разъемом **Питание** (1 рис. 7.18) модуля Частотные модуляторы/демодуляторы.
3. Соединить контакт \perp панели «Источник питания» с контактом \perp (13 рис. 7.18) панели «Генератор, управляемый напряжением MC1648».
4. Соединить контакт **0...10 В** панели «Источник питания» с контактом **X10** (11 рис. 7.1) панели «Генератор, управляемый напряжением MC1648».
5. Установить в крайнее левое положение регулятор **Напряжение** панели «Источник питания».
6. Установить в среднее положение регулятор **R11** (18 рис. 7.18) панели «Генератор, управляемый напряжением MC1648».
7. Соединить контакт \perp (13 рис. 7.18) панели «Генератор, управляемый напряжением MC1648» с контактом \perp панели «Частотомер».
8. Соединить контакт **X14** (17 рис. 7.18) выхода MC1648 с контактом **Вход** панели «Частотомер».
9. Соединить первый канал осциллографа с контактами **X14** (17 рис. 7.18) выхода MC1648 \perp (26 рис. 7.18) модуля.
10. Соединить контакт экрана измерительного щупа осциллографа с контактом \perp (26 рис. 7.18) модуля.
11. Соединить контакт **X11** (15 рис. 7.18) с контактом **X12** (14 рис. 7.18) панели «Генератор, управляемый напряжением MC1648». При этом в резонансную систему ГУН будет включена индуктивность **L1**.
12. Соединить контакт \perp панели «Генератор НЧ» с контактом \perp (13 рис. 7.18) панели «Генератор, управляемый напряжением MC1648».
13. Соединить контакт **X9** (11 рис. 7.18) панели «Генератор, управляемый напряжением MC1648» с контактом **0 дБ** панели «Генератор НЧ».
14. Подать питание на цепи и узлы лабораторной установки, установив в верхнее положение переключатель **Сеть Основного модуля**.
15. Установить регулятор **Напряжение** панели «Источник питания» в положение, соответствующее напряжению центральной части линейного участка регулировочной характеристики, полученной в предыдущем разделе.
16. С помощью регулятора **Частота** панели «Генератор НЧ», установить частоту модулирующего сигнала равной 1 кГц.
17. С помощью кнопки «Тип сигнала» панели «Генератор НЧ» установить прямоугольный вид генерируемых сигналов (меандр).
18. С помощью регулятора **Амплитуда** панели «Генератор НЧ» установить амплитуду сигнала равной 1 В.
19. На экране осциллографа наблюдать частотно-манипулированный (ЧМн, FSK) сигнал на выходе генератора. При необходимости подстроить регулятор **R11**. Занести в отчет осциллограмму и спектр ЧМн сигнала.

20. Последовательно нажимая на кнопку «Тип сигнала», получить на экране осциллографа частотно-модулированный (ЧМ, FM) сигнал с различными законами модуляции. Осциллограммы и спектры ЧМ сигналов занести в отчет.

7.2.3. Исследование характеристик управляемого генератора на микросхеме LM566

1. Сетевым шнуром соединить контакт $\sim 220V$ Основного модуля с сетью однофазного электропитания 220 В частотой 50 Гц.
2. Используя шлейф, соединить разъем **X1** панели «Питание модулей» Основного модуля с разъемом **Питание** (1 рис. 7.18) модуля Частотные модуляторы/демодуляторы.
3. Соединить контакт \perp панели «Источник питания» с контактом \perp (6 рис. 7.18) панели «Генератор, управляемый напряжением LM566».
4. Соединить контакт **0...10 В** панели «Источник питания» с контактом **X3** (7 рис. 7.1) панели «Генератор, управляемый напряжением LM566».
5. Установить в крайнее левое положение регулятор **Напряжение** панели «Источник питания».
6. Установить в среднее положение регулятор **R3** (9 рис. 7.18) панели «Генератор, управляемый напряжением LM566».
7. Соединить контакт \perp (3 рис. 7.18) панели «Генератор, управляемый напряжением LM566» с контактом \perp панели «Частотомер».
8. Соединить контакт **X1** (4 рис. 7.18) выхода LM566 с контактом **Вход** (20 рис. 7.1) панели «Частотомер».
9. Подключить первый канал осциллографа к контактам **X1** (4 рис. 7.18) выхода LM566 и \perp (3 рис. 7.18).
10. Подключить второй канал осциллографа к контактам **X2** (5 рис. 7.18) выхода LM566 и \perp (3 рис. 7.18).
11. Установить в верхнее положение переключатель **C2** (10 рис. 7.1) панели «Генератор, управляемый напряжением LM566», при этом в частотозадающую цепь будет включен конденсатор **C2₁**.
12. Подать питание на цепи и узлы лабораторной установки, установив в верхнее положение переключатель **Сеть Основного модуля**.
13. На экране первого и второго каналов осциллографа наблюдать осциллограммы сигналов генератора. На индикаторе частотомера будет индцироваться текущая частота генерации.
14. Изменяя напряжение панели «Источник питания», наблюдать за показаниями индикатора **Частотомера**. Показания прибора занести в таблицу 7.3.

Таблица 7.3

Регулировочная характеристика управляемого генератора на микросхеме LM566

Напряжение управления $U_{упр}$, В	0	1	2	3	4	5
Частота генерации при вкл. C2 ₁ F_1 , кГц						
Частота генерации при вкл. C2 ₂						

F_2 , кГц						
-------------	--	--	--	--	--	--

15. Установить в нижнее положение переключатель **C2** (10 рис. 7.18) панели «Генератор, управляемый напряжением LM566», при этом в частотоподающую цепь будет включен конденсатор **C2₂**.

16. Аналогично п.14 измерить частоту генерации при изменении управляющего напряжения для **C2₂**. Данные также занести в таблицу 7.3.

17. Установить в крайнее левое положение регулятор **R3** (9 рис. 7.18) панели «Генератор, управляемый напряжением LM566».

18. Установить в верхнее положение переключатель **C2** (10 рис. 7.18) панели «Генератор, управляемый напряжением LM566».

19. Установить регулятор **Напряжение** панели «Источник питания» в положение, соответствующее напряжению 2,5 В.

20. Изменяя сопротивление **R3** (9 рис. 7.18) панели «Генератор, управляемый напряжением LM566», наблюдать за показаниями индикатора «Частотомер». Экспериментальные данные занести в таблицу 7.4.

Таблица 7.4

Зависимость частоты ГУН на микросхеме LM566 от сопротивления частотоподающего резистора

Величина сопротивления R3, кОм	0,1	1	2	3	4	5
Частота генерации при вкл. C2 ₁ F_1 , кГц						
Частота генерации при вкл. C2 ₂ F_2 , кГц						

21. Установить в нижнее положение переключатель **C2** (10 рис. 7.18) панели «Генератор, управляемый напряжением LM566», при этом в частотоподающую цепь будет включен конденсатор **C2₂**.

22. Аналогично п.20 измерить частоту генерации при включенной емкости **C2₂**. Экспериментальные данные также занести в таблицу 7.4.

23. Представить табличные экспериментальные данные в виде графических зависимостей $F_1(U_{упр})$, $F_2(U_{упр})$ и $F_1(R2)$, $F_2(R2)$. По графикам определить параметры (величина регулирующего напряжения и параметры частотоподающей цепи) соответствующие наиболее линейному участку регулировочной характеристики ГУН.

24. Используя полученные данные, определить емкости частотоподающих конденсаторов **C2₁** и **C2₂**, используя выражение

$$F_{1,2} = \frac{2,4(U^+ - U_{упр})}{R3 \cdot C2_{1,2} \cdot U^+},$$

где U^+ – напряжение «плюса» источника питания.

7.2.4. Исследование частотного модулятора на микросхеме LM566

1. Сетевым шнуром соединить контакт $\sim 220V$ Основного модуля с сетью 220 В частотой 50 Гц.
2. Используя шлейф, соединить разъем **X1** панели «Питание модулей» Основного модуля с разъемом **Питание** (1 рис. 7.18) модуля Частотные модуляторы/демодуляторы.
3. Соединить контакт \perp панели «Источник питания» с контактом \perp (6 рис. 7.18) панели «Генератор, управляемый напряжением LM566».
4. Соединить контакт **0...10 В** панели «Источник питания» с контактом **X3** (7 рис. 7.18) панели «Генератор, управляемый напряжением LM566».
5. Установить в крайнее левое положение регулятор **Напряжение** панели «Источник питания».
6. Установить в среднее положение регулятор **R3** (9 рис. 7.18) панели «Генератор, управляемый напряжением LM566».
7. Соединить контакт \perp (3 рис. 7.18) панели «Генератор, управляемый напряжением LM566» с контактом \perp панели «Частотомер».
8. Соединить контакт **X1** (4 рис. 7.18) выхода LM566 с контактом **Вход** панели Частотомер.
9. Соединить контакт \perp (6 рис. 7.18) панели «Генератор, управляемый напряжением LM566» с контактом \perp панели «Генератор НЧ».
10. Соединить контакт **X4** (8 рис. 7.18) панели «Генератор, управляемый напряжением LM566» с контактом **0 дБ** панели «Генератор НЧ».
11. Подключить первый канал осциллографа к контактам **X1** (4 рис. 7.18) выхода LM566 и \perp (3 рис. 7.18) модуля.
12. Подключить второй канал осциллографа к контактам **X2** (5 рис. 7.18) выхода LM566 и \perp (3 рис. 7.18) модуля.
13. Установить в верхнее положение переключатель **C2** (10 рис. 7.18) панели «Генератор, управляемый напряжением LM566», при этом в частотоиздающую цепь будет включен конденсатор **C2₁**.
14. Подать питание на цепи и узлы лабораторной установки, установив в верхнее положение переключатель **Сеть Основного модуля**.
15. На экране первого и второго каналов осциллографа наблюдать осциллограммы сигналов генератора. На индикаторе частотомера будет индцироваться текущая средняя частота генерации.
16. С помощью регулятора **Напряжение** панели «Источник питания» установить напряжение 2,5 В.
17. С помощью регулятора **Амплитуда** панели «Генератор НЧ» установить амплитуду равной 0 В.
18. С помощью регулятора **Частота** панели «Генератор НЧ» установить частоту модулирующего сигнала равной 1 кГц.
19. Последовательно нажимая кнопку «Тип сигнала» панели «Генератор НЧ», установить прямоугольный вид генерируемых сигналов (меандр).

20. С помощью регулятора **Амплитуда** панели «Генератор НЧ», установить амплитуду сигнала равной 1 В.

21. На экране осциллографа наблюдать частотно-манипулированный сигнал на выходе генератора, управляемого напряжением. При необходимости подстроить регулятор **R2**. Осциллограммы и спектры сигналов внести в отчет.

22. На экране поля частотомера наблюдать текущую среднюю частоту генерации. Записать значение частоты.

23. Последовательно нажимая на кнопку «Тип сигнала», наблюдать на экране осциллографа частотно-модулированный сигнал с различными законами модуляции. Наиболее характерные осциллограммы и спектры занести в отчет.

Содержание отчета.

1. Название и цель работы.
2. Краткие теоретические сведения по теме работы.
3. Принципиальные схемы исследуемых генераторов, управляемых напряжением, на микросхемах MC1648 и LM566.
4. Результаты измерений, таблицы, графики, осциллограммы и спектрограммы согласно заданию.
5. Выводы.

Контрольные вопросы.

1. Приведите аналитическое выражение для сигнала с угловой модуляцией. Поясните входящие в него параметры.
2. Дайте понятие частотной (ЧМ) и фазовой (ФМ) модуляции? Как они связаны? Назовите достоинства ЧМ и ФМ.
3. Что такое индекс частотной и фазовой модуляции и девиация частоты? От чего они зависят?
4. Как определяется частотный спектр сигнала с угловой модуляцией при малом и большом индексе модуляции.
5. Поясните суть прямого метода осуществления ЧМ и ФМ.
6. Поясните суть косвенного метода осуществления ЧМ и ФМ.
7. Приведите схему частотного модулятора на основе варикапа. Поясните назначение входящих в нее элементов.
8. Приведите схему реактивного транзистора. Поясните ее название и назначение основных элементов. Укажите возможные варианты ее построения.
9. Приведите схему стабилизации средней частоты в передатчиках с ЧМ системой частотной автоподстройки.
10. Приведите схему кварцевого транзисторного автогенератора с частотной модуляцией. Поясните назначение входящих в нее элементов.
11. Приведите схему фазового модулятора на основе изменения резонансной частоты колебательного контура. Поясните принцип ее работы.
12. Приведите схему фазового модулятора на управляемых фазовращателях. Поясните принцип ее функционирования.
13. Приведите схему фазового модулятора на основе балансного модулятора и поясните принцип ее работы.

14. Приведите схему фазоимпульсного модулятора, назовите его достоинство. Поясните принцип работы модулятора.
15. В чем заключается принцип формирования манипулированных сигналов с помощью ключевых схем?
16. Приведите структурную схему относительного кодера, поясните его назначение и принцип работы.
17. Приведите схему универсального квадратурного модулятора. Назовите области его применения. Что такое комплексная огибающая сигнала?
18. Используя векторные диаграммы, поясните принцип работы квадратурного модулятора.
19. Каким образом можно сформировать ФМ и ФМн сигналы с помощью квадратурного модулятора, приведенного на [рис. 7.16](#)?
20. Каким образом можно сформировать ЧМ сигнал с помощью квадратурного модулятора, приведенного на [рис. 7.16](#)?
21. На примере микросхемы MC1648 ([рис. 7.19](#)) назовите основные узлы, назначение и принцип работы генератора, управляемого напряжением (ГУН).
22. Как осуществляется перестройка резонансной системы в ГУН?
23. Какие элементы определяют линейность регулировочной характеристики ГУН?
24. Как реализуется частотная манипуляция сигнала с помощью ГУН?
25. Какие элементы ГУН определяют быстродействие (скорость изменения частоты) частотно-манипулированных сигналов?
26. Каким образом с помощью ГУН можно сформировать сигнал с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ)?
27. Какие функции выполняет триггер Шмита в микросхеме LM566 ([рис. 7.18](#) и [рис. 7.20](#))?
28. Какие функции выполняет источник тока в микросхеме LM566 ([рис. 7.18](#) и [рис. 7.20](#))?
29. Какие внешние элементы определяют частоту генерации микросхемы LM566 ([рис. 7.18](#) и [рис. 7.20](#))?
30. На примере LM566 пояснить принцип работы генератора сигналов прямоугольной формы (меандра).
31. На примере LM566 пояснить принцип работы генератора сигналов треугольной формы.

8. Лабораторная работа №8

«ИССЛЕДОВАНИЕ РАДИОПЕРЕДАЮЩИХ УСТРОЙСТВ НИЗОВОЙ СВЯЗИ С УГЛОВОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ»

Цель работы: изучение принципов построения, структурной схемы и основных характеристик радиопередающих устройств низовой связи с угловой модуляцией; практическое исследование радиопередающего устройства УКВ диапазона радиостанции «Лён».

8.1. Теоретические сведения

Базовый теоретический материал по теме работы приведен в [1...8].

8.1.1. Техническое описание радиостанции «Лён-В»

Абонентские радиостанции «Лён-В» 1Р21В-3, 1Р21С-4 и диспетчерская 1Р21С-5А (компании ЗАО "ВЭЛС") служат для организации беспосредственной и бесподстроечной двухсторонней симплексной телефонной радиосвязи в условиях среднепересеченной местности.

Радиостанция (РС) 1Р21В-3 – симплексная абонентская возимая аккумуляторная. РС 1Р21С-4 – симплексная абонентская стационарная сетевая с аварийным питанием. РС 1Р21С-5А – симплексная диспетчерская (центральная) стационарная сетевая с питанием от аккумулятора в аварийных случаях, с возможностью дистанционного управления по двухпроводной линии до 10 км. Радиостанции 1Р21С-4 и 1Р21С-5 в лабораторной работе не исследуются.

Система возможного построения линий связи с использованием радиостанции «Лён-В» приведена на рис. 8.1.

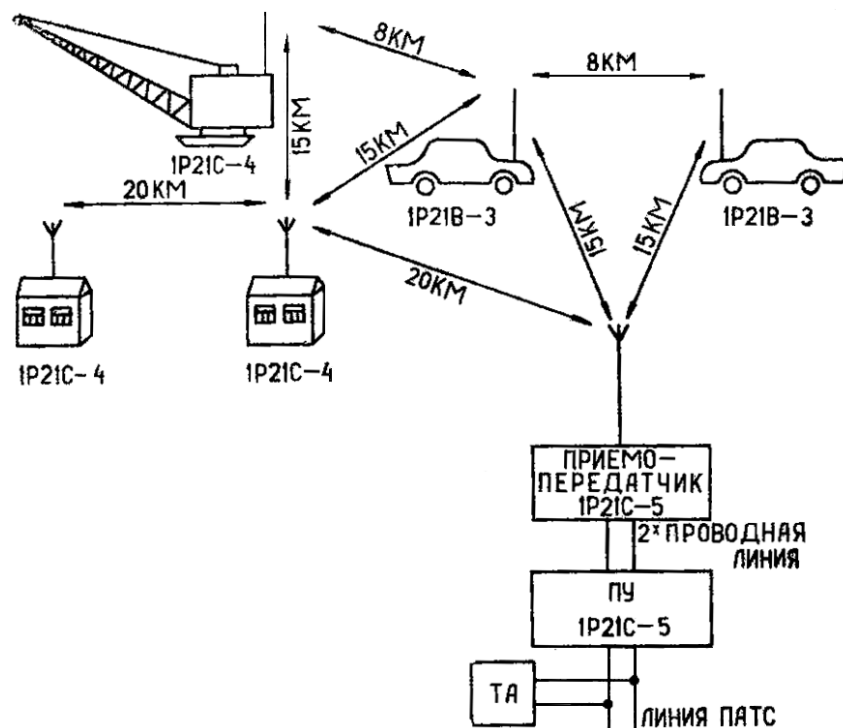


Рис. 8.1. Схема возможного построения линий связи с использованием РС «Лён-В»

Технические данные РС «Лён-В»:

- 1) Диапазон рабочих температур окружающей среды: $-25...+50^{\circ}\text{C}$.
- 2) РС предназначены для длительной работы при соотношении прием/передача 3:1 при времени непрерывной работы на передачу не более 15 минут.
- 3) Мощность несущей частоты передатчика (ПРД): не менее 8 Вт.
- 4) Чувствительность модуляционного входа передатчика с низкочастотного разъема приемопередатчика: 50 ± 10 мВт.
- 5) Максимальная девиация частоты передатчика в диапазоне модулирующих частот от 300 до 3400 Гц: не более 5 кГц.
- 6) Девиация частоты ПРД при посылке вызова: не более 3 кГц.
- 7) Коэффициент нелинейных искажений (КНИ) ПРД: не более 7%.
- 8) Уровень паразитной АМ передатчика: не более 3%.
- 9) Уровень побочных излучений передатчика: не более 25 мкВт.
- 10) Отклонение частоты гетеродина приемника в интервале температур от -25 до $+50^{\circ}\text{C}$: не более $\pm 30 \cdot 10^{-6}$.
- 11) Коэффициент нелинейных искажений приемника: не более 7%.
- 12) Эффективность работы шумоподавителя: не более -40 дБ.

Прочие технические характеристики радиостанции «Лён-В» сведены в таблицу 8.1.

Таблица 8.1

Основные технические характеристики РС «Лён-В»

Тип радиостанции		«Лён-В» (1P21B-3)	«Лён-В» (1P21C-4)	«Лён-В» (1P21C-5)
Диапазон рабочих частот, МГц		33...48,5; 57...57,5		
Модуляция		частотная		
Дальность связи, км		15...20		
Число рабочих каналов		8		1
Разнос частот между соседними каналами		25 кГц		-
Разнос частот между крайними каналами		не более 200 кГц		-
Передатчик	Выходная мощность, Вт	8...15		
	КНИ, %	не более 7		
Приемник	Чувствительность, мкВ	не более 0,5		
		при отношении сигнал/шум 12 дБ		
Мощность, Вт, потребляемая	от сети 220 В	-	50...110	60...125
	от аккумулятора	3...35	8...40	12...43

Устройство радиостанции.

Радиостанция состоит из приемопередатчика (ПП), громкоговорителя (ГР), антенно-согласующего устройства (САУ) и штыревой антенны. В рамках лабораторных работ антенно-согласующее устройство и сама штыревая антенна заменены эквивалентом антенны.

Общий вид радиостанции 1P21B-3 показан на рис. 8.2.

Органы управления и их назначение показаны на рис. 8.3 и 8.4.

