

ФГБОУ ВО «Воронежский государственный
технический университет»

М.И. Бочаров

УСТРОЙСТВА ГЕНЕРИРОВАНИЯ И
ФОРМИРОВАНИЯ СИГНАЛОВ
ОСНОВЫ ТЕОРИИ И РАСЧЕТА ГЕНЕРАТОРОВ
С ВНЕШНИМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ

Утверждено Редакционно-издательским советом университета
в качестве учебного пособия

Воронеж 2017

УДК 621.396.61 (075.8)

Бочаров М.И. Устройства генерирования и формирования сигналов. Основы теории и расчета генераторов с внешним возбуждением: учеб. пособие [Электронный ресурс]. – Электрон. текстовые и граф. данные (12,5Мб) / М.И. Бочаров. - Воронеж: ФГБОУ ВО «Воронежский государственный технический университет», 2017.

В учебном пособии рассматриваются основы теории формирования сигналов с дискретными цифровыми видами модуляции: импульсной, амплитудной, частотной, фазовой и комбинированные виды модуляции: квадратурно - амплитудная, квадратурно-фазовая, а также импульсно – кодовая. Приводятся схемы модуляторов и принцип их работы.

Издание соответствует требованиям Федерального государственного образовательного стандарта высшего профессионального образования по направлениям 090302, «Информационная безопасность телекоммуникационных систем», 210400 «Радиотехника» и 210601 «Радиоэлектронные системы и комплексы», дисциплине «Устройства генерирования и формирования сигналов».

Табл. 5 . Ил. 45 .Библ .: 16 назв.

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

Рецензенты: закрытое акционерное общество «ИРКОС»

(директор по научной работе, канд. техн. наук,
доц. В.А. Козьмин);

канд. техн. наук, проф. Б.В. Матвеев

© Бочаров М.И.

© Оформление ФГБОУ ВПО

«Воронежский государственный
технический университет», 2017

ВВЕДЕНИЕ

Генерация электромагнитных колебаний высокочастотных (ВЧ) и сверхвысокочастотных (СВЧ) колебаний, усиление по мощности и их модуляция с заданными временными, спектральными и энергетическими характеристиками и их последующая передача по направляющим электромагнитным системам или через свободное пространство к потребителю, осуществляется с помощью радиопередающих устройств (РПДУ). При этом функции генерации, усиления и модуляции в соответствии с передаваемым сообщением объединяется общим термином, называемом генерированием и формированием радиосигналов.

РПДУ входят в состав систем радиосвязи, содержащих радиоприемные устройства и другие вспомогательные устройства. ВЧ и СВЧ колебания используются как переносчики электрических сигналов, изменяющиеся по закону сообщений электрической величины: ток, напряжение, заряд и др.

Современные РПДУ представляют сложные устройства состоящие из большого числа каскадов и цепей. Одной из особенностей РПДУ по отношению к другим радиотехническим устройствам является значительная генерируемая мощность. Это обуславливает большие величины токов и напряжений, действующих в различных цепях устройства, а также значительные рассеиваемые мощности на электродах его активных элементов (АЭ). Для генерирования и формирования радиосигналов используются различная элементная база и АЭ: лампы, транзисторы и др., электрические параметры которых изменяются в широких пределах.

Одной из основных тенденций развития техники РПДУ является стремление выполнить большинство его каскадов на интегральных микросхемах. Мощные каскады выполняются на дискретных транзисторах, генерирующими в низкочастотной области ВЧ диапазона мощности порядка сотен ватт, а в сантиметровом диапазоне волн до нескольких десятков ватт. Если требуемая мощность не может быть получена существующими генераторными транзисторами, то их выходные каскады выполняются с использованием различных методов сложения мощностей множества одиночных транзисторов, работающих на общую нагрузку (антенну). При этом выходная мощность может достигать десятков киловатт. В выходных каскадах РПДУ используются и мощные радиолампы. Широкополосные каскады современных РПДУ стоятся в основном по двухтактной схеме при работе транзисторов в режиме класса В.

Полностью полупроводниковые мощные РПДУ могут иметь большое число каскадов и сложную систему защиты транзисторов. Его габаритные размеры существенно не отличаются от размеров лампового или комбинированного РПДУ. Стоимость полупроводникового РПДУ может в несколько раз превышать выше стоимости лампового или комбинированного. Надежность полностью полупроводниковых РПДУ как правило выше комбинированных.

1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О РАДИООПЕРЕДАЮЩИХ УСТРОЙСТВАХ

1.1 Классификация радиопередатчиков

Устройство генерирования и формирования радиосигналов — источник электрических, радиочастотных или оптических колебаний, несущих информацию или предназначенных для использования в радиоэлектронных системах радиосвязи, радиовещания, радиолокации, радионавигации, высокочастотного нагрева (ВЧ-нагрева), измерительной техники, возбуждения электромагнитных полей и др. Такие устройства для краткости будем называть передатчиками. Назначение передатчика — сформировать сигнал в соответствии с требованиями к радиосистеме и подвести его к нагрузке, антенне или линии связи.

Устройства генерирования и формирования сигналов и созданные на их основе передающие комплексы можно классифицировать по ряду признаков.

По назначению: передатчики радио- и телевизионного вещания, фиксированной и подвижной (мобильной) радиосвязи; навигационные; радиолокационные; телеметрические; ретрансляционные наземных или спутниковых устройств; радиуправления; для промышленного или бытового нагрева; для создания электромагнитных полей; для медицинских, физических или измерительных установок.

По мощности в нагрузке — микромощные (до 1 мВт); очень малой мощности (до 3 Вт); маломощные (до 100 Вт); мощные (до 100 кВт); сверхмощные (свыше 100 кВт);

по диапазону частот, в котором работает передатчик и который определяет выбор активных элементов и колебательных систем.

Таблица 1.1

Диапазон частот	Наименование полосы частот	Диапазон длин волн	Англоязычное наименование
3...30 кГц	Очень низкие частоты (ОНЧ)	МириаМВ	—
30...300 кГц	Низкие частоты (НЧ)	КилоМВ	VHF
0,3...3,0 МГц	Средние частоты (СЧ)	ГектоМВ	UHF
3...30 МГц	Высокие частоты (ВЧ)	ДекаМВ	—
30...300 МГц	Очень высокие частоты (ОВЧ)	МВ [метровые]	—
0,3...3,0 ГГц	Ультравысокие частоты (УВЧ)	ДМВ [дециметровые]	
3...30 ГГц	Сверхвысокие частоты (СВЧ)	СМВ [сантиметровые]	
30...300 ГГц	Крайне высокие частоты (КВЧ)	ММВ [миллиметровые]	EHF
300 ГГц...430 ТГц (терагерц)	Инфракрасное излучение	1 мм...700 нм [нанометровые]	—

430...750 ТГц	Видимое излучение	700...400 нм	—
0,75...30,00 ПГц (петагерц)	Ультрафиолетовое излучение	400...10нм	—

По роду работы (виду модуляции) : передатчики с амплитудной модуляцией (АМ), с угловой модуляцией (фазовой — ФМ, частотной — ЧМ), с комбинированными видами модуляции, импульсные, однополосные, сверхширокополосные (СШП). Частным случаем АМ является импульсная модуляция (ИМ). Радиопередающие устройства с манипуляцией фазы: двухуровневой ФМ-2 или многоуровневой ФМ-АО; с манипуляцией частоты (с разрывами или без разрывов фазы).

В передатчиках связи находят применение комбинированные способы модуляции. Для уменьшения занимаемой полосы частот используют однополосную модуляцию с подавленной несущей. Для передачи больших потоков цифровой информации — амплитудно-фазовую манипуляцию; для повышения скрытности — псевдослучайную перестройку рабочей частоты (ППРЧ); для повышения помехозащищенности — расширение занимаемой полосы спектра посредством внутриимпульсной угловой модуляции; для уплотнения частотного диапазона — квадратурную частотную манипуляцию и др.;

по конструктивному выполнению передатчики делятся на стационарные, подвижные, носимые; бортовые (самолетные, спутниковые) и наземные; с сетевым и батарейным электропитанием; для военных и гражданских применений и т.д.

Основными требованиями к передатчику любого назначения являются: выходная мощность, коэффициент полезного

действия, занимаемая полоса частот, точность стабилизации параметров сигнал, выполнение норм электромагнитной совместимости.

Дополнительными технико-экономическими и тактическими требованиями являются: чувствительность к вариациям параметров нагрузки и источников питания; устойчивость по отношению к изменениям температуры, давления, влажности, к вибрациям, уровню проникающей радиации; выполнение экологических нормативов; равномерность спектральной плотности излучения в занимаемой полосе частот; удобство управления режимами передатчика; уровень автоматизации настройки; безопасность обслуживания; минимальные массогабаритные показатели; минимальные стоимости изготовления и эксплуатации; надежность; ремонтпригодность; сопрягаемость с другими устройствами, входящими в радиосистему; эргономичность; устойчивость к ошибкам обслуживания; качество внешнего оформления и др. В конкретных применениях требования обычно высоки и противоречивы. Чтобы определить и удовлетворить главные требования при допустимых значениях вспомогательных показателей, необходимо выявить связь характеристик выходного сигнала с параметрами аппаратуры передачи, излучения и приема при учете погрешностей технической реализации.

Рассмотрим требования к передатчикам различного назначения.

Радиовещательные передатчики с несущими частотами менее 30 МГц (длинноволновый диапазон) работают с АМ, имеют мощность выходного каскада 10... 100 кВт. Они должны иметь долговременные относительные погрешности уста-

новки несущей частоты не хуже 10^{-4} , кратковременную относительную нестабильность несущей частоты не хуже $5 \cdot 10^{-5}$, малые искажения модулирующего сигнала и обеспечивать весьма быстрое снижение спектральной плотности выходного сигнала за пределами выделенной полосы частот.

Передатчики телевизионного вещания работают в диапазонах метровых и дециметровых волн. По принятому в Российской Федерации стандарту в передатчиках изображения используется АМ с частичным подавлением нижней боковой полосы, а в передатчиках звукового сопровождения применяется ЧМ. Мощности передатчиков изображения от 1 до 50 кВт. Мощности передатчиков сигнала звука соответственно в 10 раз меньше.

Передатчики радиосвязи весьма разнообразны по мощности, диапазону частот, занимаемой полосе, видам модуляции и роду работы. Общим для них требованием является малая относительная

нестабильность несущей частоты (от $\pm 1 \cdot 10^{-5}$ для низкой связи и до $\pm 1-10$ для передатчиков космической связи), а также жесткие нормы на внеполосные излучения. Для стабилизации частоты применяются синтезаторы опорных частот с высокой скоростью перестройки.

Радиолокационные передатчики имеют среднюю мощность 0,1...5,0 кВт, используют ИМ или ЧМ по линейному во времени закону при высокой стабильности несущей частоты и параметров модуляции.

Передатчики СВЧ-нагрева при мощностях 1...10 кВт должны работать в выделенных для этой цели частотных диапазонах [например, (930 ± 5) МГц; (2450 ± 25) МГц], иметь

низкий уровень излучений на высших (вплоть до 15-й) гармониках несущей частоты при невысоких требованиях к относительной нестабильности частоты (не хуже $5 \cdot 10^{-6}$). Специальная модуляция колебаний в таких передатчиках не предусматривается, хотя при электропитании от источника переменного тока промышленной частоты без выпрямителя возникает АМ/ЧМ в полосе 1..2 кГц.

Передатчики для медицинской аппаратуры (для физиотерапии), как правило, имеют очень малую мощность и невысокую стабильность несущей частоты при сложных законах модуляции амплитуды.

Функциональные требования предъявляют к следующим показателям и характеристикам.

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

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

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

Мощность передатчика. Этот показатель, как правило, не является однозначным и требует дополнительных поясне-

ний. Обычно мощность передатчика оценивают для режима АМ. Мощность сигнала является функцией времени, причем для реальных сигналов случайной. Мощность передатчика обычно задается как максимальное (пиковое) значение P_{\max} , которое передатчик способен обеспечить. Для ее оценки при АМ часто используют мощность несущего колебания (телефонный режим) P_T , которую передатчик развивает при отсутствии модуляции ($m=0$) – такой режим называется режимом молчания [1]. Для реального случайного модулирующего сигнала детерминированной связи между P_{\max} и P_T нет. При модуляции несущего колебания гармоническим сигналом $P_{\max} = 4P_T$, (при $m=1$, т.е. 100 % модуляции).

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

КПД радиопередатчика. Эта величина, являющаяся важным энергетическим показателем, характеризует потери мощности, которые происходят при преобразовании энергии источника электропитания в энергию выходных электромагнитных колебаний. Как и выходная мощность колебаний, КПД зависит в общем случае от времени и режима работы. Соответствующий пиковой мощности радиосигнала КПД не определяет средние потери мощности при длительной работе передатчика. Для оценки КПД обычно используют среднее значение выходной мощности $P_{\text{ср}}$ за достаточно большой интервал времени T : $\eta = P_{\text{ср}} / P_0$, где P_0 – мощность, потребляемая от источника электропитания. Часто указывают требования к КПД в режиме несущей частоты $\eta = P_T / P_{0T}$.

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

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

Искажения сигнала. В процессе модуляции и усиления радиосигнала, прохождения его через различные цепи РПДУ исходный сигнал искажается, что приводит к потере части информации на приемной стороне радиотехнической системы. Искажения обусловлены частотно-избирательными свойствами цепей радиопередатчика (линейные искажения), а также нелинейными и параметрическими процессами в отдельных элементах радиопередатчика (нелинейные искажения), уровень которых определяется требованиями ГОСТ.

Нестабильность частоты. Этот важнейший показатель РПДУ во многом определяет показатели системы в целом. Для количественной оценки нестабильности пользуются различными мерами в зависимости от назначения и принципа функционирования радиосистем. Чтобы пояснить сущность различных показателей нестабильности, рассмотрим кратко современные представления о механизме изменения частоты несущего колебания. При отсутствии модуляции причины изменения частоты многообразны и обусловлены как внутрен-

ними процессами, так и внешними воздействиями на передатчик. Это изменение окружающих условий (температуры, влажности, давления), и старение элементов схем автогенераторов, флуктуационные процессы (шумы), всегда действующие в любом физическом объекте, механические воздействия (удары, вибрации) и нестабильность или пульсации напряжений источника электропитания. Важно, что отклонение частоты несущего колебания содержит как детерминированную составляющую, которую можно точно прогнозировать, так и случайную, которую можно оценивать лишь вероятностными характеристиками. Поэтому в общем случае нестабильность частоты и ее оценки носят статистический характер.

Конструкторско-технологические требования касаются таких показателей, как масса, габариты, вибро- и ударостойкость, влагозащищенность, элементная база, степень использования стандартных и унифицированных блоков, узлов и деталей, технологичность конструкции и т.п. Эксплуатационные требования объединяют надежность, удобство эксплуатации и ремонта, безопасность обслуживания, степень автоматизации и т.п. Экономические требования связаны с оценкой материальных затрат на разработку, производство и эксплуатацию и экономического эффекта, достигаемого при проектировании и эксплуатации системы. В этом случае необходимо не только обеспечить удовлетворение требований, предъявляемых к РПДУ, но и оптимизировать по возможности все его показатели и характеристики.

1.2 Структурные схемы радиопередатчиков

В системах радиосвязи широкое распространение получили РПДУ покаскадного усиления, обобщенная структурная схема которых приведена на рис. 1.1.

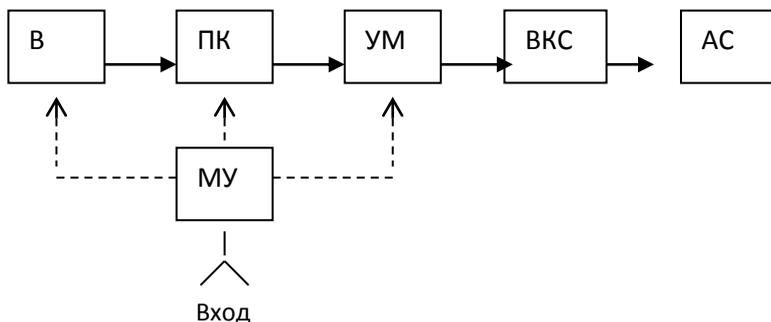


Рис. 1.1. Структурная схема покаскадного усиления

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

уровней, определяемых действующими ГОСТ и согласования выходного сопротивления УМ с сопротивлением АС.

Информационный сигнал поступает с микрофона или манипуляционного устройства на вход модуляционного устройства (МУ), управляющего ВЧ колебаниями и включающими усилитель звуковых частот, цепи коррекции. В зависимости от рода работы управление ВЧ колебаниями осуществляется либо непосредственно в возбудителе (частотная модуляция или манипуляция), либо в промежуточных каскадах или в УМ.

Наряду с приведенными на рис.1.1 функциональными узлами, РПДУ содержит также блоки питания, управления, блокировки и сигнализации, устройства охлаждения.

Возбудитель современного РПДУ, предназначен для формирования радиосигналов с различными видами модуляции и несущих частот содержит, наряду с эталонным генератором, маломощные каскады усиления и умножения частоты, и, как правило, систему фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) [2].

Возможна также реализация некоторых типов РПДУ с использованием мощного автогенератора (МА), стабилизированного ФАПЧ [11,13]. Упрощенная структурная схема такого устройства приведена на рис. 1.2.

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

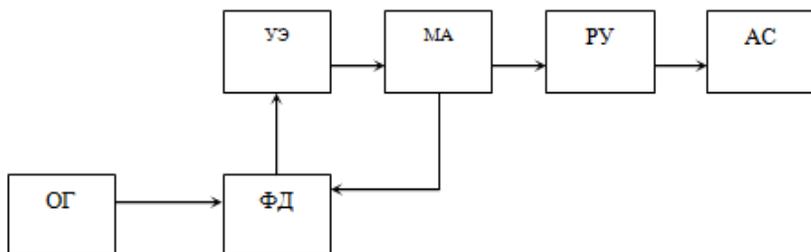


Рис. 1.2. Структурная схема РПДУ на основе МА

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

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

$$\eta_{\text{ма}} = \eta_{\text{э}}(1 - 1/K_{\text{р}}), \quad (1.1)$$

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

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

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

В радиолокации широко применяется и другой вариант схемы РПДУ на мощном автогенераторе, схема которого приведена на рис. 1.3 [11, 15] .

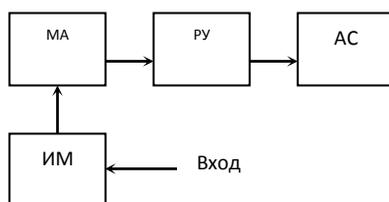


Рис. 1.3. Структурная схема РПДУ на магнетроне

В этой схеме, по сравнению со схемой рис. 1.2, нет автоподстройки частоты, а в качестве МА используется генератор магнетронного типа, а управляющий (модуляционный) сигнал формируется в импульсном модуляторе (ИМ). В результате относительная нестабильность частоты составляет порядка 10^{-3} для большинства известных схем МА. Поэтому РПДУ (рис. 1.3) применяются в диапазоне СВЧ в системах ближней радиолокации, радионавигации, радиоответчиках и т.д.

Для современных систем связи важным показателем является пропускная способность канала. Для ее повышения, экономической эффективности системы связи используют передачу по одной линии (с помощью одного РПДУ) многих не-

зависимых или многоканальных сообщений. Известны три способа разделения (или уплотнения) сигналов: по частоте, времени и форме.

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

Широкое применение в радиотехнических системах находят частотное (ЧРК) и временное (ВРК) разделение каналов. При ЧРК каждому независимому ограниченному по спектру сигналу отводится соответствующая полоса на шкале частот и такой многоканальный (групповой) сигнал передается по общей линии связи.

При ВРК общая линия связи периодически в течении определенного временного интервала предоставляется каждому отдельному каналу. Теоретическое обоснование систем с ВРК вытекает из известной теоремы В.А. Котельникова, определяющей частоту «отсчетов» или дискретизации, которая не меньше чем вдвое должна превышать верхнюю граничную частоту сообщения F_v . Так для стандартного телефонного канала с полосой 300...3400 Гц частоту дискретизации F_d в системах с временным разделением каналов принимают 8000 Гц. В системах связи с ВРК применяют и импульсные методы модуляции. При этом различают аналоговые виды импульсной модуляции, когда модулируемый параметр сигнала может принимать любые в определенных пределах значения. Это амплитудно-импульсную модуляцию (АИМ), широтно-импульсную

модуляцию (ШИМ), время-импульсную модуляцию (ВИМ) или её разновидности – фазоимпульсную (ФИМ), частотно-импульсную (ЧИМ) и др., и дискретные, в которых информационные параметры сигналов в процессе модуляции принимают конечное множество разрешенных значений. Сочетание дискретизации сигналов во времени и квантования полученных отсчетов по уровню - это квантовано- амплитудно импульсная модуляция (КАИМ), которая с последующим кодированием позволяет реализовать импульсно-кодovou модуляцию (ИКМ), дельта-модуляцию (ДМ) и ее разновидности .

Структурная схема РПДУ радиорелейной связи с манипуляцией на выходной частоте приведена на рис. 1.4.

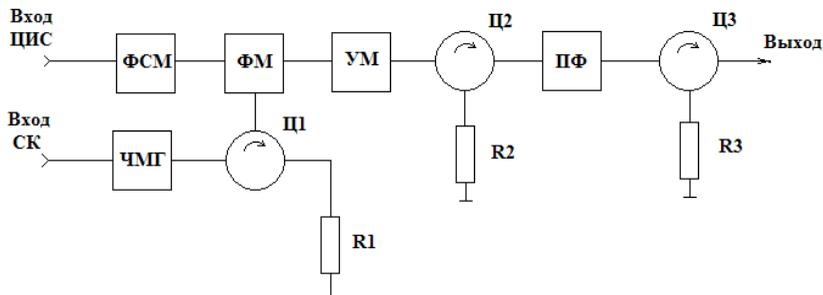


Рис. 1.4. Структурная схема цифрового многоканального РПДУ с формированием сигнала на несущей частоте

Цифровой информационный сигнал (ЦИС) поступает на клеммы «Вход ЦИС» и далее на формирователь сигналов манипуляции (ФСМ). Сигналы с выхода ФСМ подаются на фа-

зовый манипулятор (ФМ). Выходной ОФМ сигнал усиливается в блоке УМ и через полосовой фильтр (ПФ), ограничивающий полосу усиливаемых частот, передается в антенную систему. Для согласования отдельных блоков тракта и поглощения отраженных волн в РПДУ использованы циркуляторы Ц1, Ц2, Ц3. Резисторы R1, R2 и R3 служат для поглощения мощности отраженных волн.

Для организации служебного канала имеется отдельный вход служебного канала – «Вход СК». Для передачи информации по СК используется частотная манипуляция непосредственно в частотно – модулируемом генераторе (ЧМГ).

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

1.3. Контрольные вопросы и задания

2. ГЕНЕРАТОРЫ С ВНЕШНИМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ

2.1. Общие сведения

Источники колебаний, используемые в устройствах генерирования и формирования радиосигналов, делятся на два больших класса: генераторы с внешним возбуждением (ГВВ) и генераторы с самовозбуждением, или автогенераторы (АГ). Генератор с внешним возбуждением – источник колебаний, создающий их под воздействием колебаний другого, обычно менее мощного ГВВ или АГ.

Автогенератор для создания колебаний нуждается лишь в источниках питания постоянного тока, мощность которых преобразуется в мощность генерируемых колебаний, возникающих за счет достаточно сильной положительно обратной связи. При этом часть генерируемой мощности затрачивается на обеспечение обратной связи, вызывающей самовозбуждение колебаний.

Обратимся к рассмотрению ГВВ диапазона высоких частот (до 300 МГц). К ним относятся усилители мощности (УМ) и умножители частоты (УЧ) на активных элементах.

Усилитель мощности при подаче на вход периодического сигнала произвольной формы с основной гармоникой частоты ω вырабатывает на выходе близкое к гармоническому колебание с той же частотой. Амплитуда выходного колебания в общем случае не пропорциональна амплитуде входного сигнала. В этом отличие ГВВ, от, например, усилителя звуковой частоты радиовещания, на выходе которого стремятся получить увеличенную копию входного сигнала. В большинстве случаев единственным поводом называть ГВВ усилителем мощности

является то обстоятельство, что уровень мощности основной частоты колебаний выходного сигнала существенно превышает уровень мощности колебаний той же частоты на входе.

Линейную зависимость между амплитудами тока или напряжения основной гармоники на входе и выходе ГВВ требуется обеспечить лишь в отдельных случаях, например в УМ однополосных передатчиков, при усилении модулированных колебаний. Выходные мощности УМ, используемых в радиопередатчиках, лежат в пределах от десятков милливатт до мегаватт, а рабочие частоты – от десятков килогерц до сотен гигагерц, причем диапазон рабочих частот продолжает расширяться как вниз, так и вверх.

Дополнить АЭ пособие

ЛЭТИ

2003г

2.2. Обобщенная структурная схема усилителей мощности

Схемотехника УМ отличается большим многообразием. Однако большинство схем можно привести к обобщенной структурной схеме [1,2], приведенной на рис. 2.1,

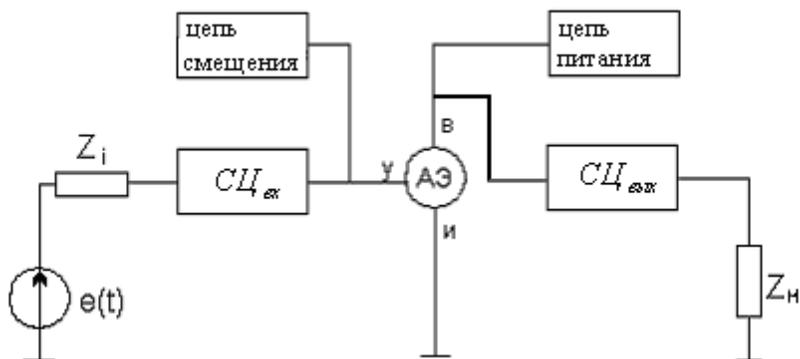


Рис. 2.1. Обобщенная структурная схема каскада УМ

где $e(t)$ и Z_i – источник внешнего возбуждения и его внутреннее сопротивление соответственно; $СЦ_{вх}$ – входная согласующая цепь; АЭ – активный элемент; $СЦ_{вых}$ – выходная согласующая цепь; Z_n – сопротивление внешней нагрузки.

В этом устройстве АЭ является преобразователем энергии источника постоянного тока в энергию РЧ колебаний. В результате такого преобразования мощность РЧ на выходе АЭ значительно превышает мощность возбуждения. В усилителях мощности чаще всего используются трехэлектродные АЭ

(транзисторы) у которых: И-источковый электрод, В-выходной электрод и У-управляющий электрод. В АЭ чаще всего используются транзисторы.

Цепи согласования обеспечивают оптимальный режим работы АЭ. Входная СЦ_{вх} трансформирует входное сопротивление АЭ в сопротивление, равное внутреннему сопротивлению источника возбуждения Z_i . Кроме того, от неё зависят форма входного напряжения и тока, т.е. в ней производится и корректировка амплитуд входного сигнала по АЧХ.

Выходная согласующая цепь в первую очередь обеспечивает трансформацию сопротивления внешней нагрузки Z_n в эквивалентное сопротивление нагрузки R_o активного элемента, а также частично решает задачу подавления гармонических составляющих на выходе УМ.

Цепь питания выходного электрода содержит источник напряжения питания E_{II} и блокировочные элементы, разделяющие цепи постоянного и переменного токов.

Цепь смещения содержит либо источник напряжения смещения E_c , либо цепочки смещения и блокировочные элементы и служит для подачи напряжения смещения на управляющий электрод АЭ, необходимого для его оптимальной работы (заданного угла отсечки).

Сопротивление Z_n является потребителем энергии РЧ колебаний. Если каскад УМ является промежуточным, то нагрузкой Z_n является входное сопротивление последующего каскада. Если каскад УМ является окончательным, то его нагрузкой является СЦ, которая, трансформирует сопротивление нагрузки окончательного каскада в оптимальную величину, необ-

ходимую для работы фильтра гармоник РПДУ, и осуществляет предварительную фильтрацию.

Наряду со схемой с общим истоковым электродом (ОИЭ), приведенной на рис.2.1, используется также схемы с общим управляющим электродом (ОУЭ) и общим выходным электродом (ОВЭ) [1,3].

Цепи блокировки также имеют многоцелевое назначение. В одних схемах они предотвращают короткое замыкание по высокой частоте выходе и входа АЭ через источники напряжений питания (ИП) и смещения (ИС), в других – включение сопротивлений цепей питания последовательно с нагрузкой. Кроме того, они должны ослаблять паразитные связи между каскадами по общим цепям питания и смещения. В каскадах большой мощности дополнительные блокировочные конденсаторы защищают измерительные приборы в цепях питания от токов высокой частоты.

Нагрузка выходного УМ передатчика в простейшем случае представляет собой входное сопротивление антенны. Выход передатчика значительной мощности обычно нагружен на фидерную линию, соединяющую передатчик с антенной. При испытаниях и настройке передатчика в качестве нагрузки может использоваться её эквивалент, например отдельный резистор.

Каждый промежуточный УМ многокаскадного тракта нагружен на входное сопротивление АЭ следующего каскада. Характерными особенностями реальных нагрузок УМ являются их комплексный характер, зависимость от частоты, в ряде случаев нелинейность, что существенно усложняет задачу со-

здания УМ, работающего в диапазоне частот и с разными уровнями амплитуд колебаний.