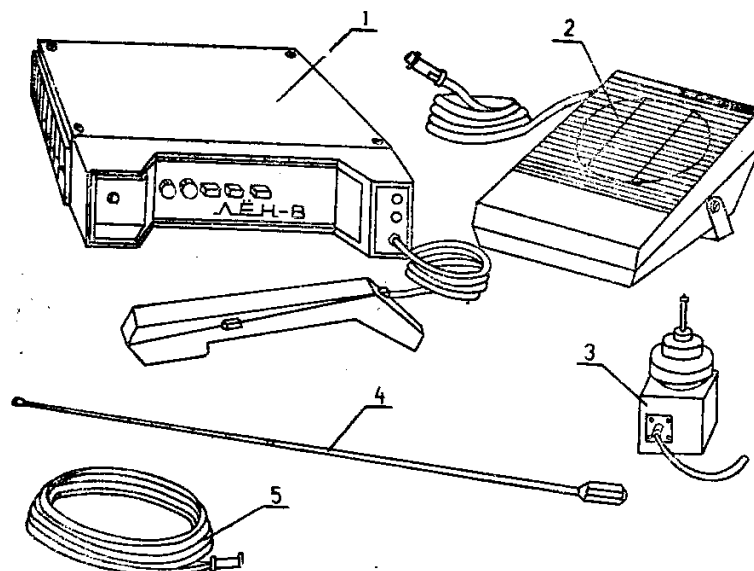


Рис. 8.2. Общий вид РС «Лён-В» 1P21B-3: 1 – приемопередатчик; 2 – громкоговоритель; 3 – корпус САУ; 4 – штыревая антенна; 5 – кабель питания

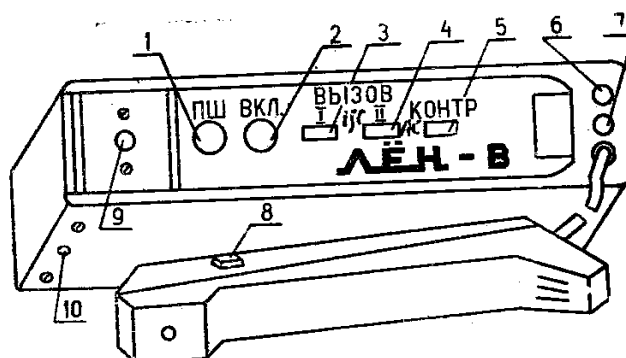


Рис. 8.3. Органы управления одноканальной радиостанции:

1 – ручка потенциометра регулировки порога срабатывания шумоподавителя; 2 – ручка потенциометра включения ПП и регулировки громкости звука громкоговорителя; 3 – кнопка вызова центральной радиостанции 1P21C-5; 4 – кнопка вызова абонентских радиостанций 1P21B-3 и 1P21C-4; 5 – кнопка для контроля радиосети в режиме ДЕЖУРНЫЙ ПРИЕМ; 6 – индикатор включения ПП; 7 – индикатор работы в режиме ПЕРЕДАЧА; 8 – тангента перевода РС в режим ПЕРЕДАЧА при снятой трубке; 9 – кнопка для перевода РС в режим ДЕЖУРНЫЙ ПРИЕМ

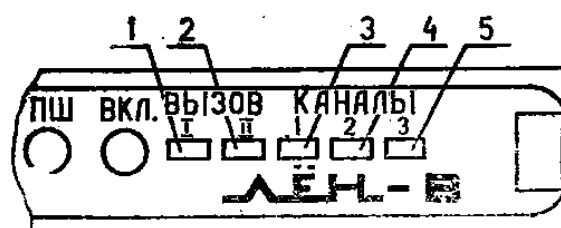


Рис. 8.4. Органы управления трехканальной радиостанции:

1 – кнопка вызова центральной радиостанции 1P21C-5; 2 – кнопка вызова абонентских радиостанций 1P21B-3 и 1P21C-4; 3, 4, 5 – кнопки включения каналов связи

8.1.2. Структурная схема РС «Лён-В»

Основными блоками РС «Лён-В» 1Р21В-3 являются: блок приемопередатчика (**БЛ.ПП**), блок громкоговорителя (**БЛ.ГР**), блок питания (**БП**) и **САУ** (рис. 8.5). Рассмотрим работу приемопередатчика радиостанции.

Высокочастотный сигнал с кварцевого генератора **ГКв** поступает на фазовый модулятор **ФМ**, где под воздействием модулирующего низкочастотного сигнала осуществляется его модуляция. В радиостанции используется косвенный метод получения частотной модуляции (см. [п.5.1.2](#)). После предварительного усиления буферным усилителем **БУ** осуществляется умножение модулированного сигнала путем последовательного удвоения в умножителях частоты **УЧ1** и **УЧ2** и фильтрация субгармоник полосовым фильтром **ПФ**. После усиления трехкаскадным усилителем мощности **УМ** осуществляется окончательная фильтрация гармонических составляющих высокочастотного сигнала блоками **ФНЧ** и антенного ФНЧ (**АФНЧ**).

Для поддержания постоянного уровня выходной мощности в кольцо обратной связи включена схема автоматического регулирования мощности **АРМ**, выполненная на усилителе постоянного тока **УПТ**. Высокочастотный сигнал с выхода **УМ** после детектирования в ДТ управляет блоком **АРМ**, включенным в цепь питания **УЧ2**, и открывает ключевой транзистор **КЛ И Мш**, включенный в цепь индикатора красного цвета **Н2**.

Низкочастотный тракт блока передатчика **ПРД** состоит из дифференцирующего усилителя **УДИФ**, усилителя-ограничителя **ОГР**, схемы интегратора **ИНТ.СХ** и **ФНЧ**. После подъема верхних частот 6 дБ/окт **УДИФ** на определенном уровне происходит ограничение сигнала и последующий завал верхних частот 6 дБ/окт **ИНТ.СХ**, что обеспечивает линейность АЧХ при малом уровне модулирующего сигнала и постоянство максимальной девиации частоты в диапазоне модулирующих частот. **ФНЧ** ограничивает диапазон модулирующих частот в пределах 300...3400 Гц. Стабилизатор напряжения **СТАБ** обеспечивает питание всех каскадов **БЛ.ПП**, кроме **УМ**. Антенный коммутатор **АК** служит для отключения **ПРД** в режиме ПРИЕМ и исключает шунтирующее действие **ПРД** на входные цепи приемника **ПРМ**. Схема защиты **СХ.ЗАЩ** ограничивает уровень высокочастотного сигнала на входе **ПРМ** и служит для защиты входных цепей.

Приемник радиостанции супергетеродинного типа с однократным преобразованием частоты. Промежуточная частота $f_{ПР} = f_r - f_c = 10,7$ МГц.

Высокочастотный сигнал, усиленный усилителем высоких частот **УВЧ**, и сигнал гетеродина поступают на смеситель **СМ**; сигнал промежуточной частоты ПЧ выделяется кварцевым **ПФ** и после усиления **УПЧ** и ограничения **УОГР** поступает на частотный детектор **ЧД**, выделяющий низкочастотную составляющую модулированного сигнала.

Сигнал с **ЧД** после предварительного усиления в **УНЧ** поступает на **ФВЧ** подавителя шума **ПШ** и интегрирующий усилитель **УИНТ**, осуществляющий завал верхних частот 6 дБ/окт и завершающий процесс демодуляции, и далее – через коммутируемый усилитель **УК** – на телефон **МТ**, а через регулятор громкости – на **БЛ.ГР**. Сигнал гетеродина формируется **ГКв** и после удвоения **УЧ** с последующим усилением **УГЕТ** поступает на смеситель **СМ**.

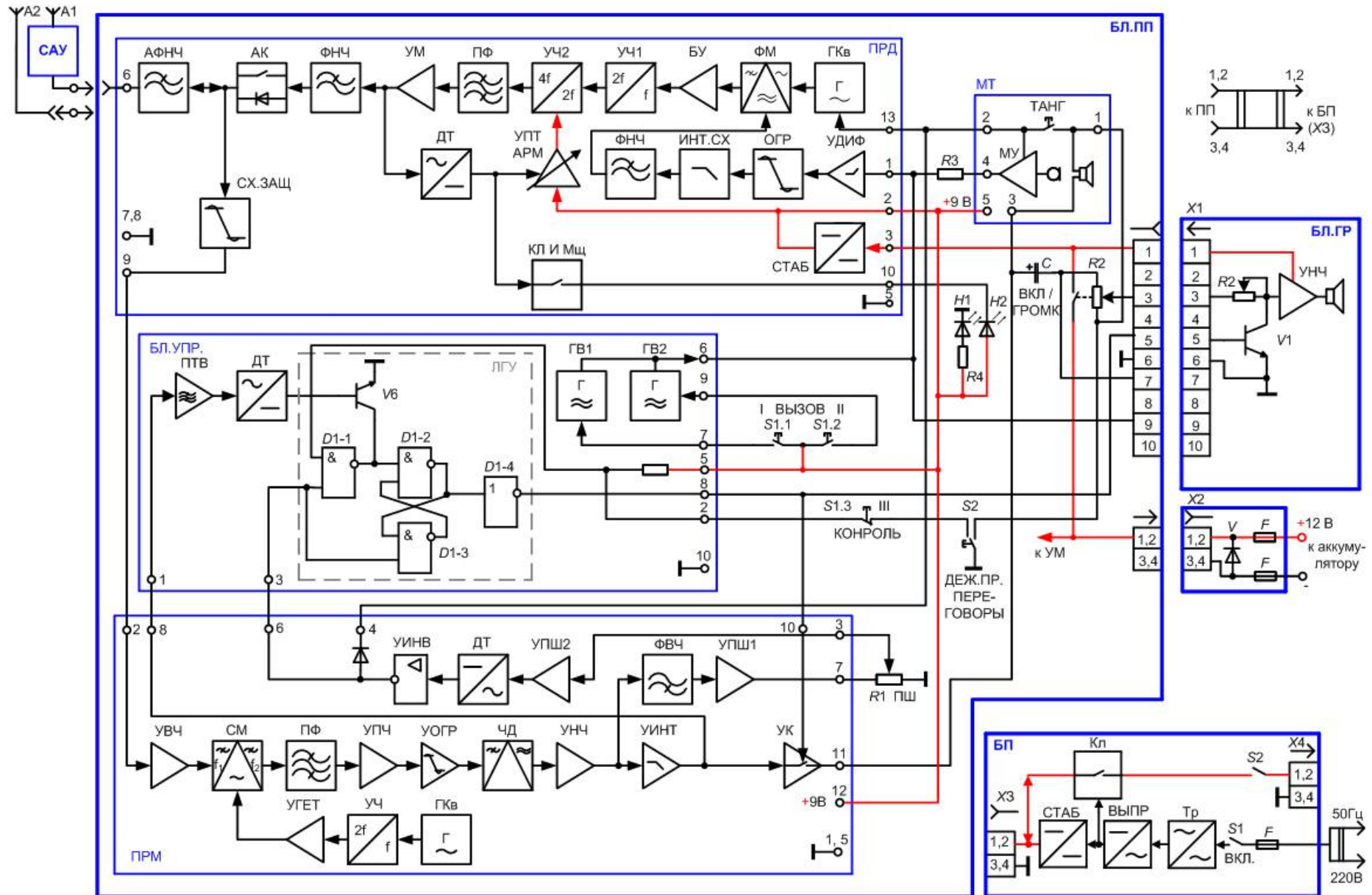


Рис. 8.5. Структурная схема радиостанции «Лён-В»

При отсутствии несущей частоты в канале приема шумы приемника выделяются **ФВЧ ПШ** и после усиления **УПШ1** и **УПШ2** детектируются **ДТ** и поступают на инвертирующий усилитель **УИНВ**, который вырабатывает на выходе лог. «0» при превышении шумами некоторого порога, устанавливаемого регулятором ПШ, либо при нажатии на тангенту **МТ** в режиме ПЕРЕДАЧА. **БЛ.УПР** содержит приемник **ПТВ** и генераторы **ГВ** тонального вызова и логическое устройство **ЛгУ**, управляющее режимами работы ПП.

ГВ1 и **ГВ2** формируют низкочастотный сигнал тонального вызова с частотами 1000 Гц и 1450 Гц соответственно, поступающий на модуляционный вход **ПРД** при нажатии кнопок **S1.1** и **S1.2**, для вызова центральной и абонентской радиостанций. С выхода ПТВ сигнал вызывной частоты 1450 Гц после выпрямления в **ДТ** поступает на один из входов **ЛгУ**, которое управляет ключами **УК ПРМ** и **V1 БЛ.ГР** в зависимости от наличия шумов, сигнала вызова и состояния органов управления ПП.

БЛ.ГР предназначен для окончательного усиления сигнала звуковой частоты и состоит из широкополосного бестрансформаторного **УНЧ**, нагруженного на динамическую головку. На входе **УНЧ** предусмотрен регулятор уровня (**R2**) и ключевой каскад (**V1**), запирающий вход **УНЧ** и управляемый сигналом **ЛгУ БЛ.УПР**.

8.1.3. Устройство и работа передатчика радиостанции

Передатчик **ПРД** (схема принципиальная РС имеется в лаборатории).

В **ПРД** можно выделить следующие основные тракты и устройства:

- тракт формирования высокочастотного сигнала, состоящий из **ГКв**, **ФМ**, **БУ**, **УЧ1**, **УЧ2**, **ПФ**, **УМ**, **ФНЧ**, **АФНЧ**;
- тракт формирования НЧ-сигнала, состоящий из **УДИФ**, **ОГР**, **ИНТ.СХ** и **ФНЧ**;
- схема **АРМ** и индикации, состоящая из **ДТ**, **УПТ АРМ**, **КЛ** и **Мщ**;
- схема защиты и коммутации (**АК** и **СХ.ЗАЩ**);
- стабилизатор напряжения (**СТАБ**).

ГКв выполнен по схеме *емкостной трехточки* на транзисторе **V1**, включенном по схеме с общим коллектором. Резисторы **R2**, **R3**, **R4** обеспечивают режим **V1** по постоянному току, **C2** – конденсатор фильтра; **L1**, **C1**, **ZQ1**, **C3**, **C4** – элементы трехточки. Установка частоты **ГКв** производится **L1** и **C1**, резистор **R1** обеспечивает срыв паразитных колебаний. Нагрузкой **ГКв** является буферный усилитель, выполненный по схеме с общей базой на транзисторе **V4**, включенный каскодно с **V1** и нагруженный на контур **E1**, обеспечивающий фильтрацию гармоник и согласование с фазовым модулятором.

Режим **V4** по постоянному току обеспечивается резисторами **R14**, **R15**, а развязка по переменному напряжению – элементами **C14**, **C16**, **R18**. Подстройка контура **E1** осуществляется сердечником контура **E1** и конденсатором **C15**. Резистор **R16** увеличивает устойчивость усилителя. Включение **ГКв** осуществляется подачей низкого уровня напряжения на эмиттеры **V1...V3** через цепочку **R13**, **C13**.

ФМ собран по мостовой схеме. К нагрузкам $R22$, $R23$ фазоинверсного каскада на транзисторе $V5$ подключены два плеча моста: $C20$, $R25$ и $C19$, $V6$, $L4$. За счет изменения емкости $V6$ происходит изменение фазы высокочастотного сигнала под воздействием модулирующего сигнала в одном из плеч и суммарного сигнала на нагрузке **ФМ** ($R26$). Режим по постоянному току $V5$ обеспечивается резисторами $R19$, $R20$, $R22$, $R23$; развязка по переменному напряжению – элементами $R21$, $C17$, $C21$; конденсаторы $C19$, $C20$, $C22$ – разделительные; $R24$ – резистор утечки. Регулировка входного напряжения **ФМ** осуществляется $R18$.

БУ служит для развязки **ФМ** с **УЧ1** и предварительного усиления высокочастотного сигнала и выполнен на $V7$, включенном по схеме с общим эмиттером и нагруженным на контур $E2$, $C25$, фильтрующий гармонические составляющие высокочастотного сигнала и обеспечивающий межкаскадное согласование. Режим $V7$ и его термостабилизацию обеспечивают $R28...R29$; $R30$, $C23$ – фильтр питания; $C24$ – блокировочный конденсатор.

УЧ1 и **УЧ2** выполнены по схеме, аналогичной **БУ**. Нагрузкой **УЧ1** является $E3$, настроенный на удвоенную частоту **ГКв**, а нагрузкой **УЧ2** – **ПФ**, состоящий из контуров $E4...E6$ с емкостной связью ($C33$, $C35$), настроенный на учетверенную частоту **ГКв** и обеспечивающий подавление гармонических и субгармонических составляющих, возникающих в процессе формирования высокочастотного сигнала. Конденсатор $C29$ обеспечивает дополнительное подавление основной частоты **ГКв**. Питающее напряжение на **УЧ2** подается со **СТАБ** через схему **АРМ**.

Нагрузкой **ПФ** является трехкаскадный **УМ**, все транзисторы которого включены по схеме с общим эмиттером и работают в режиме класса С. Питающее напряжение +12,6 В поступает на транзисторы $V10...V12$ через фильтры питания $R41$, $C39$; $L5$, $L6$, $C40$, $C43$, $R43$ и $L8$, $L9$, $R45$, $C44$, $C46$, $C50$, $C51$, соответственно, обеспечивающие развязку по питанию и повышающие устойчивость **УМ**. Резисторы смещения $R40$, $R42$, $R44$ обеспечивают работу в классе С. Межкаскадное согласование $V10$ и $V11$ обеспечивается контуром $E7$, $C38$; $V11$, $V12$ – с помощью согласующего звена **ФНЧ**, образованного $C41$, $C42$ и $L7$. Согласование выходного сопротивления оконечного каскада **УМ** на $V12$ с сопротивлением нагрузки (50 Ом) достигнуто применением **ФНЧ** ($C45$, $C49$, $L10$, $C52$, $L11$, $C53$), обеспечивающим значительное ослабление гармонических составляющих высокочастотного сигнала **ПРД**.

АФНЧ, выполненный по классической схеме на элементах $L13...L15$, $C58...C61$, обеспечивает окончательное подавление гармонических составляющих **ПРД**.

АК представляет собой встречно-параллельное включение диодов $V13...V16$, открывающихся и пропускающих сигнал в антенну при наличии высокочастотного сигнала на выходе **УМ** и отключающих **УМ** при малом уровне высокочастотного сигнала (в режиме ПРИЕМ).

СХ.ЗАЩ выполнена по схеме Т-образного моста ($C54...C57$, $L12$) с ограничителем на диодах $V17$, $V18$ и служит для защиты входных цепей приемника.

ДТ схемы **АРМ** выполнен по схеме с удвоением напряжения на элементах $C47$, $V19$, $V20$, $R46$, $C62$. При наличии сигнала на выходе **УМ** постоянное на-

пряжение с выхода **ДТ** открывает ключ индикатора мощности **КЛ И Мщ** (транзистор *V22*) и через пороговую цепочку *V21*, *R48* поступает на двухкаскадный **УПТ АРМ** (*V23*, *V24*, *R51*), включенный между **СТАБ** и **УЧ2** и завершающий кольцо обратной связи **АРМ**. Резистором *R50* осуществляется регулировка порога срабатывания **АРМ** (уровня выходной мощности **ПРД**), *C63*...*C66* – фильтры питания.

УДИФ выполнен на левой половине микросхемы *A*. Подъем верхних частот (дифференцирование) со скоростью 6 дБ/окт осуществляется конденсатором *C68*. Конденсатор *C67* шунтирует наводки на модуляционный вход **ПРД**.

Через *C69* низкочастотный сигнал с **УДИФ** поступает на *двусторонний диодный ограничитель*, выполненный на правой половине микросхемы *A*. Регулировка порога ограничения (максимальной девиации) осуществляется резистором *R56*. Резистор *R54* – ограничитель тока диодов; с помощью *R52*, *R53* симметрируются пороги ограничения сверху и снизу; *C70* – разделительный конденсатор.

В качестве **ИНТ.СХ** применена цепочка *R56*, *C71*, обеспечивающая завал АЧХ 6 дБ/окт.

ФНЧ выполнен по схеме *активного фильтра* на транзисторах *V25*, *V26*. Формирование АЧХ **ФНЧ** с частотой среза 3400 Гц обеспечивается цепочкой *R63*, *C74* и *Т-образным мостом* в обратной связи *V25* (*C72*, *C73*, *R62*). Режим по постоянному току и термостабилизация обеспечиваются резисторами *R57*...*R61*. Регулировка выходного низкочастотного напряжения осуществляется резистором *R64*; *C76* – разделительный. Резистор *R65* развязывает низкочастотные и высокочастотные цепи **ФНЧ** и **ФМ**.

СТАБ выполнен по схеме *компенсационного типа* с последовательным регулирующим элементом на транзисторе *V28*. Цепочка *V27*, *R67*, *C79* и *R68* предназначена для первоначального запуска **СТАБ**. При коротком замыкании на выходе **СТАБ** закрываются *V30* и *V28*, что обеспечивает защиту транзисторов по току. Для повторного запуска **СТАБ** необходимо устранить замыкание и повторно подать входное напряжение +12,6 В.

Блок управления.

Блок управления обеспечивает взаимосвязь блоков РС при ее работе в различных режимах. Посредством блока управления осуществляются: избирательный прием сигнала тонального вызова, включение выхода **ПРМ** при наличии сигнала вызова, запираение НЧ тракта **ПРМ** при отсутствии несущей частоты на канале и при работе РС на передачу, генерация сигналов тонального вызова абонентских (**ГВ2**, $F = 1450$ Гц) и центральных (**ГВ1**, $F = 1000$ Гц) радиостанций.

ПТВ выполнен на микросхеме *DA1* и представляет собой *активный RC-фильтр* с частотозависимой обратной связью через *C2*, *C3*, *C4* и *R6*, *R7*, настроенный на частоту 1450 Гц. Регулировка частоты **ПТВ** осуществляется *R6*. Входной НЧ-сигнал поступает на **ПТВ** через разделительный конденсатор *C1* и делитель *R1*, *R2*; *V1*, *V2* – двусторонний ограничитель входного сигнала; элементы *R3*, *R4*, *R5*, *R8*, *C5*, *C6*, *C7* обеспечивают режим *DA1* по постоянному току и повышают устойчивость **ПТВ**.

Через разделительный конденсатор *C8* сигнал вызывной частоты поступает на **ДТ**, выполненный по схеме с удвоением напряжения на элементах *V3*, *V4*,

С9, R9. Цепочка R10, V5, C10 и резистор R11 обеспечивают инерционность и исключают ложное срабатывание ПТВ.

С выхода ДТ выпрямленное напряжение подается на инвертирующий каскад, выполненный на V6, R12, с выхода которого при наличии сигнала тонального вызова сигнал лог.«0» поступает на один из входов RS-триггера (D1-2, D1-3), приводя его в состояние с лог.«1» на выходе, что обуславливает появление на выходе инвертора D1-4 и на контакте 8 БЛ.УПР сигнала лог.«0», который открывает НЧ-тракт ПРМ и БЛ.ГР.

После окончания сигнала тонального вызова RS-триггер остается в состоянии с лог.«1» на выходе до момента появления шумов (появление сигнала лог.«0» на контакте 3 БЛ.УПР и на втором входе RS-триггера), что делает возможным прием речевой информации (вызова голосом) в режиме ДЕЖУРНЫЙ ПРИЕМ. При появлении шумов (исчезновение несущей частоты) триггер возвращается в исходное состояние с лог.«0» на выходе и НЧ тракты закрываются.

При снятой МТ (режим ПРИЕМ) на первом входе D1-1 появляется лог.«1» и управление состоянием ЛГУ осуществляется выходным сигналом ПШ ПРМ: при включенном ПШ и наличии шумов (отсутствие несущей частоты в эфире) или при нажатой ТАНГ МТ сигнал лог. «0» поступает на второй вход D1-1 и на D1-3, что приводит к появлению на их выходах и на обоих входах D1-2 сигналов лог.«1», на выходе D1-2 – лог.«0», а на выходе D1-4 и контакте 8 БЛ.УПР – лог.«1», которая обуславливает запирающие НЧ тракта; при выключенном ПШ или отсутствии шумов при включенном ПШ сигнал лог. «1» на выходе ПШ и на входах D1-1, D1-3 обуславливает появление на выходе D1-1 лог.«0», на выходе D1-2 – лог.«1», на выходе D1-4 и контакте 8 БЛ.УПР – лог.«0», который обуславливает отпирание НЧ тракта ПРМ.

Генератор тонального вызова ГВ1 собран на V8, V9 по схеме активного RC-генератора. Т-образное звено обратной связи ГВ1 представлено R19...R24 и C12...C14, резисторы R17, R18, R25...R28 обеспечивают режим транзисторов по постоянному току, регулировка уровня выходного напряжения осуществляется R26; C15 – разделительный; R29 исключает шунтирующее действие выхода ГВ1 на вход подмодулятора ПРД; установка частоты осуществляется подбором R21, R23. Генератор ГВ2 собран по аналогичной с ГВ1 схеме на транзисторах V10 и V11. Посылка вызова осуществляется подачей напряжения питания на один из генераторов.

Микротелефон.

Микротелефон МТ предназначен для работы в комплекте БЛ.ПП и содержит микрофонный усилитель (МУ), телефон, микрофон и тангенту ТАНГ для переключения РС в режим ПЕРЕДАЧА.

Громкоговоритель.

Блок громкоговорителя БЛ.ГР предназначен для усиления сигнала, поступающего с НЧ выхода приемника, и состоит из УНЧ, динамической головки и электронного ключа. УНЧ собран на транзисторах V2...V6 по двухтактной бестрансформаторной схеме.

8.2. Порядок выполнения работы

8.2.1. Изучение структурной схемы и режимов работы радиостанции «Лён-В»

1. Перед выполнением работы необходимо изучить техническое описание (см. [п.8.1.1](#)) и структурную схему (см. [п.8.1.2](#)) радиостанции «Лён-В».

2. Собрать лабораторный стенд в соответствии с рис. 8.6. При этом следует помнить, что в рамках лабораторных работ радиостанция 1 (РС1) преимущественно будет использоваться как передатчик, а радиостанция 2 (РС2) – как приемник.



Рис. 8.6. Схема лабораторного стенда

3. Подать питание на РС1 и РС2, включив кнопку «СЕТЬ» на блоке питания. При этом должен загореться красный светоиндикатор.

4. Снять трубки на обеих радиостанциях.

5. Повернуть на обеих радиостанциях ручку **ВКЛ/ГР** по часовой стрелке, в результате этого должны загореться зеленые светоиндикаторы. Это означает, что обе радиостанции работают в режиме ПРИЕМ.

6. На обеих радиостанциях необходимо нажать кнопку «КАНАЛ 1».

7. Перевести РС2 в ДЕЖУРНЫЙ РЕЖИМ, вернув трубку в трубкодержатель. При этом ручка **ВКЛ/ГР** на РС2 должна оставаться включенной.

8. Для вызова абонента РС2 на трубке РС1 должна быть отжата кнопка **S1**.

Внимание. Связь проводится в полудуплексном режиме: один абонент передает информацию, другой – принимает и наоборот. Одновременное включение двух радиостанций на передачу запрещено.

Радиостанции должны работать в режиме ПЕРЕДАЧА не более 30 секунд, с перерывом между передачами не менее 20 секунд.

Запрещено отключать эквивалент антенны от передатчика во время работы.

Для предотвращения самовозбуждения следует отдалить громкоговоритель РС2 от трубки РС1, или убавить громкость ручкой **ВКЛ/ГР** на РС2.

9. При нажатой тангенте на РС1 нажать кнопку **ВЫЗОВ II**. При этом в громкоговорителе РС2 должен раздаться сигнал вызова – тональный сигнал с частотой 1450 Гц.

10. Выполнить пп.7-9, но при этом РС2 играет роль передатчика, а РС1 – приемника. В данном случае активной становится кнопка **ВЫЗОВ I** – тональный сигнал с частотой 1000 Гц.

11. Для установления связи снять трубки на обеих радиостанциях.

12. Для передачи сообщения от абонента РС1 к абоненту РС2 необходимо на трубке РС1 нажать кнопку **ТАНГ**, при этом на РС1 должен загореться крас-

ный светоиндикатор, свидетельствующий о том, что радиостанция находится в режиме ПЕРЕДАЧА.

При этом абонент РС2 слушает сообщение, не нажимая на тангенту.

13. Выполнить п.12 при этом РС2 играет роль передатчика, а РС1 – приемника.

8.2.2. Исследование характеристик передатчика радиостанции «Лён-В»

1. Собрать лабораторный стенд в соответствии с рис. 8.6.
2. Перевести обе радиостанции в режим ПРИЕМ (трубки на обеих радиостанциях должны быть сняты).

3. На трубке РС1 должна быть отжата кнопка **S1**.

Внимание. Связь проводится в полудуплексном режиме: один абонент передает информацию, другой – принимает и наоборот. Одновременное включение двух радиостанций на передачу запрещено.

Радиостанции должны работать в режиме ПЕРЕДАЧА не более 30 секунд, с перерывом между передачами не менее 20 секунд.

Запрещено отключать эквивалент антенны от передатчика во время работы.

Для предотвращения самовозбуждения следует отдалить громкоговоритель РС2 от трубки РС1, или убавить громкость ручкой **ВКЛ/ГР** на РС2.

4. Снять осциллограммы и спектры сигналов в основных контрольных точках (КТ) схемы (на разъемах РС1 в режиме ПЕРЕДАЧА):

- на выходе кварцевого генератора **ГКв** (КТ1) – разъем **X1**;
- на выходе буферного усилителя **БУ** (КТ2) – разъем **X2**;
- на выходе первого умножителя частоты **УЧ1** (КТ3) – разъем **X3**;
- на выходе второго умножителя частоты **УЧ2** (КТ4) – разъем **X4**;
- на выходе полосового фильтра **ПФ** (КТ6) – разъем **X6**;
- на выходе усилителя мощности **УМ** – разъем **X5**;
- на выходе передатчика, подключив осциллограф к эквиваленту антенны (**ЭА**) РС1. При этом следует учитывать, что коэффициент деления **ЭА** – 1:40.

5. Отключить питание радиостанций.

6. Отключить эквивалент антенны от РС1 и ее выход подключить к осциллографу.

7. Подключить ГВЧ к гнезду **X5** и, установив амплитуду его выходного сигнала около 0,5 В, снять АЧХ ФНЧ высокочастотного тракта РС1. Результаты занести в таблицу 8.2. Построить график АЧХ ФНЧ.

Таблица 8.2

$f_{ВЧ}$, МГц	15	20	25	30	35	40	45	50	55	60
U , В										

8. Подключить эквивалент антенны к РС1.
9. Подключить ГНЧ на вход радиостанции (к разъему **X9** на МТ). Установить амплитуду выходного сигнала ГНЧ равной 0,1 В
10. Включить на трубке переключатель **S1**.
11. Подать питание на радиостанции и установить их в режим ПРИЕМ.

12. Снять АЧХ тракта низкочастотного (модулирующего) сигнала, подключив осциллограф к гнезду **X8** на РС1. Результаты занести в таблицу 8.3. Построить график полученной АЧХ.

Таблица 8.3

$F_{\text{мод}}, \text{кГц}$	0,5	1	1,5	2	2,5	3	3,5	4	4,5	5
$U_{\text{вых мод}}, \text{В}$										

Примечание: снятия показаний проводятся при нажатой тангенте на трубке РС1 (не более 30 секунд, с перерывом 20 секунд).

13. Снять амплитудную характеристику тракта низкочастотного (модулирующего) сигнала, установив частоту ГНЧ $F_{\text{мод}} = 1 \text{ кГц}$. Результаты занести в таблицу 8.4. Построить полученную зависимость.

Таблица 8.4

$U_{\text{вх мод}}, \text{В}$	0	0,1	0,15	0,2	0,25	0,3	0,35	0,4	0,45	0,5
$U_{\text{вых мод}}, \text{В}$										

14. Подключить селективный приемник к **ЭА** РС1, настроить его на прием несущей частоты (около 42 МГц), включить передатчик РС1 в режиме **ВЫЗОВ I**. Подстроить селективный приемник на максимум сигнала и определить его уровень.

15. Определить уровень второй гармоники несущего колебания, для чего перестроить селективный приемник на частоту около 84 МГц. Добиться максимума сигнала и записать результат.

16. Аналогично определить уровень третьей гармоники (частота – около 126 МГц). Построить нормированный спектр выходного сигнала.

17. Собрать лабораторный макет для измерения нелинейных искажений сквозного тракта РС в соответствии с рис. 8.6. Для этого подключить измеритель нелинейных искажений (НИ) к гнезду **Выход НЧ** на громкоговорителе РС2. Переключатель **S2** на громкоговорителе РС2 перевести в положение «Вых. НЧ».

18. Подключить ГНЧ к разъему **X9** на трубке РС1, включить переключатель **S1**, подать с выхода ГНЧ напряжение амплитудой 0,1...0,2 В.

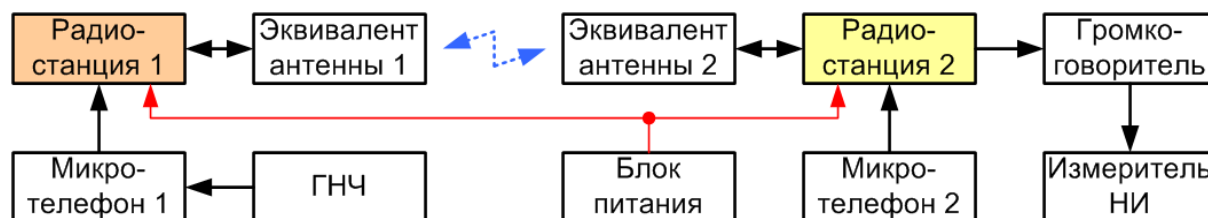


Рис. 8.6. Схема для измерения нелинейных искажений сквозного тракта РС

19. Включить радиостанции в режим ПРИЕМ.

20. Изменяя частоту сигнала ГНЧ, измерить уровень низкочастотного сигнала и его коэффициент гармоник с гнезда **Выход НЧ**. Полученные результаты свести в таблицу 8.5. Построить полученные зависимости.

Таблица 8.5

$F_{\text{мод}}, \text{кГц}$	0,5	1	1,5	2	2,5	3	3,5	4	4,5	5
$U_{\text{нч}}, \text{В}$										
$K_{21}, \%$										
<i>Примечание: снятия показаний проводятся при нажатой тангенте на трубке РС1 (не более 30 секунд, с перерывом 20 секунд).</i>										

Содержание отчета.

1. Название и цель работы.
2. Краткие теоретические сведения по теме работы.
3. Структурная схема радиостанции «Лён-В» ([рис. 8.5](#)).
4. Результаты измерений, таблицы, осциллограммы и спектрограммы согласно заданию.
5. Выводы.

Контрольные вопросы.

1. Назовите назначение и основные режимы работы РС «Лён-В».
2. Объясните работу высокочастотного тракта передатчика радиостанции (РС) «Лён-В» по ее структурной схеме ([рис. 8.5](#)).
3. Объясните работу тракта формирования модулирующего сигнала передатчика радиостанции «Лён-В» по ее структурной схеме.
4. Объясните работу блока управления радиостанции «Лён-В».
5. Объясните назначение и работу схемы автоматического регулирования мощности передатчика радиостанции «Лён-В» по ее структурной схеме.
6. Каким образом формируется частотная модуляция в РС «Лён-В»?
7. Какие каскады передатчика радиостанции «Лён-В» обеспечивают подавление внеполосного излучения?
8. Объясните назначение и работу **ГКв** передатчика РС «Лён-В» по ее принципиальной схеме.
9. Объясните назначение и работу **ФМ** передатчика радиостанции «Лён-В».
10. Объясните назначение и работу **БУ** передатчика РС «Лён-В».
11. Объясните назначение и работу **УЧ** передатчика РС «Лён-В».
12. Объясните назначение и работу **ПФ** передатчика РС «Лён-В».
13. Объясните назначение и работу **ФНЧ** и **АФНЧ** передатчика РС «Лён-В».
14. Объясните назначение и работу **СХ.ЗАЩ** и **АК** передатчика РС «Лён-В».
15. Объясните назначение и работу **ДТ**, **КЛ** и **Мщ** и **АРМ** передатчика РС «Лён-В» по ее принципиальной схеме.
16. Объясните назначение и работу **УДИФ** и **ОГР** передатчика РС «Лён-В».
17. Объясните назначение и работу **ИНТ.СХ** и **ФНЧ** передатчика РС «Лён-В» по ее принципиальной схеме.
18. Объясните назначение и работу **ПТВ** и **ДТ** блока управления РС «Лён-В».
19. Объясните назначение и работу **ЛгУ** и **ГВ** блока управления РС «Лён-В».
20. Объясните назначение и работу **МТ** и **БЛ.ГР** РС «Лён-В».
21. Объясните полученные в работах графики и осциллограммы.

Библиографический список

1. Шостак А.С. Формирование и передача сигналов. Часть 1 [Электронный ресурс]: курс лекций/ Шостак А.С. – Электрон. текстовые данные. – Томск: Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 2014. – 154 с. – Режим доступа: <http://www.iprbookshop.ru/14029>. – ЭБС «IPRbooks», по паролю. <http://www.iprbookshop.ru/14029>
2. Шостак А.С. Формирование и передача сигналов. Часть 2 [Электронный ресурс]: курс лекций/ Шостак А.С. – Электрон. текстовые данные. – Томск: Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 2014. – 90 с. – Режим доступа: <http://www.iprbookshop.ru/14030>. – ЭБС «IPRbooks», по паролю. <http://www.iprbookshop.ru/14030>
3. Сигналы систем электрорадиосвязи: учебное пособие / Н.С. Николаев, Д.С. Канарский. – Москва: Русайнс, 2016. – 159 с. – Режим доступа: <https://www.book.ru/book/920762>
4. Бакеев Д.А., Пафёнкин А.И. Формирование и передача сигналов: Учеб. пособие. – Петропавловск-Камчатский: КамчатГТУ, 2007. – 85 с.. <http://window.edu.ru/resource/533/68533>
5. Павлов Б.А., Филатов В.Н. Возбудители радиопередающих устройств: Учеб. пособие / СПбГУАП. СПб., 2003. 24 с.: ил.. <http://window.edu.ru/resource/742/44742>
6. Устройства генерирования и формирования сигналов. Раздаточный материал для конспекта лекций / сост. П.Г. Тамаров. – Ульяновск: УлГТУ, 2011. – 61 с.. <http://window.edu.ru/resource/582/74582>
7. Радиопередающие устройства: учебник для вузов / Под ред. В.В. Шахгильдяна. – 3-е изд. – М.: Радио и связь, 2003. – 560 с.. 5
8. Сайт "Радиопередающие устройства" [Электронный ресурс]: Содержится разнообразная информация, касающаяся устройств генерирования, формирования и усиления радиосигналов. – Режим доступа: <http://radio-device.ru/index.php>. – Загл. с экрана. – Яз. рус
9. Сайт фирмы Analog Devices [Электронный ресурс]: Содержатся сведения об электронных компонентах, производимых фирмой. – Режим доступа: <http://www.analog.com/ru>, свободный. – Загл. с экрана. – Яз. рус
10. Сайт фирмы Texas Instruments [Электронный ресурс]: Содержатся сведения об электронных компонентах и устройствах техники радиочастот. – Режим доступа: <http://www.ti.com/lstds/ti/analog/broadband-rf-if/overview.page>, свободный. – Загл. с экрана. – Яз. англ

Министерство образования и науки Российской Федерации
Муромский институт (филиал)
федерального государственного бюджетного образовательного учреждения
высшего образования
«Владимирский государственный университет
имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»
(МИ ВлГУ)

Отделение среднего профессионального образования

МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ К ПРАКТИЧЕСКИМ ЗАНЯТИЯМ ПО ДИСЦИПЛИНЕ РАДИОПЕРЕДАЮЩИЕ УСТРОЙСТВА

для студентов специальности

11.02.01 Радиоаппаратостроение

Программа подготовки специалистов среднего звена

Составитель
Храмов К.К.

Муром 2018

Содержание

Содержание.....	1
1. СОСТАВЛЕНИЕ СТРУКТУРНОЙ СХЕМЫ РАДИОПЕРЕДАЮЩИХ УСТРОЙСТВ С РАЗЛИЧНЫМИ ВИДАМИ МОДУЛЯЦИИ	3
2. РАСЧЕТ КАСКАДА УСИЛИТЕЛЯ МОЩНОСТИ НА БИПОЛЯРНОМ ТРАНЗИСТОРЕ ПО СХЕМЕ С ОБЩИМ ЭМИТТЕРОМ	8
3. РАСЧЕТ КАСКАДА УСИЛИТЕЛЯ МОЩНОСТИ НА БИПОЛЯРНОМ ТРАНЗИСТОРЕ ПО СХЕМЕ С ОБЩЕЙ БАЗОЙ	11
4. РАСЧЕТ ЦЕПЕЙ СОГЛАСОВАНИЯ	15
5. РАСЧЕТ КАСКАДА ТРАНЗИСТОРНОГО УМНОЖИТЕЛЯ ЧАСТОТЫ	22
6. РАСЧЕТ КАСКАДА КВАРЦЕВОГО АВТОГЕНЕРАТОРА	26
7. РАСЧЕТ ГЕНЕРАТОРА, УПРАВЛЯЕМОГО НАПРЯЖЕНИЕМ	29
8. РАСЧЕТ ЦИФРОВОГО СИНТЕЗАТОРА ЧАСТОТ НА ОСНОВЕ СИСТЕМЫ ФАЗОВОЙ АВТОПОДСТРОЙКИ ЧАСТОТЫ (ФАПЧ).....	35
9. РАСЧЕТ ТРАНЗИСТОРНОГО АВТОГЕНЕРАТОРА С ЧАСТОТНЫМ МОДУЛЯТОРОМ	38
10. РАСЧЕТ СТРУКТУРНОЙ СХЕМЫ РАДИОПЕРЕДАЮЩЕГО УСТРОЙСТВА	44
11. КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ ДЛЯ САМОПРОВЕРКИ	46
Библиографический список	50

1. СОСТАВЛЕНИЕ СТРУКТУРНОЙ СХЕМЫ РАДИОПЕРЕДАЮЩИХ УСТРОЙСТВ С РАЗЛИЧНЫМИ ВИДАМИ МОДУЛЯЦИИ

Задача выбора структурной схемы является первой при проектировании радиопередающих устройств (РПДУ) и состоит в том, чтобы определить рациональное число каскадов радиочастоты между автогенератором и выходом устройства, обеспечивающее выполнение заданных технических требований к передатчику при минимальных затратах средств на изготовление и при достаточно высоком КПД.

Обобщенная структурная схема РПДУ [1-8] приведена на рис.1.1.

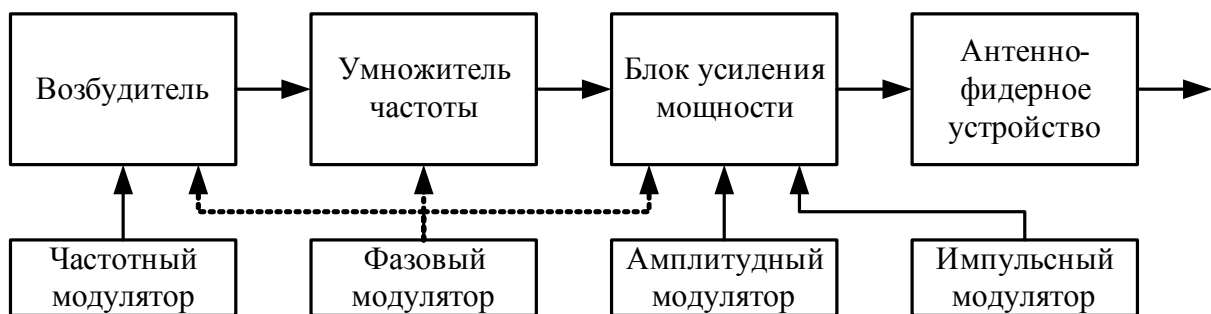


Рис. 1.1. Обобщенная структурная схема РПДУ

Структурная схема позволяет получить представление о том, каким будет проектируемое устройство, т.е. представить облик будущего радиопередающего устройства.

В процессе составления структурной схемы РПДУ решаются основные вопросы, определяющие принцип его построения:

- выбирается методология построения радиочастотного тракта (широкополосная или узкополосная);
- определяется принцип построения тракта радиочастоты (однокаскадная схема или многокаскадная, с преобразованием частоты или без преобразования частоты, с применением умножителей частоты или с использованием принципа прямого усиления и т.п.);
- определяется принцип построения возбуждителя, решается вопрос о стабилизации частоты;
- производится выбор элементной базы – всех активных элементов РПДУ (микросхем, транзисторов, ламп);
- выбирается принцип построения модуляторного устройства (вид и способ реализации модуляции; тип накопителя и коммутатора в импульсных радиопередающих устройствах и т.д.).