Источником возбуждения УМ в многокаскадном тракте служит предыдущий каскад, работающий чаще всего в режиме усиления мощности или умножений частоты. В общем случае этот каскад может быть представлен генератором эквивалентной ЭДС ε_i с комплексным внутренним сопротивлением Z_i , которые, в общем случае, зависят от нагрузки. С учетом этого должна проектироваться входная согласующая цепь УМ.

2.3. Базовые схемы усилителей мощности на биполярных транзисторах

Основой многих высокочастотных схем являются: схема с общим истоковым электродом (ОИЭ), общим управляющим электродом (ОУЭ) и общим выходным электродом (ОВЭ). На рис.2.2 при использовании в качестве АЭ биполярных транзисторов приведены базовые схемы каскадов УМ, включенных

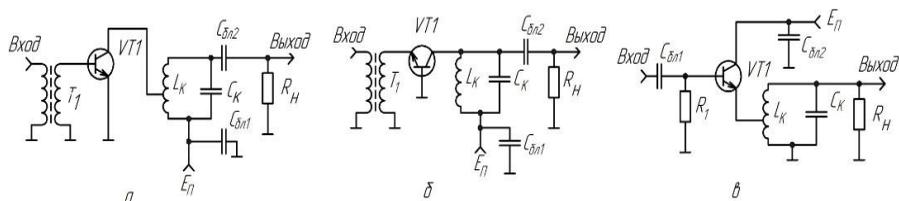


Рис. 2.2. Базовые схемы УМ на биполярных транзисторах

по схеме с общим эмиттером (ОЭ) (рис. 2.2, а), заземленным является эмиттер. В качестве входной СЦ_{вх} используется трансформатор T_1 , а выходной СЦ_{вых} является параллельный контур с неполным включением (простейшая согласующе –

фильтрующая цепь). Напряжение питания E_n подается на коллектор VT_1 через катушку индуктивности L_k (последовательная схема питания).

В схеме с общей базой (ОБ) (рис. 2.2, б) заземлена база и использовано полное включение L_k C_k контура как к транзистору, так и к внешней нагрузке R_H .

В схеме с общим коллектором (ОК) (рис. 2.2, в) общим и заземленным по высокой частоте с помощью конденсатора $C_{бл2}$ является коллектор, а выходной сигнал снимается с контура, включенного между эмиттером и коллектором. При низкоомной внешней нагрузке R_H , составляющей в УМ приблизительно несколько десятков Ом, необходимо также использовать неполное включение R_H с контуром.

В первых двух случаях применена схема нулевого смещения, поскольку по постоянному току через вторичную обмотку трансформатора T_1 базы и эмиттеры этих схем закорочены. В схеме (рис. 2.2, в) применено запирающее автоматическое смещение с помощью резистора R_1 ,

На частотах (до сотен МГц) наиболее широко применяется схема с ОЭ как имеющая наибольший коэффициент усиления по мощности. Однако с ростом частоты, приблизительно с 1 ГГц и выше, больший коэффициент усиления по мощности имеет схема с ОБ, поскольку внутренняя отрицательная обратная связь по току с ростом частоты уменьшается. Схема с ОБ применяется и на более низких частотах (часто и на звуковых), как обеспечивающая малые нелинейные искажения и стабильность параметров УМ.

Схема с ОК, как имеющая малое выходное сопротивление, используется либо в промежуточных каскадах, когда

необходимо согласовать предыдущий каскад с низкоомным входным сопротивлением последующего каскада УМ без трансформатора или при работе каскада на коаксиальный кабель.

На сравнительно невысоких частотах (до нескольких гигагерц) шумы БТ ниже, чем ПТ. Считается, что на частотах до 4 ГГц БТ будут применяться чаще, чем ПТ, а выше 4 ГГц предпочтительнее оказывается ПТ.

Полевые транзисторы обладают меньшей электрической прочностью в случаях превышения допустимых напряжений, в частности при воздействии статических зарядов, всплесков напряжений в цепях питания и возбуждения.

Как правило, АЭ диапазона высоких частот являются активными трехполюсниками, имеющими управляющий электрод (сетка, база), создающий поток носителей заряда (катод, эмиттер), и электрод, собирающий носители заряда (анод, коллектор).

Схема с ОК из-за малого коэффициента усиления по мощности используется в ГВВ весьма редко. Заметное усиление по мощности каскад с ОК даёт на частотах, которые на порядок ниже f_{cp} , в то время как усилитель с ОЭ вблизи частоты f_{cp} имеет усиление порядка единиц, а с ОБ может работать и на значительно высоких частотах.

Достоинством схемы с ОБ на частотах ниже примерно $0,2 f_{cp}$ является стабильность коэффициента передачи по току, который близок к единице. Это позволяет строить усилители с малыми частотными и нелинейными искажениями, обеспечивая необходимую форму эмиттерного тока.

2.4. Статические характеристики активных элементов и их аппроксимация

Для расчета режима активного трехполюсника в любом функциональном узле передатчика (рисунок 2.3) необходимо по заданным напряжениям на его входе и выходе $u_{вх}(t)$, $u_{вых}(t)$ находить токи $i_{вх}(t)$, $i_{вых}(t)$ и амплитуды их гармонических составляющих. При достаточно низкой рабочей частоте активный элемент можно считать безынерционным. Зависимости $i_{вх}$ и $i_{вых}$ от $u_{вх}$ и $u_{вых}$ в этом случае полностью определяются статическими характеристиками $i_{вх}(u_{вх}, u_{вых})$, $i_{вых}(u_{вх}, u_{вых})$.

На высоких для данного типа АЭ частотах при расчете схемы нельзя ограничиваться статическими характеристиками. Необходимо использовать дифференциальные и интегральные соотношения, связывающие $i_{вх}$ и $i_{вых}$ с $u_{вх}$ и $u_{вых}$. Лампы и полевые транзисторы можно считать безынерционными в большей части их рабочего диапазона частот. У биполярных транзисторов интервал частот, в котором их поведение описывается статическими характеристиками, составляет лишь несколько процентов всей области рабочих частот.

Особенности использования статических характеристик АЭ при их работе в генераторах рассмотрим на примере биполярного транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером. Проходные и выходные характеристики биполярного транзистора средней мощности показаны на рисунке 2.3.

На рисунке 2.3, б видно, что плоскость выходных характеристик можно разделить на две области. В области 1, практически соответствующей активной области работы транзистора, выходное напряжение коллектор — эмиттер

$u_{\text{ВЫХ}} = u_{\text{К.Э}}$ влияет на выходной (коллекторный) ток $i_{\text{ВЫХ}} = i_{\text{К}}$ значительно слабее, чем входное. В области 2, включающей в себя область насыщения и переходную область, влияние $e_{\text{ВЫХ}}$ сравнимо с влиянием входного напряжения эмиттер – база

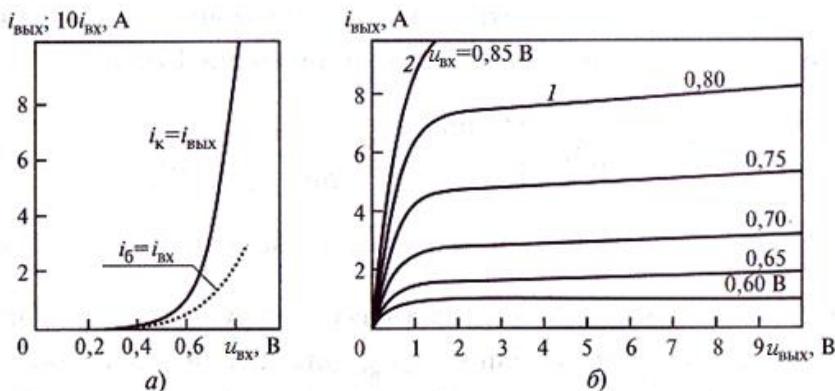


Рис. 2.3. Прходная и входная (а) и выходные (б) статические характеристики биполярного транзистора типа 2Т9113А

$u_{\text{ex}} = u_{\text{б.э}}$ и даже преобладает. В плоскости проходных характеристик также можно выделить области 1 и 2. Однако проходная характеристика, соответствующая типовым напряжениям коллектор – эмиттер, при всех допустимых токах лежит в области 1. На рис. 2.3, а показан увеличенный в 10 раз ток базы. Это позволило показать зависимость токов коллектора и базы от входного напряжения на одном графике при соотношении между этими токами, близким к реальному.

Сходство рассмотренных характеристик биполярных транзисторов, полевых транзисторов и электронных ламп (см. учебники [1, 2]) позволяет предложить единую форму их аппроксимации (рисунки 2.4).

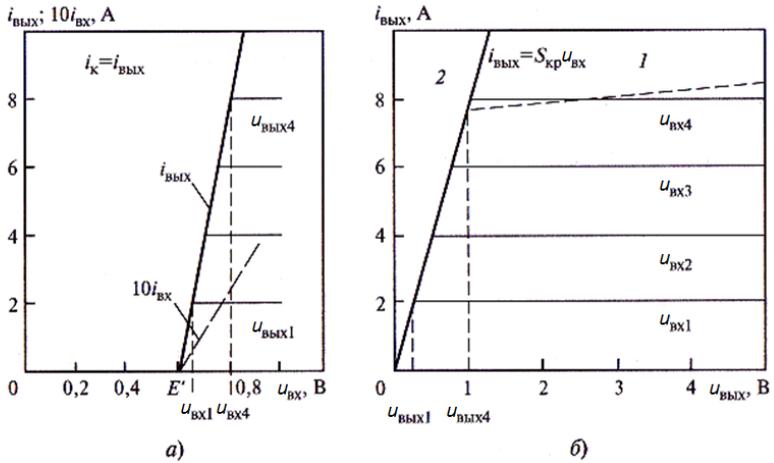


Рис. 2.4. Кусочно-линейная аппроксимация проходной и входной (а) и выходных (б) статических характеристик АЭ (на примере биполярного транзистора)

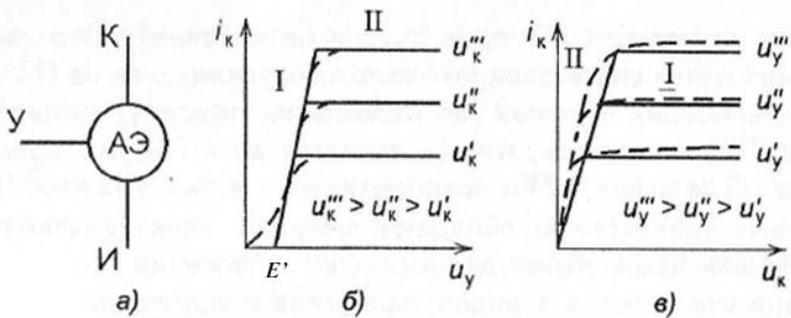


Рис. 2.9. Схема безынерционного активного элемента (а) и его переходные (б) и выходные (в) ВАХ

Используя упрощенные аппроксимации характеристик безынерционного АЭ, получаем выражения для его переходной и выходной характеристик.

Переходная характеристика:
для недонапряженной области

$$i_K = S(u_y - E'), \quad (2.1)$$

где $S_{гр} = di_K/du_y$ – крутизна статической переходной ВАХ;
для перенапряженной области $i_K \neq i_K(u_y)$.

Выходная характеристика:
для перенапряженной области и граничных режимов

$$i_K = S_{зр}u_K, \quad (2.2)$$

где $S_{гр} = di_K/du_K$ – крутизна линии граничных режимов;
для недонапряженной области $i_K \neq i_K(u_K)$.

2.5. Энергетические соотношения в усилителях мощности

Электрические режимы работы АЭ различаются формой колебаний тока и напряжений на входном и выходном электродах и численными значениями электрических величин. Оптимальным является режим, соответствующий максимальным значениям выходной мощности и электронного КПД, а в диапазоне СВЧ и максимальному коэффициенту усиления мощности. При этом оптимальным является режим, соответствующий максимальному значению мощности, генерируемой АЭ P_1

и электронного КПД, а в диапазоне СВЧ и максилальному коэффициенту усиления модности.

Энергетические соотношения рассмотрим на примере принципиальной схемы УМ, приведенной на рис. 2.6, где

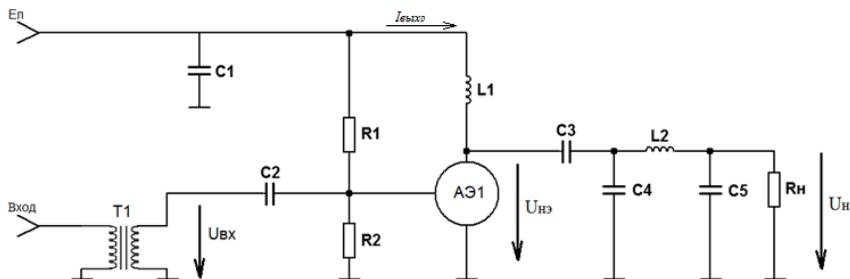


Рис. 2.6. Типовая принципиальная схема УМ

T1 — трансформатор (входная согласующая цепь), используемая для согласования входного сопротивления АЭ с внутренним сопротивлением источника входного сигнала. Элементы C4, C5, L2 образуют выходную согласующую цепь (П-контур), служащую для согласования сопротивления внешней нагрузки Rн и эквивалентным сопротивлением нагрузки Rнэ для АЭ, а также для фильтрации выходного тока. При гармоническом входном воздействии, подаваемое на управляющий электрод, выходная мощность P₁, определяется выражением

$$P_1 = 0.5 I_{\text{ВЫХ}1} U_{\text{ВЫХ}} \cos \varphi_k, \quad (22)$$

где $I_{\text{ВЫХ}1}$ - амплитуда тока первой гармоники, протекающего через АЭ;

$U_{\text{вых}}$ – амплитуда напряжения между выходными электродами АЭ.

φ_k – фазовый сдвиг между амплитудами тока и напряжением, воздействующим на АЭ.

Коэффициент полезного действия $\eta = P_1/P_0$ ($P_0 = I_{\text{вых}} U_{\text{пит}}$ – мощность, потребляемая от источника питания).

Коэффициент усиления по мощности $K_p = P_1/P_{\text{вх}}$, где $P_{\text{вх}}$ – мощность входного ВЧ сигнала.

Временные диаграммы работы УМ, приведены на рис 2.7.

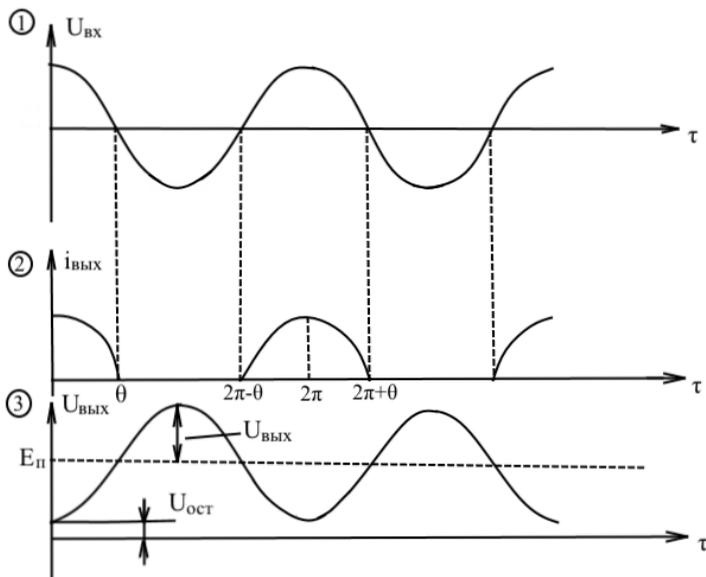


Рис. 2.7. Временные диаграммы сигналов в УМ

В идеальном случае $U_K = E_{\text{п}}$. В реальном устройстве меньше, за счет потерь в катушке. $C1, L1$ образуют цепь питания. Резисторы $R1, R2$ образуют цепь смещения (схема с фиксированным напряжением на базе). Конденсатор $C2$ разделительный, чтобы вторичная обмотка трансформатора $T2$ не

шунтировала резистор R_2 по постоянному току. Блокировочная индуктивность L_1 используется, чтобы напряжение источника питания передать на коллектор.

На интервале времени $[\theta; 2\pi - \theta]$ $U_{\text{вых}}$ превышает $E_{\text{п}}$ и одновременно повторяет форму входного сигнала за счет энергии, накопленной в интервале времени, когда транзистор был открыт. Контур обладает добротностью, при которой в схеме идёт колебательный процесс, как минимум нескольких единиц.

На $R_{\text{н}}$ будет синусоида относительно нуля, амплитуда зависит от соотношения между сопротивлениями $R_{\text{н}}$ и $R_{\text{нэ}}$.

Баланс мощностей в УМ (дополнить).

2.6. Гармонический анализ косинусоидальных импульсов выходного тока АЭ

собой косинусоидальные импульсы, которые представляют собой сумму гармоник

$$i_{\text{вых}}(\tau) = I_{\text{вых}0} + I_{\text{вых}1} \cos \tau + I_{\text{вых}2} \cos 2\tau + \dots \quad (2.4)$$

Косинусоидальные импульсы тока (рис. 2.11) с учетом кусочно-линейной зависимости выходного тока от входного напряжения можно выразить через $SU_{\text{ВХ}}$ и $\cos \Theta$

$$i_{\text{вых}}(\tau) = SU_{\text{вх}} (\cos \tau - \cos \Theta) \Big|_{\cos \tau > \cos \Theta} \quad (2.5)$$

С использованием коэффициентов ряда Фурье для четной функции $i_{\text{ВЫХ}}(\tau)$ имеем

$$I_{\text{вых}0} = SU_{\text{вх}} \frac{1}{\pi} \int_0^{\Theta} (\cos \tau - \cos \Theta) d\tau = SU_{\text{вх}} \gamma_0(\Theta), \quad (2.6)$$

где

$$\gamma_0 = \frac{1}{\pi} \int_0^{\Theta} (\cos \tau - \cos \Theta) d\tau = \frac{1}{\pi} (\sin \Theta - \Theta \cos \Theta). \quad (2.7)$$

Аналогично определяются амплитуды гармоник

$$I_{\text{вых}n} = SU_{\text{вх}} \gamma_n(\Theta), \quad n = 1, 2, \dots, \quad (2.8)$$

где

$$\gamma_n(\Theta) = \frac{1}{n\pi} \left[\frac{\sin(n-1)\Theta}{n-1} - \frac{\sin(n+1)\Theta}{n+1} \right]. \quad (2.9)$$

Зависимости коэффициентов разложения косинусоидальных импульсов γ_n от $(-\cos\Theta)$ приведены на рис. 2.13.

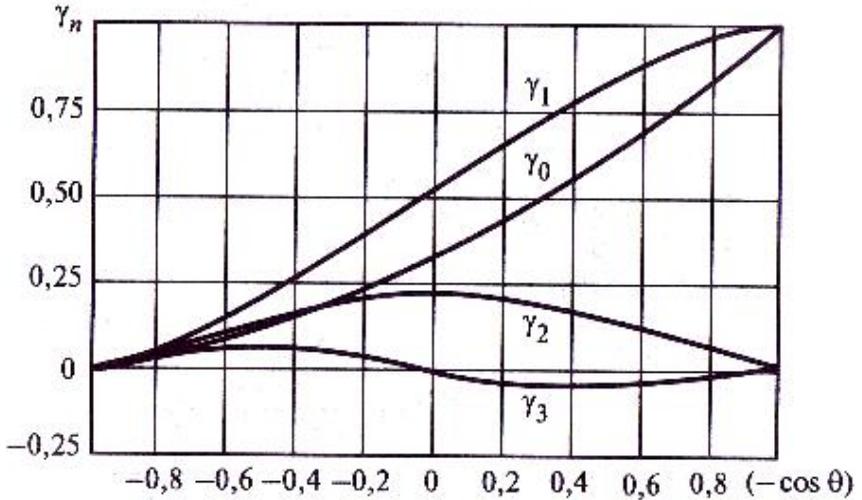


Рис. 2.13. Зависимости коэффициентов разложения γ_n косинусоидального импульса от $(-\cos\Theta)$

Выражение амплитуд гармоник $I_{\text{выхл}}$ через $SU_{\text{ВХ}}$ и коэффициенты $\gamma_n(\Theta)$ удобно, когда амплитуда напряжения возбуждения $U_{\text{ВХ}}$ постоянна, а угол отсечки Θ меняется за счет изменения напряжения смещения E_c . В этом случае величина $(-\cos\Theta) = (E_c - E')/U_{\text{ВХ}}$ пропорциональна $(E_c - E')$ и графики $\gamma_n(-\cos\Theta)$ отображают в некотором масштабе зависимость $I_{\text{выхл}}$ от напряжения смещения.

В усилителях ошности нужно оценить влияние угла отсечки на гармоники тока при фиксированной высоте импульса тока, например, при исследовании режимов АЭ с ограниченным током. Из (2.8) следует, что высота импульса выходного тока определяется выражением

$$I_{\text{вых}n} = SU_{\text{ex}} (1 - \cos\Theta). \quad (2.9)$$

Выражая с учетом SU_{ex} через $i_{\text{вых}m}$, получаем из

$$I_{\text{вых}n} = i_{\text{вых}m} \alpha_n(\Theta), n = 1, 2, \dots,$$

где коэффициент разложения

$$\alpha_n(\Theta) = \gamma_n(\Theta) / (1 - \cos\Theta). \quad (2.10)$$

Зависимости коэффициентов разложения α_n косинусоидального импульса от угла отсечки Θ приведены на рис. 2.14.

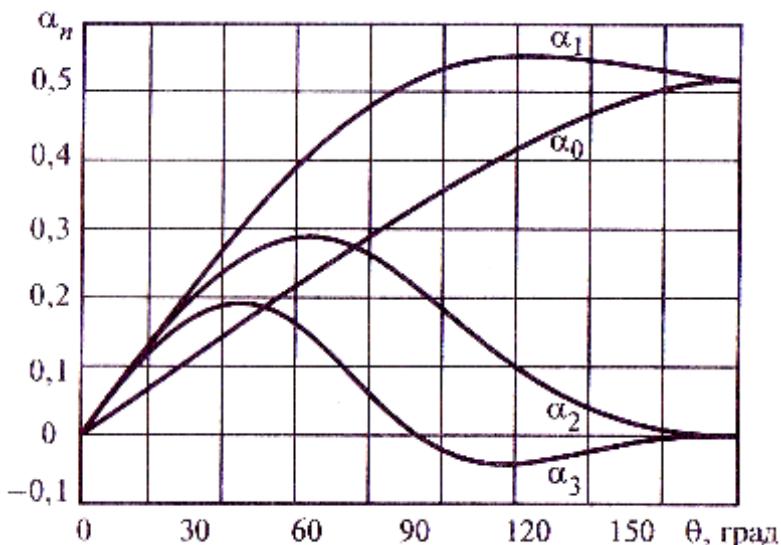


Рис. 2.14. Зависимости коэффициентов разложения α_n косинусоидального импульса от угла отсечки Θ

Заметим, что максимумы $\alpha_n(\Theta)$ при $n > 1$ имеют место при $\Theta_{mn} \approx 120^\circ/n$, причем

$$\alpha_n(\Theta_{mn}) \approx \alpha_n(120^\circ)/n \approx 1/(2n). \quad (2.11)$$

Из полученных соотношений следует, что коэффициент формы косинусоидального импульса $g_n = I_{\text{вых } n} / I_{\text{вых } 0}$ зависит только от Θ . При полном использовании напряжения источника питания $U_{\text{вых}} = E_{\text{п}}$ коэффициент формы определяется выражением

$$g_n(\Theta) = \gamma_n(\Theta) / \gamma_0(\Theta) = \alpha_n(\Theta) / \alpha_0(\Theta). \quad (2.12)$$

На рис. 2.15 приведены зависимости коэффициентов формы g_n косинусоидального импульса от угла отсечки Θ . Отметим, что $g_1(\Theta)$ меняется от 2 до 1 при изменении Θ от 0 до 180° и $g_1 = \pi/2$ при $\Theta = 90^\circ$.

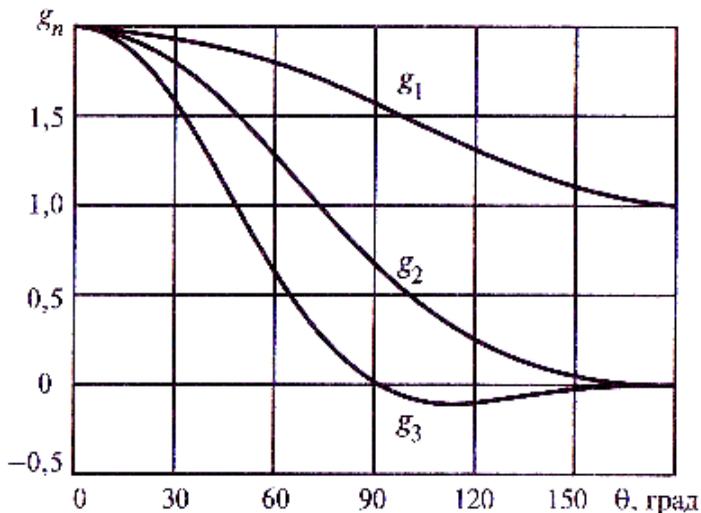


Рис. 2.15. Зависимости коэффициентов формы g_n косинусоидального импульса от угла отсечки Θ

КПД выходной цепи АЭ определяется известным выражением

$$\eta_n = \frac{P_n}{P_0}. \quad (2.13)$$

С учетом (2.12) электронный КПД выходной цепи равен

$$\eta_n = \frac{1}{2} g_n. \quad (2.14)$$

2.7 Режимы работы усилителей мощности по напряженности

Для расчета электронного режима ламповых генераторов необходимо по заданным напряжениям на их входах и выходах находить входные и выходные токи АЭ. Если АЭ выбран достаточно высокочастотным и его можно считать безынерционным, то для расчета токов можно воспользоваться **статическими характеристиками** $i_{вх}(u_{вх}, u_{вых})$, $i_{вых}(u_{вх}, u_{вых})$.

Несмотря на различие принципов работы существующих трехполюсных АЭ (ламп, биполярных и полевых транзисторов), их статические характеристики имеют качественное сходство и могут быть представлены кусочно-линейной аппроксимацией (рисунок 2.7.1).

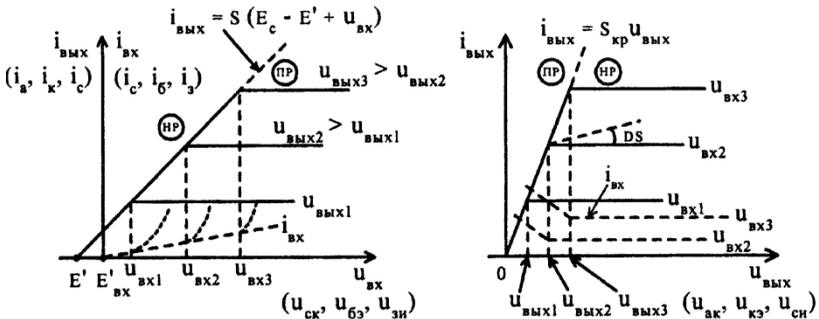


Рисунок 2.7.1 – Статические характеристики обобщенного активного элемента

Зависимости носят названия: $i_{вых}(u_{вх})$ - **проходная** статическая характеристика, $i_{вх}(u_{вых})$ - **выходная** статическая ха-

характеристика, $i_{ex}(u_{ex})$ - **входная** статическая характеристика. На характеристиках обозначено:

E', E'_{ex} - напряжения отсечки проходной и входной характеристик;

S - крутизна проходной характеристики;

S_{KP} - крутизна линии критического режима выходной характеристики;

D - проницаемость, учитывающая реакцию выходного напряжения

(в всех формулах производится замена: $u_{ex} \rightarrow u_y = u_{ex} + Du_{вых}$).

Из статических характеристик АЭ видно, что имеются области слабого и сильного влияния выходного напряжения $u_{вых}$ на выходной ток i_{ebix} . Так, на проходной характеристике при $u_{вых} = u_{вых1}$ и $u_{ex} \leq u_{ex1}$ выходной ток изменяется только под действием u_{ex} . Выходное напряжение не оказывает влияния на выходной ток.

Режим работы ГВВ, в котором выходное напряжение не оказывает влияния на выходной ток, называется **недонапряженным** (НР).

При $u_{ex} > u_{ex1}$ выходной ток слабо изменяется при изменении u_{ex} . Увеличить выходной ток возможно только за счет увеличения $u_{вых}$.

Режим работы ГВВ, в котором входной и выходной токи изменяются под действием выходного напряжения, называют **перенапряженным** (ПР).

Режим, соответствующий границе областей слабого и сильного влияния выходного напряжения на токи, называют **критическим** (КР).

Характерной особенностью ПР работы ГВВ является появление в импульсе выходного тока провала и резкое возрастание входного тока.

Импульсы токов в различных режимах ГВВ при *настроенной нагрузке* ($\varphi_n = 0$) изображены на рисунок 2.7.2 для некоторых значений напряжения на нагрузке. Углы отсечки определяются по формулам:

$$\cos \theta = -\frac{E_c - E'}{U_{BX}}; \quad \cos \theta_{BX} = -\frac{E_c - E'_{BX}}{U_{BX}}.$$

Импульсы выходного тока в ПР при *расстроенной нагрузке* ($\varphi_n \neq 0$) представлены на рисунок 2.7.4.