При использовании узкополосной методологии построения радиочастотного тракта в диапазонных РПДУ перестройка по частоте осуществляется во всех основных каскадах, начиная от возбуждителя и заканчивая выходными каскадами и согласующими фильтрами. Для реализации такого принципа построения

радиогенератора необходимо предусмотреть соответствующие элементы (конденсаторы переменной ёмкости, вариометры) перестройки контурных систем и измерительные приборы для контроля за точностью настройки частоты. При одновременной перестройке нескольких каскадов необходимо обеспечить сопряжение контурных систем.

В настоящее время наиболее распространенной является широкополосная технология построения тракта радиочастоты, при которой перестройка частоты производится в возбuditеле, а затем включаются широкополосные усилители, генераторы и фильтры [1-8]. Относительная полоса выходных усилителей и антенного фильтра радиочастотного тракта, как правило, не должна превышать октаву с целью подавления высших гармонических составляющих сигнала и субгармоник. Если коэффициент перекрытия по частоте превышает октаву, то при переходе с одного поддиапазона на другой производится переключение полосовых октавных фильтров (антенных фильтров).

После составления структурной схемы производится её расчёт, т.е. проводится эскизное проектирование РПДУ. Целью расчёта является определение основных параметров отдельных каскадов (входной и выходной мощности, диапазона рабочих частот сигналов на входе и выходе и т.д.), определение числа каскадов. При энергетическом расчёте следует учитывать потери мощности в кабеле, соединяющем проектируемое устройство и нагрузку (антенну); коэффициент полезного действия контурных систем и другие потери в тракте формирования радиосигнала. По расчетному значению мощности, которую должен обеспечить каждый каскад, выбираются усилительные элементы и интегральные микросхемы (ИМС) (тип, количество и схемы включения); решаются вопросы применения той или иной схемы сложения мощностей нескольких генераторов; определяется величина питающих напряжений каждого каскада (активного элемента) и т.д.

Расчет структурной схемы можно начинать от возбuditеля, определяя основные энергетические характеристики последующих каскадов до тех пор, пока мощность на входе нагрузки (антенны) не достигнет заданного значения. При другом варианте расчета за исходную величину принимается мощность в нагрузке (антенне) и определяются энергетические характеристики всех предшествующих каскадов до тех пор, пока требуемая мощность на входе буферного каскада не сравняется с выходной мощностью возбuditеля [1, 7-8].

При предварительном расчете следует руководствоваться следующими общими положениями:

- выходная мощность возбuditеля составляет 20...50 мВт;
- частота задающего генератора (ЗГ) для обеспечения высокой ее стабильности не должна превышать 3...10 МГц; если используется кварцевая стабилизация, то частоту колебаний не рекомендуется брать выше 15...35 МГц при работе на основной гармонике; при использовании механических гармоник кварца рабочая частота ЗГ может достигать 200...250 МГц;
- для получения стабилизированных по частоте радиосигналов в диапазоне дециметровых волн используются генераторы с резонаторами, например, диэлектрическими, которые интегрированы в один корпус;

- плавная перестройка частоты в возбуждателях с кварцевой стабилизацией реализуется с помощью интерполяционной схемы;
- при малом количестве фиксированных рабочих частот можно использовать возбуждатель с кварцевой стабилизацией частоты по схеме «кварц-волна»;
- получение сетки частот осуществляется с помощью синтезаторов частоты, в которых стабильность частоты вырабатываемых колебаний определяется стабильностью частоты опорного (кварцевого) генератора;
- использование умножителей частоты приводит к снижению КПД РПДУ, повышению уровня амплитудных и фазовых шумов, поэтому рекомендуется умножение частоты производить на малых уровнях мощности и коэффициент умножения не брать более 3 на один каскад;
- амплитудную и импульсную модуляцию желательно осуществлять в выходном каскаде для повышения КПД РПДУ;
- с целью уменьшения потерь на гасящих резисторах допускается использовать один источник напряжения для питания маломощных каскадов и экранных цепей мощного лампового генератора; питание коллекторных и анодных цепей мощных каскадов, а также мощных каскадов на ИМС, рекомендуется производить от отдельных источников, а питание ЗГ от отдельного стабилизированного источника;
- сокращение числа каскадов можно достичь совмещением буферного усилителя с умножителем и т.д.;
- для снижения степени влияния мощных каскадов РПДУ на возбуждатель (задающий генератор), повышения стабильности частоты, уменьшения вероятности самовозбуждения генераторов КПД контурных систем рекомендуется выбирать в соответствии с таблицей 1.1.

Таблица 1.1

Рекомендуемые значения КПД контурных систем

	Буферные каскады (после ЗГ)	Каскады малой мощности	Каскады средней мощности	Каскады большой мощности
КПД контурной системы	0,05...0,2	0,2...0,4	0,4...0,8	0,8...0,95

Целесообразным является применение интегральных микросхем, как при проектировании отдельных каскадов, так и РПДУ в целом, особенно при малой и средней мощности выходного сигнала. В настоящее время выпускается широкая номенклатура электронных компонентов, которые предназначены для работы в радиочастотном диапазоне: усилители мощности, широкополосные усилители радиочастоты, модуляторы, генераторы, синтезаторы частоты, делители и умножители частоты, смесители, сумматоры и разветвители (делители мощности) сигналов и т.д. Как правило, компании-производители приводят типовые режимы работы, схемы включения и конструктивное размещение микросхем.

Подбор активных элементов (клистронов, магнетронов, ламп, транзисторов, микросхем и т.д.) производится по справочникам [\[12-13\]](#). Выбираемые ак-

тивные элементы (АЭ) должны удовлетворять требованиям, сформированным в результате расчета структурной схемы, по диапазону частот и мощности с учетом вида модуляции. Обычно таких АЭ оказывается несколько, из них нужно выбрать наиболее подходящий. Если такой выбор сделать нельзя только на основании сравнения АЭ по паспортным данным, то рассчитывается режим работы, а затем сравниваются энергетические показатели и выбирается АЭ, обладающий более высокими энергетическими характеристиками.

Тип микросхемы выбирается с учетом устойчивости и усилительных возможностей транзисторных усилительных элементов. Выбор по устойчивости начинают с сопоставления заданной частоты или диапазона частот с критической частотой ИМС. Например, при одинаковых устойчивых коэффициентах усиления для широкополосных трактов предпочтительна схема ОБ-ОЭ, для узкополосных – ОЭ-ОБ. Далее определяют устойчивый коэффициент усиления и коэффициент устойчивости.

При выборе микросхемы по усилительным свойствам предварительно определяют, каким является рассчитываемый каскад – широкополосным или узкополосным. В соответствии с этим подбирают тип микросхемы из выбранных по максимальной устойчивости. Если заданная частота меньше критической, то преимуществом обладают схемы, содержащие наибольшее количество каскадов с общим эмиттером (ОЭ), общей базой (ОБ) или общим истоком (ОИ).

После выбора типа микросхемы рассчитывают ее Y -параметры на заданной частоте или в диапазоне частот. При известных Y -параметрах усилительных элементов каскад рассчитывают теми же методами, что и обычные каскады на транзисторах (лампах).

Следует отметить, что ряд микросхем допускает различные варианты включения за счет изменения схемы соединения внешних выводов. Кроме того, для создания многотранзисторных каскадов удобно использовать транзисторные матрицы. Поэтому при отсутствии микросхемы с желаемой схемой каскада, следует применить транзисторную матрицу.

Кроме активных элементов серийно выпускаются также и пассивные элементы (конденсаторы, резисторы, индуктивности, циркуляторы, изоляторы, трансформаторы, фильтры и т.п.) [14]. Большинство элементов рассчитано на поверхностный монтаж.

Такой подход приводит к изменению установившихся принципов построения трактов на дискретных элементах. Так, вместо покаскадного использования селективных компонентов, в ряде случаев применяется фильтрация сигналов после нескольких каскадов широкополосного усиления. В качестве фильтров используются фильтры высоких частот или фильтры низких частот (в зависимости от того, какие нежелательные колебания необходимо подавить – высшие гармонические колебания или субгармоники). При проектировании радиочастотных трактов на дискретных элементах желательно использовать минимальное количество АЭ. При разработке РПДУ на интегральных микросхемах целесообразно применять микросхемы с возможно более высокой степенью интеграции, даже если это приводит к более сложным схемотехническим решениям. Данная рекомендация связана с преимуществом интегральной технологии –

возможностью изготовления большого количества идентичных по параметрам элементов, стоимость которых мало зависит от их количества в микросхеме. При таком подходе существенно повышается стабильность работы и надежность проектируемой аппаратуры, уменьшаются ее масса, габаритные размеры и потребляемая энергия.

В ряде случаев целесообразен переход от аналоговых к цифровым методам обработки сигналов. Так, широкое распространение в устройствах генерирования и формирования сигналов получили цифровые синтезаторы частот, цифровые фильтры, цифровые формирователи сигналов и т.п.

Результатом расчета структурной схемы РПДУ является следующий перечень данных для каждого каскада, включая антенный фильтр и возбуждатель:

- мощность возбуждения (мощность на входе каскада);
- выходная мощность (мощность, которую должен выработать АЭ);
- значение частоты (полосы частот) сигнала на входе каскада;
- значение частоты (полосы частот) сигнала на выходе каждого блока;
- тип активного элемента и его характеристики;
- напряжение источников питания и их количество;
- коэффициент (ориентировочный) усиления каскада по мощности (для фидера – коэффициент затухания);
- КПД контурных систем, используемых в выходных и промежуточных каскадах.

2. РАСЧЕТ КАСКАДА УСИЛИТЕЛЯ МОЩНОСТИ НА БИПОЛЯРНОМ ТРАНЗИСТОРЕ ПО СХЕМЕ С ОБЩИМ ЭМИТТЕРОМ

Принципиальная схема транзисторного усилителя мощности приведена на рис. 2.1 [1-2, 7-9].

Как правило, известным параметром является колебательная мощность первой гармоники $P_{\text{вых1}}$ в антенне.

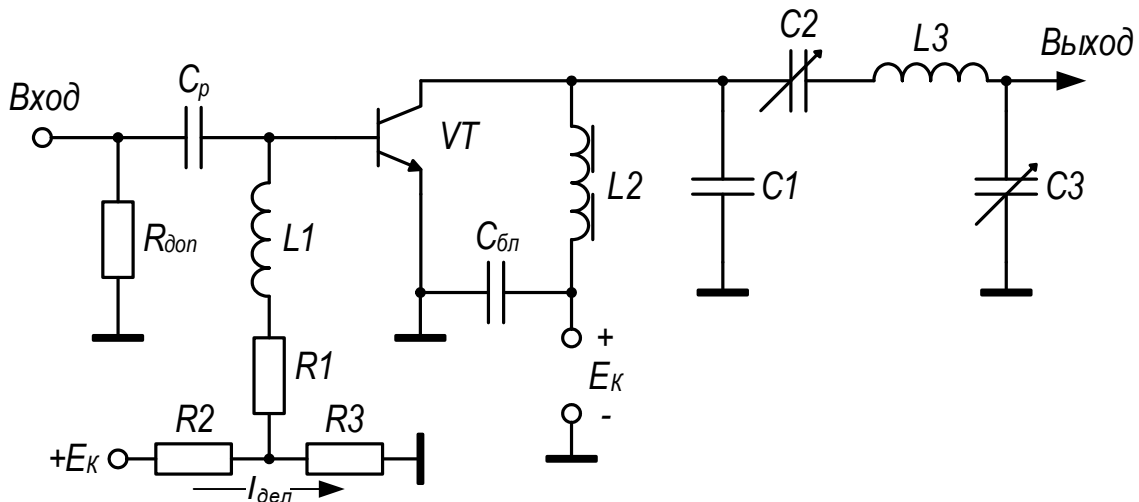


Рис. 2.1. Принципиальная схема усилителя мощности на биполярном транзисторе

2.1. Расчет выходной цепи

Электрический расчет необходимо начинать с выбора угла отсечки коллекторного тока. Для достижения высокого КПД и высокой выходной мощности угол отсечки выбирают 60...90 градусов, чаще всего $\theta = 90^\circ$. Затем расчет проводится в следующем порядке.

Коэффициент использования коллекторного напряжения усиления (в крайнем случае, можно задаться значением 0,8...0,9).

Коэффициент использования коллекторного напряжения в критическом (граничном) режиме

$$\xi_{кр} = \frac{1}{2} \left(1 + \sqrt{1 - \frac{8P_{\text{вых1}} r_{\text{нас}}}{\alpha_1(\theta) E_K^2}} \right),$$

где $r_{\text{нас}} = 1/S_{\text{эп}}$ – сопротивление насыщения транзистора; $S_{\text{эп}}$ – крутизна линии граничного (критического) режима работы транзистора; E_K – напряжение питания транзистора; $\alpha_1(\theta)$ – коэффициент Берга по первой гармонике.

Амплитуда переменного напряжения на коллекторе

$$U_{Km} = \xi_{кр} E_K.$$

Амплитуда первой гармоники коллекторного тока

$$I_{K1} = \frac{2P_{\text{вых1}}}{U_{Km}}.$$

Сопротивление в цепи коллектора

$$R_K = \frac{U_{Km}}{I_{K1}}.$$

Амплитуда импульса коллекторного тока

$$i_{K\max} = \frac{I_{K1}}{\alpha_1(\theta)}.$$

Постоянная составляющая коллекторного тока

$$I_{K0} = i_{K\max} \alpha_0(\theta) < I_{K\partial\partial o}.$$

Мощность, потребляемая от источника питания

$$P_0 = I_{K0} E_K.$$

Электронный КПД коллекторной цепи

$$\eta = \frac{P_{\text{вых}1}}{P_0}.$$

Мощность, рассеиваемая на коллекторе транзистора

$$P_K = P_0 - P_{\text{вых}1} < P_{K\partial\partial o}.$$

2.2. Расчет входной цепи

Коэффициент усиления тока

$$\beta = \frac{\beta_0}{\sqrt{1 + \left(\frac{f_p}{f_{\text{эп}}}\right)^2}},$$

где $f_{\text{эп}}$ – частота граничного усиления, на которой модуль коэффициента усиления по току в схеме с общим эмиттером равен единице; β_0 – коэффициент усиления транзистора по току в схеме с общим эмиттером.

Коэффициент передачи по току

$$|K_i| = \frac{\beta \gamma_1(\theta)}{\chi},$$

где $\gamma_1(\theta) = \alpha_1(\theta)(1 - \cos\theta)$; $\chi = 1 + \gamma_1(\theta)\omega C_K R_K$; C_K – проходная емкость транзистора.

Ток базы

$$I_{B1} = \frac{I_{K1}}{|K_i|}; \quad I_{B0} = \frac{I_{K0}}{\beta_0}.$$

Входное сопротивление транзистора

$$R_{\text{ex}} = \gamma_1(\theta)\omega L_{\text{э}}/\chi,$$

где $L_{\text{э}}$ – индуктивность эмиттера.

Мощность возбуждения

$$P_{\text{возб}} = \frac{1}{2} I_{B1}^2 R_{\text{ex}}.$$

Коэффициент усиления по мощности

$$K_p = \frac{P_{\text{вых}1}}{P_{\text{возб}}}.$$

2.3. Расчет цепей питания и смещения

Разделительный конденсатор C_p

$$C_p = \frac{(50 \dots 100)}{\omega_p R_{ex}}.$$

Блокировочная индуктивность $L1$ (чтобы переменная составляющая тока не терялась на $R1$, $R2$ и $R3$)

$$L1 = \frac{(10 \dots 20) R_{ex}}{\omega_p}.$$

Индуктивность $L2$ (чтобы переменная составляющая не замкнулась через E_K , у которого на ВЧ сопротивление стремится к нулю)

$$L2 = \frac{(10 \dots 20) R_K}{\omega_p}.$$

Блокировочная емкость $C_{бл}$ (чтобы замкнуть часть переменного тока, текущего через $L2$)

$$C_{бл} = \frac{(50 \dots 100)}{\omega_p R_K}.$$

Сопротивления цепи смещения

$$R3 = \frac{E_B}{I_{дел} - I_{Б0}}; \quad R2 = \frac{E_K - E_B}{I_{дел}}.$$

Сопротивление $R1$ можно приравнять к нулю (если не требуется дополнительное автоматическое смещение).

Сопротивление $R_{доп}$ – включается параллельно входу, чтобы симметризовать форму импульсов коллекторного тока.

$$R1 = \frac{1}{2\pi f_\beta C_\varepsilon},$$

где $f_\beta = f_\alpha / \beta$.

3. РАСЧЕТ КАСКАДА УСИЛИТЕЛЯ МОЩНОСТИ НА БИПОЛЯРНОМ ТРАНЗИСТОРЕ ПО СХЕМЕ С ОБЩЕЙ БАЗОЙ

Принципиальная схема транзисторного усилителя мощности приведена на рис. 3.1 [1-2, 7-9].

3.1. Расчет коллекторной цепи

Электрический расчет необходимо начинать с выбора угла отсечки коллекторного тока. Для достижения высокого КПД и высокой выходной мощности угол отсечки выбирают 60...90 градусов, чаще всего $\theta = 90^\circ$.

Коэффициент использования коллекторного напряжения в критическом (граничном) режиме

$$\xi_{кр} = \frac{1}{2} + \sqrt{\frac{1}{4} - \frac{2P_{вых\ уМ}}{\alpha_1(\theta)S_{кр}E_K^2}},$$

где $S_{кр}$ – крутизна линии критического режима работы транзистора; E_K – напряжение питания транзистора; $\alpha_1(\theta)$ – коэффициент Берга по первой гармонике.

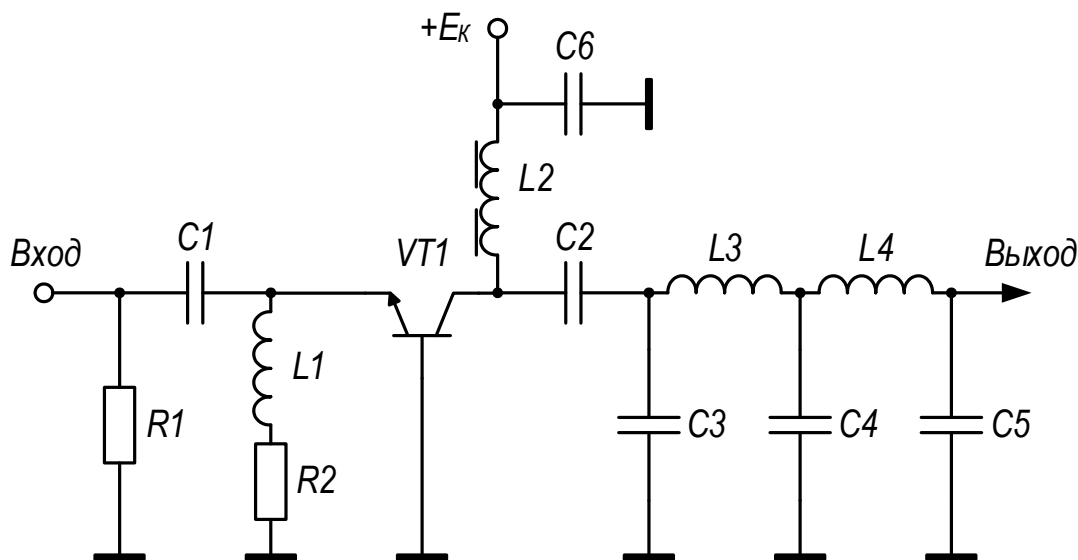


Рис. 3.1. Электрическая схема усилителя мощности

Амплитуда переменного напряжения на коллекторе

$$U_{Km} = \xi_{кр} E_K.$$

Амплитуда первой гармоники коллекторного тока

$$I_{Km} = \frac{2P_{вых\ уМ}}{U_{Km}}.$$

Постоянная составляющая коллекторного тока

$$I_{K0} = \frac{I_{Km} \alpha_0(\theta)}{\alpha_1(\theta)}.$$

Мощность, потребляемая от источника питания

$$P_0 = I_{K0} E_K.$$

Электронный КПД коллекторной цепи

$$\eta = \frac{P_{\text{вых УМ}}}{P_0}.$$

Мощность, рассеиваемая на коллекторе транзистора

$$P_K = P_0 - P_{\text{вых УМ}}.$$

Сопротивление нагрузки, которое обеспечивает критический режим работы транзистора

$$R_{кр} = \frac{U_{Km}}{I_{Km}}.$$

3.2. Расчет эмиттерной цепи

Для расчета эмиттерной цепи определим безразмерный параметр транзистора

$$\omega\tau_{отк} = \omega\tau_{отк ОБ} = f_p / f_\alpha,$$

где $f_\alpha = f_{эп} / (\alpha_0 k)$ – частота, на которой модуль коэффициента усиления по току транзистора в схеме с общей базой равен единице; α_0 – коэффициент усиления транзистора по току в схеме с общей базой; $f_{эп}$ – частота граничного усиления, на которой модуль коэффициента усиления по току в схеме с общим эмиттером равен единице; $k = 0,6$ – коэффициент, учитывающий скорость движения неосновных носителей.

Коэффициент усиления транзистора по току в схеме с общей базой определяется по формуле:

$$\alpha_0 = \frac{I_{K доп}}{I_{K доп} + I_B},$$

где $I_{K доп}$ – максимальный допустимый ток коллектора; I_B – ток базы.

Амплитуда первой гармоники входного тока

$$I_{Эм} = \frac{\sqrt{1 + (\omega\tau_{отк ОБ})^2}}{\alpha_0 \gamma_1(\theta)} I_{Km}.$$

Дополнительное сопротивление между выводами базы и эмиттера транзистора, включаемое для устранения “перекоса” в импульсах коллекторного тока

$$R_\delta = \frac{1}{2\pi f_\alpha C_\varepsilon},$$

где C_ε – емкость эмиттерного перехода.

В реальной схеме с общей базой сопротивление R_δ необходимо увеличить в 3...10 раз.

Максимальная величина обратного напряжения на закрытом эмиттерном переходе

$$U_{БЭм} = \frac{(1 + \cos(\theta)) R_\delta I_{Эм}}{\sqrt{1 + (\omega\tau_{отк ОБ})^2}} - |E'|,$$

где E' – напряжение отсечки, при котором устанавливается критический режим работы транзистора.

Напряжение смещения на эмиттерном переходе

$$E_B = \frac{\gamma_0(\pi - \theta)R_\partial I_{\text{эм}}}{\sqrt{1 + (\omega\tau_{\text{отк ОБ}})^2}} - |E'| - I_{\text{э0}} \left(r_\text{э} + \frac{r_\text{б}}{1 + \beta_0} \right),$$

где $I_{\text{э0}} = \frac{I_{\text{эм}}\alpha_0(\theta)}{\alpha_1(\theta)}$ – постоянная составляющая тока эмиттера; $\beta_0 = \frac{\alpha_0}{1 - \alpha_0}$ – коэффициент усиления по току в схеме с общим эмиттером; $r_\text{э}$ – сопротивление эмиттера; $r_\text{б}$ – сопротивление базы.

Входное сопротивление транзистора

$$R_{\text{вх}} \approx r_\text{э} + r_\text{б} - \alpha_0\gamma_1(\theta)2\pi f_\alpha L_\text{б} + \frac{[R_\partial\gamma_1(\pi - \theta) - \alpha_0\gamma_1(\theta)(r_\text{б} - 2\pi f_\alpha L_\text{б})]}{1 + (\omega\tau_{\text{отк ОБ}})^2},$$

где $L_\text{б}$ – индуктивность базового вывода.

Реактивная составляющая входного сопротивления определяется по формуле:

$$X_{\text{вх}} \approx 2\pi f(L_\text{э} + L_\text{б}) - \frac{[R_\partial\gamma_1(\pi - \theta) - \alpha_0\gamma_1(\theta)(r_\text{б} - 2\pi f_\alpha L_\text{б})]\omega\tau_{\text{отк ОБ}}}{1 + (\omega\tau_{\text{отк ОБ}})^2},$$

где $L_\text{э}$ – индуктивность эмиттерного вывода.

Мощность возбуждения (входная мощность)

$$P_{\text{вх}} = \frac{1}{2} I_{\text{эм}}^2 R_{\text{вх}}.$$

Коэффициент усиления по мощности

$$K_P = \frac{P_{\text{вых УМ}}}{P_{\text{вх}}}.$$

3.3. Расчет вспомогательных элементов

Емкости разделительных конденсаторов $C1$ и $C2$ определяются из условий

$$C1 \geq \frac{8}{f_p R_{\text{вх}}}; \quad C2 \geq \frac{8}{f_p R_{\text{кр}}}.$$

Индуктивности дросселей $L1$ и $L2$ –

$$L1 \geq \frac{5 \cdot R_{\text{вх}}}{f_p}; \quad L2 = \frac{2 \cdot R_{\text{кр}}}{f_p}.$$

Величина сопротивления $R1$ равна величине сопротивления R_∂ .

Величина сопротивления $R2$

$$R2 = |E_B| / I_{\text{э0}}.$$

3.4. Расчет выходной колебательной системы

В качестве выходной колебательной системы используем систему из двух связанных П-образных контуров, что позволит получить высокое ослабление гармоник при высоких величинах КПД системы.

Прежде чем начинать расчет необходимо задаться добротностью контуров Q . Как правило, $Q = 10 \dots 100$.

Сопротивление емкости $C3$

$$X_{C3} = -\frac{R_{кр}Q + R_{cp}}{Q^2 - 1},$$

где $R_{cp} = \sqrt{R_{кр}R_H}$; R_H – сопротивление нагрузки (в нашем случае – антенны).

Емкость $C3$

$$C3 = -\frac{1}{2\pi f_p X_{C3}}.$$

Сопротивление и величина емкости $C5$, соответственно, равны

$$X_{C5} = -\frac{R_H Q + R_{cp}}{Q^2 - 1}; \quad C5 = -\frac{1}{2\pi f_p X_{C5}}.$$

Сопротивление и величина емкости $C4$

$$X_{C4} = -\frac{X_{C3} X_{C5}}{R_{cp}}; \quad C4 = -\frac{1}{2\pi f_p X_{C4}}.$$

Сопротивление и величина индуктивности $L3$

$$X_{L3} = -(X_{C3} + X_{C4}); \quad L3 = \frac{X_{L3}}{2\pi f_p}.$$

Сопротивление индуктивности $L4$ определяется по формуле

$$X_{L4} = -(X_{C4} + X_{C5}); \quad L4 = \frac{X_{L4}}{2\pi f_p}.$$

Коэффициент фильтрации второй гармоники

$$\Phi \approx n^5 Q^2,$$

где n – номер гармоники.

Полоса пропускания колебательной системы

$$2\Delta f = \frac{1,41f_p}{Q}.$$

КПД системы двух П-контуров

$$\eta = 1 - \frac{2Q}{Q_{xx}},$$

где $Q_{xx} = 150 \dots 250$ – добротность ненагруженного контура.

4. РАСЧЕТ ЦЕПЕЙ СОГЛАСОВАНИЯ

4.1. Колебательный контур в цепях согласования

Рассмотрим один из вариантов использования параллельного контура в цепи согласования (ЦС), приведенный на рис. 4.1 [1-2, 7-9]. Трансформация сопротивлений обеспечивается здесь в соответствии со следующим выражением

$$R_K = p^2 \frac{\rho^2}{r_0 + \omega^2 M_{cs}^2 / R_H},$$

где R_K – эквивалентное сопротивление коллекторной нагрузки; $\rho = \sqrt{L_K / C_K}$ – характеристическое сопротивление контура; $C_K = \frac{C_2 \cdot C_3}{C_2 + C_3}$; r_0 – сопротивление собственных потерь; $p = C_3 / (C_2 + C_3)$ – коэффициент включения контура в коллекторную цепь транзистора.

При настройке каскада критический режим можно обеспечить подбором оптимальной связи с нагрузкой $M_{cs\text{ опт}}$. При изменении связи меняются: вносимое сопротивление

$$r_{вн} = \frac{X_{cs}^2}{R_H} = \frac{(\omega M_{cs})^2}{R_H},$$

добротность

$$Q_H = \frac{\rho}{r_0 + r_{вн}}$$

и резонансное сопротивление контура

$$R_{рез} = Q_H \rho.$$

При слабой связи вносимое сопротивление мало, резонансное сопротивление велико, величина сопротивления коллекторной нагрузки $R_K = p^2 R_{рез}$ превышает оптимальное значение, соответствующее критическому режиму. Каскад находится в перенапряженном режиме. При увеличении связи вносимое сопротивление возрастает, добротность контура и его резонансное сопротивление уменьшаются, каскад вначале переходит в критический, а затем в недонапряженный режим. В критическом режиме полезная мощность максимальна. Таким образом, существует оптимальная связь с нагрузкой $M_{cs\text{ опт}}$, соответствующая критическому режиму работы каскада.

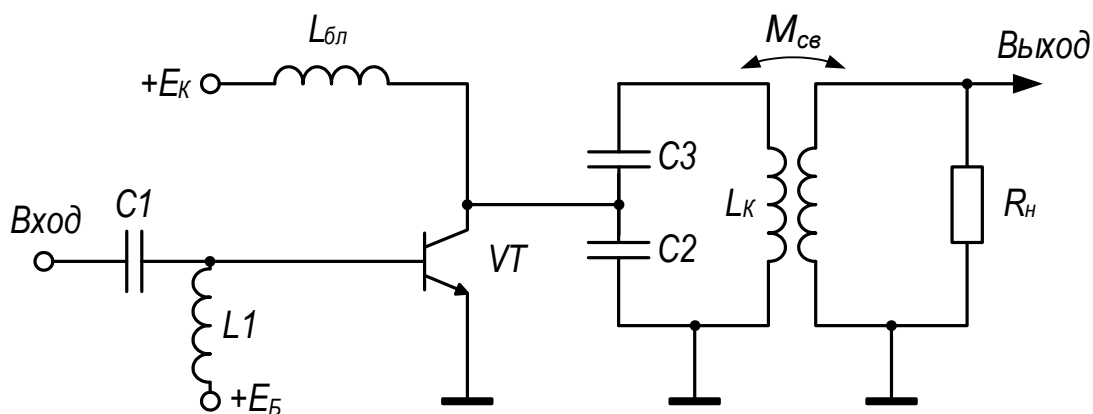


Рис. 4.1. Частичное включение контура в коллекторную цепь транзистора

Частичное включение контура в коллекторную цепь транзистора.

На практике полное включение контура в коллекторную цепь используется лишь в маломощных каскадах. В мощных транзисторных каскадах эквивалентное сопротивление коллекторной нагрузки становится настолько малым (единицы Ом), что реализовать его удастся лишь при неполном (частичном) включении контура в цепь коллектора. При этом сопротивление нагрузки меньше, чем резонансное сопротивление колебательного контура, а именно

$$R_K = p^2 R_{рез}$$

где $p \leq 1$ – коэффициент включения, который для схемы рис. 4.2 определяется выражением

$$p = L1/L_K.$$

Другой вариант частичного включения показан на рис. 4.1, где транзистор включается в емкостную ветвь контура. Преимущество такого способа в том, что высшие гармоники коллекторного тока, проходя через конденсатор C2, создают значительно меньшее падение напряжения на коллекторе транзистора, чем в случае включения в индуктивную ветвь контура (рис. 4.2).

Меняя на рис 2.2 местами конденсатор C3 и катушку индуктивности L_K , исключив катушку связи и подключив нагрузочное сопротивление параллельно конденсатору C3, переходим к третьему варианту включения контура в коллекторную цепь транзистора – П-образной цепи согласования (см. рис. 4.3).

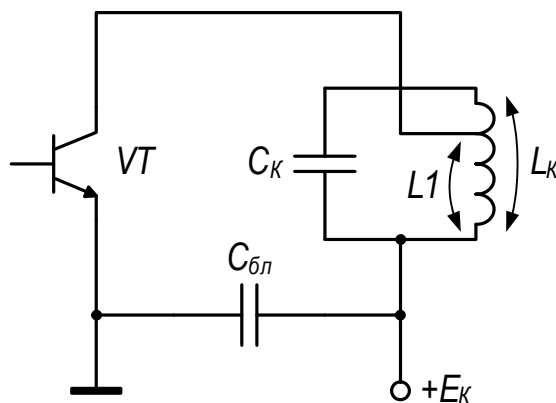


Рис. 4.2. Частичное включение контура в коллекторную цепь транзистора

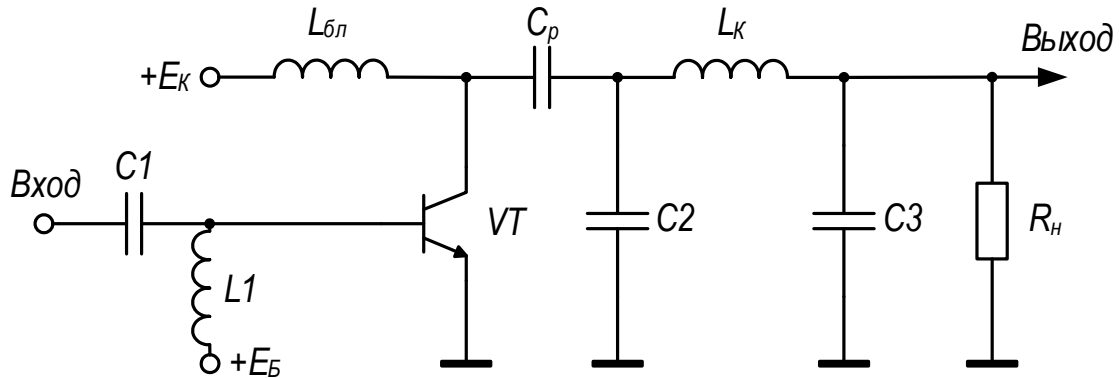


Рис. 4.3. Принципиальная схема ГВВ с П-образной цепью согласования

4.2. Г-образные цепи согласования

Г-образные цепи согласования (рис. 4.4) содержат два реактивных элемента $X1$ и $X2$, преобразуют нагрузочное сопротивление $R2$ в некоторое другое эквивалентное активное сопротивление $R1$, причем обязательным условием реализации является следующее: $R2 < R1$. Входное сопротивление Г-образной цепи становится чисто активным и равным $R1$, если выполнены два условия

$$R1 = \frac{R2^2 + X2^2}{R2} = R2 \cdot (1 + Q^2);$$

$$X1 = -\frac{R2^2 + X2^2}{X2} = -X2 \cdot (1 + Q^{-2}),$$

где $Q = |X2|/R2 = R1/|X2|$ – добротность цепи, которая однозначно определяется отношением сопротивлений

$$Q = \sqrt{\frac{R1}{R2} - 1}, \quad (4.1)$$

причем $R2 < R1$. Значения $X1$ и $X2$ определяются выражениями

$$|X1| = \frac{R1}{Q}; \quad |X2| = Q \cdot R2. \quad (4.2)$$

Знаки $X1$ и $X2$ противоположны. Возможные два варианта цепи согласования показаны на рис. 4.5.

Первая схема чаще применяется в усилителях мощности, т.к. обеспечивает лучшую фильтрацию гармоник тока активного элемента.

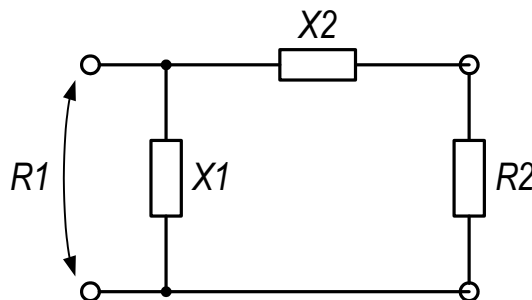


Рис. 4.4. Обобщенная схема Г-образной цепи согласования

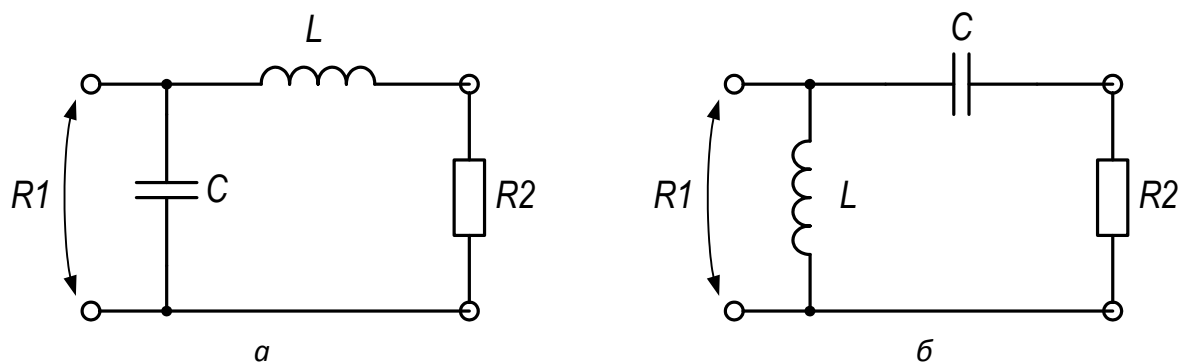


Рис. 4.5. Две возможные схемы Г-образной цепи согласования

Цепь на рис. 4.5,а можно рассматривать как параллельный колебательный контур с добротностью Q . При малых добротностях такая цепь характеризуется широкой полосой пропускания, т.е. плохой фильтрацией, хотя коэффициент полезного действия при этом достаточно высок. При больших добротностях фильтрация улучшается, но резко сужается полоса пропускания цепи, снижается коэффициент полезного действия $\eta_{\text{цс}}$. При $Q > 3$, полосу пропускания такой цепи можно оценить по той же формуле, что и для параллельного контура:

$$2\Delta\omega \approx \omega_0 / Q.$$

Формулы для расчета элементов первой Г-образной ЦС (рис. 4.5,а):

$$L = \frac{Q \cdot R_2}{\omega}; \quad C = \frac{Q}{\omega \cdot R_1}.$$

Если нагрузочное сопротивление содержит реактивную составляющую X_H , т.е. $Z_H = jX_H + R_H$, то в реальной схеме действительное значение индуктивности надо скорректировать:

$$L_{\text{кор}} = L - \frac{X_H}{\omega}.$$

Фильтрующие свойства ЦС можно улучшить, если последовательно с X_2 включить дополнительную индуктивность $L_{\text{доп}}$, скомпенсировав ее сопротивление емкостью $C_{\text{доп}}$ (рис. 4.6).

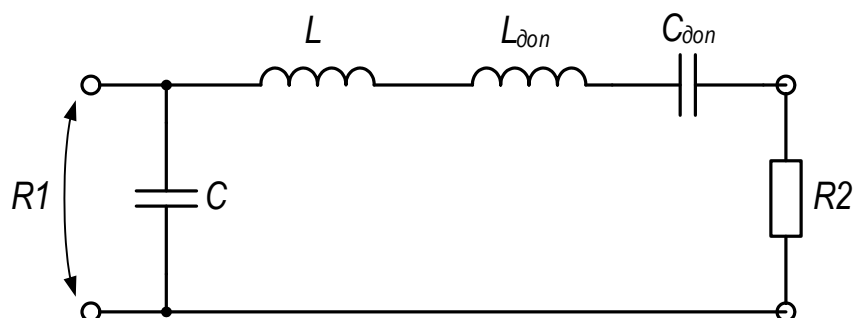


Рис. 4.6. Включение дополнительной индуктивности в Г-образной ЦС

4.3. П-образные цепи согласования

П-образные цепи согласования широко применяются как в выходных, так и в промежуточных каскадах передатчиков. В отличие от Г-образных цепей П-образные ЦС могут использоваться как при $R_2 < R_1$, так и при $R_2 > R_1$.

П-образная цепь может быть получена путем последовательного соединения двух Г-образных цепей, преобразующих сопротивления $R1$ и $R2$ в некоторое промежуточное сопротивление $R0 < R1, R2$ (рис. 4.7). Задаваясь значениями $R0$, элементы любой П-образной цепи согласования можно рассчитать по формулам (4.1) и (4.2).

На практике обычно бывают заданы $R1$ и $R2$, требуется рассчитать величины L , $C1$ и $C2$. Порядок расчета:

Выбираем значение индуктивности из условия

$$L \geq \frac{\sqrt{R1 \cdot R2}}{\omega}.$$

Вычисляем значения $C1$ и $C2$

$$C1 = \frac{1}{\omega^2 L} \left(1 + \sqrt{\left(\frac{\omega^2 L^2}{R1 \cdot R2} - 1 \right) \frac{R2}{R1}} \right); \quad C2 = \frac{1}{\omega^2 L} \left(1 + \sqrt{\left(\frac{\omega^2 L^2}{R1 \cdot R2} - 1 \right) \frac{R1}{R2}} \right).$$

После расчета этих параметров обязательно проверить следующее:

1) характеристическое сопротивление

$$\rho = \omega L;$$

2) вносимое сопротивление

$$r_{вн} = \frac{R2}{1 + (\omega \cdot C2 \cdot R2)^2};$$

3) добротность нагруженного контура

$$Q_H = \frac{\rho}{r_0 + r_{вн}},$$

где $r_0 = \rho / Q_{xx}$; $Q_{xx} = 100 \dots 200$ – добротность холостого хода;

4) коэффициент полезного действия цепи согласования

$$\eta_{цс} = 1 - \frac{Q_H}{Q_{xx}}.$$

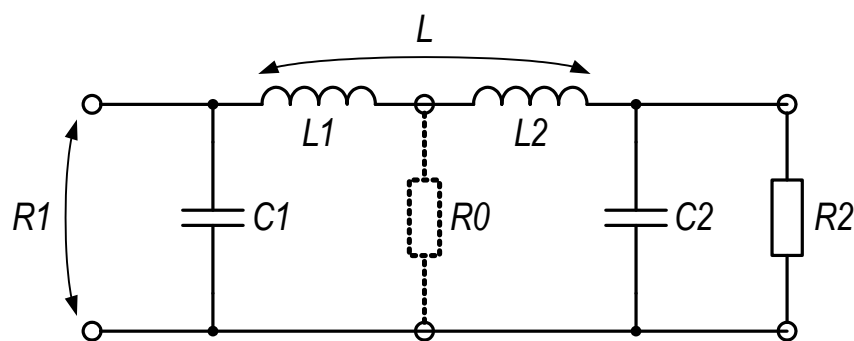


Рис. 4.7. Эквивалентное представление П-образной цепи согласования

Так же, как и в случае Г-образных цепей, фильтрующие свойства П-образной ЦС можно улучшить путем увеличения индуктивности на величину $L_{доп}$ и компенсации её сопротивления дополнительной емкостью $C3$. Получающаяся схема приведена на (рис. 4.8) и также очень широко используется на практике. Конденсаторы $C2$ и $C3$ – переменные: $C2$ – для регулировки связи с

нагрузкой, $C3$ – для настройки контура в резонанс. В реальной схеме номинал конденсатора $C1$ необходимо выбирать с учетом выходной емкости транзистора.

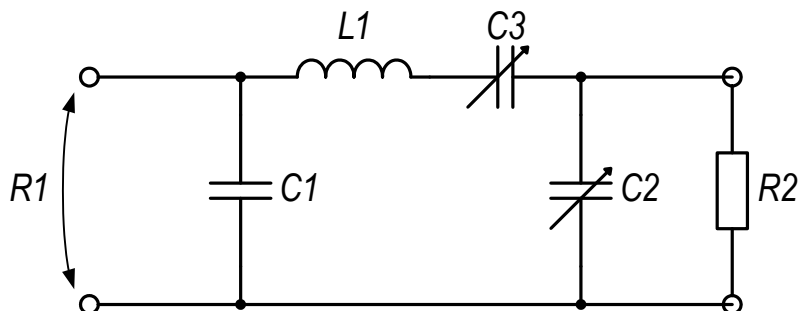


Рис. 4.8. П-образная цепь согласования

4.4. Фильтрация высших гармоник в выходных цепях согласования

Современные радиотехнические системы работают в сложных условиях при мешающем воздействии внешних электромагнитных полей [1-8]. Для разных видов передатчиков в соответствии с рекомендациями МККР установлены допустимые уровни внеполосных излучений – либо в абсолютной величине мощности $P_{доп}$, либо в относительных единицах $10 \cdot \lg \left(\frac{P_{доп}}{P_{вых}} \right)$, дБ.