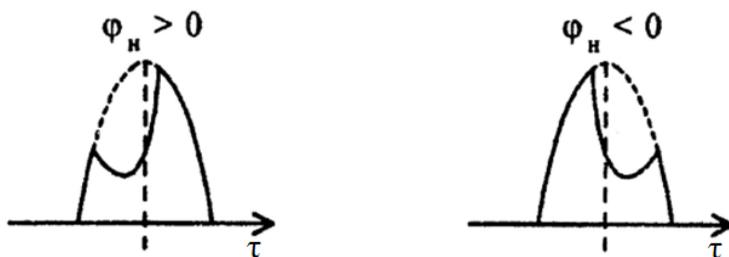


Рисунок 2.7.3 – Импульсы тока в безынерционном активном элементе при расстроенной нагрузке

2.9. Выбор режима активного элемента в усилителе мощности

Наиболее жесткие требования предъявляются к выходным каскадам передатчика. При выборе АЭ выходного каскада

передатчика исходными данными являются рабочая частота, мощность в фидере, вид модуляции.

Задача проектирования заключается в оптимальном выборе АЭ и его режима. В качестве критериев оптимизации может выступать достижение максимальной полезной мощности в нагрузке или максимального значения КПД. Оптимизация производится с учетом ограничений по максимально допустимым параметрам АЭ и ограничений, указанных в техническом задании (питающие напряжения, рабочая температура и др.).

Считаем заданными напряжение питания выходной цепи $E_{П}$, напряжение смещения E_c , амплитуду напряжения возбуждения $U_{вх}$.

Требуется выбрать "степень напряженности" режима и нагрузку Z_n так, чтобы получить максимальную выходную мощность P_1 , высокий КПД и большой коэффициент усиления по мощности K_p .

Для достижения максимальной колебательной мощности необходимо:

сделать нагрузку чисто активной $Z_n = R_n$ (при этом разность фаз между первой гармоникой тока $I_{вых1}$ и напряжением U_n на нагрузке равна нулю ($\varphi_n = 0$) и, следовательно, $P_1 = 0,5 U_n I_{вых1}$);

выбрать такую амплитуду напряжения возбуждения $U_{вх}$ и смещения E_c , чтобы высота импульса тока равнялась максимально допустимому выходному току АЭ.

При выполнении этих двух условий проведем максимизацию P_1 , η_z , K_p при изменении U_n . Воспользуемся рис. 2.16, на котором исходные данные и изменяемый параметр изображе-

ны на временных диаграммах входных и выходных напряжений и токов.

При малых значениях $U_n < U_{н.кр}$ переменное напряжение выходной цепи не оказывает влияния на импульс выходного тока, режим АЭ - недонапряженный. Импульс выходного тока определяется значениями E_c и U_{ex} . Поэтому амплитуда 1-й гармоники $I_{вых1}$ и постоянная составляющая $I_{вых0}$ выходного тока (рис. 2.16) остаются практически неизменными, лишь незначительно уменьшаясь при увеличении U_n . Входной ток I_{ex1} слабо растет.

При превышении значения $U_n > U_{н.кр}$ АЭ переходит в ПР. В импульсе выходного тока появляется провал. Гармоники токов $I_{вых1}$, $I_{вых0}$ быстро уменьшаются, I_{ex1} резко растет.

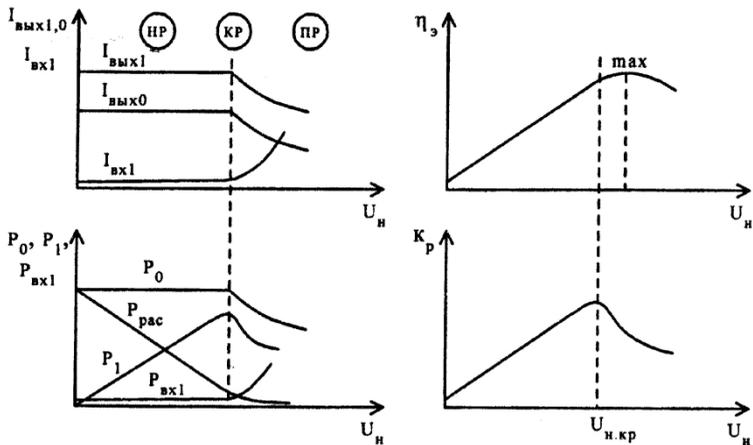


Рис. 2.16. Зависимость токов и энергетических характеристик АЭ в УМ от амплитуды напряжения на выходном электроде АЭ

Зависимости энергетических показателей от U_n строятся, используя графики $I_{вых0,1}(U_n)$, $I_{ex1}(U_n)$.

В НР колебательная мощность $P_I = 0,5 U_n I_{вых1}$ имеет практически линейную зависимость от U_n . В ПР мощность P_I снижается, так как уменьшение $I_{вых1}$ в связи с образованием провала в импульсах выходного тока происходит значительно быстрее, чем рост U_n . Колебательная мощность максимальна при U_n , близком $U_{н.кр}$.

Потребляемая от источника питания мощность $P_o = E_{II} I_{вых0}$ повторяет ход зависимости $I_{вых0}(U_n)$, а мощность возбуждения $P_{ex1} = 0,5 U_{ex1} I_{ex1}$ - зависимости $I_{ex1}(U_n)$.

При $U_n < U_{н.кр}$ возрастает мощность $P_{рас}$ рассеянная на выходном электроде, а при превышении напряжением на нагрузке значения $U_{н.кр}$ резко увеличивается мощность возбуждения P_{ex1} , что может привести к тепловому пробую АЭ по выходному и входному электроду.

Электронный КПД $\eta_{э} = P_I / P_o$ имеет тупой максимум в ПР, который мало отличается от значения $\eta_{э.кр}$ в КР. Коэффициент усиления по мощности $K_p = P_I / P_{ex1}$ имеет острый максимум вблизи КР.

Таким образом, *оптимальным энергетическим режимом* является КР работы АЭ. Кроме того, в КР обеспечиваются минимальные значения $P_{рас}$ и P_{ex1} , определяющие *оптимальный тепловой режим* АЭ. Поэтому **КР является основным режимом работы в УМ.**

Другие режимы (НР и ПР) используются при усилении АМК, обеспечении амплитудной модуляции с малыми искажениями или подавлении АМ. Однако и в этих случаях для оценки воз-

возможностей АЭ определяют электрические показатели каскада в КР.

2.10. Выбор угла отсечки

Работа АЭ с отсечкой тока применяется для повышения электронного КПД

$$\eta_{\text{э}} = P_1 / P_0 = 0,5 g_1(\theta) \zeta(\theta) \quad (2.15)$$

Рассмотрим зависимость от θ отдельных сомножителей в выражении (2.17) для $\eta_{\text{э}}$.

Коэффициент формы $g_1(\theta)$ растет при уменьшении θ и изменяется в пределах $g_1(\theta = 180^\circ) = 1 \dots g_1(\theta = 0^\circ) = 2$.

При уменьшении угла θ необходимо увеличивать высоту импульса выходного тока $I_{\text{вых } t}$ для поддержания заданной величины $P_{1 \text{ кр}}$. Поэтому возрастет остаточное напряжение на выходном электроде $u_{\text{вых мин}} = I_{\text{вых } t} / S_{\text{кр}}$, следовательно, уменьшится амплитуда напряжения на нагрузке $U_{\text{н.кр}} = E_{\text{п}} - u_{\text{вых.мин}}$ и коэффициент использования напряжения источника питания $\zeta_{\text{кр}} = U_{\text{н.кр}} / E_{\text{п}}$ (рис. 2.19). Максимальное значение КПД достигается при углах отсечки $\theta_{\text{отт}} = 50^\circ - 75^\circ$.

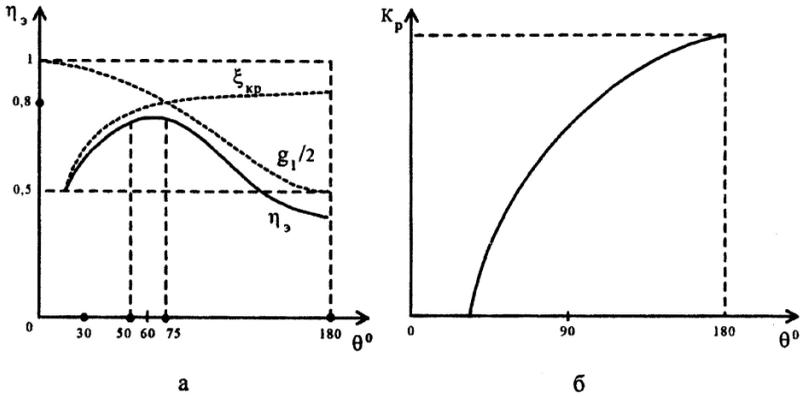


Рис. 2.17. Зависимости КПД (а) и коэффициента усиления по мощности (б) от угла отсечки

Однако при углах отсечки, меньших 70° , во-первых, резко возрастают $I_{вых}$ и амплитуда U_{ex} , что может привести к превышению значений $i_{вых.доп}$ и обратного напряжения $u_{ex.доп}$ (см. рисунок 2.10.1), во-вторых, при уменьшении угла отсечки θ возрастает мощность возбуждения P_{ex1} , снижается коэффициент усиления K_p при $P_1 = \text{const}$ и общий КПД $\eta_{общ} = P_1 / (P_0 + P_{ex1})$. Поэтому выбором режима устанавливают угол отсечки в пределах $\theta_{opt} = 70^\circ \dots 90^\circ$.

2.11. Ключевой режим работы активных элементов

Несмотря на широкое использование гармонического режима, для него характерен основной недостаток:

$KПД < 0,75$. Наибольшей выходной мощности при заданных максимально допустимых значениях выходного тока и выходного напряжения можно получить, применяя ключевые режимы АЭ [1,2]. Название связано с тем, что АЭ работает в

Режиме ключа, т.е. одну часть периода колебаний находится в открытом состоянии когда (когда $i_k \neq 0$ и $u_k = 0$), а другую часть периода – в закрытом состоянии (когда $i_k = 0$ и $u_k \neq 0$). Оба полупериода обеспечивают

$$P_{pac} = \frac{1}{T} \int_0^T U_k(t)i_k(t)dt = 0, \text{ т. е. } \eta_e = 1 - \frac{P_{pac}}{P_0} = 1. \quad (2.16)$$

При этом вся мощность, потребляемая от источника питания P_0 , преобразуется в мощность колебаний.

Чтобы реализовать ключевой режим работы АЭ с колебаниями в форме меандра, следует применять входную и выходную цепи согласования усилителя в виде широкополосных трансформаторов.

Ключевые режимы с выходным током и напряжением в форме меандра

Широкое применение в ключевых схемах РПДУ находят транзисторы, характеризующиеся малым сопротивлением насыщения и большим сопротивлением в режиме отсечки, Транзистор в таких схемах выполняет роль электронного ключа, в котором лишь моменты открывания и закрывания определяются цепью возбуждения. А формы коллекторного тока и напряжения обусловлены в первую очередь характером нагрузки. Поэтому такие схемы используются для усиления колебаний несущей частоты или ЧМ и ФМ колебаний. Общим признаком для всех УМ, работающих в ключевом режиме (КУМ), является протекание i_k при напряжении $u_{кэ}$, соответствующем напряжению насыщения транзистора ($u_{к нас} < 5 \dots 10 \text{ В}$). Указанное условие и обеспечивает малую мощность, рассеиваемую на коллекторе.

Наиболее часто используют схемы КУМ с формой тока типа меандр ($\theta = 90^\circ$), так как в этом случае: первая гармоника коллекторного тока максимальна, четные гармоники отсутствуют и коэффициент амплитуды напряжения на коллекторе $p_u = u_{k \max} / E_{\pi} = 2$

Для реализации ключевого режима АЭ необходимо:

подвести к управляющему электроду постоянное напряжение смещения E_c , закрывающее АЭ в отсутствие переменного напряжения $u_y(t)$ ($E_c \leq E'$);

подать на управляющий электрод переменное напряжение $u_y(t)$ в форме меандра, положительная полуволна которого открывает АЭ;

обеспечить сопротивление нагрузки АЭ R_k постоянное в широком диапазоне частот (на основной частоте и нескольких ближайших гармониках).

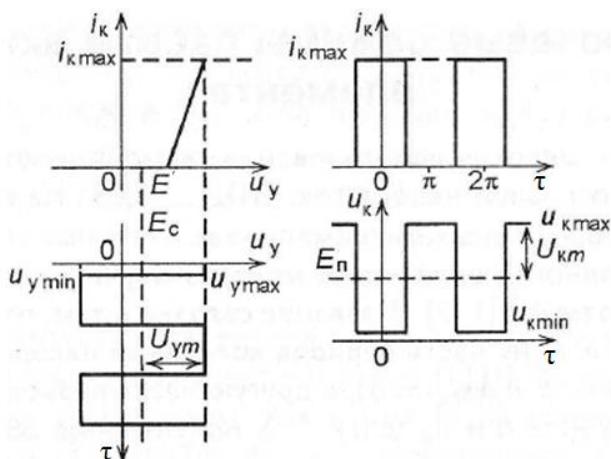


Рис. 2.18. Временные зависимости токов и напряжений в ключевом усилителе мощности с резистивной нагрузкой

В таких условиях напряжение $u_k(t)$ приблизительно повторяет форму тока $i_k(t)$ и сдвинуто относительно него на π (рис. 2.19).

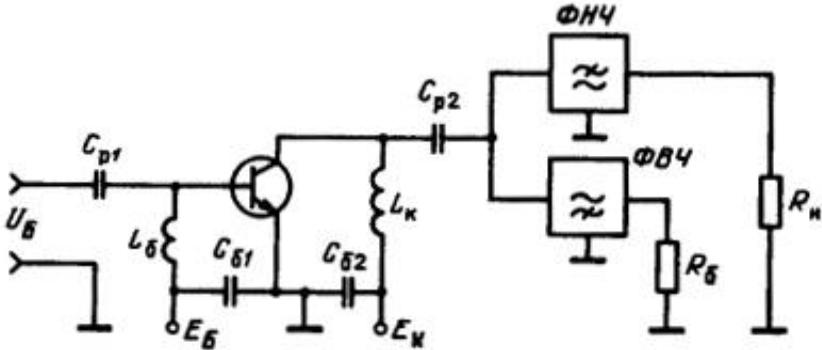


Рис. 2.19. Генератор с внешним возбуждением и нагрузкой в виде «вилки фильтров»

Расчет ключевых режимов с колебаниями в форме меандра

На основе анализа особенностей рис. 2.19 имеем:

$$1) E_c \leq E';$$

$$2) U_{y \max} = i_{k \max} / S + E' \quad \text{или} \quad u_{y \max} = E_c + U_{y \text{см}},$$

где $U_{y \text{см}} = i_{k \max} / S + E' - E_c$ – амплитуда $u_y(t)$; S – крутизна переходной ВАХ АЭ.

Для таких схем имеем:

$$3) i_{k \max} < (0.8 \dots 0.9) i_{k \text{дон}}; E_n = u_{k \text{дон}} / 2;$$

4) минимальное напряжение на коллекторе $u_{k\ min} = i_{k\ max}/S = E_n - U_{км}$, где $U_{км}$ – амплитуда напряжения $u_k(t)$, отсюда $U_{км} = E_n - i_{k\ max}/S_{2p}$;

5) сопротивление нагрузки R_k определяется из соотношения $i_{k\ max}$: $R_k = 2U_{км}$, откуда $R_k = 2U_{км}/i_{k\ max}$;

6) выходная мощность первой гармоники $P_1 = 0.5I_{к1}U_{к1}$, где $I_{к1} = (2/\pi)i_{k\ max}$, $U_{к1} = (4/\pi)U_{км}$;

7) мощность, потребляемая АЭ от источника питания, $P_0 = I_{к0}E_m$, где $I_{к0} = i_{k\ max}/2$;

8) выполнение условий $U_{y\ min} = E_c - U_m > U_{дон}, P_{рас} < P_{дон}$, где $u_{y\ min}$ – минимальное мгновенное напряжение на управляющем электроде;

9) рассеиваемая на АЭ мощность

$$P_{рас} = \frac{1}{T} \int_0^T i_k(t)u_k(t)dt + P_{ком} = \frac{1}{2}i_{k\ max}u_{k\ max} + P_{ком} \quad (2.16)$$

где $P_{ком} = W_e/T = C_{вых}u_{к\ min}^2 f/2$ – мощность коммутационных потерь; $T = 1/f$ – период колебаний.

Коммутационные потери обусловлены влиянием выходной емкости АЭ, в которой запасается электрическая энергия $W_e = CU_k^2/2$ в ту часть периода когда АЭ закрыт, При открывании АЭ эта энергия рассеивается на нем.

Ключевые режимы с меандровыми формами не могут быть реализованы на очень высоких частотах по следующим причинам:

межэлектродные емкости и индуктивности выводов АЭ затрудняют создание меандров входного напряжения и выходного тока;

реактивные параметры следующего каскада передатчика не позволяют поддерживать постоянным сопротивление нагрузки в широкой полосе частот, в результате форма $u_k(t)$ лишь приближенно повторяет форму $i_k(t)$;

с ростом частоты колебаний увеличиваются коммутационные потери в АЭ, в результате может оказаться невыполнимым условие $P_{pac} < P_{дон}$.

Обычно ключевые режимы АЭ с колебаниями в форме меандра имеют преимущества перед другими режимами на частотах примерно до 20 МГц.

Транзисторные КУМ позволяют получить на частотах до сотен килогерц десятки киловатт, а на частотах 10...20 МГц – единицы киловатт при использовании двухтактных схем. Однотактные транзисторные КУМ используются до частот порядка 100 МГц при уровнях мощности порядка сотен ватт.

Высокая эффективность транзисторных КУМ получается для маломощных транзисторов, работающих на частотах до $0.1f_{zp}$, а для мощных – до $0.001f_{zp}$. Это объясняется тем, что на вышеотмеченных частотах решающую роль начинают играть коммутационные потери, связанные с конечным временем накопления и рассасывания носителей в базе, перезарядки емкостей переходов. В результате на интервалах переключения через транзистор протекает коллекторный ток в течение того времени, когда $U_{кэ}$ еще значительно превышает напряжение насыщения и становится соизмеримым с напряжением питания. В связи с этим уже при работе на частотах порядка единиц мегагерц используют СВЧ биполярные транзисторы [3].

Таким образом, высокое значение КПД ключевых схем обеспечивается лишь на достаточно низких частотах. Это в первую очередь связано с увеличением потерь в транзисторе

на переключение с ростом частоты сигнала из-за его инерционности.

2.9. Нагрузочные характеристики УМ

Нагрузочными характеристиками (НХ) называются зависимости токов АЭ, напряжений на нем, энергетических показателей от сопротивления нагрузки при неизменных значениях напряжений возбуждения $U_{вх}$, смещения E_c и питания выходной цепи $E_{п}$. НХ используются при настройке УМ на заданный режим и при анализе влияния изменения параметров фидера и антенны на режим УМ.

При изменении $R_{нэ}$ меняется амплитуда напряжения на нагрузке $U_n = R_{нэ} I_{вх1}(U_n)$ (рис. 2.20). Первая гармоника $I_{вх1}$, в свою очередь, зависит от U_n (особенно сильно в ПР).

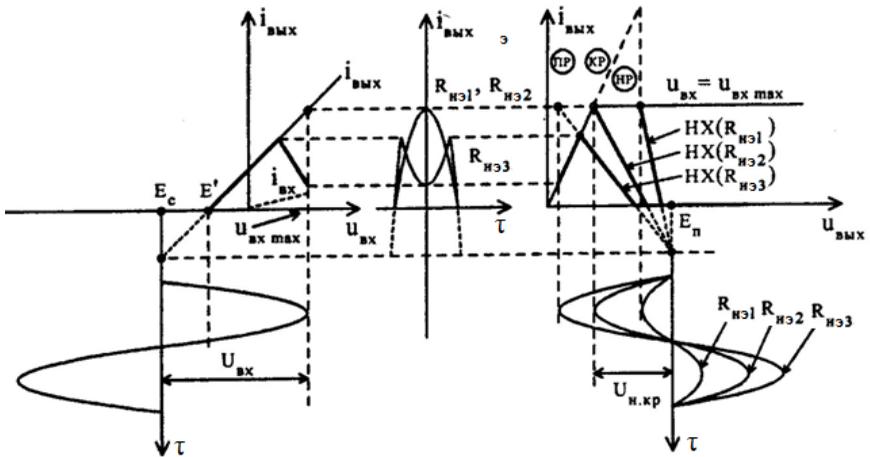


Рис. 2.20. Напряжения и импульсы тока АЭ при разных значениях сопротивления R_n

Поясним ход идеализированных нагрузочных характеристик:

$I_{\text{вых1}}(R_{\text{нэ}})$. С ростом $R_{\text{нэ}}$ ток $I_{\text{вых1}}$ сначала медленно убывает, а АЭ работает в НР. При $R_{\text{нэ}} = R_{\text{н.кр}}$ наступает КР. При дальнейшем увеличении $R_{\text{нэ}}$ по сравнению с $R_{\text{н.кр}}$ напряжение $U_{\text{н}}$ превышает критическое значение $U_{\text{н.кр}}$ и медленно растет, АЭ переходит в ПР, в импульсе тока появляется увеличивающийся провал, и $I_{\text{вых1}}$ падает (рис. 2.21, а).

$I_{\text{вых0}}(R_{\text{нэ}})$. Поскольку угол отсечки θ не зависит от $R_{\text{нэ}}$, то коэффициент формы тока $g_I(\theta) = I_{\text{вых1}} / I_{\text{вых0}}$ постоянен в НР, а в ПР медленно уменьшается, что вызвано появлением в импульсе тока провала. Следовательно, в ИР ток $I_{\text{вых0}}$ меняется пропорционально $I_{\text{вых1}}$, а в ПР $I_{\text{вых1}}$ убывает несколько медленнее, чем $I_{\text{вых0}}$ из-за уменьшения $g_I(\theta)$ при развале импульса (рис. 2.21, а).

$I_{\text{вх1}}(R_{\text{нэ}})$. Ток $I_{\text{вх1}}$ в НР не зависит от $R_{\text{нэ}}$, а в ПР резко возрастает с увеличением $R_{\text{нэ}}$ (рис. 2.18, а).

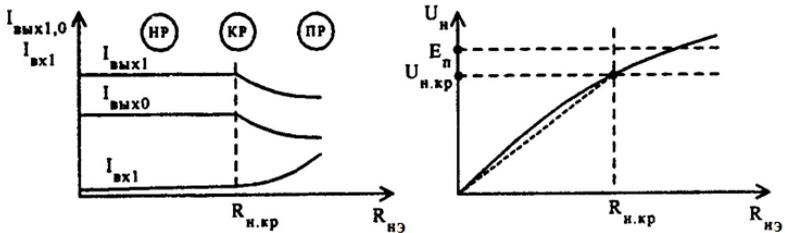


Рис. 2.21. Зависимость токов (а) и напряжения на нагрузке (б) от сопротивления нагрузки

$U_{\text{н}}(R_{\text{нэ}})$. Амплитуда напряжения $U_{\text{н}} = R_{\text{нэ}} I_{\text{вых1}}$ с увеличением $R_{\text{н}}$ растет практически линейно в НР, так как $I_{\text{вых1}}$ слабо

меняется в НР. Но при $R_{HЭ} > R_{H,кр}$ рост сопротивления $R_{HЭ}$ компенсируется уменьшением тока $I_{вых1}$, и напряжение U_H лишь слабо растет (рис. 2.21, б).

Поскольку в НР токи $I_{вых1}$, $I_{вых0}$, а в ПР напряжение U_H меняются слабо, то АЭ представляют **генератором тока** $I_{вых1} \approx I_{вых1 кр}$ в НР и **генератором напряжения** $U_H \approx U_{H,кр}$ в ПР.

По нагрузочным характеристикам для токов и напряжения на нагрузке $I_{вых1}(R_{HЭ})$ и $U_H(R_{HЭ})$ строятся зависимости энергетических показателей УМ от $R_{HЭ}$.

$P_0(R_{HЭ})$. Так как $E_{П} = \text{const}$, то зависимость $P_0(R_{HЭ}) = E_{П} I_{вых0}(R_H)$ повторяет по форме (рис. 2.22) график постоянной составляющей $I_{вых0}(R_{HЭ})$.

$P_I(R_{HЭ})$. Колебательная мощность $P_I = 0,5U_H I_{вых1}$ возрастает пропорционально $R_{HЭ}$ в области $R_{HЭ} < R_{H,кр}$, имеет максимум при $R_{HЭ} = R_{H,кр}$ и убывает с ростом R_H в ПР (рис. 2.22).

$P_{рас}(R_{HЭ})$. Поведение $P_{рас}(R_{HЭ})$ определяется формулой $P_{рас} = P_0 - P_I$. При $R_{HЭ} = 0$ вся мощность, потребляемая от источника, рассеивается на выходном электроде АЭ. С ростом $R_{HЭ}$ мощность $P_{рас}$ быстро убывает в области $R_{HЭ} < R_{H,кр}$ и медленнее при $R_{HЭ} > R_{H,кр}$ (рис. 2.22). При расстроенной нагрузке, когда $P_I \approx 0$, АЭ может оказаться в тяжелом тепловом режиме. Поэтому каскад настраивают при пониженных значениях $U_{вх}$ и $E_{П}$.

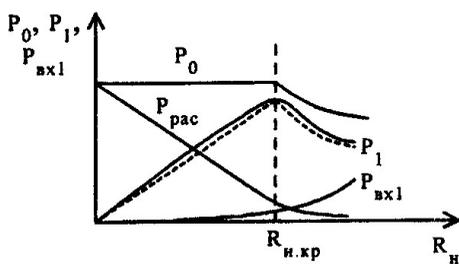


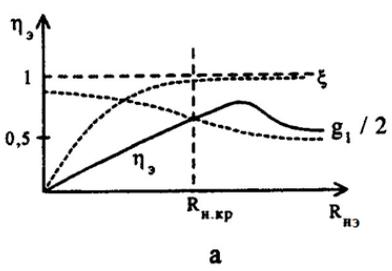
Рис. 2.22. Зависимости мощностей от сопротивления нагрузки

$\xi(R_{HЭ})$. График $\xi(R_H)$ повторяет зависимость $U_H(R_{HЭ})$ в ином масштабе, так как $\xi = U_H / E_{П}$, $E_{П} = const$ (рис. 2.23, а).

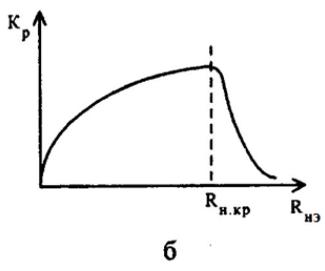
$g_1(R_{HЭ})$. Коэффициент формы $g_1 = I_{вых1} / I_{вых0}$ постоянен в НР, так как $\theta = const$ и лишь незначительно меняется из-за реакции выходной цепи. В ПР g_1 убывает с ростом $R_{HЭ}$ из-за появления провала в импульсе тока, но значительно медленнее, чем $I_{вых1}$, так как $I_{вых0}$ тоже уменьшается (рис. 2.23, а).

$\eta_э(R_{HЭ})$. КПД имеет тупой максимум в области ПР (рис. 2.23, а).

$K_p(R_{HЭ})$. K_p возрастает почти пропорционально R_H в НР, а в ПР убывает быстрее, чем P_1 , из-за роста мощности возбуждения $P_{вх1}$ (рис. 2.23, б).



а



б

Рис. 2.23. Зависимости энергетических характеристик УМ от сопротивления нагрузки

3. ГЕНЕРАТОРНЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

Для усилителей мощности и мощных автогенераторов разработаны специальные генераторные транзисторы, которые по уровню колебательной мощности существенно превосходят маломощные. При этом используется как биполярные, так и полевые транзисторы.

3.1 Генераторные биполярные транзисторы

Генераторными или мощными БТ принято считать транзисторы с допустимой рассеиваемой мощностью выше 1 Вт. В свою очередь, этот класс транзисторов подразделяется на вы-

сокочастотные (ВЧ) с граничной частотой до 300 МГц, и сверхвысокочастотные (СВЧ), имеющих граничную частоту свыше 300 МГц.

Особенностью мощного генераторного БТ по сравнению с маломощным является то, что он представляет собой структуру, состоящую из параллельного соединения парциальных (элементарных) транзисторов, число которых может составлять несколько сот и более. Изготовить такую сложную структуру с приблизительно одинаковыми параметрами невозможно. Поэтому в процессе работы элементарные транзисторы имеют различные режимы. Причем наибольшую опасность представляет различие токов коллектора. Тот из элементарных транзисторов, через который протекает наибольший ток, будет нагреваться больше остальных, что, в свою очередь, приводит к уменьшению сопротивления в данной точке кристалла, а это опять способствует увеличению тока. Это приводит к возникновению так называемого "вторичного пробоя", когда транзисторы на относительно низких частотах теряют усилительные свойства. Для выравнивания токов (и ряда других параметров) элементарных транзисторов в эмиттер каждого из них включается стабилизирующее сопротивление.

Поскольку элементарные транзисторы включены параллельно, генераторный БТ имеет малые входное и выходное сопротивления. Величины этих параметров для транзисторов на десятки ватт составляют единицы Ом, причем входное сопротивление может быть и менее ома.

На работу мощного высокочастотного БТ большое влияние оказывают индуктивности выводов. Поэтому транзисторы, предназначенные для работы на частотах выше 200 МГц, имеют конструкцию корпусов, выводы которых обеспечивают

малые индуктивности выводов. Наибольшее влияние при включении транзистора в схему оказывает индуктивность общего электрода, поскольку по нему протекает ток, равный сумме входного и выходного токов. В диапазоне частот до нескольких сотен МГц чаще всего используется схема включения БТ с общим эмиттером. Корпус такого транзистора имеет два и более выводов эмиттера, чтобы обеспечить минимальную индуктивность этого электрода.

3.2. Генераторные полевые транзисторы

Полевые транзисторы отличаются от БТ, прежде всего меньшим влиянием температуры на их свойства. Поэтому они более надежны в эксплуатации из-за отсутствия теплового пробоя.

Входное сопротивление ПТ на низких и средних частотах в схеме с общим истоковым электродом достаточно большое и имеет емкостной характер, что позволяет рассматривать ПТ как прибор, аналогичный электронной лампе.

Второе важное достоинство ПТ – малое проявление накопления заряда, что существенно уменьшает их инерционность.

В диапазонах частот ВЧ, ОВЧ и УВЧ в качестве АЭ применяются мощные полевые транзисторы структуры металл-диэлектрик-полупроводник (МДП), а в диапазоне СВЧ – арсенид-галлиевые ПТ с барьером Шотки (ПТШ).

МДП-транзисторы имеют ряд преимуществ перед БТ: более высокие входные и выходные сопротивления, отсутствие вторичного пробоя, меньшее влияние температуры на их свойства, меньший уровень дробового шума. Однако МДП-транзисторы имеют несколько меньшие уровни мощности, у

них ниже допустимая температура структуры, больше остаточное напряжение. Кроме того, лавинный пробой в МДП-структуре протекает за наносекунды, а не за микросекунды, как это имеет место в БТ. У ПТШ инерционность процессов в затворе на порядок-два меньше, чем у ПТ с р-п-переходами и МДП-структурами.

Частотные свойства мощных ПТ можно разделить на две зоны: область низких и высоких частот. В области низких частот, составляющей для мощных высокочастотных ПТ несколько десятков мегагерц, его свойства описываются статическими характеристиками. С помощью этих характеристик определяется ряд параметров ПТ: дифференциальное выходное (внутреннее) сопротивление $R_{вых}$, статическая малосигнальная крутизна S , сопротивление насыщения $r_{нас}$ и напряжение отсечки E' . Как БТ так и ПТ приборы низковольтные. Поэтому мощность, генерируемую транзистором, можно увеличить только за счет увеличения тока. Поскольку их входное сопротивление на высоких частотах относительно небольшое, то коэффициент усиления небольшой.

3.3 Нелинейная модель биполярного транзистора и аппроксимация ее характеристик

При изучении инерционных АЭ недостаточно использовать статические характеристики. Связь между токами и напряжениями в этом случае определяется системой нелинейных дифференциальных уравнений.

Примером инерционных АЭ являются биполярные транзисторы. Процессы в них в значительной части диапазона рабо-

чих частот удовлетворительно описываются нелинейной зарядовой моделью (рис. 4.1), отражающей связь токов коллектора i_k и базы i_b с избыточным зарядом q неосновных носителей в базе и зарядом барьерных емкостей эмиттерного $C_э$ и коллекторного C_k переходов.

Емкость C_k принято разделять на две составляющие:

$$C_k = C_{ка} + C_{кп} \quad (3.1)$$

где $C_{ка}$ — емкость активной части, расположенной непосредственно под эмиттером; $C_{кп}$ — емкость оставшейся, пассивной части перехода.

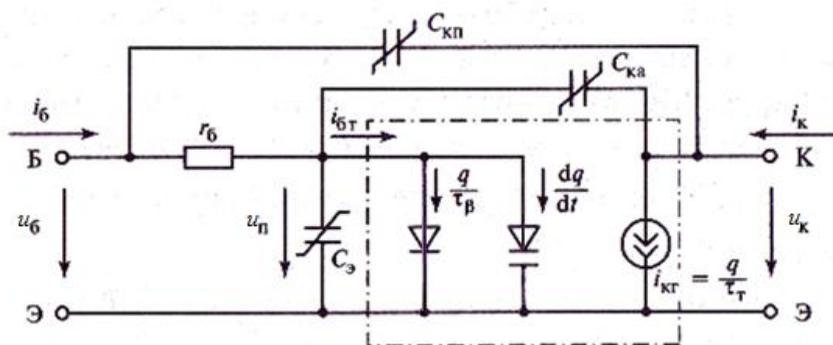


Рис. 3.1 Нелинейная зарядовая модель биполярного транзистора (теоретическая модель обведена штрихпунктирной линией)

В соответствии со схемой рис. 3.1 запишем выражения для токов внутренней части (теоретической модели) биполярного транзистора (без учета r_b , $C_э$, C_k):

$$i_{кэ} = q/\tau_\beta; i_{бэ} = q/\tau_\beta + dq/dt \quad (3.2)$$

Здесь $i_{\kappa 2}$ — ток коллекторного генератора тока, управляемого избыточным зарядом в базе; $i_{\bar{o},m}$ — ток базы теоретической модели; τ_T — среднее время пролета носителей через базу; τ_β — среднее время жизни неосновных носителей в базе, определяющее рекомбинационную составляющую тока базы $i_{\text{рек}} = q/\tau_\beta$

Величину τ_T можно оценить по приводимой в справочниках граничной частоте $\tau_T \approx 1/\omega_{zp}$ а $\tau_\beta \approx h_{21\beta} \tau_T$. Последнее соотношение вытекает непосредственно из (3.2), поскольку статистический коэффициент передачи тока базы

$$h_{21\beta} = (i_{\kappa 2} / i_{\bar{o},m}) \Big|_{dq/dt=0} = \tau_\beta / \tau_m$$

Полные выражения для токов имеют вид:

$$i_\kappa = i_{\kappa 2} + i_{\text{ск}}; i_{\bar{o}} = i_{\bar{o},m} + C_\beta du_n / dt - i_{\text{ск}} \quad (3.3)$$

где e_n — напряжение на эмиттерном переходе; $i_{\text{ск}}$ — ток смещения через суммарную емкость C_κ ,

$$i_{\text{ск}} = C_{\text{ск}} \frac{d(u_\kappa - u_n)}{dt} + C_{\text{кн}} \frac{d(u_\kappa - u_{\bar{o}})}{dt} \quad (3.4)$$

Для расчета токов транзистора в нелинейном режиме на умеренно высоких частотах, как правило, используется метод заряда [1—3]. При этом принимается, что накопленный в базе заряд q и составляющая тока коллектора $i_{\text{кр}} = q/\tau_T$ безынерционно связаны с напряжением на эмиттерном переходе:

$$q = Q_{обp} (e^{e_n/\varphi_T} - 1); i_{кz} = I_{к.о.м} (e^{e_n/\varphi_T} - 1), \quad (3.5)$$

где $Q_{обp} = I_{к.о.м} \tau_T$, а $I_{к.о.м}$ — обратный тепловой ток коллектора; $\varphi_T = kT/e$ — температурный потенциал ($\varphi_T \approx 25...33$ мВ при $T = 290...400$ К). Фактически накопленный заряд q и ток $I_{к.г}$ запаздывают на время $(0,2—0,4)\tau_T$ относительно изменения напряжения на переходе $u_{п}$. Этим запаздыванием можно пренебрегать, если рабочая частота не превышает граничной частоты коэффициента усиления транзистора по току в схеме с общим эмиттером: $\omega < \omega_{гр}$ и $1/\tau_T$, где рассматриваемая модель применима.

Дополним (2.33)—(2.36) дифференциальным уравнением для напряжения на переходе. Для этого в соответствии со схемой рис. 2.11 запишем составляющую тока базы, протекающую через эмиттерный переход, $i_{бп} = i_{бт} + C_{э} du_{п}/dt$ как сумму токов через сопротивление базы и емкость $C_{ка}$:

$$i_{б.м} = \frac{u_{б} - u_{н}}{r_{б}} + C_{к.а} \frac{d(u_{к} - u_{н})}{dt} \quad (3.6)$$

Подставив в это уравнение $i_{бт}$ из (2.33), получим

$$u_{н} + r_{б} \left[\frac{q}{\tau_{\beta}} + \frac{dq}{dt} + (C_{э} + C_{ка}) \frac{du_{н}}{dt} \right] = u_{б} + C_{ка} \frac{du_{к}}{dt} \quad (3.7)$$

Система уравнений (2.33)—(2.37) описывает процессы в транзисторе, работающем в активной области и области отсеч-

ки. Для инженерных расчетов усилителей мощности и умножителей частоты малой кратности нелинейную зависимость (2.36) в области рабочих значений накопленного заряда можно заменить кусочно-линейной:

$$q = C_{\text{диф}}(u_n - E') \Big|_{u_n > E'} = C_{\text{диф}}(u_n - E') \Big|_0 \quad (3.8)$$

где $C_{\text{диф}}$ — средняя для активной области диффузионная емкость; E' — напряжение отсечки (индекс «о» показывает, что транзистор открыт).

Подставив (2.38) в (2.33), получим аппроксимированные характеристики токов теоретической модели:

$$i_{\kappa, \varepsilon} = S_n(u_n - E')_0 ; \quad (3.9)$$

$$i_{\bar{\sigma}, m} = \frac{(u_n - E')_0}{r_\beta} + C_{\text{диф}} \frac{d(u_n - E')_0}{dt} \quad (3.10)$$

где $S_n = C_{\text{диф}}/\tau_T$ — усредненная крутизна коллекторного тока по напряжению на переходе: $1/r_\beta$ — усредненная крутизна рекомбинационной составляющей базового тока, причем $1/r_\beta = C_{\text{диф}}/\tau_\beta = S_n/h_{21\varepsilon}$.

Дифференциальные параметры зарядовой модели $\tilde{C}_{\text{диф}} = dq/du_n$ и $1/\tilde{r}_\beta = d(q/\tau_\beta)/du_n$ пропорциональны крутизне коллекторного тока $S_n = di_{\kappa, \varepsilon}/di_{\text{П}}$ и, следовательно, согласно (2.36) при $i_{\kappa, \Gamma} \gg I_{\kappa, \text{О.Т}}$ линейно зависят от тока коллектора:

$$\tilde{C}_{\text{диф}} = \tau_T \tilde{S}_{\Pi}, 1/\tilde{r}_{\beta} = \tilde{S}_{\Pi}/h_{21\beta}, \tilde{S}_{\Pi} = i_{\kappa 2} / \varphi_T \quad (3.11)$$

В связи с этим для повышения точности расчетов при применении кусочно-линейной аппроксимации характеристик транзистора (2.38)—(2.40) необходимо учитывать высоту импульса коллекторного тока $i_{\kappa\text{М}}$. Рекомендуется брать усредненные параметры $C_{\text{диф}}$, S_{Π} и $1/\tau_{\beta}$ равными их дифференциальным значениям при токе $i_{\kappa\Gamma} = 0,5i_{\kappa\text{М}}$ и проводить прямую, аппроксимирующую вольт-амперную характеристику $i_{\kappa}(u_{\Pi})$, через точку, соответствующую току $i_{\kappa\text{М}}$.

Согласно (2.41) крутизна \tilde{S}_{Π} обратно пропорциональна $\varphi_T = kT/e$, т.е. абсолютной температуре коллекторного перехода T . При полном использовании транзистора по мощности температура перехода близка к максимально допустимой ($t = 120 \dots 150$ °C). В этом случае $\varphi_T = (33 \dots 35)$ мВ и можно приближенно принять

$$S_{\Pi} = \frac{0,5i_{\kappa\text{М}}}{\varphi_T} = (15 \dots 14)i_{\kappa\text{М}} \quad (3.12)$$

В статическом режиме ток коллектора i_{κ} равен току генератора $i_{\kappa\Gamma}$, а напряжение $u_{\sigma 3} = u_{\Pi} + i_{\sigma}\Gamma_{\sigma}$.

Из этого равенства и из (2.39), (2.40) следует, что аппроксимированные характеристики определяются соотношениями:

$$i_{\kappa} = S(u_{\sigma} - E') \Big|_{u_{\sigma} \geq E'} \quad (3.13)$$

$$i_{\bar{\sigma}} = S_{\bar{\sigma}}(u_{\bar{\sigma}} - E') \Big|_{u_{\bar{\sigma}} \geq E'} \quad (3.14)$$

где $S = K_n S_n$; $S_{\bar{\sigma}} = K_n / r_{\beta}$; K_n — средний для активной области коэффициент деления напряжения во входной цепи транзистора на низких частотах

$$K_n = (U_n / U_{\bar{\sigma}})_{\omega \rightarrow 0} = r_{\beta} / (r_{\beta} + r_{\bar{\sigma}}) \quad (3.15)$$

3.4 Работа активного элемента на высоких частотах

На рисунке 4.2 для активного состояния приведена модель мощного высокочастотного БТ.

В качестве воздействующего сигнала в этой схеме является напряжение на идеальном переходе база-эмиттер U_n , откликом является выходной ток i_k . Диффузионная $C_{диф}$ емкости эмиттерного перехода, сопротивление рекомбинации r_{β} , генератор тока $i_{к2}$, выделенные на схеме пунктирной линией, образуют так называемую теоретическую модель транзистора.

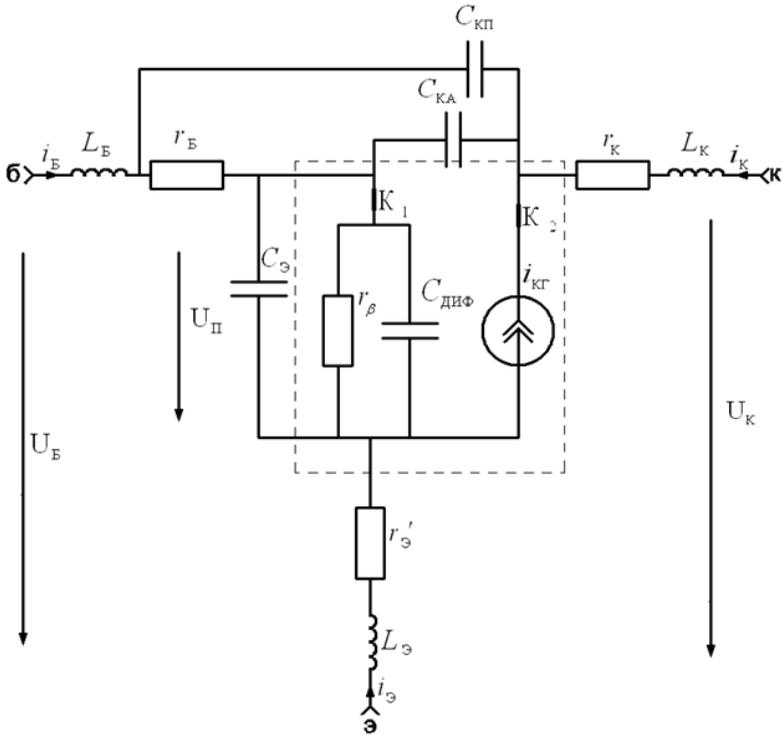


Рисунок 3.2 Зарядовая модель биполярного транзистора

Физический смысл ее отдельных элементов состоит в следующем. Резистор r_β учитывает ток рекомбинации неосновных носителей в области базы и ток основных носителей через эмиттерный переход. Емкость $C_{диф}$ отображает накопление заряда в области базы при открывании эмиттерного перехода.

Генератор тока $i_{кг} = S_\Pi \cdot U_\Pi$ (S_Π - крутизна транзистора по эмиттерному переходу) отображает основной физический процесс - усиление входного сигнала.

Остальные элементы являются “внешними” элементами модели: L_{δ}, L_{κ} и $L_{\mathcal{E}}$ - индуктивности базового, коллекторного и эмиттерного выводов транзистора; $C_{\kappa\mathcal{A}}, C_{\kappa\mathcal{П}}$ - емкости активной и пассивной частей коллекторного перехода; $C_{\mathcal{E}}$ - барьерная емкость эмиттерного перехода; $r_{\mathcal{B}}$ и r_{κ} - сопротивление материала базы и коллектора соответственно; $r'_{\mathcal{E}}$ - стабилизирующее сопротивление, образованное сопротивлением материала эмиттера и дополнительно включенным омическим сопротивлением. Ключи K_1 и K_2 на рисунке 3.2 характеризуют состояние транзистора. Если K_1 и K_2 замкнуты - активное состояние, K_1, K_2 разомкнуты – состояние отсечки.

При включении транзистора по схеме с ОЭ, емкости $C_{\kappa\mathcal{A}}, C_{\kappa\mathcal{П}}$, а также сопротивление $r'_{\mathcal{E}}$, и индуктивность $L_{\mathcal{E}}$ создают внутреннюю обратную связь, которая влияет на устойчивость работы каскада и эквивалентные параметры транзистора.

Малосигнальная низкочастотная крутизна $S_{\mathcal{П}}$ с достаточной для практики точностью определяется соотношением

$$S_{\mathcal{П}} \approx I_{\kappa\mathcal{O}} / \varphi_{\mathcal{T}}, \quad (3.16)$$

где $I_{\kappa\mathcal{O}}$ - постоянная составляющая коллекторного тока, протекающего через транзистор; $\varphi_{\mathcal{T}} = kT/e$ - температурный потенциал; $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К - постоянная Больцмана; T-

абсолютная температура, К; $e = 1,6 * 10^{-19} \text{ Кл}$ - заряд электрона. После подстановки физических констант для $T=300 \text{ К}$ получаем $\varphi_T \approx 26 \text{ мВ}$.

Экспериментально измеряют параметры транзистора при подаче на его вход напряжения $U_{\text{б}}$ (рисунок 3.2). При расчетах за основу также удобнее брать входное напряжение. Поэтому крутизну $S_{\text{п}}$ целесообразно пересчитать ко входу. В первом приближении (без учета сопротивления $r'_{\text{э}}$) статическая малосигнальная крутизна проходной характеристики транзистора

$$S_o = S_n r_{\beta} / (r_{\text{б}} + r_{\beta}), \quad (3.17)$$

где $r_{\beta} = h_{21\text{э}} / S_{\text{п}}$.

Величина $1/S_{\text{п}}$ является сопротивлением открытого эмиттерного перехода.

Таким образом, с помощью элементов модели БТ можно определить малосигнальные параметры транзистора в зависимости от выбранного режима (потребляемого тока $I_{\text{к0}}$).

Модель транзистора позволяет определить и ряд других параметров, используемых при расчете схем, в частности, граничную частоту транзистора по крутизне

$$\omega_s = \omega_T / (S_o r_{\text{б}}), \quad (3.18)$$

которая определяет значение частоты, на которой крутизна за счёт инерционности входной цепи уменьшается в $\sqrt{2}$ по сравнению со значением на низких частотах.

Справочные

3.5 Связь параметров модели со справочными параметрами модели

В справочниках [4,6] приводятся не только параметры элементов схемы электрической модели, а также величины, которые характеризуют усилительные и частотные свойства транзистора, измеренные экспериментально на частоте f' (оптимальной рабочей частоте транзистора), а также $h_{21Э}$ - статический коэффициент передачи тока в схеме с ОЭ; $\tau_{oc} = r_{б} C_{ка}$ - постоянная времени цепи обратной связи; K'_p - коэффициент усиления по мощности на частоте f' ; h_{21} модуль коэффициента передачи тока, измеренный на частоте f' ; $C_{э}$ - барьерная емкость эмиттерного перехода (обычно приводится для напряжения $U_B = 0$) и ряд других параметров, которые могут использоваться для определения остальных элементов модели. С учётом экспериментальных параметров $f_T \approx h_{21} \cdot f'$.

Основным режимом работы мощных БТ является режим большого сигнала (с отсечкой выходного тока), когда $U_{П} \gg \varphi_T$. В этом случае можно рассматривать два состояния транзистора: активное и отсечки. В результате модель несколько изменяется [1,2,3]. Нелинейность режима работы учитывается

ключами K_1 и K_2 (рисунок 3.2).

При включении в схему транзистор заменяется трехплюсником, для характеристики которого чаще всего используются Y -параметры, справедливые при любом включении транзистора.

Наиболее просто усредненные Y -параметры определяются при кусочно-линейной аппроксимации с использованием модели, в которой сопротивления r_K , $r'_Э$ и индуктивность L_K равны нулю. Аналитические выражения параметров транзистора, полученные с использованием зарядовой модели являются громоздкими и поэтому неудобными при практическом применении. Поскольку параметры БТ имеют большой разброс, сильно зависят от температуры, то точность расчетов, достигнутая с использованием этих расчетных соотношений, оказывается невысокой.

На практике удобнее использовать более простые расчетные выражения, которые достаточно просто получаются из схемы модели транзистора, обеспечивая при этом и достаточную точность.

Аналитические выражения для определения параметров БТ имеют следующий вид,

Входное сопротивление транзистора:

$$Z_{ex} = R_{ex} + jX_{ex} \quad (3.19)$$

где

$$\begin{cases} R_{ex} = r_{\sigma} [1 + \gamma_1(\theta) \omega_T L_{Э} / r_{\sigma}], \\ X_{ex} = \omega L_{ex} - 1 / \omega C_{ex}, \end{cases} \quad (3.20)$$

где $\gamma_1(\theta)$ - коэффициент разложения [1, 2, 3].

$$L_{\text{ex}} = L_{\sigma} + L_{\vartheta}; \quad (3.21)$$

$$C_{\text{ex}} = C_{\vartheta} / \gamma_1(\pi - \theta). \quad (3.22)$$

Активная составляющая и фазовый угол крутизны:

$$S_{1L} = S_0 \gamma_1(\theta) / \sqrt{1 + (\omega / \omega_{SL})^2}, \quad (3.23)$$

$$\varphi_{SL} = -\text{arctg} \omega / \omega_{SL}, \quad (3.24)$$

где

$$\omega_{SL} = \omega_s / [1 + \gamma_1(\theta) \omega_T L_{\vartheta} / r_{\sigma}] \quad (3.25)$$

граничная частота транзистора по крутизне с учетом обратной связи через индуктивность L_{ϑ} общего вывода.

Активная и реактивная составляющие выходного сопротивления:

$$R_{\text{вых}} = [\gamma_1(\theta) \omega_T C_{KA}]^{-1}, \quad (3.26)$$

$$x_{\text{вых}} = -(\omega_T \cdot C_K)^{-1}. \quad (3.27)$$

В приведенных выражениях коэффициент $\gamma_1(\theta)$ используется для усреднения параметров.

4. ТРАНСФОРМИРУЮЩИЕ И ФИЛЬТРУЮЩИЕ ЦЕПИ

4.1. Основные понятия и положения

Цепи согласования в каскадах УМ выполняют следующие функции:

согласование (трансформацию) входного сопротивления АЭ с внутренним сопротивлением источника возбуждения;

согласование комплексного сопротивления внешней нагрузки с эквивалентным сопротивлением АЭ;

фильтрацию или подавление побочных колебаний в спектре выходного сигнала;

деление и сложение мощностей в схемах сложения мощностей.

Известны два основных вида согласования с нагрузкой: согласование на фиксированной частоте и согласование в заданной полосе частот.

В первом случае можно осуществить идеальное согласование: в нагрузку передается без потерь мощность от источника сигнала. Во втором случае задача относится к определению предельно полосы частот, в которой можно согласовать с заданной точностью согласования.

Существует теоретически обоснованное соотношение, согласно которому при заданных параметрах электрической цепи невозможно в полосе частот передать без потерь номинальную мощность источника сигнала в нагрузку.

В идеальных согласующих цепях мощность не теряется. Такие цепи содержат только реактивные элементы. В реаль-

ных элементах всегда имеются потери, которые необходимо учитывать при расчетах.

Наиболее высокие требования предъявляются к выходным согласующим цепям УМ. Для оценки качества используются следующие характеристики.

Коэффициент фильтрации гармоник, показывающий во сколько раз относительный уровень n – ой гармоники на выходе согласующей цепи меньше, чем на ее входе.

$$\Phi_n = (I_{\text{выхн1}}/I_{\text{выхнп}})/(I_{\text{выха1}}/I_{\text{выхап}}), \quad (4.1)$$

где n – номер гармоники; $I_{\text{выхн1}}$, $I_{\text{выха1}}$ амплитуды токов первой гармоники, протекающего через внешнюю нагрузку и активный элемент соответственно; $I_{\text{выхнп}}$, $I_{\text{выхап}}$ – амплитуды токов n – ой гармоники ($n = 2, 3 \dots$), протекающих через внешнюю нагрузку и активный элемент соответственно.

Коэффициент полезного действия - это отношение активной мощности, переданной во внешнюю нагрузку к активной мощности на ее входе

$$\eta = P_H/P_1, \quad (4.2)$$

где P_H - активная мощность первой гармоники, переданная во внешнюю нагрузку; P_1 – мощность первой гармоники, генерируемая активным элементом.

Коэффициент диапазонности или коэффициент перекрытия по частоте, представляющий отношение

$$k_f = f_v/f_H, \quad (4.3)$$

где $f_{\text{в}}$, $f_{\text{н}}$ – верхняя и нижняя частоты рабочего диапазона, измеренные при определенном уровне частотных искажений.

Полоса рабочих частот

$$\Delta f = f_{\text{в}} - f_{\text{н}}. \quad (4.4)$$

4.2. Узкодиапазонные трансформирующие цепи

Узкополосные СЦ на практике реализуются с коэффициентом перекрытия по частоте $k_f \leq 1,1 \dots 1,2$ и предназначены для трансформации нагрузочных сопротивлений на основной частоте при достаточно простой конструктивной реализации даже за счет уменьшения КПД и фильтрации.

Узкодиапазонное согласование чаще всего реализуется на Г-, П- и Т-образных реактивных четырехполюсниках или их комбинации, когда в продольные цепи включены индуктивности, а в поперечные – емкости. Это обеспечивает также фильтрацию высших гармоник. На рисунке 4.1 приведена простейшая согласующая Г-цепочка.

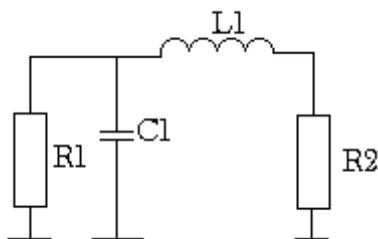


Рисунок 4.1 Трансформирующая Г-цепочка

Эта цепь трансформирует сопротивление R_2 в R_1 . Для схемы (рисунок 5.1) при $R_1 > R_2$ согласование теоретически достигается на одной частоте f_0 . Этому условию удовлетворяют емкость C_1 и индуктивность L_1 , определяемые из соотношений

$$C_1 = Q_H / (2 \pi f_0 R_1), \quad (4.5)$$

$$L_1 = Q_H R_2 / (2 \pi f_0), \quad (4.6)$$

где
$$Q_H = \sqrt{\left(\frac{R_1}{R_2}\right) - 1} \quad (4.7)$$

нагруженная добротность трансформирующей цепи.

При реальных значениях R_1 и R_2 эта цепь в каскадах УМ обеспечивает нагруженную добротность $Q_H = 2 \dots 3$, в результате этого достигается фильтрация гармоник.

Коэффициент фильтрации

$$\Phi_n = [(n^2 - 1)/n] Q_H, \quad (4.8)$$

где $n = 2, 3 \dots$ - номер гармоники.

КПД этой цепи определяется соотношением

$$\eta = 1 - Q_H / Q_0, \quad (4.9)$$

где Q_0 - добротность ненагруженной цепи ($R_1 = \infty$; $R_2 = 0$). Добротность Q_0 , определяется конструктивными потерями в

катушке L_1 , т.к. потери в конденсаторе C_1 обычно значительно меньше. Полоса пропускания Γ – цепи

$$2\Delta f = f_0/Q_H. \quad (4.10)$$

Таким образом, при заданных номиналах резисторов R_1 , R_2 и добротности Q_0 для выбранной частоты f_0 определяются все параметры Γ - цепи. При этом имеет место противоречие между полосой пропускания, коэффициентом фильтрации и КПД.

В качестве СЦ применяются и цепи с тремя реактивными элементами, образующими Π – контур путем встречного соединения двух Γ – звеньев с двумя емкостными связями, схема которого приведена на рисунке 4.2.

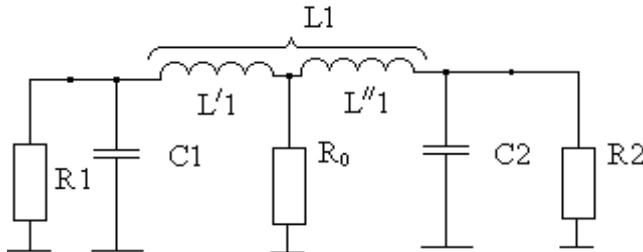


Рисунок 4.2. Π – образная согласующая цепь

Каждая из Γ – цепей этого Π – контура преобразует сопротивление R_1 и R_2 в некоторое промежуточное сопротивление R_0 .

С помощью (4.5) и (4.6) при заданных f_0 и R_0 определяются параметры элементов C_1 , C_2 и L_1 .

Коэффициент фильтрации Π – контура (рисунок 5.2) определяется с помощью соотношения

$$\Phi_n = n(n^2 - 1) Q_n. \quad (4.11)$$

Из (4.11) следует, что коэффициент фильтрации Π – контура в n^2 больше коэффициента фильтрации Γ – цепочки (4.8) при равных значениях Q_n . Это является достоинством Π – контура, что позволяет в узкодиапазонных УМ применять его в качестве входных, выходных и межкаскадных СЦ, обеспечивая при небольших $Q_n = 4 \dots 8$ подавление второй и других более высоких гармоник на $20 \dots 30$ дБ при высоком КПД.