Степень подавления высших гармоник в цепях согласования оценивается коэффициентом фильтрации

$$\Phi_n = \left(\frac{I_{1_{вых}}}{I_{n_{вых}}} \right) / \left(\frac{I_{1_{вх}}}{I_{n_{вх}}} \right),$$

где $I_{1_{вх}}$ и $I_{1_{вых}}$ – амплитуды первых гармоник токов на входе и выходе ЦС; $I_{n_{вх}}$ и $I_{n_{вых}}$ – амплитуды n -ных гармоник токов на входе и выходе ЦС.

Если известна допустимая мощность n -ной гармоники в антенне $P_{n_{доп}}$, то требуемый коэффициент фильтрации можно записать в виде

$$\Phi_{n_{треб}} \geq \frac{\alpha_n(\theta)}{\alpha_1(\theta)} \sqrt{\frac{P_1}{P_{n_{доп}}}}.$$

Для **Г-образной** ЦС (рис. 2.6,а) коэффициент фильтрации равен

$$\Phi_n = Q_H (n^2 - 1),$$

где Q_H – добротность, n – номер гармоники.

При последовательном соединении цепей согласования их коэффициенты фильтрации будут перемножаться:

$$\Phi_n = \Phi_{n1} \cdot \Phi_{n2}.$$

Для **П-образной** ЦС коэффициент фильтрации рассчитывается

$$\Phi_n = Q_H (n^2 - 1)n.$$

Для цепи с **частичным включением** (либо емкостным, либо индуктивным):

$$\Phi_n = Q_H \frac{n^2 - 1}{n}.$$

Если повышать добротность, полоса пропускания уменьшается. В тех случаях, когда требуется широкая полоса рабочих частот, ставится дополнительный фильтр гармоник.

5. РАСЧЕТ КАСКАДА ТРАНЗИСТОРНОГО УМНОЖИТЕЛЯ ЧАСТОТЫ

Принципиальная схема умножителя частоты приведена на рис. 5.1 [1-2, 7-9]. Функции умножителей частоты, в основе которых лежит принцип выделения гармоник нужной частоты из импульсов коллекторного тока, могут выполнять генераторы с внешним возбуждением малой мощности.

Оптимальный угол отсечки умножителя равен

$$\theta = 120^\circ / n,$$

где n – коэффициент умножения. При $n=2$ – $\theta=60^\circ$, а при $n=3$ – $\theta=40^\circ$. При этих углах отсечки КПД будет достаточно высоким, но не следует допускать превышения $U_{БЭдоп}$. Поэтому часто угол отсечки и для $n=2$, и для $n=3$ выбирают равным $\theta=60^\circ$.

Расчет режима транзистора ведут на заданную мощность транзистора $P_{вых\ n}$ на рабочей частоте $n \cdot f_p$.

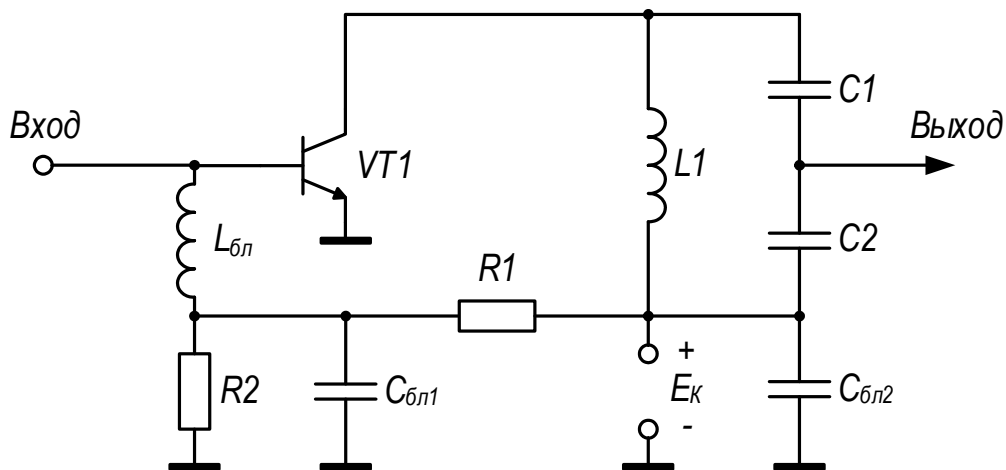


Рис. 5.1. Электрическая схема умножителя частоты

5.1. Выбор типа транзистора и расчет его режима работы

Транзистор выбирается с учетом выполнения условий

$$f_p \geq 3 \cdot f_{эп} / h_{21э}; \quad n \cdot f_p \leq f_{эп}.$$

Вследствие больших потерь в материале коллектора на верхних частотах транзистора целесообразно выбирать транзистор с запасом по выходной мощности $P_{вых\ n}$ примерно в 2...2,5 раза.

Расчет транзистора будем вести по безынерционной методике в силу выполнения приведенных выше условий.

Выберем граничный режим работы транзистора. Тогда коэффициент использования коллекторного напряжения в критическом (граничном) режиме

$$\xi_{кр} = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \sqrt{1 - \frac{8P_{вых\ n}}{\alpha_n(\theta) S_{кр} E_K^2}},$$

где $S_{кр}$ – крутизна линии критического режима работы транзистора; E_K – напряжение питания транзистора; $\alpha_n(\theta)$ – коэффициент Берга по n -й гармонике.

Амплитуда второй гармоники коллекторного напряжения

$$U_{K n} = \xi_{кр} E_K.$$

Амплитуда второй гармоники коллекторного тока

$$I_{K n} = \frac{2P_{вых n}}{U_{K n}}.$$

Постоянная составляющая коллекторного тока

$$I_{K0} = \frac{I_{K n} \alpha_0(\theta)}{\alpha_n(\theta)}.$$

Мощность, потребляемая от источника питания

$$P_0 = I_{K0} E_K.$$

Мощность, рассеиваемая коллектором транзистора

$$P_K = P_0 - P_{вых n}.$$

Эквивалентное сопротивление коллекторной цепи для второй гармоники коллекторного тока

$$R_{K n} = U_{K n} / I_{K n}.$$

Электронный КПД

$$\eta = P_{вых n} / P_0.$$

Амплитуда первой гармоники напряжения на базе

$$U_{B1} = \frac{I_{K n}}{S \cdot \gamma_n(\theta)}.$$

Напряжение смещения на базе

$$U_{B0} = U_{отс} - U_{B1} \cos(\theta),$$

где $U_{отс}$ – напряжение отсечки транзистора.

Постоянная составляющая тока базы

$$I_{B0} = \frac{I_{K0}}{h_{21Э}}.$$

5.2. Расчет параметров цепей питания и смещения

Ток делителя выбирается из соотношения

$$I_{\partial} = (3...5) I_{B0}.$$

Сопротивления делителя напряжения

$$R1 = \frac{U_{K0} - U_{B0}}{I_{\partial}}; \quad R2 = \frac{U_{B0}}{I_{\partial} + I_{B0}}.$$

Входное сопротивление транзистора

$$r_{ex} = \gamma_n(\theta) \omega L_{\partial} / \chi,$$

где L_{∂} – индуктивность эмиттера; $\gamma_n(\theta) = \alpha_n(\theta)(1 - \cos\theta)$; $\chi = 1 + \gamma_n(\theta) \omega C_K R_{K n}$; C_K – проходная емкость транзистора.

Мощность возбуждения

$$P_{\text{взб1}} = \frac{U_{\text{Б1}}^2}{2 \cdot r_{\text{вх}}}.$$

Коэффициент усиления каскада по мощности

$$K_P = \frac{P_{\text{вых } n}}{P_{\text{взб1}}}.$$

5.3. Расчет элементов колебательной системы

Задаемся параметрами колебательного контура: волновое (характеристическое) сопротивление $\rho = 50 \dots 300 \text{ Ом}$, добротность в режиме холостого хода $Q_{\text{хх}} = 100 \dots 200$, КПД контура маломощного каскада $\eta_K = 20 \dots 50 \%$.

Добротность нагруженного контура

$$Q_H = Q_{\text{хх}}(1 - \eta_K).$$

Сопротивление потерь

$$r_{\text{пот}} = \rho / Q_H.$$

Вносимое сопротивление

$$r_{\text{вн}} = \frac{\rho}{Q_{\text{хх}}} - r_{\text{пот}}.$$

Сопротивление связи

$$X_{\text{св}} = \sqrt{R_H \cdot r_{\text{вн}}}$$

Значение емкости связи C2

$$C2 = \frac{1}{2\pi \cdot n \cdot f_p \cdot X_{\text{св}}}.$$

Индуктивность контура

$$L1 = \frac{\rho}{2\pi \cdot n \cdot f_p \cdot X_{\text{св}}}.$$

Общая емкость контура

$$C = \frac{1}{2\pi \cdot n \cdot f_p \cdot \rho}.$$

Значение емкости связи C1

$$C1 = \frac{C1 \cdot C}{C1 - C}.$$

5.4. Расчет блокировочных элементов.

Блокировочные емкости выбираются из условий

$$\frac{1}{C_{\text{бл1}}} \ll r_{E_B} \text{ и } \frac{1}{C_{\text{бл2}}} \ll r_{E_K},$$

где r_{E_B} , r_{E_K} – внутренние сопротивления источников смещения и питания, которые полагаем равными 10 Ом. Откуда получим

$$C_{\text{бл1}} = \frac{(50 \dots 100)}{2\pi \cdot f_p \cdot r_{E_5}}, \quad C_{\text{бл2}} = \frac{(50 \dots 100)}{2\pi \cdot f \cdot r_{E_K}}.$$

Блокировочная индуктивность $L_{\text{бл}}$

$$L_{\text{бл}} = \frac{(10 \dots 20)r_{\text{ex}}}{2\pi \cdot f_p}.$$

6. РАСЧЕТ КАСКАДА КВАРЦЕВОГО АВТОГЕНЕРАТОРА

Один из вариантов схем кварцевых автогенераторов изображен на рис. 6.1 [7-9]. Автогенератор представляет собой емкостную трёхточку, которая образована транзистором $VT1$, кварцевым резонатором $ZQ1$, выполняющим роль индуктивности, и конденсаторами $C2$ и $C3$. Резисторы $R1$, $R2$, $R3$ обеспечивают внешнее и автоматическое смещение для транзистора. Конденсатор $C1$ служит для блокировки резистора $R3$ на рабочей частоте, что исключает отрицательную обратную связь. Дроссели L_K и L_B предотвращают шунтирование автогенератора через источник питания E_K .

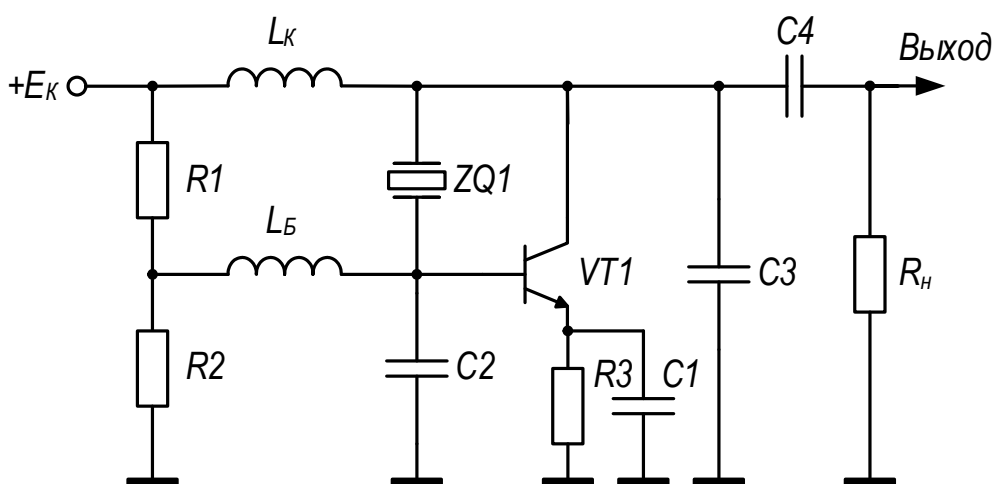


Рис. 6.1. Принципиальная схема кварцевого автогенератора на биполярном транзисторе

6.1. Расчёт режима по постоянному току

Задаём постоянную составляющую коллекторного тока I_{K0} , напряжение между коллектором и эмиттером $E_{KЭ}$ и напряжение на эмиттере $E_Э$ исходя из рекомендаций:

$$I_{K0} = (3 \dots 10) \text{ мА}; \quad E_{KЭ} = (3 \dots 10) \text{ В}; \quad E_Э = (2 \dots 3) \text{ В}.$$

Сопротивление автосмещения в эмиттерной цепи

$$R3 = E_Э / I_{K0}.$$

Рассчитываем напряжение источника питания

$$E_K = E_{KЭ} + E_Э.$$

Определяем ток базы

$$I_{B0} = I_{K0} / \beta_0,$$

где β_0 – коэффициент передачи тока транзистора.

Ток делителя напряжения цепи фиксированного смещения

$$I_{дел} = (10 \dots 20) \cdot I_{B0}.$$

Сопротивление делителя напряжения

$$R_{дел} = R1 + R2 = E_K / I_{дел}.$$

Напряжение смещения на базе транзистора

$$E_B = E_{\mathcal{E}} + 0,7 \text{ В.}$$

Значения сопротивлений $R1$ и $R2$

$$R1 = E_B / I_{\text{дел}};$$

$$R2 = R_{\text{дел}} - R1.$$

6.2. Расчёт режима по переменному току

Определяем крутизну транзистора:

$$S = \frac{\beta_0}{r'_B + \beta_0 r_{\mathcal{E}}},$$

где $r'_B = \tau_K / C_K$ – высокочастотное сопротивление базы; τ_K – постоянная времени цепи обратной связи, C_K – ёмкость коллекторного перехода (проходная ёмкость); $r_{\mathcal{E}} = 26 / I_{K0}$ – сопротивление эмиттерного перехода.

Зададим коэффициент регенерации $G_P = (3...7)$ и определим управляющее сопротивление

$$R_y = G_P / S.$$

Зададим коэффициент обратной связи автогенератора $K_{OC} = C3 / C2 = 1$ и вычислим реактивное сопротивление ёмкости $C3$

$$X3 = \sqrt{\frac{R_y r_{K\mathcal{E}}}{K_{OC}}}$$

где $r_{K\mathcal{E}} = 1/(\omega \cdot C_{K\mathcal{E}} \cdot Q_{K\mathcal{E}})$ – сопротивление кварцевого резонатора; $C_{K\mathcal{E}}$ – ёмкость кварцевого резонатора, $Q_{K\mathcal{E}}$ – добротность кварцевого резонатора.

Ёмкости конденсаторов $C2$ и $C3$

$$C2 = C3 = 1 / \omega_{K\mathcal{E}} \cdot X3.$$

Ёмкость блокировочного конденсатора

$$C1 = (10...20) \frac{1}{\omega_{K\mathcal{E}} r_{\mathcal{E}}}.$$

Индуктивность блокировочного дросселя

$$L_K = (20...30) \frac{X3}{\omega_{K\mathcal{E}}}.$$

Определим необходимость дросселя L_B из условия

$$R1 \cdot R2 / (R1 + R2) \geq (20...30) \cdot X3.$$

Если оно не выполняется, то дроссель необходим.

6.3. Энергетический расчёт автогенератора

Определим коэффициент Берга $\gamma_1 = 1 / G_P$ и через него угол отсечки θ , коэффициенты γ_0 , α_0 и α_1 .

Амплитуда импульса коллекторного тока

$$i_{K\text{max}} = I_{K0} / \alpha_0(\theta).$$

Проверяем условие $i_{K\text{max}} m < I_{K \text{ доп.}}$

Амплитуда первой гармоники коллекторного тока

$$I_{K1} = \alpha_1(\theta) \cdot i_{K\text{max}}.$$

Рассчитываем амплитуду напряжения на базе транзистора

$$U_{Бм} = I_{К1} \cdot R_y.$$

Модуль коэффициента обратной связи

$$|K_{oc}| = \frac{X3}{\sqrt{X3^2 + r_{кв}^2}}.$$

Амплитуда напряжения на коллекторе

$$U_{Km} = \frac{U_{Бм}}{|K_{oc}|}.$$

Мощность, потребляемая от источника питания

$$P_0 = I_{K0} \cdot E_{КЭ}.$$

Мощность, рассеиваемая кварцевым резонатором

$$P_{кв} = 0,5 \cdot (U_{Бм} / X2)^2 \cdot r_{кв}.$$

Проверяем условие $P_{кв} < P_{кв доп}$, где $P_{кв доп}$ – допустимая мощность рассеиваемая на кварцевом резонаторе.

Мощность, рассеиваемая транзистором

$$P_K = P_0 - P_{кв}.$$

Проверяем условие $P_K < P_{K доп}$, где $P_{K доп}$ – допустимая мощность, рассеиваемая транзистором.

Величина допустимого сопротивления нагрузки

$$R_{н доп} \geq 5 \cdot U_{mk}^2 / P_{кв}.$$

Из условия, что будет потребляться мощность

$$P_H = 0,1 \cdot P_{кв},$$

определим КПД автогенератора

$$\eta = P_H / P_0.$$

7. РАСЧЕТ ГЕНЕРАТОРА, УПРАВЛЯЕМОГО НАПРЯЖЕНИЕМ

Схема генератора, управляемого напряжением (ГУН), приведена на рис. 7.1 [1-2, 7-9]. ГУН имеет две регулировки частоты: регулировка частоты по диапазону (управляющее напряжение в этом случае поступает с синтезатора частот) и модуляция частоты сигналом. Регулировки производятся с помощью двух варикапов.

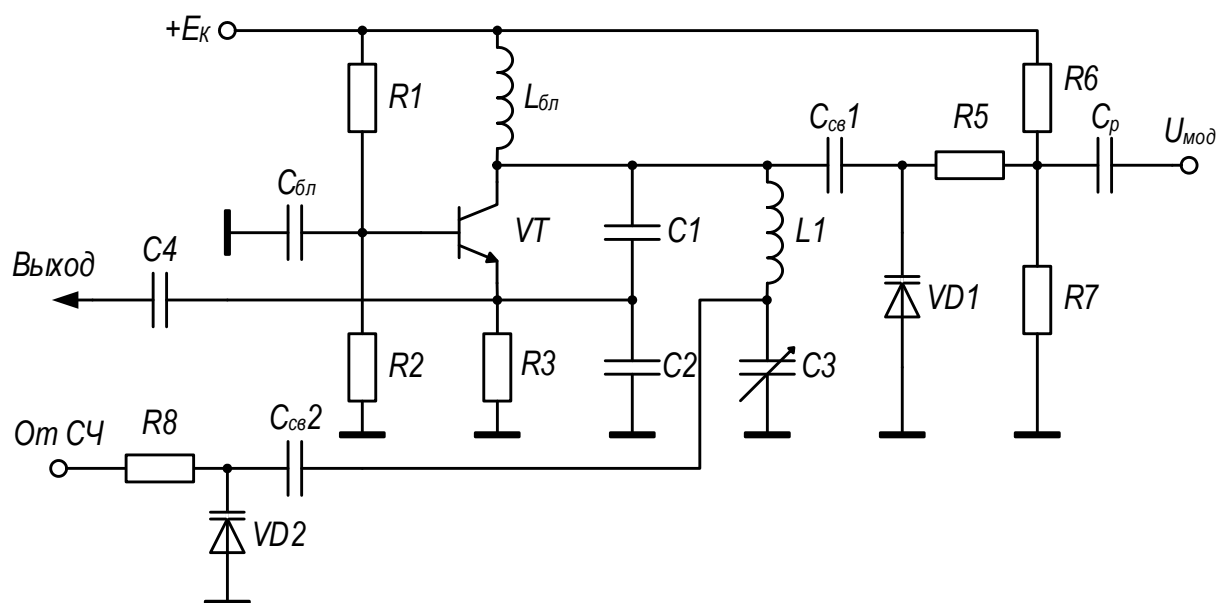


Рис. 7.1. Принципиальная схема генератора, управляемого напряжением с частотным модулятором

7.1. Выбор основных параметров и активного элемента

Диапазон частот, в котором работает ГУН лежит от f_n до $f_в$. Мощность, которую должен развивать ГУН в нагрузке обычно лежит в диапазоне $P_1 = 10 \dots 30$ мВт.

Для упрощения расчета автогенератора выбираем безынерционный транзистор. Инерционностью транзистора можно пренебречь при выполнении условия

$$f_в < (0,2 \dots 0,5) \cdot f_s,$$

где f_s – граничная частота транзистора по крутизне, которая определяется выражением

$$f_s = \frac{f_T}{r_b \cdot S_0},$$

где r_B – распределённое сопротивление базы; $S_0 = \frac{\beta_0}{r_B + \beta_0 \cdot \varphi_T / I_{K0}}$ – крутизна статической проходной характеристики транзистора; $\varphi_T = 0,026 \text{ В}$ – температурный потенциал перехода; I_{K0} – постоянная составляющая тока коллектора.

7.2. Энергетический расчет автогенератора

Задаемся фактором регенерации $G = 5$.

Для выбранного угла отсечки $\theta = 60 \dots 70^\circ$ находим коэффициенты Берга $\alpha_0, \alpha_1, \gamma_0, \gamma_1$.