В отдельных случаях простейшие СЦ строят в виде фильтров верхних частот, когда в продольные ветви включают емкости, а в поперечные – индуктивности. Различные варианты простейших СЦ и расчетные соотношения приведены в [4].

В конечных каскадах усилителей мощности РПДУ, с целью реализации требований ГОСТ по электромагнитной совместимости, необходимо обеспечить значительно большее подавление побочных гармоник: 60 дБ и более. Для этого на выходе УМ между выходной трансформирующей цепью и антенной включают фильтры гармоник в виде ФНЧ или полосовых фильтров, которые и обеспечивают требуемый уровень побочного излучения РПДУ [8].

Расчет узкодиапазонных согласующих цепей проводится в следующей последовательности:

- выбор типа СЦ;
- расчет номиналов элементов СЦ;
- определение коэффициента фильтрации и КПД;
- конструктивная реализация СЦ.

4.3. Высокочастотный трансформатор как широкодиапазонная согласующая цепь

Широкополосный (широкодиапазонный) трансформатор (ШПТ) широко применяется в качестве входных, выходных и межкаскадных СЦ [1,3,9].

При этом в диапазоне ВЧ используется трансформатор с магнитной связью между обмотками (рисунок 5.3), принцип работы которого основан на законе электромагнитной индукции.

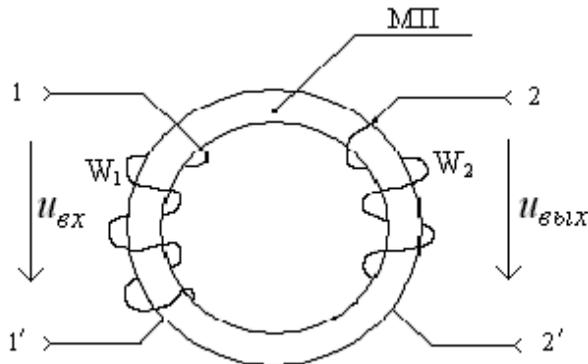


Рисунок 4.3 Трансформатор с магнитной связью

Этот трансформатор содержит замкнутый магнитопровод (МП) из высокочастотного ферромагнетика (феррита) с магнитной проницаемостью $\mu \gg 1$. Такой трансформатор характеризуется рядом параметров: входным $Z_{ВХ}$ и выходным $Z_{ВЫХ}$ сопротивлениями; коэффициентом трансформации напряжения $n = \dot{U}_{\text{вых}} / \dot{U}_{\text{вх}} = W_2 / W_1$, где W_2, W_1 - число витков вторичной и первичной обмоток соответственно, или сопро-

тивления $n_Z = Z_{ВХ}/Z_{ВЫХ} = 1/n^2$, полосой рабочих частот $f_H \dots f_B$ или коэффициентом перекрытия по частоте k_f .

Для оценки широкополосности ШПТ необходимо воспользоваться его эквивалентной схемой (рисунок 4.4).

На этой схеме ИТ – идеальный трансформатор без потерь и паразитных параметров, у которого коэффициент трансформации n не зависит от частоты; L_1 и $L_2 = L_1 n^2$ – индуктивности первичной и вторичной обмоток соответственно; L_{S1} и L_{S2} – индуктивности рассеяния первичной и вторичной обмоток; C_1 и C_2 – собственные емкости первичной и вторичной обмоток; r_1, r_2 и R_C – сопротивления потерь в обмотках и сердечнике.

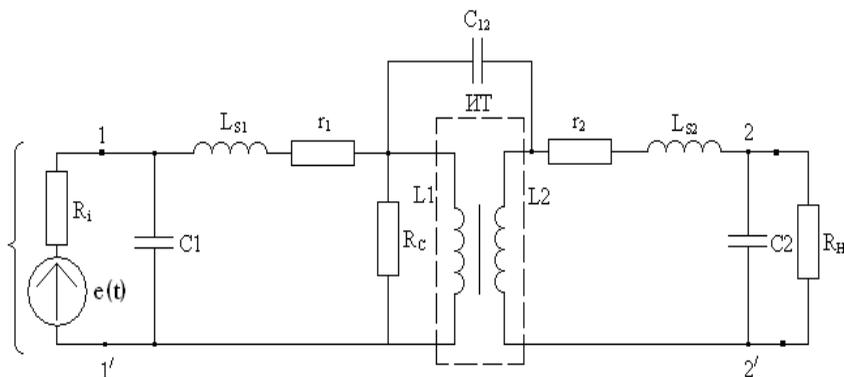


Рисунок 4.4 Эквивалентная схема ВЧ трансформатора

При определении нижней рабочей частоты f_H можно пренебречь паразитными параметрами. В результате f_H определяется шунтирующим действием сопротивления первичной обмотки $2\pi \cdot f_H \cdot L_1$ сопротивления эквивалентной нагрузки $R'_H = R_H/n^2$. При частотных искажениях $M_H \leq 3$ дБ должно выполняться условие

$$2\pi f_H L_1 \geq (3...5)R'_H. \quad (4.12)$$

Верхнюю рабочую частоту ограничивают паразитные параметры L_{S1} , L_{S2} , C_1 и C_2 . При частотных искажениях на верхней частоте $M_B \leq 3$ дБ необходимо обеспечить выполнение условий

$$2\pi f_B(L_{S1} + L'_{S2}) \leq 1,2R'_H, \quad (4.13)$$

где $L'_{S2} = L_{S2}/n^2$;

$$(C_1 + C'_{/2}) \leq 1,2/2\pi f_B \cdot R'_H, \quad (4.14)$$

где $C'_{/2} = C_2 \cdot n^2$.

Как следует из приведенных выше соотношений, для обеспечения широкой полосы частот необходимо увеличивать L_1 и одновременно уменьшать $L_S = L_{S1} + L'_{S2}$, C_1 , C_2 и C_{12} . Требования эти противоречивы. Однако при рациональном конструировании ШПТ могут обеспечить K_f порядка $10^2 \dots 10^3$ в диапазоне частот до $100 \dots 300$ МГц. Широкодиапазонность трансформатора достигается использованием следующих приемов:

выбором сердечника тороидальной формы;

использованием ферритового сердечника с $\mu \gg 1$ и наименьшими потерями;

намоткой первичной обмотки равномерно по окружности сердечника;

витки вторичной обмотки при малом их количестве могут располагаться между витками первичной обмотки;

потенциальные выводы обмоток выводят в разные стороны;

обмотки выполняются проводником в форме ленты;

конструктивно трансформатор помещается в экран из хорошего проводника (латунь, медь и т.д.).

Все эти меры позволяют существенно уменьшить индуктивности рассеяния обмоток, емкости обмоток и обеспечить снижение их влияния на нагрузку.

Необходимо отметить, что ШПТ хорошо работает при достаточно больших сопротивлениях нагрузки от 50 Ом до 2 кОм. При низкоомных нагрузках (5 ... 50 Ом) ШПТ не обеспечивает согласования из-за влияния индуктивности рассеяния L_s .

4.4. Широкодиапазонное согласование с использованием трансформаторов на линиях

В ШПТ, работающих на высоких частотах, необходимо учитывать и непосредственную электромагнитную связь между обмотками. Это принципиальное отличие требует иного подхода к разработке схемных решений для ШПТ. Для реализации максимально допустимой полосы рабочих частот необходимо рассматривать ШПТ как цепь с распределенными параметрами, т.е. как длинную линию. В таких ШПТ наименьший коэффициент отражения будет при определенной или номинальной нагрузке, поскольку его эквивалентная схема содержит реактивные элементы.

Принцип работы широкодиапазонного трансформатора на линиях (ШТЛ) описан в [4, 10] и поясняется схемой, приведенной на рисунке 5.5,

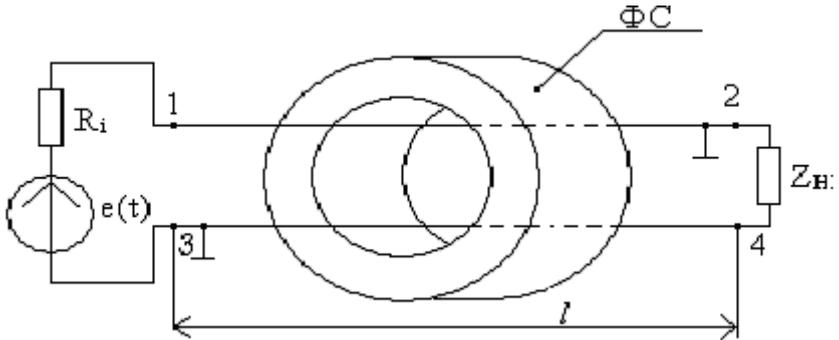


Рисунок 4.5 Схема трансформатора на отрезке линии

где $e(t)$ и R_i – ЭДС и внутреннее сопротивление внешнего генератора; l - отрезок линии длиной l ; Φ_C – ферритовый сердечник; Z_H – сопротивление внешней нагрузки.

Если источник ЭДС $e(t)$ с внутренним сопротивлением R_i связан с внешней нагрузкой Z_H при помощи проводников 1,2 и 3,4, образующих отрезок однородной линии l с волновым сопротивлением ρ_L , как показано на рисунке 5.5, то имеет место инверсия сопротивления. В этом случае при $Z_H = R_H$, как следует из выражения для входного сопротивления длинной линии

$$Z_{ВХ} = \rho_L [(Z_H + j \rho_L \operatorname{tg} \beta \cdot l) / (\rho_L + Z_H \operatorname{tg} \beta \cdot l)], \quad (4.15)$$

где $\rho_{\text{л}}$ - волновое сопротивление линии; $\beta = 2\pi/\lambda$ - волновое число; λ - длина волны. Точного согласования при $R_i = R_{\text{л}} = R_{\text{н}}$ достичь нельзя. Кроме этого при $l = \lambda/4$, неравномерность амплитудночастотных характеристик, значительная. Поэтому для уменьшения неравномерности АЧХ в области верхних частот необходимо выполнить следующее условие

$$l \leq (0,1 \dots 0,15) \lambda_{\text{в}}, \quad (4.16)$$

где $\lambda_{\text{в}}$ - длина волны на верхней рабочей частоте $f_{\text{в}}$.

Ограничение полосы в области нижних частот обусловлено индуктивностями $L_{12} = L_{34}$ проводников линии (рисунок 5.6), которые должны удовлетворять условию

$$L_{\text{п}} \geq R_i R_{\text{н}} / [2\pi f_{\text{н}} (R_i + R_{\text{н}}) \sqrt{M_{\text{н}}^2 - 1}], \quad (4.17)$$

где $L_{\text{п}} = L_{12} = L_{34}$. Для увеличения $L_{\text{п}}$ на линию надевается ферритовый сердечник (рисунок 5.5) с магнитной проницаемостью $\mu \gg 1$. Возможны и другие варианты реализации устройства, когда линия наматывается на тороидальный сердечник в виде W витков. При этом индуктивность $L_{\text{п}}$ увеличивается в W^2 .

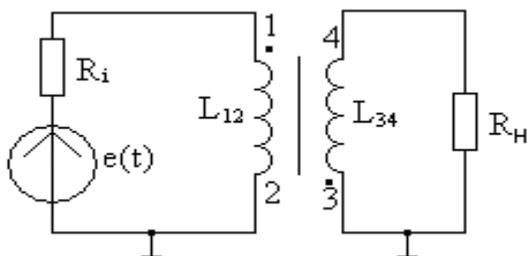


Рисунок 4.6 Низкочастотный аналог трансформатора на линии

Устройства, реализованные по схеме рисунка 4.6, имеет коэффициент трансформации сопротивления 1:1. Однако при изменении R_n от $0,5 \rho_{л}$ до $2 \rho_{л}$, т.е. в широких пределах, входное сопротивление линии $Z_{ВХ}$ меняется в значительно меньших пределах, что является его достоинством. Кроме этого такие трансформаторы работают и на низкоомную нагрузку от $2...5$ Ом до $50...70$ Ом в диапазоне частот от $0,1$ МГц до 1000 МГц и выше.

При построении трансформаторов с коэффициентом n_z , отличным от 1:1, используют N линий, включенных с одной стороны последовательно, а с другой параллельно. При этом можно получить коэффициент трансформации сопротивлений либо $n_z = 1/N^2$, либо $n_z = N^2$. Для конструктивного исполнения могут использоваться как симметричные двухпроводные линии, так и несимметричные (коаксиальные кабели), а также полосковые линии.

Варианты конструктивной и схемной реализации различных вариантов трансформаторов на отрезках линий и их расчета приведены в [10].

4.5. Согласующие цепи на отрезках длинных линий

Следует отметить, что отрезки длинных линий, имеющих длину $l \ll \lambda$, можно рассматривать либо как сосредоточенные емкости (если отрезок на конце разомкнут), либо как сосредоточенные индуктивности (если отрезок на конце закорочен), поскольку изменения напряжения или тока вдоль таких отрезков мало. При построении СЦ в качестве отрезков линий используются коаксиальные кабели и полосковые линии различной конструкции. При этом в диапазоне ОВЧ и нижней части УВЧ используются отрезки коаксиальных кабелей. Симметричные и несимметричные полосковые линии применяют, в основном, в УВЧ и СВЧ диапазонах [11].

При выполнении СЦ на отрезках линий будем, прежде всего, рассматривать отрезки несимметричных полосковых линий без потерь с диэлектриком.

Рассмотрим трансформацию сопротивлений с помощью отрезков линий на фиксированной частоте. В общем случае входной импеданс отрезка линии длиной l без потерь определяется соотношением (5.15) с учетом того, что длина волны в диэлектрике $\lambda_0 = \lambda / \sqrt{\varepsilon}$ (ε - диэлектрическая проницаемость диэлектрика).

Четвертьволновый трансформатор (инвертор сопротивления). Пусть $l = \lambda/4$, $\beta \cdot l = \pi/2$, тогда в (5.15) $\operatorname{tg} \beta \cdot l = \infty$, поэтому

$$Z_{\text{ВХ}} = \rho_{\text{л}}^2 / Z_{\text{Н}}. \quad (4.18)$$

Из (5.18) следует, что входное сопротивление четверть волнового трансформатора обратно пропорционально сопротивлению нагрузки, а фаза – противоположна фазе нагрузки. Поэтому такой трансформатор является инвертором сопротивления. При $Z_H = R_H$ и $Z_{BX} = R_{BX}$, $\rho_{Л} = \sqrt{R_H R_{BX}}$.

Широкодиапазонные линии строят в виде последовательного соединения нескольких линий с $l_0 = \lambda/4$ на средней частоте $f_0 = \sqrt{f_H f_B}$ (рисунок 5.7).

Исходя из заданных коэффициентов трансформации сопротивлений R_{BX} и R_H , диапазона рабочих частот $f_H \dots f_B$ и допустимой неравномерности АЧХ в полосе пропускания определяется число секций и их волновое W сопротивление[4].

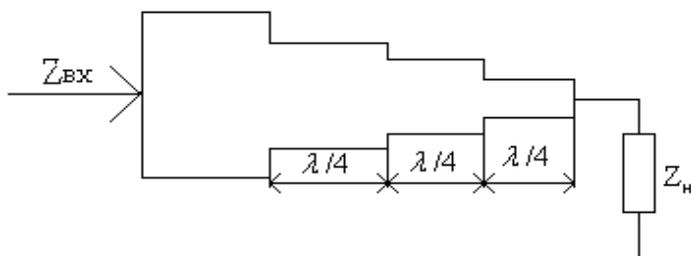


Рисунок 4.7 СЦ на отрезках полосковых линий

Широкодиапазонные СЦ можно выполнять и на одной линии с плавно изменяющимся волновым сопротивлением. Однако при одинаковых исходных данных геометрическая длина таких переходов оказывается больше, чем в ступенчатых (рисунок 5.7).

Четвертьволновые шлейфы. В частом случае при

$Z_H = 0$ (короткое замыкание), как следует из (5.15), $Z_{BX} = \infty$. Такой отрезок (шлейф) удобно применять в качестве дросселя в цепи питания. При $Z_H = \infty$ (режим холостого хода), $Z_{BX} = 0$. Такой отрезок целесообразно применять в качестве короткозамыкателя.

Трансформация комплексной нагрузки в волновое сопротивление. Часто возникает задача трансформировать с помощью отрезка линии комплексное сопротивление нагрузки Z_H (например, выходного сопротивления каскада УМ) в волновое сопротивление фидера ρ_ϕ . Используя (5.15) при $Z_H = R_H + jX_H$, $Z_{BX} = \rho_\phi$, получаем сопротивление отрезка линии

$$\rho_L = \sqrt{\frac{[R_H(\rho_\phi - R_H) - X_H^2]}{(1 - R_H/\rho_\phi)}}, \quad (4.19)$$

а также его электрическую длину

$$\beta \cdot l_1 = \arctg[\rho_L(\rho_\phi - R_H)/(\rho_\phi X_H)]. \quad (4.20)$$

Необходимо учитывать при $R_H > \rho_\phi$ выражение (4.19) справедливо при любых X_H . При $R_H < \rho_\phi$ необходимо обеспечить условие

$$|X_H|_{\max} = \sqrt{R_H(\rho_\phi - R_H)}. \quad (4.21)$$

При невыполнении условия (5.21) задачу трансформации сопротивления необходимо решать с использованием двух отрезков линий.

Трансформация волнового сопротивления тракта в комплексное сопротивление. При преобразовании волнового сопротивления тракта линии ρ_ϕ в комплексное сопротивление нагрузки, (например входное сопротивление транзистора $Z_{BX} = R_{BX} + jX_{BX}$ или в сопротивлении антенны). В этом случае в (5.19), заменив R_H на R_{BX} , X_H на X_{BX} , получим

$$\rho_L = \sqrt{[R_{BX}(\rho_\phi - R_{BX}) - X_{BX}^2] / (1 - R_{BX} / \rho_\phi)}, \quad (4.22)$$

$$\beta \cdot l_1 = \arctg[\rho_L (R_{BX} - \rho_\phi) / (\rho_\phi \cdot X_{BX})]. \quad (4.23)$$

4.6. Выходные широкодиапазонные фильтры

В РПДУ с коэффициентом перекрытия от 1,2 до 1,5...1,8 для фильтрации высших гармоник, образующихся в выходных каскадах УМ при работе АЭ с отсечкой, возникает проблема фильтрации высших гармоник с целью обеспечения требований ГОСТ к побочному излучению. В соответствии с [9] при мощности РПДУ более 25 Вт уровень побочного излучения не должен превышать 25 мкВт, а при мощности РПДУ более 25 Вт должен быть ниже максимального уровня сигнала РПДУ не менее чем на 60 дБ. Чаще всего в качестве таких фильтров применяются широкодиапазонные фильтры Чебышева (рисунок 5.8) и фильтры Кауэра (рисунок 5.9), [4,12,13].

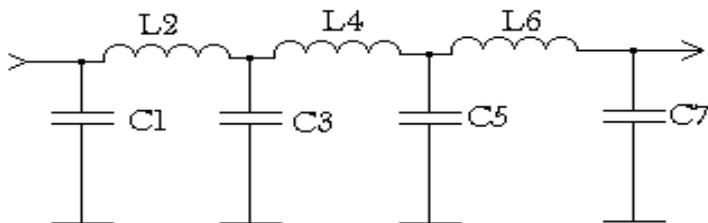


Рисунок 4.8 Схема фильтра Чебышева седьмого порядка

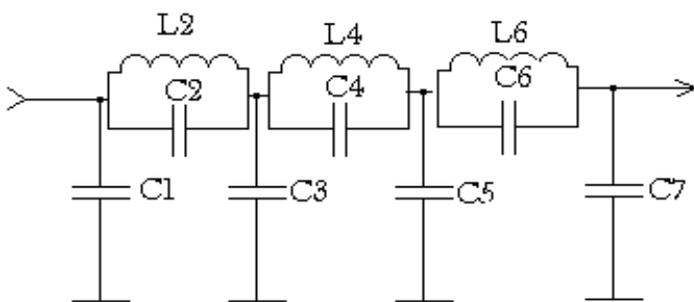


Рисунок 4.9 Схема фильтра Кауэра седьмого порядка

Характеристика затухания фильтров Чебышева имеет колебательный характер в полосе пропускания и монотонный в полосе задержания. Неравномерность затухания в полосе пропускания однозначно связана с максимальным коэффициентом отражения и коэффициентом стоячей волны.

Характеристика затухания фильтров Кауэра имеет колебательный характер, как в полосе пропускания, так и в полосе задержания.

Как следует из [12], фильтр Чебышева характеризуется более медленным нарастанием затухания в полосе задержания и поэтому менее эффективен при высоких требованиях к зату-

ханию. Непрерывное возрастание затухания в полосе задержания приводит к увеличению группового времени задержки вблизи частоты среза.

Фильтр Кауэра обеспечивает быстрое увеличение затухания сразу за частотой среза и до первой режекторной частоты. Характеристики затухания этого фильтра имеют минимумы в полосе задержания. Поэтому можно сказать, что фильтр Кауэра имеет много преимуществ но не всегда является оптимальным.

При проектировании, как фильтров Чебышева, так и фильтров Кауэра необходимо задаться максимальным значением затухания в полосе пропускания Δa , гарантированным затуханием в полосе задержания a_s .

Ниже в таблице 5.1 для $\Delta a = 0,18$ дБ приведены нормированные значения индуктивностей

$$L_{nH} = 2 \pi f_B L_n / R_H \quad \text{и} \quad C_{nH} = 2 \pi f_B R_H C_n, \quad (4.24)$$

где $n = 1,2,3,\dots$ - номер элемента схемы; R_H – сопротивление нагрузки фильтра. При этом приняты следующие обозначения: N – порядок фильтра; K – фильтр Кауэра; $Ч$ – фильтр Чебышева.

Таблица 4.1

N	5		6		7	
Тип фильтра	ч	к	ч	К	ч	к
a_s , дБ	35	61	45	70	60	80
$C1_H$	1.30	1.24	1.16	1	1.34	1.23

$L2_H$	1.35	1.27	1.53	1.32	1.39	1.26
$C2_H$		0.07		0.16		0.13
$C3_H$	2.13	1.94	1.94	1.51	2.24	1.71
$L4_H$	1.35	1.13	1.94	1.37	1.52	0.93
$C4_H$		0.2		0.28		0.63
$C5_H$	1.30	1.13	1.53	1.33	2.24	1.53
$L6_H$			1.16	1.15	1.39	0.97
$C6_H$						0.98
$C7_H$					1.34	0.98

4.7. Конструктивное выполнение согласующих цепей

Цепи согласования выполняются в зависимости от частоты на элементах с сосредоточенными параметрами – навесных или пленочных, либо по смешанной технологии с использованием отрезков линий и элементов с сосредоточенными параметрами.

Элемент можно считать сосредоточенным, если его длина удовлетворяет условию

$$l = \lambda / [\sqrt{\varepsilon'} (8 \dots 10)] . \quad (4.25)$$

Навесные компоненты цепей согласования.

Ёнденсаторы, катушки индуктивности и резисторы, используются, в основном, в диапазоне частот до 500 МГц. В этом частотном диапазоне применяются как обычные непро-

волоочные резисторы, так и трубчатые или стержневые резисторы, которые присоединяются к плате либо за выводы, либо за колпачки.

Катушки индуктивности обладают распределенной емкостью. Поэтому длина однослойной намотки для сохранения индуктивного сопротивления катушки должна удовлетворять условию $l < \lambda/3$, где λ - длина волны в свободном пространстве на рабочей частоте.

Конденсаторы в цепях согласования могут использоваться в качестве емкостных элементов цепи, в качестве блокировочных (разделительных) конденсаторов. Требования для них различные.

На частотах ниже 0,5 ГГц используются керамические, дисковые и трубчатые конденсаторы. На более высоких частотах в качестве контурных и блокировочных конденсаторов используются малогабаритные безвыводные постоянные керамические конденсаторы на основе тонких пленок.

Пленочные сосредоточенные элементы.

Резисторы. Пленочные резисторы на подложках выполняют путем напыления. Таким образом реализуют резисторы от 0,5 Ом до 100 кОм.

Индуктивные элементы. В качестве пленочной индуктивности могут использоваться металлические полоски, удовлетворяющие условию (5.25). Полоска может быть как прямой, так и свернутой в петлю, или в виде меандра. Индуктивности в виде полосок включают в отрезки длинных линий либо последовательно, либо параллельно.

Конденсаторы. Пленочные конденсаторы на подложке выполняют в виде площадки. Такие конденсаторы обеспечи-

вают емкость приблизительно до 1 пФ. Для получения большей емкости используются планарные конденсаторы. Такие конденсаторы применяются совместно с полосковыми линиями.

Полосковые линии. Как следует из п. 5.5, в процессе электрического расчета определяются волновое сопротивление полоска и его электрическая длина. В диапазонах УВЧ и СВЧ применяются как симметричные полосковые линии (ПЛ), так и несимметричные ПЛ.

В случае симметричной ПЛ [4, рисунок 3.44], волновое сопротивление при $W/b \geq 0.35(1-t/b)$, где W – ширина полоска; b – расстояние между подложками (высота); t – толщина полоска, определяется выражением

$$\rho_{П} = 30\pi / [\sqrt{\varepsilon}(\alpha W/b + C_f)], \quad (4.26)$$

$$\text{где } \alpha = 1(1-t/b); \quad \pi C_f = 2\alpha \ln(\alpha + 1) - (\alpha - 1)\ln(\alpha^2 - 1).$$

При $W/b \leq 0.35(1-t/b)$ и $W \geq t$

$$\rho_{П} = 60 \ln(4b/\pi d) / \sqrt{\varepsilon}, \quad (4.27)$$

где $d = 0.5W + 0.8t - 0.12t^2/W$; ε - диэлектрическая проницаемость материала заполнения.

Приведем расчетные соотношения для несимметричной ПЛ, которую называют микрополосковой линией (МПЛ).

Волновое сопротивление МПЛ рассчитывается по формулам

$$\rho_{Л} = \frac{120\pi / \sqrt{\varepsilon_{\phi}}}{[W/h + 1.4 + 0.67(W/h + 1.4)]}, \quad (4.28)$$

где $W > h$, h – высота полоска, $\varepsilon_{\phi} = 0.5 \cdot (\varepsilon + 1) + 0.5 \cdot p \cdot (\varepsilon - 1)$,

$$\rho_{Л} \approx \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_{\phi}}} \ln\left(\frac{8h}{W} + \frac{W}{4h}\right), \quad (4.29)$$

при $W < h$.

Характеристики основных диэлектриков, используемых при построении полосковых линий, приведены в табл. 5.2.

Таблица 4.2

п/п	Наименование диэлектрика	Марка диэлектрика	ε
1	Фторопласт фольгированный	ФФ – 4	2
2	Фторопласт армированный фольгированный	ФАФ - 4	2,6
3	Стеклотекстолит фольгированный	СФ –1, СФ -2	6
4	Гетинакс фольгированный	ГФ -1,ГФ -2	7
5	Поликор	-	9,6
6	Сапфир	—	9,6...11,7
7	Керамика	ТЛ – 15	15
8	Керамика	ТЛ - 2	25

--	--	--	--

4.8. Примеры расчета согласующих цепей

Пример 1. Рассчитать трансформаторную Γ – цепочку (рисунок 5.1), у которой $R_1 = 50$ Ом (внутреннее сопротивление внешнего генератора), а $R_2 = 5$ Ом на частоте $f_0 = 10$ МГц.

1. С использованием (5.7) определяем нагруженную добротность

$$Q_H = \sqrt{50/5 - 1} = 3.$$

2. По (5.5) и (5.6) определяем

$$C_1 = 3/(2\pi \times 10^7 \times 50) = 955,4 \text{ пФ},$$

$$L_1 = 3 \times 5 / (2\pi \times 10^7) = 0,24 \text{ мкГн}.$$

3. Коэффициент фильтрации по второй гармонике (5.8) составляет

$$\Phi_2 = [(2^2 - 1)/2] \cdot 3 = 13,1 \text{ дБ}.$$

4. КПД при условии, что $Q_0 = 30$ (конструктивная добротность катушки индуктивности) составляет $\eta = 1 - 3/30 = 0,9$.

Пример 2. Рассчитать межкаскадную цепь в виде мало-мощного ВЧ трансформатора с несимметричным входом и выходом, работающим в диапазоне частот от $f_H = 3$ МГц до $f_B = 30$ МГц, трансформирующим сопротивление нагрузки $R_H = 1,25$ кОм в сопротивление $R_{ВХ} = 50$ Ом; частотные искажения $M_H = \sqrt{2}$.

1. Поскольку сопротивления R_H и R_{BX} достаточно большие, выбираем трансформатор с электромагнитной связью (рисунок 5.3).

2. Определяем коэффициент перекрытия по частоте $K_f = f_B/f_H = 30/3 = 10$, т.е. трансформатор физически реализуем, поскольку K_f меньше максимально возможного.

3. Определяем коэффициенты трансформации сопротивления $n_z = R_{BX}/R_H$ и напряжения $n = 1/\sqrt{n_z}$;

$$n_z = (50/1250) = 0.04;$$

$$n = (1/\sqrt{0,04}) = 5.$$

4. Определяем индуктивности обмоток с использованием (5.12) при $R'_H = R_{ex}$, имеем

$$L_1 = 5 R_{BX} / (2\pi f_H) = 5 \times 50 / (2\pi \times 3 \times 10^6) = 13,3 \text{ мкГн.}$$

$$L_2 = n^2 L_1 = 5^2 \cdot 13,3 = 332 \text{ мкГн.}$$

Поскольку индуктивность L_2 достаточно большая, то для выполнения обмоток в один слой выбираем достаточно габаритный тороидальный сердечник К $15 \times 10 \times 5$ с $\mu = 1000$.

5. Определяем число витков по формуле

$$W = \sqrt{\frac{10^3 (D + d)L}{0.4h(D - d)\mu}}, \quad (4.30)$$

где D , d – внешний и внутренний диаметр кольца соответственно, мм; h – высота сердечника, мм; L – индуктивность обмотки, мкГн.

$$W_1 = \sqrt{\frac{10^3(15+10) \times 13,3}{0,4 \times 5(15-10) \times 1000}} = 5,8.$$

Принимаем $W_1=6$. $W_2 = n \cdot W_1 = 5 \cdot 6=30$.

Пример 3. Расчет трансформатора комплексного сопротивления Z_H в сопротивление фидера ρ_ϕ на полосковой линии.

Дано: $R_H = 10 + j10$ Ом $\rho_\phi = 25$ Ом.

1. Проверяем выполнимость условия (5.21) $|X_H|_{\max} = \sqrt{10 \cdot (25-10)} = 12,2$ Ом. Т.е. указанное условие выполняется.

$$2. \rho_{Л} = \sqrt{[10(25-10) - 10^2] / (1-10/25)} = 15,8 \text{ Ом},$$

$$3. \beta \cdot l_1 = \arctg[15,8(25-10)/15,8 \cdot 10] = 0,98.$$

Пример 4. Рассчитать трансформатор на полосковой линии волнового сопротивления фидера $\rho_\phi = 25$ Ом в сопротивление нагрузки $Z_H = 10 + j10$ Ом.

$$1. \rho_{Л} = \sqrt{[10(25-10) - 10^2] / (1-10/25)} = 15,8 \text{ Ом},$$

$$2. \beta \cdot l_1 = \arctg[15,8(10 - 25)/25 \cdot 10] = - 0,76.$$

3. С учетом отрицательного знака $\beta \cdot l_1$ необходимо выбрать $\beta \cdot l_1'' = \pi - 0,76 = 2,38$.

Пример 5. Рассчитать фильтр Чебышева седьмого порядка при $R_H = 50$ Ом и $f_b = 40$ МГц с допустимым значением коэффициента бегущей волны, равным 0,8.

1. По таблице 5.1 определяем: $C_{1H} = 1,34$; $L_{2H} = 1,39$; $C_{3H} = 2,24$; $L_{4H} = 1,52$; $C_{5H} = 2,24$; $L_{6H} = 1,39$; $C_{7H} = 1,34$.

2. С использованием (5.24) определяем физические (денормированные) значения элементов $C_n = C_{\text{нн}} / (2\pi f_B \cdot R_H)$; $L_n = L_{\text{нн}} \cdot R_H / (2\pi f_B)$.

3. В результате получаем: $C_1 = 106,6$ пФ; $L_2 = 0,28$ мкГн; $C_3 = 178,3$ пФ; $L_4 = 0,30$ мкГн; $C_5 = 178,3$ пФ; $L_6 = 0,28$ мкГн; $C_7 = 106,6$ пФ.

4.9. Контрольные вопросы

1. Нарисуйте возможные варианты согласующих цепей, выполненных на Г – цепи, состоящей из одной индуктивности и одной емкости.

2. Какие преимущества согласующей цепи Г – типа, в которой в продольной ветви включена индуктивность?

3. Назовите недостатки простейшей согласующей Г – цепи и чем они обусловлены.

4. Нарисуйте варианты П – контуров, которые реализуются при использовании двух Г – звеньев. В чем состоят преимущества одного из этих вариантов перед другим?

5. Поясните принцип работы ВЧ трансформатора с магнитной связью.

6. В каких случаях ВЧ трансформатор можно использовать как широкодиапазонную согласующую цепь. Каковы недостатки такого согласующего устройства?

7. Поясните принцип работы трансформатора сопротивления на длинной линии. Как выбрать длину такой линии?

8. Как конструктивно реализовать трансформатор на длинной линии?

9. Каковы достоинства трансформатора сопротивления на длинной линии?

10. Почему для выполнения трансформаторов сопротивления на длинной линии используются отрезки коаксиального кабеля? Как конструктивно реализуется такое устройство?

11. В каких случаях для трансформации сопротивления используются полосковые линии?

12. Приведите один из вариантов практической реализации цепи согласования сопротивлений на несимметричных полосковых линиях.

13. Почему широкодиапазонный ВЧ трансформатор выполняется на тороидальном ферритовом сердечнике?

14. Как реализовать широкодиапазонный трансформатор на отрезках полосковых линий?

15. Как реализовать повышающий трансформатор сопротивления на отрезках длинной линии?

5. ПОСТРОЕНИЕ ПРИНЦИПИАЛЬНЫХ СХЕМ УСИЛИТЕЛЕЙ МОЩНОСТИ

Особенности схем усилителей мощности

Построение схемы УМ включает несколько этапов: выбор структуры схемы усилителя; выбор типа АЭ и режима его работы; выбор схем входной и выходной согласующих цепей, цепей питания и смещения АЭ.

Типовые принципиальные схемы УМ строятся с использованием обобщенной структурной схемы, приведенной на рис. 5.2. При этом принципиальная схема может выполняться как

по схеме с ОИЭ, так и по схеме с ОУЭ. Схема с ОБЭ в УМ применяется довольно редко, но возможность применения и этого варианта необходимо оценить. Возможно и использование сложения мощностей: параллельно и двухтактно включенных АЭ, мостовых схем (см. гл. 7). Выбор типа схемы определяется требованием технических и технологических характеристик, заданных на разработку устройства.

Далее, при выбранной структуре схемы, необходимо, определится с конкретным типом АЭ (БТ или ПТ) по справочным параметрам АЭ. Справочные данные для генераторных транзисторов приведены в [4, 6, 7]. При разработке схемы линейного УМ преимущество имеют ПТ. Однако, как следует из анализа параметров отечественных транзисторов [4], ПТ уступают пока БТ в диапазонах частот, включая УВЧ по КПД. Кроме этого применение ПТ оправдано в широкодиапазонных УМ, поскольку у них нет вторичного пробоя и поэтому они могут работать как в области низких, так и высоких частот. В диапазоне СВЧ и более высоких частотах их энергетические характеристики выше, чем у БТ.

При выборе БТ необходимо учитывать, что эти транзисторы следует использовать по мощности не менее чем 40...50 % от оптимальной величины P' – экспериментально измеренной генерируемой мощности транзистора на частоте f' . Максимальная рабочая частота f_b усилителя должна приблизительно равняться f' . При превышении f_b величины f' резко падает коэффициент усиления транзистора по мощности K_p . В справочных данных [4] на частоте f' приводится и экспериментальное значение K'_p . Необходимо выбирать транзистор, у ко-

того $K'_p > 3$. Следует иметь в виду, что для мощных БТ есть ограничения по частоте и снизу из-за явления вторичного пробоя. Например, для транзисторов типа КТ 920 в справочных данных указан рабочий диапазон 50...200 МГц при $f' = 175$ МГц.

Режимы работы АЭ определяются углом отсечки θ и коэффициентом $\xi = U_{\text{вых}} / E_n$, где $U_{\text{вых}}$ – амплитуда напряжения на выходном электроде АЭ, характеризующим степень использования напряжения источника питания или напряженность режима работы АЭ. При этом возможны следующие режимы работы по напряженности: недонапряженный, критический, перенапряженный и ключевой.

Углом отсечки θ , при котором должен работать АЭ, определяется из нескольких условий. Практически, с учетом влияния сопротивления насыщение транзистора, максимум КПД для большинства генераторных транзисторов соответствует $\theta = 60 \dots 80^\circ$. Для получения максимума мощности первой гармоники при выбранном использовании транзистора по току θ должен составлять около 120° . Поэтому в выходных каскадах УМ выбирают θ в пределах $70 \dots 110^\circ$.

Для обеспечения малых нелинейных искажений в усилителях с изменяющейся амплитудой угол отсечки следует выбирать равным либо 90° , либо $90^\circ < \theta < 180^\circ$. В первом случае целесообразно использовать двухтактное включение АЭ. Во втором случае также реализуется режим работы с малыми нелинейными искажениями, поскольку уровень побочных гармоник не высок. Кроме этого для получения малых нелиней-

ных искажений предпочтительней использовать транзисторы с нормированными нелинейными искажениями, а режим работы АЭ по напряжённости должен быть недонапряжённым. Возможно также использование и обратной связи.

При усилении радиосигнала с постоянной амплитудой (угловая модуляция, дискретные виды модуляции) необходимо использовать критический или перенапряженный (ключевой) режимы работы АЭ. В этом случае достигается высокий КПД. Однако при этом возникают значительные нелинейные искажения.

При усилении радиосигналов с переменной амплитудой: амплитудная модуляция (АМ), сигналов изображения телевизионных РПДУ, а также телефонии с однополосной модуляцией (ОМ), за исключением метода раздельного усиления, необходимо выбирать недонапряженный режим работы.

Далее необходимо выбрать схемы входной и выходной СЦ. В начале целесообразно остановиться на простейших (см. гл. 3). При этом задача выбора выходной СЦ достаточно просто решается в узкодиапазонных УМ. Это типовые схемы П и Т-контуров. В качестве входной СЦ также целесообразно выбрать простейшие цепи (Г-звенья). Более полный перечень возможных вариантов СЦ приведен в [4].

В широкодиапазонных УМ при выборе входной СЦ целесообразно использовать широкодиапазонные трансформаторы либо с магнитной связью, либо трансформаторы на отрезках линий (см. гл. 5). Конкретный тип трансформатора определяется в первую очередь диапазоном рабочих частот и величиной трансформируемых сопротивлений. При возникновении трудностей целесообразно ознакомиться с принципиальной

схемой современного УМ и ее описанием (см. гл. 9) или воспользоваться [10], где приведены и достаточно простые схемы УМ.

Варианты схем последовательного и параллельного питания выходного электрода АЭ приведены на рис.5.1. При выборе конкретной схемы необходимо иметь в виду, что схема с последовательным питанием работает более устойчиво. Однако, для её реализации необходимо выбрать СЦ, пропускающая постоянную составляющую выходного тока. Схема последовательного питания чаще всего используется в маломощных каскадах. В мощных транзисторных каскадах УМ в основном используется параллельная схема питания.

При работе в широком диапазоне температур и действии других дестабилизирующих факторов применяют схемы стабилизации режимов АЭ. Наиболее эффективной из них является схема активной коллекторной стабилизации, [5].

Выбор схемы смещения для реализации выбранного угла отсечки зависит и от требуемого напряжения смещения E_c , определяемого из выражения (5.3). При этом для реализации $\theta = 90^\circ$ требуются небольшие отпирающие напряжения E_c , поскольку как у БТ, так и полевые транзисторы МДП типа имеют небольшие значения E' (для кремниевых БТ $E' = 0,5 \dots 0,7$ В). При использовании схемы нулевого смещения у БТ угол отсечки составляет $70 \dots 80^\circ$. Для реализации угла отсечки $60 \dots 70^\circ$ необходимо использовать схемы запирающего смещения.

Необходимо отметить, что при высоких требованиях к стабильности режима работы АЭ и для реализации малых не-

линейных искажений применяются схемы с параметрической и активной стабилизацией напряжения смещения [5], гл. 9.

5.1 Общие принципы построения принципиальных схем усилителей мощности

УМ состоит обычно из нескольких каскадов, схемы которых могут отличаться. Это обусловлено различными требованиями, предъявляемыми к ним, режимом работы и т.д.

Принципиальная схема УМ может быть реализована на основе общих принципов построения схем его отдельных каскадов. Суть этих принципов для выходной цепи каскадов УМ состоит в следующем.

Реальная принципиальная схема выходной цепи каскада УМ должна быть составлена так, чтобы обеспечить выполнение следующих условий: постоянная составляющая выходного тока $I_{\text{вых}0}$ должна протекать через АЭ и источник питания $E_{\text{П}}$ (рис. 5.1, а); ток первой гармоники $I_{\text{вых}1}$ должен протекать через АЭ и нагрузочную систему $Z_{\text{нс}}$, включающую выходную согласующую цепь и сопротивление нагрузки $Z_{\text{н}}$ (рис. 5.1, б); сопротивление выходной цепи для токов второй и более высоких гармоник $I_{\text{вых}n}$ ($n=2,3,\dots$) должно быть равно нулю (рисунок 5.1, в).

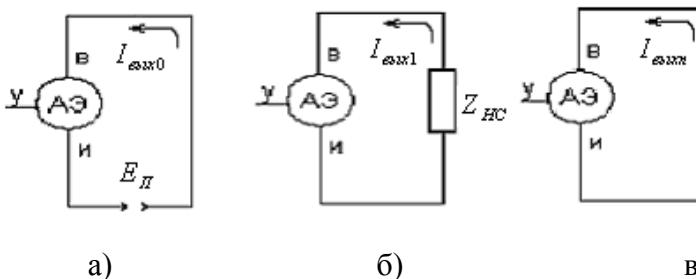


Рис. 5.1. Эквивалентные схемы выходной цепи УМ:
 а) для постоянного тока; б) для первой гармоники;
 в) для высших гармоник

Необходимость разделения путей прохождения постоянной составляющей и первой гармоники тока РЧ обусловлена, прежде всего, требованием максимального выделения мощности РЧ колебаний непосредственно в нагрузку. Проникновение РЧ колебаний в цепь источника питания недопустимо из-за возможности возникновения паразитных связей через общий источник питания в многокаскадном усилителе и возникающей при этом возможности самовозбуждения. Блокирование второй и более высоких гармоник РЧ на выходе исходит из требований электромагнитной совместимости.

Аналогичные условия должны быть выполнены и во входной цепи УМ. Однако выполнение этих требований для входной цепи менее критично.

5.2 Цепи питания активного элемента

Для реализации указанных в п. 5.1 требований вводятся блокировочные элементы: емкости и индуктивности. В результате для выходной цепи АЭ эти элементы образуют две схемы питания: схему параллельного питания (рис. 5.2, а) и схему последовательного питания (рис. 5.2, б).

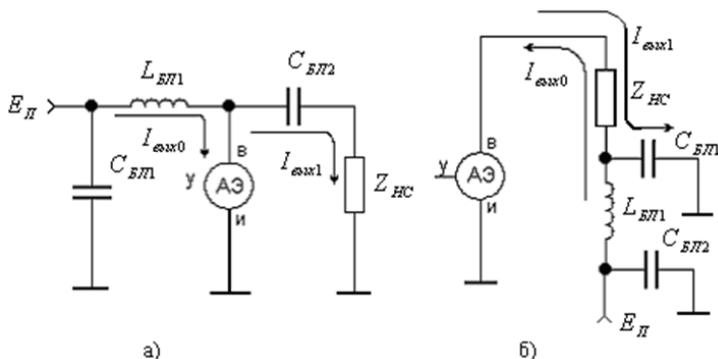


Рис. 5.2. Схемы питания выходного электрода АЭ:
а) параллельная схема; б) последовательная схема

На этих схемах $L_{бл1}, C_{бл1}, C_{бл2}$ - блокировочная индуктивность и блокировочные конденсаторы первый и второй соответственно.

В схеме параллельного питания источник $E_{П}$, активный элемент и сопротивление нагрузки $Z_{НС}$ включены параллельно.

В схеме последовательного питания источник $E_{П}$, сопротивление нагрузки (нагрузочной системы) $Z_{НС}$ и активный элемент включены последовательно.

Для выполнения функции блокировки сопротивление блокировочных элементов для тока первой гармоники должно удовлетворять следующим условиям: реактивная составляющая сопротивления блокировочной индуктивности $L_{\text{бл}}$ для тока РЧ в параллельной схеме питания должно во много раз превышать сопротивление $Z_{\text{нс}}$, а сопротивление $X_{\text{сбл}}$, наоборот, должно быть во много раз меньше сопротивления $Z_{\text{нс}}$, чтобы обеспечить требования вытекающие из условий п.1.2. Для постоянного тока сопротивление блокировочной индуктивности $L_{\text{бл1}}$ должно быть близким к нулю, а сопротивление $C_{\text{бл1}}$ для постоянного тока должно быть очень большим, чтобы не было потерь по постоянному току.

С учётом изложенного блокировочная индуктивность $L_{\text{бл1}}$ в схеме (рис. 5.2, а) включена для того, чтобы источник питания $E_{\text{п}}$ не шунтировал нагрузку $Z_{\text{нс}}$. Конденсатор $C_{\text{бл2}}$ используется для устранения влияния паразитных реактивностей источника питания $E_{\text{п}}$ на работу схемы по РЧ.

В последовательной схеме питания постоянная составляющая тока $I_{\text{вых0}}$ протекает от потенциального зажима $E_{\text{п}}$ через $L_{\text{бл1}}$, $Z_{\text{нс}}$, выходные электроды АЭ к общей точке. Первая гармоника выходного тока $I_{\text{вых1}}$, генерируемая АЭ, протекает через $Z_{\text{нс}}$ и далее через $C_{\text{бл1}}$ поступает к общей точке. Конденсатор $C_{\text{бл2}}$ в этой схеме также используется для устранения влияния источника питания на работу устройства по РЧ.

Особенность нагрузочных систем этих схем. В схеме последовательного питания постоянная составляющая тока должна без потерь проходить через Z_{nc} . Это требование реализуется при использовании Z_{nc} , начинающейся с параллельного контура. В схеме параллельного питания такого ограничения нет. Поэтому в качестве Z_{nc} можно использовать и П-контур, не пропускающий постоянную составляющую тока, но обеспечивающий лучшую фильтрацию по сравнению с параллельным контуром при одинаковых значениях сопротивления нагрузки.

Необходимо отметить, что параметры $L_{\delta n1}$ нестабильны и, кроме этого, $L_{\delta n1}$ имеет паразитную ёмкость, образующую вместе с $L_{\delta n1}$ паразитный контур. В следствии этого имеет место влияние этого контура на работу устройства. Кроме этого один из выводов $L_{\delta n1}$ находится под большим РЧ потенциалом, а поскольку в паразитном контуре накапливается большая реактивная энергия (из-за добротности этого контура), то может произойти самовозбуждение устройства. Поэтому схема с параллельным питанием менее устойчива.

При выборе номиналов элементов схемы параллельного питания используются следующие соотношения:

$$1/(\omega C_{\delta n1}) = R_{HЭ} / (10 \dots 20), \quad (5.1)$$

$$L_{\delta n1} = (10 \dots 20) R_{HЭ} / \omega \quad (5.2)$$

где $R_{HЭ}$ - эквивалентное сопротивление нагрузочной системы.

На практике в последовательной схеме питания для тока РЧ при выборе номиналов блокировочной ёмкости необходимо пользоваться следующим соотношением

$$1/(\omega C_{\bar{\sigma}1}) = R_{HЭ} / (10...20), \quad (5.3)$$

а номинал $L_{\bar{\sigma}1}$ можно определить из следующего выражения

$$L_{\bar{\sigma}1} = (2,5...5)R_{HЭ} / \omega. \quad (5.4)$$

Сопротивление конденсатора $C_{\bar{\sigma}2}$ для токов РЧ выбирается из условия $X_{\bar{c}\bar{\sigma}2} = 0,1...1 \text{ Ом}$. [4].

При выборе $L_{\bar{\sigma}1}$ по (3.2) необходимо брать минимальное значение, чтобы уменьшить влияние паразитного контура. В некоторых случаях для уменьшения добротности паразитного контура параллельно $L_{\bar{\sigma}1}$ включают резистор. В маломощных каскадах вообще $L_{\bar{\sigma}1}$ заменяют резистором.

При работе УМ в полосе частот параметры элементов цепей питания на минимальной рабочей частоте.

5.3. Цепи смещения активного элемента

5.3.1. Цепи отпирающего смещения

Напряжение смещения на управляющий электрод АЭ подаётся следующими способами: от источника питания выходного электрода, отдельного источника питания, автоматически и комбинированно.

От источника питания E_{II} выходного электрода на управляющий электрод обычно подаётся отпирающее смещение через резистивный делитель R_1, R_2 (рис. 3.3, а).

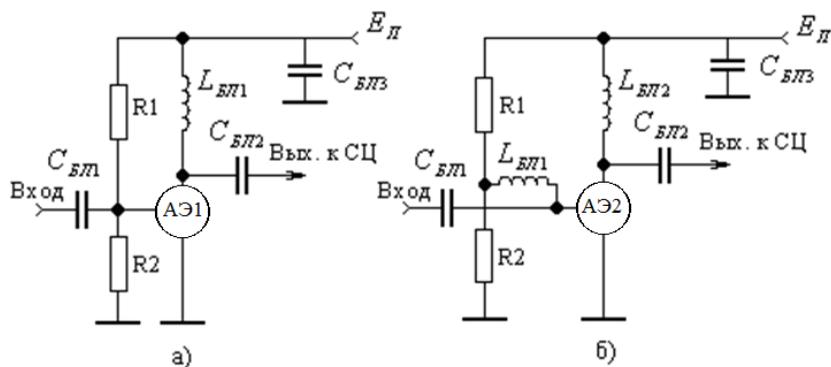


Рис. 5.3. Схемы отпирающего смещения: а) через резистивный делитель; б) резистивный делитель с $L_{бэ1}$

Необходимое напряжение смещения при использовании в качестве АЭ биполярного транзистора определяется из соотношения

$$E_c = \frac{R_2}{(R_1 + R_2)} E_{II} - I_{60} \frac{R_1 \cdot R_2}{(R_1 + R_2)}, \quad (5.5)$$

где I_{60} - постоянная составляющая входного тока АЭ.

Оптимальное значение тока резистивного делителя выбирается из условия

$$I_{дел} = (5...10)I_{бо}, \quad (5.6)$$

где $I_{бо} = \frac{I_{выхо}}{h_{21э}}$; $I_{выхо}$ - постоянная составляющая выходного тока; $h_{21э}$ - статический коэффициент передачи тока.

При использовании в УМ в качестве АЭ генераторных биполярных и мощных МДП полевых транзисторов при реальных значениях амплитуд входного сигнала реализуется угол отсечки, лежащий в пределах $80^0 \leq \theta \leq 180^0$, что следует из соотношения (2..)

$$\cos \theta = -(E_c - E') / U_{вх}, \quad (5.7)$$

где E' - напряжение отсечки АЭ; $U_{вх}$ - амплитуда входного напряжения.

При $I_{выхо} \geq 0.1 A$ делитель R1, R2 становится низкоомным, поэтому его сопротивление по РЧ, равное $Rg = R_1 \cdot R_2 / (R_1 + R_2)$, начинает оказывать шунтирующее действие на входное сопротивление АЭ. В результате этого достаточно большая часть РЧ мощности выделяется на этом делителе, что приводит к значительному уменьшению коэффициента усиления каскада. Этот недостаток особенно проявляется в области высоких частот, когда коэффициент усиления транзистора становится небольшим.

Для устранения шунтирующего действия резистивного делителя используется схема, в которой между общей точкой резисторов R1, R2 и управляющим электродом АЭ включена

блокировочная индуктивность $L_{бл2}$ (рис. 3.3 б). При выполнении условия

$$\omega L_{бл2} \geq 10R_{вх}, \quad (5.8)$$

где $R_{вх}$ – входное сопротивление АЭ, сопротивление R_g практически не оказывает влияния на работу схемы по РЧ.

Соотношение (3.8) легко реализуемо при небольших $R_{вх}$, имеющих место в транзисторных схемах.

В некоторых случаях $L_{бл2}$ (рис. 3.3, б) заменяется на резистор R3 (рис. 3.4, а).

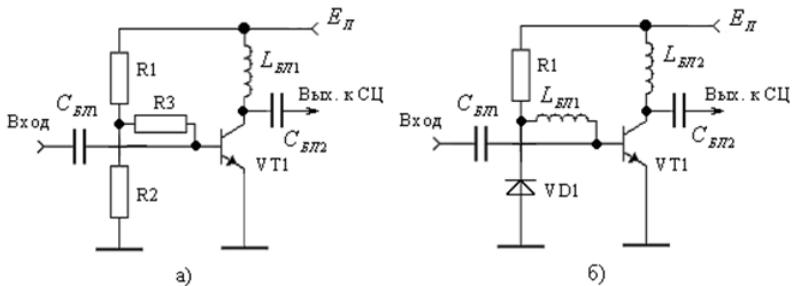


Рис. 5.4. Схемы отпирающего смещения: а) через резистивный делитель, подключенный через резистор;

б) резистивный делитель, подключенный через $L_{бл}$

В этом случае при подаче на вход такого каскада напряжения с изменяющейся амплитудой происходит изменение и составляющей $I_{вх0}$. Так при увеличении амплитуды входного сигнала происходит увеличение $I_{вх0}$ и, соответ-

ственно, увеличение падения напряжения $U_{R30} = I_{\text{вых}0} \cdot R_3$. В результате этого суммарное смещение на управляющем электроде АЭ $E_{c\Sigma} = E_c - U_{R30}$ уменьшается, что приводит к подзапиранию АЭ. При этом уменьшаются $I_{\text{вых}0}$, коэффициент усиления АЭ, амплитуда выходного напряжения, и, соответственно, уменьшаются и нелинейные искажения. Поэтому такая схема используется для линеаризации амплитудных характеристик усилителей мощности с изменяющейся амплитудой.

На рис. 3.4, б приведена схема, позволяющая реализовать с использованием в качестве АЭ биполярных транзисторов напряжение смещения $E_c = E'$. Это достигается при условии, когда транзистор VT1 и диод VD1 выполнены из одного материала и конструктивно VD1 и VT1 расположены близко (на одном радиаторе). Такое условие выполняется в широком интервале температур. Напряжение смещения, равное напряжению отсечки транзистора, широко применяется в двухтактных схемах.

В мощных каскадах телевизионных и однополосных РПДУ для стабилизации рабочей точки используются специальные схемы параметрической стабилизации рабочей точки АЭ (см. п. 9.1), [5].

5.3.2. Цепи нулевого и запирающего смещения

УМ, в которых требуется получить высокий КПД, часто используется нулевое смещение. Такой режим создается включением между управляющим и истоковым электродами АЭ блокировочной индуктивности $L_{\text{бл}1}$ (рис. 5.5). Поскольку

для постоянного тока сопротивление $L_{\text{бт1}}$ близко к нулю, то на нем не создается падения постоянного напряжения. При $E' \approx 0$ В (БТ и полевые транзисторы МДП типа) реализуется θ , близкий к 90° .

Для тока РЧ при $L_{\text{бт1}} \geq 10R_{\text{ex}} / \omega$ катушка имеет большое сопротивление по РЧ. Поэтому на ней не теряется мощность РЧ колебаний, поступающая с входа. Применение схемы нулевого смещения упрощает схему УМ и уменьшает потери мощности во входной цепи.

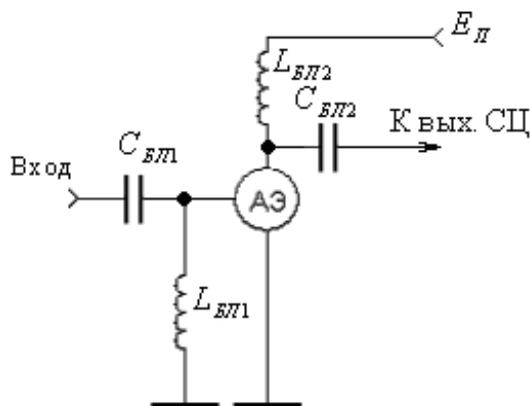


Рис. 5.5. Схема нулевого смещения

Схемы запирающего смещения. Запирающим называется смещение, при котором, в случае БТ, знак приложенного к базе постоянного напряжения обратный её проводимости: для транзистора п-р-п к базе прикладывается минус, а для транзистора р-п-р плюс. Запирающее смещение может создаваться

как от отдельного источника напряжения смещения, так и автоматически.

В транзисторах УМ при работе в классе С основным является автоматический способ создания запирающего смещения. В этом случае смещение создается при открывании перехода база-эмиттер входным РЧ сигналом такой амплитуды, при которой этот переход открыт. В результате образуются постоянные составляющие входного $I_{вх0}$ и выходного $I_{вых0}$ токов АЭ, с помощью которых и создается автосмещение.

Типовые схемы автосмещения при использовании в качестве АЭ биполярных транзисторов приведены на рис. 3.6.

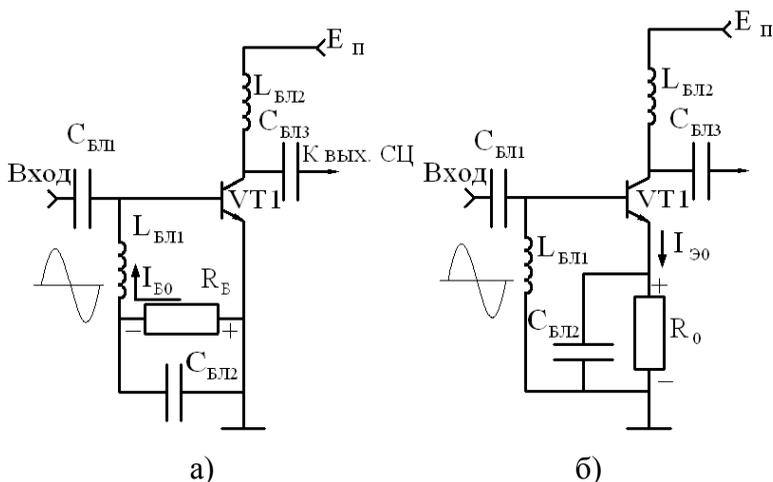


Рис. 5.6. Схемы запирающего смещения:

- а) составляющей входного тока $I_{Б0}$;
- б) составляющей тока эмиттера $I_{Э0}$

При подаче на вход схемы, рис. 3.6, а, РЧ сигнала с амплитудой $U_{вх} = 2...3$ В транзистор VT1 работает с отсечкой тока. В

результате за счет нелинейности р-п перехода база-эмиттер образуется постоянная составляющая входного тока $I_{\beta 0}$, которая на резисторе R_{β} создает напряжение смещения $E_{\text{авт } \beta} = -I_{\beta 0} R_{\beta}$, которые, через $L_{\text{бл1}}$, передается на базу транзистора. Знак минус показывает, что это напряжение отрицательно и приложено минусом к базе транзистора относительно эмиттера и общей точки. Это напряжение смещает рабочую точку влево относительно нуля. Оптимальным является $U_{\beta 0} = -0,3 \dots -0,6$ В. Поэтому при использовании кремниевых транзисторов, у которых $E' = 0,5 \dots 0,7$ В, реализуется $\theta \approx 60^\circ \dots 70^\circ$, т.е. режим класса С.