Первая гармоника тока коллектора

$$I_{K1} = I_{K0} \cdot \frac{\alpha_1}{\alpha_0}.$$

Напряжение на коллекторной нагрузке автогенератора

$$U_K = \frac{2P_1}{I_{K1}}.$$

Сопротивление коллекторной нагрузки

$$R_K = \frac{U_K}{I_{K1}}.$$

Зададимся коэффициентом использования по напряжению $\xi = 0,1 \dots 0,4$.

Напряжение питания

$$E_K = \frac{U_K}{\xi}.$$

Мощность, потребляемая автогенератором

$$P_0 = E_K \cdot I_{K0}.$$

Рассеиваемая на коллекторе мощность

$$P_K = P_0 - P_1.$$

Коэффициент обратной связи

$$K_{oc} = \frac{G}{S_0 \cdot R_K}.$$

Напряжение обратной связи

$$U_B = U_K \cdot K_{oc}.$$

Входное сопротивление автогенератора

$$R_{BX} = \frac{U_B \cdot \beta_0}{I_{K1}}.$$

Постоянная составляющая тока базы

$$I_{B0} = \frac{I_{K0}}{\beta_0}.$$

Напряжение смещения

$$E_B = E_{OTC} - U_B \cos \theta,$$

где E_{OTC} – напряжение отсечки транзистора.

7.3. Расчет элементов колебательного контура

Задаемся параметрами колебательного контура: волновое сопротивление $\rho = 50 \dots 300 \text{ Ом}$, добротность в режиме холостого хода $Q_{xx} = 100 \dots 200$, КПД $\eta_K = 5 \dots 20 \%$.

Добротность нагруженного контура

$$Q_H = Q_{xx}(1 - \eta_K).$$

Коэффициент включения контура в коллекторную цепь

$$p_K = \sqrt{\frac{R_K}{\rho \cdot Q_H}}.$$

Реактивное сопротивление между коллектором и эмиттером

$$X_1 = p_K \cdot \rho;$$

$$C1 = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot X_1}.$$

Реактивное сопротивление между базой и эмиттером

$$X_2 = K \cdot X_1;$$

$$C2 = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot X_2}$$

Реактивное сопротивление между базой и коллектором

$$X_{L1} = \rho;$$

$$L1 = X_{L1} / 2\pi f;$$

$$X_{C3} = \rho - X_2 - X_1;$$

$$C3 = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot X_{C3}}.$$

Сопротивление $R3$ входит в контур и поэтому шунтирует его, чтобы этого не происходило нужно взять его величину значительно большей, чем сопротивление коллекторной нагрузки, т.е. выбираем $R3 \gg R_K$.

7.4. Расчет цепи автосмещения

Задавшись значением начального напряжения на базе $E_{НАЧ} > E_{ОТС}$ ($E_{НАЧ} = 1 \text{ В}$), находим сопротивления делителя

$$R1 = \left[1 - \frac{E_B}{E_{НАЧ}} \right] \cdot \frac{E_K}{I_{B0}};$$

$$R2 = \frac{R1}{E_K / E_{НАЧ} - 1}.$$

Условие отсутствия прерывистой генерации

$$C2 \cdot \frac{R1 \cdot R2}{R1 + R2} \ll \frac{4\pi \cdot Q_H}{f}.$$

Величина блокировочной индуктивности $L_{бл}$

$$L_{бл} = \frac{(10 \dots 20) R_K}{\omega_p}.$$

Величина блокировочной емкости $C_{бл}$

$$C_{бл} = \frac{(50...100)}{\omega_p R_2}.$$

Разделительный конденсатор C4

$$C4 = \frac{(50...100)}{\omega_p R_K}.$$

7.5. Расчет частотного модулятора

Средняя частота на выходе автогенератора

$$f_0 = \frac{f_H + f_{\varepsilon}}{2}.$$

Девияция частоты на выходе автогенератора

$$\Delta f_{AG} = \Delta f / n_{общ},$$

где Δf – девияция частоты на выходе передатчика; $n_{общ}$ – общий коэффициент умножения частоты передатчика. Обычно $\Delta f_{AG} < (3...5)$ кГц.

Относительная девияция частоты

$$\Delta = \Delta f_{AG} / f_0.$$

Расчет частотного модулятора по модулирующему сигналу $U_{мод}$

Зададимся: U_{ω} – амплитуда высокочастотного колебательного напряжения на контуре ($U_{\omega} \approx 0,3 \cdot E_{П}$), $\nu = 0,5$ – показатель степени вольт-кулонной характеристики варикапа для «резкого» перехода; $k_{Г}$ – требуемый коэффициент гармоник.

Емкость контура автогенератора

$$C \approx \frac{1}{1/C1 + 1/C2 + 1/C3}.$$

Выбираем варикап и находим по справочным данным его параметры $U_{обр.мах}$, $I_{обр}$, C_0 , $C_{мах}$, $C_{мин}$, Q_{ε} , f_{ε} , φ_K .

Напряжение смещения на варикапе

$$U_0 \approx (0,2...0,4)U_{обр.мах},$$

при этом емкость варикапа равна C_0 , а его добротность $Q = Q_{\varepsilon} \cdot f_{\varepsilon} / f_0$.

Нормированная амплитуда модулирующего сигнала

$$x_m = \frac{(7 - 2 \cdot \nu)}{3} \cdot \left(4 \cdot k_{2\Omega} \mp \frac{\Delta f}{f_0} \right).$$

Амплитуда модулирующего напряжения

$$U_{мод\ m} = x_m \cdot (\varphi_K + E_{CM}).$$

Коэффициент управления емкостью контура

$$\rho_y = \frac{2 \cdot \Delta f_{AG}}{f_0 \cdot \nu \cdot x_m}.$$

Необходимое изменение емкости контура

$$\Delta C = 2 \cdot C \cdot \frac{\Delta f_{AG}}{f_0}.$$

Выберем коэффициент схемы $p_c = (0,05 \dots 0,2)$, тогда коэффициент включения варикапа в контур

$$p = \sqrt{\frac{p_y \cdot C}{C_0}} / p_c.$$

Емкость конденсатора связи

$$C_{св1} = \frac{C_0 \cdot p}{1 - p}.$$

Сопротивление делителя напряжения $R6 R7$ при токе $I_{дел} = 1000 \cdot I_{обр}$ рассчитаем исходя из условий

$$\begin{aligned} E_K \frac{R7}{R6 + R7} &= U_0; \\ R6 + R7 &= E_K / I_{дел}; \\ \frac{R6 \cdot R7}{R6 + R7} &\ll \frac{1}{2\pi F_{max} C_0}, \end{aligned}$$

где F_{max} – максимальная частота диапазона модулирующих частот.

Необходимое изменение емкости варикапа в процессе модуляции

$$\Delta C' = \Delta C / p^2.$$

Амплитуда высокочастотного напряжения на варикапе

$$U_{\omega \text{ в}} = p \cdot U_{\omega}.$$

Проверка режима работы варикапа

$$(U_{\omega \text{ в}} + U_{мод \text{ м}}) < U_0.$$

Коэффициент паразитной амплитудной модуляции

$$m_{AM} = \frac{4 \cdot \Delta f_{AG} \cdot Q}{Q_{\text{в}} \cdot f_0} < 1\%.$$

Коэффициент нелинейных искажений

$$k_{\Omega} = \sqrt{M_2^2 + M_3^2 + M_4^2},$$

где

$$\begin{aligned} M_2 &= (x_m/8) \cdot [2(v+1) - 3pv]; \\ M_3 &= \frac{x_m^2}{8} \cdot \left[\frac{(v+1)(v+2)}{3} + \frac{5}{4} p^2 \cdot v^2 - \frac{3}{2} pv(v+1) \right]; \\ M_4 &= \frac{x_m^3}{32} \cdot \left[\frac{(v+1)(v+2)(v+3)}{6} + \frac{15}{4} p^2 \cdot v^2(v+1) - \frac{3}{4} pv(v+1)^2 - \right. \\ &\quad \left. - pv(v+1)(v+2) - \frac{35}{16} p^3 v^3 \right]. \end{aligned}$$

Расчет варикапа для перестройки частоты по диапазону.

Для перестройки ГУН от f_H до $f_{\text{в}}$ необходимо изменять емкость контура, для этого параллельно к емкости $C3$ (главная составляющая общей емкости контура) через емкость связи подключим варикап (см. рис. 7.1).

Определим, как изменяется общая емкость колебательного контура: на частоте $f_{\text{в}}$ она составит

$$C_{\varepsilon} = \frac{1}{1/C1(f_{\varepsilon}) + 1/C2(f_{\varepsilon}) + 1/C3(f_{\varepsilon})},$$

а на частоте f_H она возрастет до значения

$$C_H = \frac{1}{1/C1(f_H) + 1/C2(f_H) + 1/C3(f_H)},$$

т.е. варикап должен обеспечить изменение емкости контура на величину

$$\Delta C = C_H - C_{\varepsilon}.$$

При параллельном подключении варикапа к емкости $C3$ необходимо изменять ее величину в пределах

$$\Delta C3 = \frac{1}{1/\Delta C - 1/C1 - 1/C2}.$$

Выбираем варикап. Задаемся напряжением смещения на варикапе U_0 , при этом емкость варикапа C_0 .

Зададимся изменением емкости варикапа $\Delta \tilde{N}'$ из расчета $\Delta \tilde{N}' = (1,3...2)\Delta \tilde{N}$, при этом необходимо изменять управляющее напряжение, поступающее на варикап от синтезатора, от $U_{0 \min}$ до $U_{0 \max}$.

Коэффициент включения варикапа в контур

$$p = \sqrt{\frac{\Delta C}{\Delta C'}}.$$

Емкость конденсатора связи

$$C_{св2} = \frac{C_0 \cdot p}{1 - p}.$$

Значения сопротивлений $R5$, $R8$ выберем исходя из соображения

$$R5 = R8 = (100...500)X_{C3}.$$

8. РАСЧЕТ ЦИФРОВОГО СИНТЕЗАТОРА ЧАСТОТ НА ОСНОВЕ СИСТЕМЫ ФАЗОВОЙ АВТОПОДСТРОЙКИ ЧАСТОТЫ (ФАПЧ)

Рассмотрим структуру простейшего синтезатора частоты с косвенным методом синтеза (рис. 9.1) [1-2, 7-9]. На схеме: ОГ – опорный (кварцевый) генератор с частотой f_0 , ДФКД (ОД) – делитель с фиксированным коэффициентом деления (опорный делитель) в M раз, ДПКД – делитель с переменным коэффициентом деления в N раз. Изменяя N можно перестраивать выходную частоту. Принцип работы этой схемы: фазовый детектор (ФД) подстраивает частоту генератора, управляемого напряжением (ГУН) до тех пор, пока не будет выполнено равенство

$$\frac{f_0}{M} = \frac{f_{\text{вых}}}{N}, \text{ откуда } f_{\text{вых}} = \frac{f_0}{M} N = f_1 \cdot N.$$

Здесь $f_0/M = f_1$ имеет смысл шага перестройки по частоте синтезатора.

Петлевой фильтр нижних частот (ФНЧ) обеспечивает заданные динамические характеристики и устойчивость петли ФАПЧ. В качестве фазового детектора может быть применен как цифровой фазовый детектор, так и фазовый компаратор. Применение фазового компаратора позволяет расширить частотный диапазон захвата петли ФАПЧ синтезатора частот.

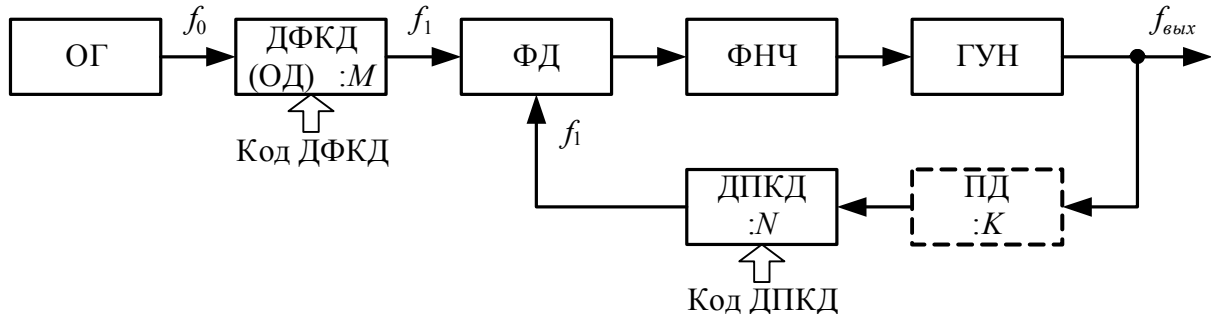


Рис. 8.1. Структурная схема цифрового синтезатора частот на основе системы ФАПЧ

Недостатком подобного синтезатора является увеличение шага перестройки частоты при повышении его рабочей частоты. Это происходит потому, что для повышения рабочей частоты синтезатора перед ДПКД (который может работать на частотах до нескольких десятков МГц) устанавливают предварительный делитель (ПД) частоты с коэффициентом деления K , при этом и шаг перестройки частоты увеличивается в K раз:

$$f_{\text{вых}} = \frac{K \cdot f_0}{M} N.$$

Для сохранения на высоких рабочих частотах такого же шага перестройки, как в схеме без предварительного делителя применяют схему с перестраиваемым поглощающим счетчиком (ПС) и перестраиваемым предварительным делителем (рис. 8.2).

тоте с малым шагом, равным $n \cdot f_0 / M$. Пределы изменения эквивалентного коэффициента деления $L = (K^2 - K) \dots (A_{\max} + N_{\max} \cdot K)$.

Таким образом, основное соотношение синтезатора частот с поглощающим счетчиком и перестраиваемым предварительным делителем

$$f_{\text{вых}} = \frac{f_0}{M} \cdot K \cdot N + \frac{f_0}{M} \cdot n \cdot A = f_1 (K \cdot N + n \cdot A).$$

Если схема не содержит ПД и ПС, то в последнем выражении полагаем $K = 1$, $n = 0$, $A = 0$.

При расчете синтезатора нужно учитывать следующие ограничения:

- минимальный и максимальный коды ДПКД определяются выбранным типом синтезатора;

- максимальный код ПС должен быть больше K ;
- значение N должно быть больше A ;
- максимально допустимые значения частот $f_{\text{вых}}$ и f_0 .

Исходными данными для расчета синтезатора являются:

- частота (диапазон частот) $f_{\text{вых}}$ на выходе ГУН;
- шаг сетки частот df ;
- выбранная микросхема синтезатора частот;
- предварительный делитель частоты (при его необходимости).

Исходя из $f_{\text{вых}}$ и максимальной рабочей частоты синтезатора f_{\max} выбираем значения K и n , допустимые для выбранного ПД.

Вычисляем частоту сравнения ФД

$$f_1 = df / n.$$

Выбираем допустимое для синтезатора значение коэффициента деления ДФКД M и вычисляем частоту опорного генератора

$$f_0 = f_1 \cdot M.$$

Значения частот наиболее используемых кварцевых резонаторов лежат в диапазоне 1...30 МГц.

Шаг частоты на единицу кода ДПКД

$$df_{\text{ДПКД}} = f_1 \cdot K.$$

Для каждой из выходных частот $f_{\text{вых}}$ рассчитываем: требуемый код ДПКД

$$N =]f_{\text{вых}} / df_{\text{ДПКД}} [,$$

где $]x[$ – операция выделения целой части числа, а также код ПС

$$A = \frac{f_{\text{вых}} / df_{\text{ДПКД}} - N}{df}.$$

9. РАСЧЕТ ТРАНЗИСТОРНОГО АВТОГЕНЕРАТОРА С ЧАСТОТНЫМ МОДУЛЯТОРОМ

Принципиальная схема автогенератора с частотным модулятором на ваттаре приведена на рис. 9.1.

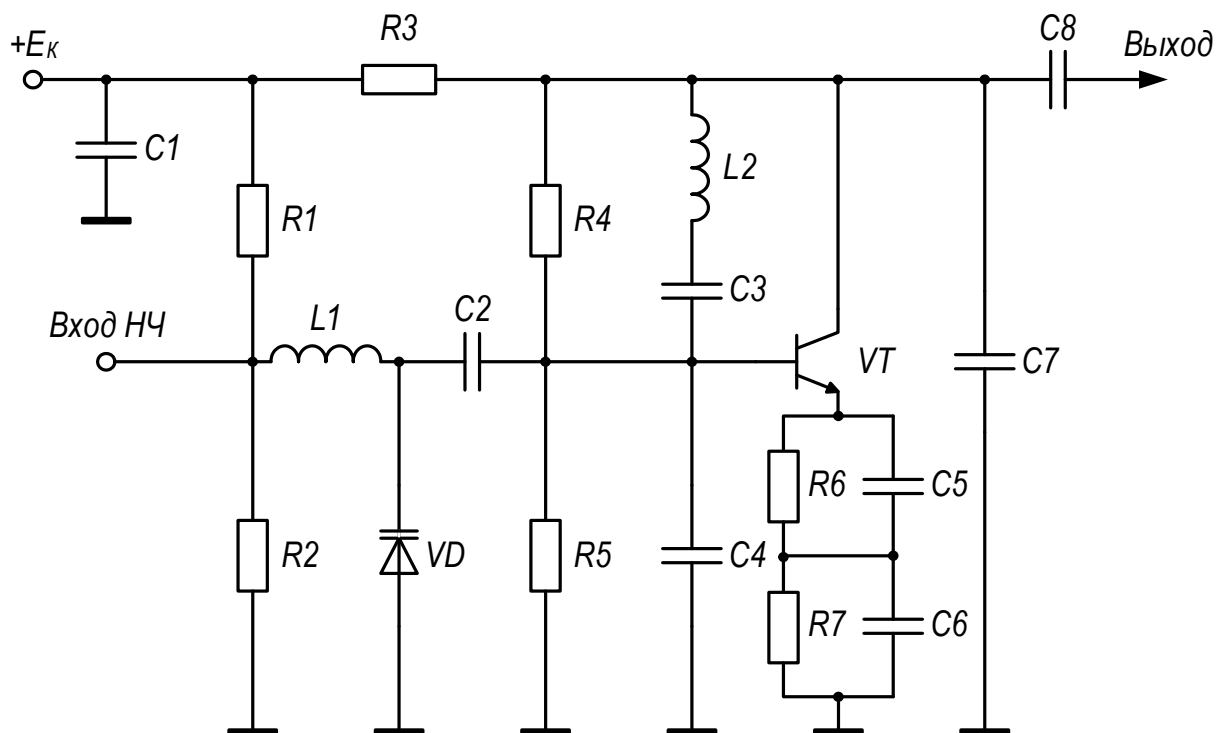


Рис. 9.1. Принципиальная схема автогенератора с частотным модулятором

Недостающие параметры транзистора, необходимые для расчета генератора:

- граничные частоты

$$f_{\beta} = \frac{f_t}{\beta}; \quad f_{\alpha} = f_t + f_{\beta},$$

где β – коэффициент усиления транзистора по току; f_t – граничная частота;

- активная часть коллекторной емкости

$$C_{ка} = C_{\kappa} / 2,$$

где C_{κ} – емкость коллектора транзистора;

- сопротивление потерь в цепи базы определяется по формуле:

$$r_{\delta} = \frac{\tau_{oc}}{C_{ка}},$$

где τ_{oc} – постоянная времени цепи внутренней обратной связи.

9.1. Расчет корректирующей цепи

Корректирующее сопротивление R_6

$$R_6 = \frac{R'_{кор} \cdot R_3}{R'_{кор} + R_3},$$

где $R'_{кор}$, R_3 – сопротивления, корректирующие частотные свойства транзистора в открытом и закрытом состоянии. Величины сопротивлений $R'_{кор}$ и R_3 определяются по формулам

$$R'_{кор} = \frac{4 \cdot r_6}{\beta} \cdot \sqrt{1 + \left(\frac{f_p}{f_\beta}\right)^2}; \quad R_3 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_T \cdot C_3}.$$

Величина емкости C_5

$$C_5 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_T \cdot R'_{кор}}.$$

Крутизна переходной характеристики транзистора с учетом цепи коррекции

$$S_K = 1/R_6.$$

9.2. Расчет электрического режима транзистора

Максимальное значение импульса коллекторного тока

$$i_{K \max} = 0,8 \cdot I_{K \text{ доп}},$$

где $I_{K \text{ доп}}$ – максимально допустимый ток коллектора транзистора.

Постоянное напряжение на коллекторе транзистора

$$U_{K0} = 0,3 \cdot U_{K \text{ доп}},$$

где $U_{K \text{ доп}}$ – максимально допустимое напряжение на коллекторе.

Зададимся углом отсечки $\theta = (60^\circ \dots 80^\circ)$.

Коэффициент обратной связи принимает значения $K_{OC} = 0 \dots 1$ (для увеличения стабильности вырабатываемых колебаний $K_{OC} = 1$).

Определим α - и γ -коэффициенты из выражений

$$\alpha_0 = \frac{\sin \theta - \theta \cdot \cos \theta}{\pi \cdot (1 - \cos \theta)};$$

$$\alpha_1 = \frac{\theta - \sin \theta \cdot \cos \theta}{\pi \cdot (1 - \cos \theta)};$$

$$\gamma_n = \alpha_n \cdot (1 - \cos \theta).$$

Амплитуда первой гармоники тока коллектора

$$I_{K1} = \alpha_1 \cdot i_{K \max}.$$

Постоянная составляющая тока коллектора

$$I_{K0} = \alpha_0 \cdot i_{K \max}.$$

Амплитуда первой гармоники напряжения на базе транзистора

$$U_{B1} = \frac{i_{K \max}}{S_K \cdot (1 - \cos(\theta))}.$$

Амплитуда первой гармоники напряжения на коллекторе

$$U_{K1} = \frac{U_{B1}}{K_{OC}},$$

Величина нагрузки коллекторной цепи

$$R_K = \frac{U_{K1}}{I_{K1}}.$$

Колебательная мощность, обеспечиваемая транзистором, по первой гармонике

$$P_1 = 0,5 \cdot U_{K1} \cdot I_{K1}.$$

Мощность, потребляемая от источника питания

$$P_0 = I_{K0} \cdot U_{K0}.$$

Мощность, рассеиваемая на коллекторе

$$P_{pac} = P_0 - P_1.$$

Мощность, рассеиваемая на коллекторе транзистора не должна превышать максимально допустимую мощность рассеяния коллектора, т.е. необходимо выполнение условия

$$P_{pac} < P_{K доп}.$$

Электронный КПД коллекторной цепи

$$\eta = P_1 / P_0.$$

Напряжение смещения

$$E_{см} = U_{отс} - U_{B1} \cdot \cos(\theta),$$

где $U_{отс}$ – напряжение отсечки транзистора.