Аналогичным образом, в схеме (рис. 5.6, б) создается запирающее автосмещение током $I_{\beta 0}$. При этом $E_{\text{авт } \beta} = -I_{\beta 0} R_0$.

В представленных на рис. 3.6 схемах конденсатор $C_{\text{бл2}}$ включен для того, чтобы на резисторах R_{β} и R_0 не выделялась мощность РЧ колебаний. $L_{\text{бл1}}$ в этих схемах используется для передачи напряжения смещения $E_{\text{авт}}$ на базу транзистора VT1 и передачи РЧ колебаний со входа усилительного каскада практически без потерь на базу транзистора.

На практике в схемах УМ применяются следующие упрощенные схемы запирающего смещения током $I_{\beta 0}$, представленные на рис. 5.7.

В схеме (рис. 5.7 а), мощность РЧ колебаний на сопротивлении R_{β} при $R_{\beta} \ll X_{L_{\beta 1}}$ практически не выделяется. В схеме (рис. 3.7, б) мощность РЧ колебаний выделяется и на R_{β} , но при R_{β} больше входного сопротивления транзистора $R_{\text{вх}}$ в несколько раз, потери РЧ мощности невелики, и поэтому коэффициент усиления каскада уменьшается незначительно.

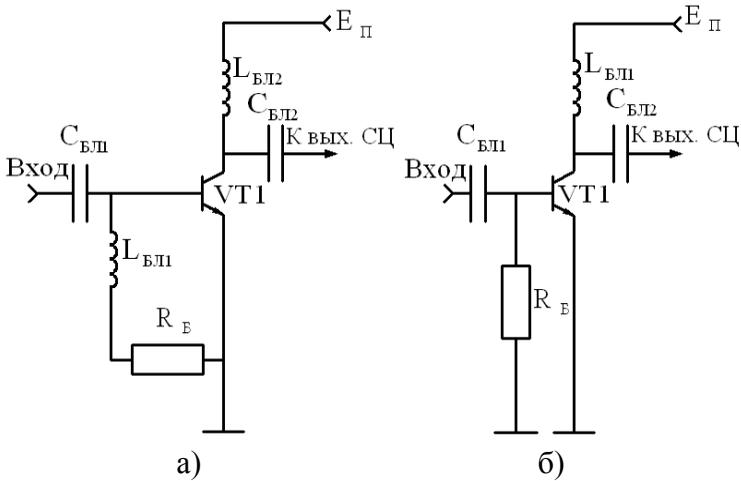


Рис. 5.7. Упрощенные схемы смещения током $I_{\text{б0}}$

Схемы автосмещения позволяют стабилизировать режим работы УМ при изменении нагрузки, напряжения питания или температуры. Так, если в схемах (рис. 5.6 а и рис. 5.7) за счёт роста эквивалентного сопротивления нагрузки транзистора $R_{\text{нЭ}}$ или уменьшения $E_{\text{П}}$ возникает перенапряжённый режим, то $I_{\text{б0}}$ увеличивается. При этом $|E_{\text{асм}}|$ возрастает. Поэтому транзистор VT1 ещё более запирается. В результате уменьшаются $I_{\text{б0}}$ относительно нового значения и напряжённость режима. Поэтому путём подбора номинала $R_{\text{Б}}$ в каскаде УМ можно реализовать режим, близкий к критическому при изменениях $E_{\text{П}}$ в широких пределах.

В схеме автосмещения током $I_{\text{э0}}$ (рис. 5.6, б) при переходе УМ в перенапряжённый режим ток $I_{\text{э0}}$ практически не меняется. Поэтому $E_{\text{асм}}$ не изменяет напряжённости режима АЭ.

При таком автосмещении изменение тока I_{KO} стабилизируется отрицательной обратной связью по постоянному току. Это свойство используется для термостабилизации режима транзисторных УМ. Однако при создании $E_{авт}$ током $I_{ЭО}$ постоянное напряжение, подводимое к транзистору, меньше напряжения источника питания $E_{П}$. В результате уменьшаются генерируемая мощность и коэффициент усиления каскада. Возможно также использование схемы комбинированного автосмещения токами $I_{БО}$ и $I_{ЭО}$. В этом случае путём соответствующего выбора номиналов резисторов R_B и R_O можно совместить достоинства каждого из этих методов.

Схема автосмещения постоянной составляющей тока истокового электрода АЭ широко применяется и для обеспечения жёсткости стационарного режима в схемах автогенераторов при использовании как БТ, так и ПТ.

5.4. Выбор общего электрода активного элемента и точки заземления схемы

Общим является электрод АЭ, относительно которого в схеме УМ приложены входной и выходной сигналы АЭ.

В зависимости от схемы включения АЭ реализуются и различные параметры каскада УМ. Так на относительно низких частотах наибольшее усиление по мощности достигается в схеме с ОИЭ. На высоких частотах большее усиление по мощности обеспечивают схемы с ОУЭ, вследствие уменьшения с ростом частоты внутренней обратной связи по току.

На относительно низких частотах схема с ОУЭ применяется также в УМ с высокими требованиями к линейности амплитудных характеристик, поскольку в этом случае имеется 100 % внутренняя отрицательная обратная связь по току. При этом достигается также хорошая стабильность характеристик и параметров УМ.

В схеме с ОБЭ (истоковый повторитель) усиление по мощности небольшое за счёт 100 % внутренней обратной связи по напряжению. Однако её достоинством являются также малые нелинейные искажения, широкий диапазон рабочих частот. Выходное сопротивление каскада с ОБЭ небольшое (на средних частотах $R_{\text{вых}} \approx 1/S$, где S - крутизна проходной характеристики). Поэтому в мощных каскадах с ОБЭ возникают проблемы согласования его выходного сопротивления с сопротивлением нагрузки.

При выборе схем необходимо учитывать также явление обратной реакции и прямого прохождения.

Обратной реакцией называется изменение режима работы входной цепи каскада УМ в зависимости от режима работы его выходной цепи. В результате этого изменяется нагрузка для предыдущего каскада, что приводит и к изменению коэффициента усиления. За счёт обратной реакции возможно и самовозбуждение усилителя.

Прямое прохождение обусловлено тем, что происходит прохождение сигнала со входа на выход каскада УМ за счёт паразитной обратной связи в каскаде УМ.

Прямое прохождение и обратная реакция возникают в основном за счёт проходной проводимости АЭ. Влияние этих эффектов увеличивается с ростом частоты.

В каскадах УМ и других устройствах необходимо подключить к корпусу устройства одну из точек схемы, которую называют общей точкой. Все остальные точки относительно общей точки имеют определённые потенциалы по постоянному и переменному току.

Различают точки непосредственного (гальванического) соединения с корпусом точки схемы и точки с заземлением по РЧ через блокировочные элементы (конденсаторы).

Обычно в схемах с ОИЭ к общей точке подключают истоковый электрод (эмиттер для БТ и исток для ПТ). В схемах с ОУЭ чаще всего заземляют также управляющий электрод по РЧ.

В некоторых случаях от этих рекомендаций отступают, поскольку у некоторых БТ на корпус выведен коллектор.

В диапазонах УВЧ и СВЧ, при использовании в СЦ отрезков коаксиальных линий, также не всегда удаётся заземлять общий электрод АЭ.

6.1. Умножители частоты

Применение умножителей частоты (УЧ) в устройствах генерирования и формирования сигналов позволяет:

применить кварцевую стабилизацию частоты в диапазоне частот, превышающих полосу рабочих частот кварцевых резонаторов;

понижить частоту задающего генератора и тем самым обеспечить задачу стабилизации частоты;

ослабить паразитные связи и увеличить устойчивость работы передатчика;

увеличить абсолютную девиацию частоты или фазы при угловой модуляции.

Умножителем частоты (УЧ) называется устройство, в котором при подаче на вход гармонического колебания

$$u_{\text{вх}} = U_{\text{вх}} \cdot \cos(\omega_{\text{вх}} t + \varphi_1), \quad (6.1)$$

где $U_{\text{вх}}$, $\omega_{\text{вх}}$, φ_1 - амплитуда, частота и начальная фаза соответственно, на его выходе образуется колебание

$$u_{\text{вых}} = U_{\text{вых}} \cdot \cos(N\omega_{\text{вх}} t + N\varphi_1), \quad (6.2)$$

где $U_{\text{вых}}$ - амплитуда выходного колебания;

$N = 2, 3, 4, \dots$ - целые числа.

Умножитель частоты является кратным преобразователем частоты.

При умножении частоты происходит также и умножение начальной фазы, которая для выходного сигнала (6.2) со-

ставляет $\varphi_N = N\varphi_1$, т.е. увеличивается в N раз. Поэтому в общем случае УЧ является преобразователем фазы.

По принципу действия УЧ можно разделить на три группы: искажающего типа; путем синхронизации частоты автогенератора внешним сигналом с частотой, близкой к субгармонике; с использованием системы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ).

В УЧ первого типа для искажения формы сигнала используются нелинейные элементы (НЭ), в качестве которых используются транзисторы, диоды, варакторы и другие НЭ.

УЧ второго типа представляют собой гармонические автогенераторы (чаще всего LC типа), синхронизируемые на субгармонике входного синусоидального сигнала.

УЧ третьего типа строятся также на основе автогенератора (АГ), включенного в кольцо ФАПЧ. В это кольцо также включен делитель частоты в N раз, выходное напряжение которого подается на фазовый детектор. На второй вход ФД подается сигнал от источника колебаний, частота которого подлежит умножению. В результате сравнения этих колебаний на выходе ФД вырабатывается сигнал ошибки, подстраивающий частоту (фазу) колебаний так, что на выходе АГ устанавливается частота $N\omega_{ex}$.

Основными параметрами УЧ искажающего типа является коэффициент (кратность умножения)N;

рабочая частота ω_{ex} ;

выходная мощность N- ой гармоники P_N ;

входная мощность P_1 ;

коэффициент преобразования (усиления) $K_N = P_N / P_1$;

коэффициент полезного действия $\eta = P_N / P_0$ (P_0 - потребляемая мощность);

уровень подавления побочных гармоник

$$a_N = 20 \lg U_K / U_N,$$

где $K=1; N-1; N+1$ и т.д.;

U_K - амплитуда K -й гармоники.

6.2. Варакторные умножители частоты

В варакторных умножителях частоты для умножения частоты используется специальный класс НЭ варактор – это диод с р – n переходом, работающим в режиме либо в барьерном, либо с частичным открыванием. Во втором случае используется нелинейность суммарной (барьерной и диффузионной) емкостей р – n перехода.

В идеальном случае варактор можно считать емкостью, не имеющей потерь, поскольку протекающий ток не содержит постоянной составляющей. В этом случае преобразование мощности P_ω на выход осуществляется без потерь в соответствии с соотношением Менли-Роу:

$$P_\omega = -P_{N\omega}, \quad (6.6)$$

где $P_{N\omega}$ - мощность в нагрузке (на выходной частоте).

Знак “минус” в выражении (6.6) означает, что мощность в нагрузке потребляется.

Из (6.6) следует, что КПД идеального варактора УЧ составляет 100%, что является его преимуществом по сравнению с диодными и транзисторными УЧ.

Это преимущество можно использовать для получения больших уровней мощностей на очень высоких частотах (в области частот, где транзисторные УЧ либо работают не эффективно, либо вообще не работают).

Кроме этого за счет очень резкого изменения диффузионной емкости варактора от приложенного напряжения в ВУЧ достигается большая кратность умножения частоты на один каскад (до 5...10).

ВУЧ могут работать как в барьерном режиме, так и при открывании р-п перехода. Образование барьерной емкости обусловлено следующими факторами. При контакте полупроводниковых материалов n и р – типов подвижные электроны уходят в области n – типа, а подвижные дырки покидают р – область. В результате этого вблизи граничного слоя n типа становится положительно заряженной, а р типа – отрицательно заряженной. Наличие разноименных зарядов с обеих сторон контактной зоны при малой ее ширине позволяет считать р – n переход конденсатором. Обратное напряжение, приложенное к р – n переходу, влияет на распространение зарядов и, соответственно, изменяет величину емкости р – n перехода. Барьерная емкость запертого р – n перехода связана с приложенным напряжением соотношением

$$C_{\epsilon}(u) = \frac{dq}{du} = C_0 [(\varphi_k - E)/(\varphi_k - u)]^{\gamma}, \quad (6.7)$$

где C_0 - емкость в рабочей точке;

φ_k - контактная разность потенциалов ($\varphi_k = 0,3 \dots 0,5$ В);

E - напряжение смещения;

γ - коэффициент нелинейности: $\gamma = 1/2$ для сплавной и $\gamma = 1/3$ для диффузной технологии; $\gamma > 1$ - сверхрезкий p-n переход.

ВУЧ на барьерной емкости p-n перехода могут работать в широком диапазоне частот, вплоть до миллиметровых волн, имеют высокую стабильность параметров. Их недостаток – малые значения преобразуемой мощности.

Одним из перспективных способов повышение мощности в сантиметровом и более высоком диапазоне волн является использование эффекта накопления заряда в p – n переходе.

Механизм умножения частоты на диодах с накоплением заряда (ДНЗ) связан с особенностями переходного процесса накопления и рассасывания неосновных носителей, имеющими место при воздействии на диод переменного напряжения. При положительной полуволне напряжения p – n переход инжектирует в область базы дырки, которые диффундируют в направлении базового омического контакта. В процессе диффузии часть инжектированных дырок рекомбинируют с электронами базы, поэтому концентрация избыточных дырок уменьшается по мере удаления от контактной зоны перехода. Если время жизни дырок существенно превышает период сигнала, то дырки не успевают рекомбинировать и при изменении полярности сигнала начинается экстракция дырок из базы. Таким образом, в течении некоторого времени на диоде поддерживается состояние высокой обратной проводимости. Во

внешней цепи этот процесс рассматривается как перезарядка диффузионной емкости.

Явление накопления заряда присуще обычным варактограм, работающих в режиме частичного открывания р – n перехода. Однако благодаря некоторым технологическим мерам этот эффект можно усилить.

Приведем некоторые количественные соотношения, характеризующие работу р – n перехода. Следует иметь в виду, что явление накопления заряда проявляется значительно, если ток, протекающий через диффузионную емкость, значительно превышает ток, протекающий через сопротивление рекомбинации. Это требование поясняется следующим соотношением:

$$\omega > 10 / \tau_p, \quad (6.8)$$

где $\tau_p = C_{\partial} r_p$ - постоянная времени рекомбинации;

C_{∂}, r_p - диффузионная емкость и сопротивление рекомбинации соответственно.

С другой стороны, рабочая частота должна быть достаточно мала, чтобы были относительно малыми потери на сопротивлении полупроводникового материала, а также потери, обусловленные конечным временем восстановления t_g закрытого состояния р – n перехода

$$\omega < 1/10C_s r_s, \quad \omega < 1/10t_g, \quad (6.9)$$

где r_s - сопротивление полупроводникового материала;

t_g - время восстановления закрытого состояния р – п перехода.

Применение ДНЗ позволяет получить достаточно высокие энергетические показатели и для высокой кратности умножения ($N=5...7$ на каскад).

Значительная диффузионная емкость открытого р – п перехода, сравнительно малые значения барьерной емкости и ее нелинейности позволяют аппроксимировать кулоновольтную характеристику кусочно-линейной зависимостью

$$u = \begin{cases} q/C, q \geq 0 \\ 0, q \leq 0 \end{cases}, \quad (6.10)$$

где $C = Q_{\max} / U_{\max}$ - усредненная емкость запятого р – п перехода,

Q_{\max} , U_{\max} - максимальные мгновенные значения заряда и напряжения на варакторе.

Наибольшее распространение получили двухконтурные ВУЧ последовательного (рис.6.1) и параллельного (рис.6.2) типов [3], 6.3. В ВУЧ.

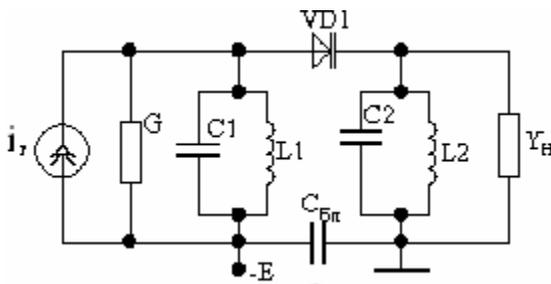


Рис. 6.1. Схема двухконтурного ВУЧ последовательного типа.

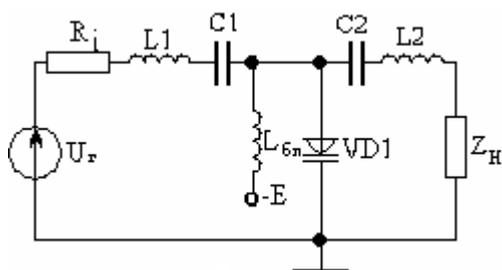


Рис. 6.2. Схема двухконтурного ВУЧ параллельного типа.

источник сигнала частоты накачки (источник тока i_r), варактор VD1 и нагрузка Y_H включены последовательно. Параллельные контуры L1C1, L2C2 настроены на частоты ω_{ex} и $N\omega_{ex}$ соответственно. В этой схеме при воздействии на варактор напряжения с частотой ω_{ex} заряда на нем содержит спектр с частотами ω_{ex} ($n=0, 1, 2, 3, \dots$). Выходной контур из всех этих частот выделяет составляющую $N\omega_{ex}$, поскольку он настроен на эту частоту. В нагрузке Y_H при этом выделяется мощность N -й гармоники.

В ВУЧ параллельного типа источник сигнала U_r (источник напряжения), варактор VD1 и нагрузка Z_H включены параллельно, а последовательные контуры L1C1, L2C2 настроены на частоты ω_{ex} и $N\omega_{ex}$ соответственно. В этой схеме, при воздействии на варактор заряда с частотой ω_{ex} , напряжение на нем искажает свою форму и содержит составляющие с частотами $n\omega_{ex}$ ($n=0, 1, 2, 3, \dots$). Так как выходной контур на резонансной частоте имеет минимальное сопротивление, то через

него протекает ток частоты $N\omega_{\text{ex}}$ и, соответственно, выделяется мощность N -й гармоники.

Входная и выходная мощности ВУЧ определяются равенствами

$$P_{\omega} = \frac{1}{2} I_1 U_{1кв}, \quad P_{N\omega} = \frac{1}{2} I_N U_{Nкв}, \quad (6.11)$$

где $I_1 = \omega_{\text{ex}} Q_1$ - амплитуда тока первой гармоники, протекающего во входном контуре;

Q_1 - амплитуда заряда частоты ω_{ex} ;

$I_N = N\omega_{\text{ex}} Q$ - амплитуда тока, протекающего в выходном контуре;

Q_N - амплитуда заряда частоты $N\omega_{\text{ex}}$;

$U_{1кв}$, $U_{Nкв}$ - квадратурные Фурье- составляющие напряжения.

Преобразуемая мощность может быть вычислена по любому из выражений (6.11), то есть трансформируемая мощность $P = / P_{\omega} / = / P_{N\omega} /$.

С учетом сопротивлений потерь R_n ($n=1; N$) выражения для мощности в нагрузке и коэффициента передачи мощности записываются в виде

$$P_H = P - 0,5 I_n^2 R_N, \quad (6.12)$$

$$\eta = \frac{P - 0,5 I_N^2 R_N}{P + 0,5 I_1^2 R_1}. \quad (6.13)$$

Выходную мощность ВУЧ определить достаточно сложно из-за трудоемкой вычислительной процедуры, обусловленной тем, что через варактор протекает сигнал в виде двух гармоник (для одной гармоники эта задача сводится к определению коэффициентов Берга). Для бигармонического сигнала выходная мощность определена в [3].

При выполнении задания по п.2.3 в начале с использованием формулы (6.14) определяются нормированные потери r_n (с использованием справочных данных варактора [4] и добротности контуров, значениями которых необходимо задаться ($50 \leq Q_n \leq 300$)), а затем по графикам рис. 6.1 (по r_n) следует определить максимальное значение величины $P_n / P_0 = \alpha$ и соответствующих этому значению величин M_{nom} . С учетом этого

$$P_H = 0,5 \omega_{ex} C_0 U_0^2 10^{-2} \alpha, \quad (6.14)$$

где $U_0 = \varphi_k - E$;

$\omega_{ex} = 2\pi f_{ex}$ - частота входного сигнала.

Амплитуды токов, протекающих через варактор, рассчитывается по формуле

$$I_{nom} = n \omega_{ex} C_0 U_0 M_{nom}. \quad (6.15)$$

Оптимальное сопротивление нагрузки находится из равенства

$$R_{Hnom} = 2P_H / I_N^2. \quad (6.16)$$

По графикам рис. 6.2 определяется также и КПД η (с использованием r_1, r_n и M_{nom}).

Параметры элементов схемы (рис. 6.2, рис. 6.3)

выбираются из следующих условий. Емкости контуров должны удовлетворять условию их слабой статической связи через варактор, поэтому их параметры следует выбирать из соотношения

$$Cn_{\Sigma} \leq A_c C_0, \quad (6.17)$$

где $A_c \leq 0,25 \dots 0,1$ - коэффициент;

Cn - емкости входного и выходного контуров (с учетом символики рис. П2.1 $C1_{\Sigma} = C1 + C1^*, C2_{\Sigma} = C2 + C2^*$).

Неравенство (3.4) по возможности следует усилить (на практике это не всегда удается).

Индуктивности контуров $L1$ и $L2$ (без учета реактивных составляющих внутреннего сопротивления источника сигналов и нагрузки) определяется из неравенств

$$\omega_{ex} L1 - \frac{1}{\omega_{ex}} \left(\frac{1}{C_0} + \frac{1}{C1_{\Sigma}} \right) = 0, \quad (6.18)$$

$$N \omega_{ex} L2 - \frac{1}{N \omega_{ex}} \left(\frac{1}{C_0} + \frac{1}{C2_{\Sigma}} \right) = 0. \quad (6.19)$$

Индуктивность дросселя $L_{\sigma n}$ выбирается из условия

$$L_{\sigma n} \geq A_L L1, \quad (6.20)$$

где $A_L = 10 \dots 20$ – коэффициент.

6.3. Широкополосные УЧ в системах связи

Широкополосные УЧ в телекоммуникационных системах находят применение, что обусловлено рядом их особенностей: малым временем установления выходных колебаний; простотой получения высокостабильных колебаний в диапазоне высоких частот; простотой реализации и др. Эти УЧ обычно являются узкополосными и реализуются на основе искажения входного сигнала нелинейным элементом (НЭ) и последующим выделением N-ой гармоники с помощью фильтра.

Недостатками таких УЧ являются: узкополосность и низкая технологичность.

В последнее время появилась необходимость использования широкополосных УЧ в различных диапазонах волн, включая СВЧ.

Теоретически реализовать широкополосные УЧ можно с использованием нелинейных элементов с характеристиками в

виде полиномов Чебышева $T_N(x)$ N-ой степени. Наиболее просто реализовать широкополосный УЧ с кратностью умножения $N=2$ фазокомпенсационным методом с использованием как полевых транзисторов (ПТ), так и варакторов с квадратичными характеристиками.

Наиболее высокочастотным является устройство [6], выполненное на ПТ и содержащее фазоинверсный каскад и двухтактный каскад, выполненный по схеме с общим затвором (ОЗ) и работающий в режиме с углом отсечки 90°. Это обусловлено тем, что в устройстве [5] имеется 100 % внутренняя обратная связь по току, поэтому уровень нежелательных колебаний снижается. Кроме этого в устройстве [5] происходит и значительное расширение диапазона рабочих частот в сторону

более высоких по сравнению с другими типами, выполненными на ПТ, в том числе с варакторными.

Результаты схемотехнического моделирования УЧ [6], выполненного на основе транзисторной сборки ПТ с управляющим р-п-переходом типа J2PS104G, показали его большую широкополосность, значительно превышающую октаву и низкий уровень побочных гармоник (ниже -60 дБ). Это устройство работает вплоть до частот, близких к верхней граничной частоте используемых транзисторов.

Результаты моделирования ВУЧ [7] проводились с использованием идеализированной модели (1) с $\gamma = 1/2$.

Установлено, что устройство также имеет большую широкополосность. Однако область верхних частот его граничная частота ограничивается частотами ОУ, в несколько раз ниже граничной частоты используемых транзисторов при высоком уровне побочных колебаний.

Применение широкополосных УЧ в телекоммуникационных системах позволяет реализовать широкополосные и сверхширокополосные виды модуляции. В результате можно обеспечить помехозащищенность каналов передачи сигналов, обеспечить защиту информации и технологичность при их практической реализации. Исследуемые широкополосные УЧ имеют малое время установления колебаний, равное нескольким десяткам периодов выходного сигнала, что повышает и быстродействие систем связи.

7. СЛОЖЕНИЕ МОЩНОСТЕЙ АКТИВНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

7.1 Основные понятия и положения

Сложением мощностей называется схемная или другая реализация, в результате которой мощность в нагрузке каскада УМ, реализованного на двух и более активных элементах и работающих на эту общую нагрузку, превышает номинальную РЧ мощность одиночного АЭ, практически пропорционально номинальным мощностям используемых АЭ.

Необходимость сложения мощностей возникает, прежде всего, в двух случаях: если нет одного АЭ, генерирующего заданную РЧ мощность; либо по каким-то причинам целесообразно использовать несколько АЭ с меньшей номинальной генерируемой мощностью. Наиболее часто такая задача возникает при использовании в качестве АЭ как биполярных, так и полевых транзисторов, поскольку номинальные мощности этих АЭ невелики.

С ростом частоты актуальность этой задачи повышается, поскольку с увеличением частоты генерируемые мощности транзисторов уменьшаются.

Техника сложения мощностей АЭ достаточно разработана. В настоящее время в диапазоне ВЧ реализуются усилительные модули, у которых мощность в нагрузке составляет десятки киловатт при использовании в качестве АЭ транзисторов.

На практике используются следующие основные методы сложения мощностей: параллельное включение АЭ; двухтактное включение АЭ; мостовые схемы включения АЭ; пространственное сложение РЧ мощности.

7.2. Параллельное включение активных элементов

Эквивалентная схема УМ с параллельным включением двух АЭ, работающих на общую нагрузку Z_H , приведена на рисунке 7.1.

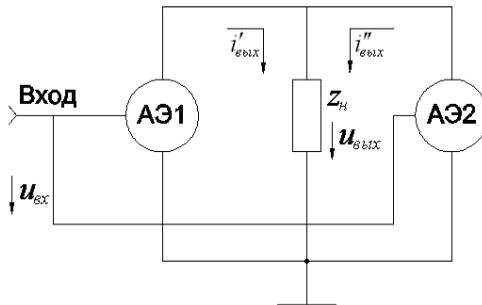


Рисунок 7.1 Схема УМ с параллельным включением АЭ

Рассмотрим принцип работы устройства. При подаче сигнала $U_{вх}$, например, синусоидальной формы только на вход АЭ1 (АЭ2 в это время отключен) через него начинает протекать ток $i'_{вых}$, который на сопротивлении Z_H выходной

СЦ, настроенной на частоту входного сигнала ω , создает амплитуду напряжения

$$U'_{\text{вых}} = I'_{\text{вых}} \cdot Z_{\text{н}}, \quad (7.1)$$

где $I'_{\text{вых}}$ - амплитуда тока первой гармоники, протекающего через АЭ1; $Z_{\text{н}}$ – сопротивление выходной СЦ для тока первой гармоники.

При подаче $u_{\text{вх}}$ и на вход АЭ2 через него начинает протекать выходной ток $i''_{\text{вых}}$. В результате через $Z_{\text{н}}$ протекает ток $i_{\text{вых}} = i'_{\text{вых}} + i''_{\text{вых}}$. Гармоники этого тока представляют сумму соответствующих гармоник каждого из токов $i'_{\text{вых}}$ и $i''_{\text{вых}}$, т.е. $I_{\text{ВЫХ}0} = I'_{\text{ВЫХ}0} + I''_{\text{ВЫХ}0}$; $I_{\text{ВЫХ}1} = I'_{\text{ВЫХ}1} + I''_{\text{ВЫХ}1}$ и т.д.