Суммарное напряжение на базе транзистора не должно превышать максимально допустимой величины

$$E_{см} + U_{B1} < U_{B доп},$$

где $U_{B доп}$ – максимально допустимое напряжение на базе транзистора.

Коэффициент использования коллекторного напряжения

$$\xi = \frac{U_{K1}}{U_{K0}}.$$

Коэффициент использования коллекторного напряжения в критическом режиме работы

$$\xi_{кр} = 1 - \frac{i_{K max}}{S_{эр} \cdot U_{K0}},$$

где $S_{эр}$ – крутизна линии граничного режима работы транзистора.

Для получения недонапряженного режима работы и высокой стабильности частоты должно выполняться условие:

$$\xi < 0,5 \cdot \xi_{кр}.$$

9.3. Расчет колебательной системы автогенератора

Колебательная система задающего генератора состоит из контура C3, C4, C7, L2. При необходимости перестройки генератора по частоте, изменяется значение ёмкости C3.

Зададимся индуктивностью L_2 и её добротностью: $L_2 = 10 \dots 60$ мкГн, $Q_L = 100 \dots 150$. Считаем, что $Q_0 = Q_L$. Вычислим параметры элементов колебательной системы.

Характеристическое сопротивление колебательного контура

$$\rho = 2\pi \cdot f_p \cdot L_{кв}.$$

Суммарная емкость контура

$$C_{\Sigma} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_p \cdot \rho}.$$

Резонансное сопротивление контура

$$R_p = \rho \cdot Q_0.$$

Коэффициент включения колебательной системы в выходную цепь

$$p = \sqrt{\frac{R_K}{R_p}}.$$

Эквивалентная емкость

$$C'7 = \frac{C_{\Sigma}}{p}.$$

Величина емкости $C'4$

$$C'4 = \frac{C'7}{K_{OC}}.$$

Ёмкость конденсатора $C3$

$$C3 = \left(\frac{1}{C_{\Sigma}} - \frac{1}{C'4} - \frac{1}{C'7} \right)^{-1}.$$

Полученное значение ёмкости $C3$ определено для средней частоты генерации. При необходимости перестройки частоты необходимо вычислить ее минимальное и максимальное значения.

Эквивалентная добротность последовательной цепочки $C8 R_H$

$$Q = \sqrt{\frac{R'_K}{R_K}} - 1,$$

где $R'_K = 4 \cdot R_K$ – нагрузка по коллекторной цепи каскада.

Величина емкости $C8$

$$C8 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_p \cdot R_H \cdot Q}.$$

Эквивалентная емкость связи

$$C'_{св} = \frac{C8}{1 + 1/Q^2}.$$

Величина емкости $C7$

$$C7 = C'7 - C'_{св}.$$

9.4. Расчет цепи смещения

Смещение источника коллекторного тока

$$U_B = E_{cm} + \frac{3 \cdot I_{K0}}{S_K} \cdot \left[1 + \frac{\cos \theta}{\gamma_0(\theta)} \right].$$

Суммарное сопротивление резистивного делителя

$$R_{ucm} = \frac{3 \cdot \beta}{4 \cdot S_K} \left[1 + \frac{\cos \theta}{\gamma_0(\theta)} \right].$$

Величина сопротивления $R7$

$$R7 = \frac{3 \cdot R_{ucm}}{\beta}.$$

Величина блокировочного сопротивления $R3$

$$R3 = 5 \cdot R_K.$$

Напряжение питания

$$E_K = U_{K0} + I_{K0} \cdot R3.$$

Величина сопротивления $R4$

$$R4 = \frac{R_{ucm} \cdot E_K}{U_B}.$$

Величина сопротивления $R5$

$$R5 = \frac{R4 \cdot U_B}{E_K - U_B}.$$

Величина емкости $C6$

$$C6 = \frac{10}{2 \cdot \pi \cdot f_p \cdot R7}.$$

Величина емкости $C1$

$$C1 = \frac{10}{2 \cdot \pi \cdot f_p}.$$

9.5. Расчет частотного модулятора

Расчет частотного модулятора необходимо начать с выбора варикапа, с помощью которого и будет осуществляться модуляция.

Чтобы смещение на варикапе можно было подавать от источника коллекторного питания транзистора E_K , целесообразно выбрать постоянное смещение на варикапе близкое к этой величине: $U_{e0} = (0,7 \dots 0,9) \cdot E_K$.

Нормированная амплитуда модулирующих колебаний

$$U'_{\Omega} = \frac{4}{\nu + 1} k_r,$$

где $\nu = 0,5$ – показатель степени вольт-кулонной характеристики варикапа для «резкого» перехода; k_r – требуемый коэффициент гармоник.

Полезное изменение емкости варикапа

$$\frac{\Delta C_{\epsilon}}{C_{e0}} = \frac{4\nu}{\nu + 1} k_r.$$

Коэффициент вклада варикапа в суммарную емкость

$$k_{\varepsilon} = \frac{2\Delta f_{\partial}/f_H}{\Delta C_{\varepsilon}/C_{\varepsilon 0}},$$

где $\Delta f_{\partial}/f_H$ – относительная девиация частоты.

Коэффициент включения варикапа в резонатор

$$p_{\varepsilon} = \sqrt{\frac{k_{\varepsilon} C_{\Sigma}}{C_{\varepsilon 0}}}.$$

Амплитуда первой гармоники высокочастотного напряжения на варикапе

$$U_{\varepsilon 1} = \frac{p_{\varepsilon} U_{K1}}{p}.$$

Величина емкости связи (C2) автогенератора и варикапа

$$C2 = \frac{U_{\varepsilon 1}}{U_{B1} - U_{\varepsilon 1}} C_{\varepsilon 0}.$$

Амплитуда напряжения модулирующих колебаний

$$U_{\Omega} = U'_{\Omega} (U_{\varepsilon 0} + \varphi_K).$$

где $\varphi_K = 0,8$ – фаза полной проводимости.

Если амплитуда модулирующего колебания получилась больше, чем задано в техническом задании, необходимо предусмотреть усилитель низких частот.

Произведем перерасчет величины емкости C3 с учетом емкости C2 и емкости варикапа

$$C3 = C3' - \frac{C2 \cdot C_{\varepsilon 0}}{C2 + C_{\varepsilon 0}}.$$

Резистивный делитель R6 R7 в цепи смещения варикапа рассчитаем исходя из условий

$$\begin{aligned} E_K \frac{R7}{R6 + R7} &= U_{\varepsilon 0}; \\ \frac{R6 \cdot R7}{R6 + R7} &\ll \frac{1}{2\pi F_{\max} C_{\varepsilon 0}}, \end{aligned}$$

где F_{\max} – максимальная частота диапазона модулирующих частот.

Величина индуктивности L1

$$L1 = \frac{30}{(2\pi f_p)^2 (C_{\varepsilon 0} + C2)}.$$

10. РАСЧЕТ СТРУКТУРНОЙ СХЕМЫ РАДИОПЕРЕДАЮЩЕГО УСТРОЙСТВА

Рассмотрим методику расчета структурной схемы РПДУ с частотной модуляцией [1, 7-8]. Существует два способа реализации частотной модуляции: прямой и косвенный. Девиация частоты при использовании последнего метода невелика и составляет сотни герц. При прямом методе реализации частотной модуляции девиация частоты автогенератора достигает $\Delta f_{\text{аз}} = 3 \dots 5$ кГц и иногда позволяет обойтись без использования умножителей частоты.

Остановившись на прямом методе, определим требуемый коэффициент умножения частоты и число каскадов умножителей РПДУ. Для этого найдем девиацию частоты на выходе устройства

$$\Delta f_{\text{вых}} = m F_{\text{с}},$$

где m – индекс модуляции; $F_{\text{с}}$ – верхняя частота модулирующих колебаний.

Задав конкретным значением $\Delta f_{\text{аз}}$, получим общий требуемый коэффициент умножения РПДУ

$$n_{\text{общ}} = \frac{\Delta f_{\text{вых}}}{\Delta f_{\text{аз}}}.$$

Находим уточненное значение коэффициента умножения $n_{\text{ум}}$, который обеспечивает величину $n_{\text{общ}}$ путём последовательного включения удвоителей и утроителей частоты. Таким образом, определяем требуемое число каскадов умножения частоты.

С учетом выбранного количества умножителей, рассчитаем частоту колебаний на выходе задающего генератора:

$$f_{\text{за}} = \frac{f_p}{n_{\text{ум}}},$$

где f_p – рабочая частота колебаний передатчика.

Кроме автогенератора и умножителя частоты радиопередающее устройство должно содержать: *буферный каскад* – для развязки автогенератора и последующих каскадов, а также для предварительного усиления мощности сигнала; *блок усилителей* (усилители радиочастоты и усилитель мощности) – для получения необходимой мощности на выходе устройства; *модулятор* – для осуществления заданного вида модуляции; *согласующие цепи*; *цепи фильтрации* и *антенно-фидерное устройство (АФУ)*.

Производим дальнейший расчет РПДУ в направлении от антенны к автогенератору.

Выбираем фидер для АФУ со следующими параметрами: волновое сопротивление Z ; затухание на рабочей частоте α ; допустимая мощность фидера $P_{\text{вх}}$.

Затухание в фидере заданной длины l определяется по формуле

$$L = \alpha \cdot l.$$

Общее затухание (в децибелах), вносимое фидером и разъемами

$$L_{\Sigma} = L + k \cdot L_p,$$

где k – количество разъемов; $L_p \approx 0,1 \dots 0,3$ дБ – затухание, вносимое каждым разъемом.

Переведем децибелы в разы

$$K = 10^{L_p/10}.$$

С учетом затухания, вычисляем мощность, подводимую к фидеру

$$P_\phi = \frac{K \cdot P_A}{КБВ},$$

где P_A – заданная мощность в антенне, $КБВ$ – допустимый КБВ.

Рассчитаем мощность, подводимая к антенному контуру АФУ (выходная мощность усилителя мощности $P_{вых\ УМ}$)

$$P_{AK} = P_\phi / \eta_{AK},$$

где η_{AK} – коэффициент полезного действия АК (см. таблицу 1.1).

Мощность, подаваемая на вход усилителя мощности

$$P_{ex\ УМ} = \frac{P_{AK} k_3}{K_{p\ УМ} \eta_{УМ}},$$

где $k_3 = 1,1 \dots 1,15$ – коэффициент запаса; $K_{p\ УМ}$ – коэффициент усиления по мощности УМ; $\eta_{УМ}$ – КПД контурной системы УМ (таблица 1.1).

Аналогично, мощность, подводимую к входу предыдущего каскада (в нашем случае умножителя частоты УЧ), найдем из выражения

$$P_{ex\ УЧ} = \frac{P_{ex\ УМ} k_3}{K_{p\ УЧ} \eta_{УЧ}},$$

где $\eta_{УЧ}$ – КПД контурной системы УЧ; $K_{p\ УЧ}$ – коэффициент усиления по мощности умножителя частоты.

Производя дальнейшие расчеты по аналогии, определяем мощности на входах предшествующих каскадов РПДУ, пока не получим значение 20...50 мВт, которое может служить выходной мощностью возбудителя передатчика (задающего генератора).

Заключительным этапом расчета структурной схемы является выбор активных приборов для каждого блока из условий

$$P_{доп} > P_{вых}; \quad f_{гр} \gg f_p,$$

где $P_{доп}$, $f_{гр}$ – допустимая мощность и граничная частота усиления активного прибора; $P_{вых}$ – мощность на выходе блока структурной схемы.

11. КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ ДЛЯ САМОПРОВЕРКИ

11.1. Структурная схема радиопередающего устройства

1. Каково назначение радиопередающего устройства (РПДУ)?
2. Назовите основные диапазоны волн, используемые в радиотехнике.
3. Как радиопередающие устройства подразделяются по мощности?
4. Назовите основные каскады, из которых состоит радиопередающее устройство (РПДУ)?
5. Нарисуйте структурную схему РПДУ с амплитудной модуляцией.
6. Нарисуйте структурную схему РПДУ с частотной модуляцией.
7. Нарисуйте структурную схему РПДУ с фазовой модуляцией.
8. Нарисуйте структурную схему РПДУ с однополосной модуляцией, реализованной фильтровым методом.
9. Нарисуйте структурную схему РПДУ с импульсной модуляцией.
10. Поясните назначение антенно-фидерного устройства (АФУ).
11. Поясните назначение возбуждителя РПДУ.
12. Поясните назначение модулятора РПДУ.
13. Рассчитайте коэффициент усиления РПДУ по мощности в разгах и децибелах при мощности сигнала в антенне $P_A = 100$ Вт, коэффициенте $K_{АФУ} = 0,8$ и мощности возбуждителя $P_{возб} = 10$ мВт.
14. Рассчитайте общий коэффициент усиления трехкаскадного РПДУ по мощности в разгах и децибелах при коэффициенте усиления 1-го каскада 10 дБ, 2-го каскада – 8 дБ, 3-го каскада – 6 дБ.
15. Перечислите основные параметры радиопередатчика.
16. Какие побочные колебания может излучать радиопередатчик?
17. Что такое электромагнитная совместимость радиоэлектронной аппаратуры?

11.2. Генераторы с внешним возбуждением

1. Нарисуйте обобщенную структурную схему генератора с внешним возбуждением (ГВВ).
2. Перечислите основные этапы анализа работы ГВВ.
3. Составьте уравнение баланса мощностей в генераторе.
4. Нарисуйте динамические характеристики ГВВ.
5. Нарисуйте нагрузочные характеристики генератора.
6. Нарисуйте амплитудно-частотные характеристики генератора.
7. Нарисуйте фазочастотные характеристики генератора.
8. Напишите условия оптимального согласования ГВВ с нагрузкой.
9. Нарисуйте типовую схему лампового ГВВ.
10. Нарисуйте типовую схему ГВВ на биполярном транзисторе.
11. Нарисуйте типовую схему ГВВ на полевом транзисторе.

12. Проведите на характеристиках лампы (транзистора) линию граничного режима.
13. Как определяется угол отсечки анодного (коллекторного) тока?
14. Как определяется угол отсечки сеточного (базового) тока?
15. Что такое коэффициенты разложения косинусоидального импульса?
16. Назовите и опишите три режима работы по напряженности ГВВ.
17. Почему с повышением частоты ухудшаются параметры транзисторного генератора?
18. Как определяется ключевой режим работы транзисторного генератора? В чем состоят его преимущества?
19. В чем состоят различия трех типов ГВВ: лампового, с биполярным и полевым транзисторами?
20. В чем состоит назначение согласующих цепей в генераторе?
21. Какие согласующие цепи называются широкополосными и какие узкополосными?
22. Нарисуйте входную согласующую цепь в транзисторном ГВВ.
23. Нарисуйте выходную согласующую цепь в транзисторном ГВВ.
24. Как производится согласование выходного каскада передатчика с антенной?
25. Что означает и как определяется мощность падающей и отраженной волны?
26. Как определяются предельные возможности по согласованию цепи при комплексной нагрузке?
27. Как изменяется полоса пропускания согласующей электрической цепи при увеличении добротности нагрузки?
28. Нарисуйте электрическую цепь лестничного типа.
29. Как устроен трансформатор типа длинной линии (ТДЛ)?
30. Нарисуйте схему транзисторного генератора с ТДЛ.

11.3. Умножители частоты

1. Каким образом осуществляется умножение частоты колебаний?
2. Каким образом выбирается режим работы и оптимальный угол отсечки умножителя частоты?
3. Какие кратности умножения реализуемы на практике? Поясните.
4. Нарисуйте схему транзисторного умножителя частоты. В каких диапазонах частот она применяется?
5. Поясните, почему с помощью нелинейной емкости можно производить умножение частоты колебаний.
6. Нарисуйте схему диодного умножителя частоты последовательного типа.
7. Нарисуйте схему диодного умножителя частоты параллельного типа.
8. В чем состоят различия между умножителями частоты последовательного и параллельного типа?

11.4. Автогенераторы и стабилизация частоты автоколебаний

1. В чем состоит назначение автогенераторов (АГ)?
2. По каким признакам производится классификация АГ?
3. Напишите уравнения баланса амплитуд и фаз в автогенераторе.
4. Как графически определяется установившийся режим работы АГ?
5. Нарисуйте схему транзисторного АГ, построенного по схеме емкостной трехточки.
6. Нарисуйте схему транзисторного АГ, построенного по схеме индуктивной трехточки.
7. Как определяется долговременная и кратковременная нестабильность частоты?
8. Перечислите внешние дестабилизирующие факторы.
9. Перечислите внутренние дестабилизирующие факторы.
10. Как на нестабильность частоты влияет температура среды?
11. Что такое термокомпенсация и термостабилизация? Как с их помощью улучшается стабильность частоты АГ?
12. Как нестабильность частоты зависит от добротности контура?
13. Что означает синхронизация частоты АГ?
14. Как выглядит эквивалентная схема кварцевого резонатора?
15. Какие свойства кварца обеспечивают высокую стабильность частоты?
16. Нарисуйте схему кварцевого АГ. Поясните работу схемы.

11.5. Стабилизация дискретного множества частот

1. Дайте определения синтеза частот и синтезатора частот.
2. Назовите основные параметры и назначение синтезаторов частот.
3. Поясните суть прямого пассивного метода синтеза сетки частот. Приведите схему, реализующую этот метод.
4. Назовите способы получения малого шага сетки частот при использовании прямого метода синтеза.
5. Поясните суть компенсационного метода синтеза сетки частот. Приведите схему, реализующую этот метод.
6. В чем состоит назначение автоматической подстройки частоты (АПЧ)? Перечислите основные типы устройств АПЧ.
7. Какими параметрами характеризуются устройства АПЧ?
8. Объясните назначение и приведите структурную схему системы частотной автоподстройки частоты.
9. Объясните назначение и приведите структурную схему системы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ).
10. Чем отличается схема частотной от фазовой АПЧ? Какая из этих схем обеспечивает лучшую точность?

11. Приведите схему, использующую метод ФАПЧ для сложения колебаний двух частот.
12. Приведите схему, использующую метод ФАПЧ для умножения частоты.
13. Дайте понятие системы импульсной ФАПЧ.
14. Приведите структурную схему цифрового синтезатора частот с системой ФАПЧ. Поясните принцип ее работы.
15. Как производится перестройка частоты в цифровом синтезаторе?
16. Приведите структурную схему синтезатора частот, реализующую прямой цифровой метод синтеза. Поясните принцип ее работы.

Библиографический список

1. Шостак А.С. Формирование и передача сигналов. Часть 1 [Электронный ресурс]: курс лекций/ Шостак А.С. – Электрон. текстовые данные. – Томск: Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 2014. – 154 с. – Режим доступа: <http://www.iprbookshop.ru/14029>. – ЭБС «IPRbooks», по паролю. <http://www.iprbookshop.ru/14029>
2. Шостак А.С. Формирование и передача сигналов. Часть 2 [Электронный ресурс]: курс лекций/ Шостак А.С. – Электрон. текстовые данные. – Томск: Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 2014. – 90 с. – Режим доступа: <http://www.iprbookshop.ru/14030>. – ЭБС «IPRbooks», по паролю. <http://www.iprbookshop.ru/14030>
3. Сигналы систем электрорадиосвязи: учебное пособие / Н.С. Николаев, Д.С. Канарский. – Москва: Русайнс, 2016. – 159 с. – Режим доступа: <https://www.book.ru/book/920762>
4. Бакеев Д.А., Пафёнкин А.И. Формирование и передача сигналов: Учеб. пособие. – Петропавловск-Камчатский: КамчатГТУ, 2007. – 85 с.. <http://window.edu.ru/resource/533/68533>
5. Павлов Б.А., Филатов В.Н. Возбудители радиопередающих устройств: Учеб. пособие / СПбГУАП. СПб., 2003. 24 с.: ил.. <http://window.edu.ru/resource/742/44742>
6. Устройства генерирования и формирования сигналов. Раздаточный материал для конспекта лекций / сост. П.Г. Тамаров. – Ульяновск: УлГТУ, 2011. – 61 с.. <http://window.edu.ru/resource/582/74582>
7. Радиопередающие устройства: учебник для вузов / Под ред. В.В. Шахгильдяна. – 3-е изд. – М.: Радио и связь, 2003. – 560 с.. 5
8. Сайт "Радиопередающие устройства" [Электронный ресурс]: Содержится разнообразная информация, касающаяся устройств генерирования, формирования и усиления радиосигналов. – Режим доступа: <http://radio-device.ru/index.php>. – Загл. с экрана. – Яз. рус
9. Сайт фирмы Analog Devices [Электронный ресурс]: Содержатся сведения об электронных компонентах, производимых фирмой. – Режим доступа: <http://www.analog.com/ru>, свободный. – Загл. с экрана. – Яз. рус
10. Сайт фирмы Texas Instruments [Электронный ресурс]: Содержатся сведения об электронных компонентах и устройствах техники радиочастот. – Режим доступа: <http://www.ti.com/lstds/ti/analog/broadband-rf-if/overview.page>, свободный. – Загл. с экрана. – Яз. англ