В этом случае амплитуда напряжения $\dot{U}_{\text{ВЫХ}}$, создаваемого током $i_{\text{ВЫХ}}$, равна

$$\dot{U}_{\text{ВЫХ}} = Z_{\text{н}}(i'_{\text{ВЫХ}1} + i''_{\text{ВЫХ}1}). \quad (7.2)$$

В результате для каждого из АЭ1 и АЭ2 сопротивление нагрузки будет, соответственно, равно

$$Z'_H = \frac{\dot{U}_{БЫХ}}{\dot{I}'_{БЫХ}} = Z_H \left(1 + \frac{\dot{I}''_{БЫХ1}}{\dot{I}'_{БЫХ1}} \right), \quad (7.3)$$

$$Z''_H = \frac{\dot{U}_{БЫХ}}{\dot{I}''_{БЫХ}} = Z_H \left(1 + \frac{\dot{I}'_{БЫХ1}}{\dot{I}''_{БЫХ1}} \right). \quad (7.4)$$

Таким образом, при параллельном включении активных элементов, как следует из (4.3) и (4.4), имеет место взаимное влияние одного АЭ на другой АЭ. Это проявляется в том, что сопротивления нагрузки Z'_H и Z''_H для АЭ1 и АЭ2 отличаются от Z_H и зависят от соотношения токов, передаваемых каждым из АЭ в нагрузку. При этом суммируются как активные генерируемые мощности $P_1 = P'_1 + P''_1$, так и потребляемые от источника питания мощности АЭ, т.е. $P_0 = P'_0 + P''_0$.

Наибольшая эффективность совместной работы АЭ достигается при идентичности их параметров, когда $I'_{БЫХ1} = I''_{БЫХ1}$ и при работе на активную нагрузку $Z_H = R_H$. При этом $Z'_H = Z''_H = 2R_H$, т.е. нагрузка для каждого АЭ удваивается.

В реальных устройствах необходимо учитывать неидентичность АЭ, обусловленную технологическим разбросом их параметров, что приводит к различию их токов и генерируемых мощностей. В результате этого условия работы АЭ за счет взаимного влияния ухудшаются, что особенно сильно проявляется в транзисторных схемах. Поэтому простейший вариант схемы параллельного включения АЭ (рисунок 4.1) в транзисторном исполнении практически не применяется, поскольку

транзисторы имеют большой разброс параметров. Для улучшения работы схемы используется симметрирование.

Простейший способ симметрирования – включение индивидуальных цепочек автосмещения в цепи истоковых электродов АЭ. Используются также схемы с симметрирующим трансформатором с сильной магнитной связью и малой индуктивностью, включенным в цепь истоковых электродов каждого АЭ [1]. Кроме этого при параллельном включении АЭ во входной цепи образуется взаимное влияние через общее внутреннее сопротивление источника возбуждения, подключаемого ко входу устройства.

7.3. Двухтактное включение активных элементов

Принципиальная схема двухтактного включения АЭ с использованием в качестве АЭ биполярных транзисторов приведена на рисунке 4.2,

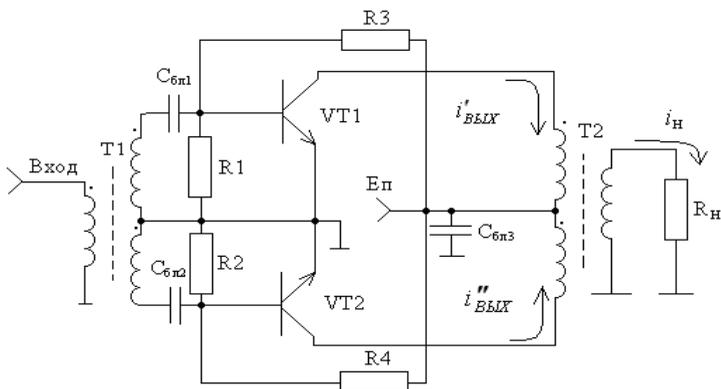


Рисунок 7.2 Принципиальная схема двухтактного УМ на БТ

В этой схеме трансформатор Т1 служит для создания и подачи на базы транзисторов VT1 и VT2 противофазных напряжений. При этом разделение входного сигнала на два противофазных с начальными фазовыми сдвигами 0 и 180⁰ осуществляется вторичной обмоткой трансформатора Т1, состоящей из двух полуобмоток, включенных последовательно. С помощью резистивных делителей R1, R3 и R2, R4 на базы VT1 и VT2 подаются отпирающие напряжения смещения для обеспечения режима работы АЭ с отсечкой тока. В результате на вход VT1 подаётся напряжение

$$u'_{\text{ВХ}} = E'_c + U'_{\text{ВХ}} \cos \omega t, \quad (7.5)$$

где E'_c - напряжение смещения на базе VT1; $U'_{ВХ}$ - амплитуда напряжения воздействующего на вход VT1, а на входе транзистора VT2 создается напряжение

$$u''_{ВХ} = E''_c + U''_{ВХ} \cos(\omega t + 180^\circ), \quad (7.6)$$

где E''_c – напряжение смещения на базе VT2; $U''_{ВХ}$ – амплитуда напряжения, воздействующего на вход VT2.

При воздействии напряжения (4.5) на вход VT1 по его выходной цепи протекает ток, спектр которого в общем случае определяется выражением

$$i'_{ВЫХ} = I'_{ВЫХ0} + I'_{ВЫХ1} \cos \omega t + I'_{ВЫХ2} \cos 2 \omega t + I'_{ВЫХ3} \cos 3 \omega t + \dots, \quad (7.7)$$

где $I'_{ВЫХ0}$ - постоянная составляющая выходного тока VT1; $I'_{ВЫХ1}$, $I'_{ВЫХ2}$, $I'_{ВЫХ3}$ - амплитуды токов первой, второй, третьей гармоник соответственно.

При воздействии напряжения (4.6) на вход VT2 по выходной цепи этого транзистора протекает ток

$$i''_{ВЫХ} = I''_{ВЫХ0} + I''_{ВЫХ1} \cos(\omega t + 180^\circ) + I''_{ВЫХ2} \cos 2(\omega t + 180^\circ) + I''_{ВЫХ3} \cos 3(\omega t + 180^\circ) + \dots, \quad (7.8)$$

где $I''_{ВЫХ0}$ - постоянная составляющая выходного тока VT2; $I''_{ВЫХ1}$, $I''_{ВЫХ2}$, $I''_{ВЫХ3}$ - амплитуды токов первой, второй, третьей гармоник соответственно.

Как следует из (4.8) и (4.7), спектр амплитуд тока i''_{6bLX} совпадает со спектром амплитуд тока i'_{6bLX} , а спектр фаз тока i''_{6bLX} (4.8) имеет значение $n180^0$, где $n = 1,2,3,4,5\dots$ - номер гармоник. При $n = 2,4\dots$ и т.д. (четные гармоники) начальные фазы равны 360^0 , 720^0 и т.д. или кратны периоду колебаний. Поэтому эти гармоники тока i''_{6bLX} синфазны с гармониками $I'_{ВЫХ2}$, $I'_{ВЫХ4}$ тока i'_{6bLX} .

Нечетные гармоники ($n = 1,3$ и т.д.) i''_{6bLX} имеют фазовый сдвиг 180^0 , 540^0 и т.д. Поэтому они противофазны гармоникам $I'_{ВЫХ1}$, $I'_{ВЫХ3}$ тока i'_{6bLX} .

Через вторичную обмотку трансформатора T2 протекает выходной ток $i_H = i'_{ВЫХ} - i''_{ВЫХ}$. При коэффициенте трансформации $n=1$, с учетом изложенного выше, спектр этого тока определяется соотношением

$$i_H = (I'_{ВЫХ1} + I''_{ВЫХ1})\cos \omega t + (I'_{ВЫХ2} - I''_{ВЫХ2}) \times \\ \times \cos 2 \omega t + (I'_{ВЫХ3} + I''_{ВЫХ3})\cos 3 \omega t + \dots \quad (7.9)$$

Как следует из (7.9), нечетные гармоники тока в нагрузке i_n суммируются, а четные вычитаются. В идеальном случае, при $U'_{ВХ} = U''_{ВХ} = U_{ВХ}$ и при работе транзисторов VT1 и VT2 с углом отсечки $\Theta = 90^0$, при котором $E'_c = E''_c = E'$, E' - напряжение отсечки транзисторов, в спектре токов $i'_{ВЫХ}$ и $i''_{ВЫХ}$, как известно [1, 2, 7], нечетные гармоники с $n = 3, 5$ и т.д. не образуются. Поэтому спектр выходного тока i_n при $\Theta = 90^0$ в идеальном случае содержит только одну гармонику

$$i_n = 2 I_{ВЫХ1} \cdot \cos \omega t . \quad (7.10)$$

Таким образом, в двухтактной системе происходит подавление четных гармоник, а нечетные гармоники при $\Theta = 90^0$ в спектре токов не возникают. Не создаются побочные гармоники и при $\Theta = 180^0$. Однако при $\Theta = 90^0$ высок КПД транзисторов, поэтому этот режим широко применяется на практике, обеспечивая существенное подавление более высоких гармоник без фильтров.

Двухтактная схема, содержащая два идентичных АЭ, аналогична схеме параллельного включения АЭ по следующим характеристикам: удваивает мощность в нагрузке, потребляет удвоенную мощность от источника питания и требует удвоенной мощности от источника возбуждения по сравнению со схемой на одном АЭ.

На частотах до 1...10 МГц двухтактные схемы можно выполнять на трансформаторах с магнитной связью между обмотками. Трансформатор Т1 обеспечивает переход к симметричному выходу к противофазному возбуждению транзисторов. Средняя точка первичной обмотки трансформатора Т2 соединяется с корпусом по ВЧ. Благодаря противофазной работе транзисторов первые гармоники их коллекторных токов протекают в одном направлении через первичную обмотку Т2 и поступают в нагрузку R_n . Нечетные гармоники токов теоретически отсутствуют (при $\theta = 90^\circ$), но если они есть, то точно также поступают в R_n . Наоборот, четные гармоники коллекторных токов в половинках первичной обмотки Т2 направлены встречно, а поскольку обе половинки расположены на общем магнитопроводе, то эквивалентное входное сопротивление каждой из половинок первичной обмотки Т2 на частотах четных гармоник, определяющее кажущуюся нагрузку транзисторов, оказывается близким к нулю.

На более высоких частотах и при больших уровнях мощности двухтактные транзисторные генераторы строят на трансформаторах из отрезков длинных линий, которые вносят меньшие паразитные индуктивности и ёмкости. Пример построения генератора на биполярных транзисторах с ОЭ показан на рис. 4.3. В этой схеме трансформаторы Т1 и Т3 осуществляют переход от несимметричных нагрузок к симметричным. При необходимости вместе них можно поставить трансформаторы, которые одновременно будут обеспечивать заданную трансформацию нагрузочных сопротивлений. Трансформатор Т2 создаёт короткое замыкание

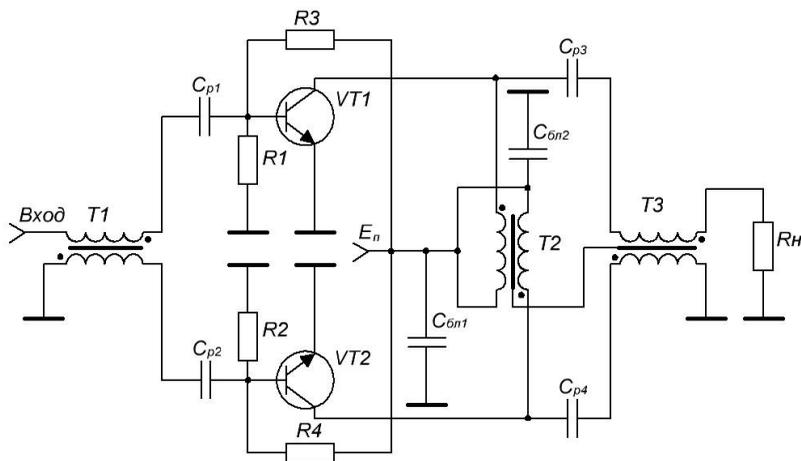


Рисунок 7.3 Схема двухтактного УМ

по чётным гармоникам коллекторного тока транзисторов (аналогично как первичная обмотка трансформатора T2 с магнитной связью в схеме на рис. 7.3).

Первая и все нечётные гармоники коллекторных токов обоих транзисторов поступают на трансформаторы T2 и T3 в противофазе. Линия трансформатора T2 их не шунтирует, и они проходят через линию трансформатора T3 в нагрузку. Наоборот, токи чётных гармоник поступают в фазе и шунтируются (закорачиваются) линией T2. Одновременно они не могут встречно протекать через проводники линии трансформатора T3.

Трансформатор T3 выполняется на линии с волновым сопротивлением $Z_{с3} = R_H$. Для каждого транзистора приведённое нагрузочное сопротивление $R_{эКВ} = 0,5R_H$. Трансформатор

T2 выполняется на линии с волновым сопротивлением $Z_{c2} = (0,5 \dots 1,0)R_n$, а её электрическая длина l_2 выбирается не более $(0,05 \dots 0,1)\lambda$. При этих условиях он обеспечивает достаточно низкое сопротивление по чётным гармоникам и незначительно шунтирует по первой гармонике. Линии T2 и T3 целесообразно помещать на одном магнитопроводе, чтобы уменьшить суммарный объём сердечника. При этом необходимо, чтобы число витков, образуемых линиями на сердечнике, было одинаковым и соблюдалось направление намоток (на рис 7.3 показано в виде общей черты и начала намоток отмечены точками).

В цепи базы транзисторов обычно устанавливают цепи коррекции АЧХ, одновременно обеспечивающие резистивное входное сопротивление. В схеме на рис. 4.3 волновое сопротивление линии T1 выбирается равным входному сопротивлению цепи коррекции АЧХ.

Диапазон частот двухтактных схем на трансформаторах из отрезков линий ограничен 30...80 МГц, что обусловлено трудностями обеспечения сопротивления (короткого замыкания) по четным гармоникам в коллекторной цепи транзисторов. Из-за более высоких входных и нагрузочных сопротивлений МДП-транзисторов двухтактные схемы на них с использованием трансформаторов из отрезков линий строят на частотах до 100 МГц. На частотах от 100 МГц до 1 ГГц двухтактные схемы строят относительно узкодиапазонными – при K_f не более 1,5...1,6. При этом рабочая полоса частот может составлять 100...200 МГц и выше. Такие схемы выполняют на так называемых «балансных» транзисторах.

Балансный транзистор представляет собой два транзистора одного типа проводимости, размещённых в одном корпусе. Биполярные транзисторы включают как с ОЭ, так и с ОБ, а МДП-транзисторы – с ОИ. Главное преимущество балансных транзисторов – значительное уменьшение индуктивности об-

щего вывода. Действительно, обе половинки транзистора располагаются предельно близко друг к другу, поэтому их индуктивности $L_э^{(1)}$ и $L_э^{(2)}$ оказываются в 5...10 раз меньше, чем обычного транзистора, а общая индуктивность $L_э_{общ}$ хотя и остаётся большой, но не вызывает обратной связи и снижения коэффициента усиления по мощности, поскольку через неё эмиттерные токи обеих половинок протекают в противофазе. Кроме того, при одинаковой номинальной мощности входное сопротивление каждой из половинок возрастает в 2 раза, а так как по входу они включены последовательно, то результирующее входное сопротивление балансного транзистора увеличивается в 4 раза.

Как правило, внутри корпуса балансного транзистора во входной и коллекторных цепях размещаются дополнительные L - и C -элементы (как и в обычных транзисторах), которые вместе с внешними LC -элементами образуют входные и выходные согласующие цепи и цепи коррекции АЧХ, спроектированные на заданный рабочий диапазон балансного транзистора. Кроме того, у некоторых типов балансных транзисторов между выводами коллекторов включается общая индуктивность $L_{кк}$, которая вместе с коллекторными ёмкостями обеих половинок образует резонансный контур, настроенный на центральную частоту рабочего диапазона. На входе и выходе генератора обычно включают трансформаторы на длинных линиях, во-первых, для повышения (понижения) нагрузочных сопротивлений и, во-вторых, для перехода от несимметричных к симметричным нагрузкам. Как правило, эти функции разделяют между двумя отдельными трансформаторами.

Преимущества двухтактных схем проявляются на высоких частотах при включении как с общим эмиттером, так и с общей базой. При этом обеспечивается короткое замыкание по

четным гармоникам. Возможные типы балансных транзисторов для двухтактных УМ приведены в приложении 3.

На практике используются различные варианты двухтактных схем. Особенно в области ВЧ, когда усложняется задача компенсации побочных гармоник. Для снижения уровня побочных гармоник часто используется отрицательная обратная связь. В усилителях с ОИЭ имеется 100 % обратная связь по току, а в схеме с ОБЭ – по напряжению.

7.4. Мостовые устройства сложения мощности

Мостовым устройством сложения мощности называется многополюсник, с помощью которого обеспечивается совместная взаимонезависимая работа нескольких активных элементов на одну общую нагрузку. При мостовом включении АЭ устраняются недостатки, имеющие место при параллельном и двухтактном включении АЭ. Структурная схема мостового усилителя с использованием двух АЭ приведена на рисунке 4.3,

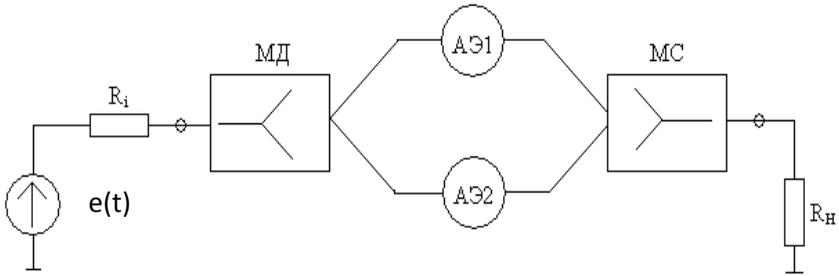


Рисунок 7.3 Структурная схема мостового усилителя

где $e(t)$ – источник внешнего возбуждения;

R_i – внутреннее сопротивление источника возбуждения;

МД – мост-делитель; МС – мост-сумматор.

В этой схеме с помощью МД происходит разделение входного сигнала на два синфазных сигнала с одинаковыми амплитудами (уровнями) и передача их на входы АЭ. С помощью МС происходит сложение мощностей, генерируемых каждым из АЭ, в общей нагрузке R_n . При идентичности параметров АЭ каждый из них генерирует одинаковые РЧ мощности и поэтому сложение мощностей происходит практически без потерь, поскольку как МД, так и МС выполняются на реактивных элементах. В этом случае свойство мостов – взаимная развязка АЭ никак не проявляется.

При отличии режима работы одного из АЭ от номинального, развязка проявляется в том, что МД поддерживает постоянным напряжение возбуждения каждого из АЭ, а МС со-

противление нагрузки каждого АЭ при любых изменениях режима работы либо АЭ1, либо АЭ2.

При мостовом включении АЭ необходимо использовать 2^N активных элементов ($N = 1, 2, 3, 4$ и т.д.). В результате можно значительно, на порядок и более, увеличить мощность в нагрузке по сравнению с номинальной мощностью единичного АЭ.

В реальных схемах мосты не обеспечивают идеальной развязки между входами и выходами, в результате взаимное влияние АЭ частично сохраняется, что может привести к пробоему одного из АЭ. В реальных схемах возникают также потери РЧ мощности из-за разброса параметров транзисторов, частотной зависимости параметров мостов, разбаланса суммируемых сигналов по амплитуде и фазе.

В результате уменьшаются как КПД устройства, так и мощности в нагрузке (ее увеличение будет меньше, чем это возможно). Это является недостатком мостового метода сложения мощностей.

Кроме этого, в течение времени происходит изменение входных и выходных сопротивлений АЭ и, как следствие, изменение входного и выходного сопротивлений УМ. Это заметно проявляется в УМ с использованием синфазных мостов – делителей и мостов-сумматоров.

Для устранения этого недостатка используются квадратурные мосты. Для реализации такого, например, моста-делителя, необходимо в одну из его выходных цепей включить фазовращатель с фазовым сдвигом $\Phi = 90^\circ$. Реализация таких фазовращателей принципиальных трудностей не имеет.

Один из вариантов схемы широкодиапазонного моста, построенного на трансформаторе с магнитной связью с коэффициентом трансформации 1:1 и суммированием по току, приведена на рис.7.4.

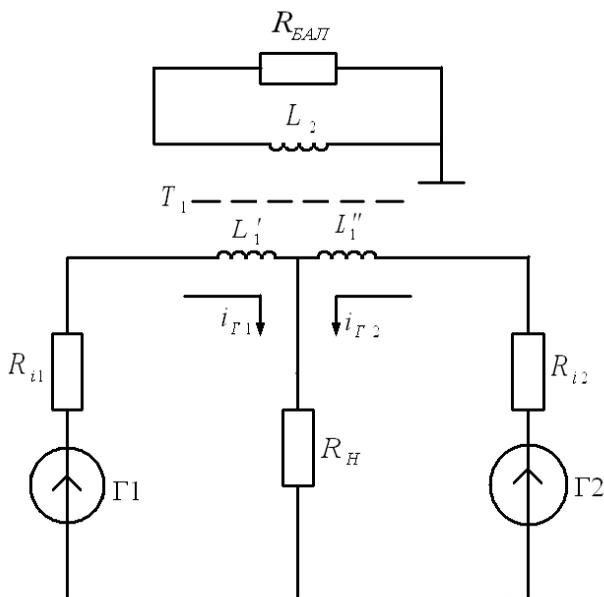


Рис.7.4 Схема моста-сумматора на трансформаторе

В этой схеме мощности генераторов Г1 и Г2 суммируются на сопротивлении нагрузки R_H . Взаимная развязка генераторов достигается балластным резистором $R_{БАЛ}$. При $R_{i1} = R_{i2} = R_H/2$ и $R_{БАЛ} = R_H/2$ режим работы одного из генераторов не зависит от состояния другого, т.е. происходит взаимная развязка.

Синфазный мост-сумматор (рис. 7.4) обладает обратимостью: если вместо R_H включен генератор, а вместо генераторов G_1 и G_2 поставить нагрузки, то устройство будет выполнять функции моста-делителя.

7.5. Сложение мощностей в пространстве

Сущность метода состоит в том, что мощности нескольких отдельных автономных усилителей мощности, работающих на одной несущей частоте, каждый на свою антенную систему от одного возбудителя, в пространстве суммируются так, что в месте приема результирующая напряженность электромагнитного поля пропорциональна суммарной мощности отдельных УМ.

Структурная схема такого РПДУ приведена на рис.7.5,

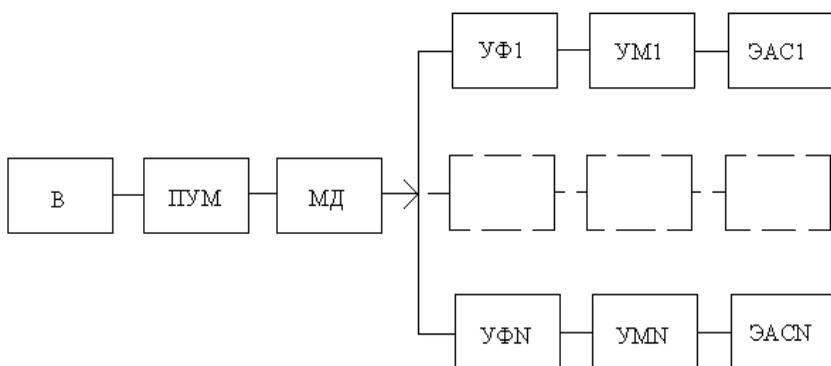


Рисунок 7.5 Структурная схема РПДУ со сложением мощности в пространстве

где В – возбудитель; ПУМ – предварительный усилитель мощности; МД – мост-делитель; УФ1... УФN – управляемые фазовозвращатели; УМ1... УMN – усилители мощности; ЭАС1... ЭАСN – элементы антенной системы.

Для реализации этого метода каждый из отдельных излучателей на плоскости должен располагаться строго в определенной точке и на определенном расстоянии друг от друга. Для регулирования общей (суммарной) диаграммой направленности в цепи каждого из элементарных излучателей введены управляемые фазовращатели. В качестве элементарных излучателей можно использовать также отдельные автономные мощные автогенераторы. Более детально метод пространственного сложения мощностей изложен в [1] и имеет название фазированных антенных решеток (ФАР).

Этот метод сложения мощностей получил широкое распространение в диапазоне сантиметровых волн, где геометрическая длина отдельных элементарных полуволновых вибраторов и расстояния между ними получаются небольшими, а РЧ мощности отдельных УМ и мощных автогенераторов составляют до нескольких десятков ватт и имеют малые габариты. В этом случае на небольшой площади и в малом объеме можно установить до тысячи отдельных излучателей. В результате РЧ мощность, излучаемая в определенном направлении, повышается на два-три порядка при высокой надёжности работы.

Сложение мощностей с использованием ФАР применяется и в диапазоне ВЧ. Однако при этом возникают трудности в технической реализации антенной системы, что ведёт к уменьшению числа элементарных излучателей.

7.6. Контрольные вопросы

1. Сформулируйте сущность понятия сложение мощностей.

2. Почему на высоких частотах и при использовании в качестве АЭ транзисторов задача сложения мощностей является актуальной? В каких РПУ актуальность этой проблемы высокая?

3. Поясните сущность одного из наиболее распространенных методов сложения РЧ мощности?

4. Назовите недостатки параллельного включения АЭ? В чем они проявляются в процессе работы схемы?

5. Какие достоинства параллельного включения АЭ?

6. При каких условиях и в чем проявляются недостатки двухтактного включения АЭ?

7. Какие достоинства двухтактного включения АЭ перед параллельным включением АЭ?

8. Какие требования предъявляются к АЭ при двухтактном включении?

9. При каком (каких) углах отсечки проявляются в полной мере преимущества двухтактного включения АЭ?

10. Какая из схем двухтактного включения АЭ (схема с ОИЭ или с ОУЭ) имеет преимущества? Чем обусловлены эти преимущества и как они проявляются в конкретных технических характеристиках УМ?

11. Какой из АЭ: биполярный или полевой транзистор имеет преимущества при их параллельном включении? В чем это проявляется при практической реализации устройства?

12. Нарисуйте двухтактную схему с общим истоковым электродом при использовании в качестве АЭ мощного ПТ типа МДП. Поясните принцип работы полученной схемы.

13. Почему при двухтактном включении АЭ в качестве входной и выходной СЦ применяются трансформаторы?

14. Почему с ростом частоты условия работы двухтактной схемы ухудшаются? Какие меры улучшения работы этой схемы на более высоких частотах применяются?

15. Какие преимущества двухтактного включения АЭ перед схемой с одиночным АЭ? Какие недостатки устраняются при мостовом включении АЭ по сравнению с их двухтактным включением?

16. Поясните назначение мостов-делителей и мостов-сумматоров в схеме с мостовым включением АЭ?

17. Какой предельный КПД двухтактной схемы при работе АЭ с углом отсечки $\theta=90^\circ$?

18. Какие функции выполняют мосты – делители и мосты сумматоры при полной симметрии схемы?

19. Какие недостатки мостового включения АЭ по сравнению с их двухтактным включением?

20. Поясните принцип работы схемы МД, приведенной на рисунке 4.4.

21. Поясните назначение $R_{\text{бал}}$ в схеме на рисунке 4.4.

22. Можно ли схему МС (рисунок 4.4.) использовать в качестве моста – делителя и если это возможно, как изменится названная схема?

23. Как реализовать схемы мостов в диапазонах ОВЧ и УВЧ?

24. Почему при мостовом включении АЭ используются наряду с синфазными мостами и квадратурные мосты?

25. Как реализовать квадратурный мост - сумматор и мост делитель? Приведите варианты схем.

26. Какие преимущества схем сложения мощности с использованием квадратурных мостов?

27. Поясните сущность сложения мощностей в пространстве.

ПРИЛОЖЕНИЕ 3

Сдвоенные и балансные транзисторы для двухтактных УМ

Марка	Диапазон раб. частот, ГГц	Мощность, Вт	Схема включения	Режим работы
КТ9173АС	до 0,225	50	ОЭ	Сверхлинейный
КТ9125АС	0,1...0,5	50	ОЭ	Непрерывный
КТ9105АС	0,1...0,5	100	ОЭ	Непрерывный
2Т9147АС	0,1...0,4	160	ОЭ	Непрерывный
2Т9128АС	0,1...0,2	200	ОЭ	Непрерывный
2Т9155А	0,15...0,86	15	ОЭ	Линейный
2Т9155Б	0,15...0,86	50	ОЭ	Линейный
2Т9155В	0,15...0,86	100	ОЭ	Линейный
КТ985АС	0,22...0,4	125	ОЭ	Непрерывный
2П928А	до 0,4	250	ОИ	Непрерывный
КТ991АС	0,35...0,7	55	ОЭ	Непрерывный
КТ101АС	0,35...0,7	100	ОЭ	Непрерывный
2Т9132АС	0,35...0,7	140	ОБ	Непрерывный
2Т9153АС	0,39...0,84	6	ОЭ	Непрерывный
КТ9150А	0,47...0,86	8	ОЭ	Линейный
КТ9142А	0,47...0,86	50	ОЭ	Линейный
КТ9152А	0,47...0,86	100	ОЭ	Линейный кл.
2П933А	до 0,1	15	ОИ	Непрерывный
2Т9156АС	0,65...1,0	15	ОЭ	Непрерывный
2Т9156БС	0,65...1,0	50	ОЭ	Непрерывный
2Т987А	0,7...1,0	45	ОБ	Непрерывный
2Т9118А	0,9...1,45	75	ОБ	Непрерывный
2Т9140А	0,9...1,45	110	ОБ	Непрерывный
2Т9122А	1,3...2,0	55	ОБ	Непрерывный

