

МИНИСТЕРСТВО ПО РАЗВИТИЮ ИНФОРМАЦИОННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ  
И КОММУНИКАЦИЙ РЕСПУБЛИКИ УЗБЕКИСТАН  
ТАШКЕНТСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ ИНФОРМАЦИОННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ

На правах рукописи

УДК 621.373.52

АБДАЛИМОВ МАЪРУФ НОРКУЛОВИЧ

Устройства разделения составляющих сигналов и оценка их качественных параметров

Специальность: 5А350101 – Телекоммуникационный инжиниринг  
(Телерадиовещание)

Диссертация на соискание академической степени магистра

Работа рассмотрена  
и допускается к защите  
Зав. каф. СТРВ  
Соатов Х.С.

Научный руководитель  
Т.ф.н. доцент Соатов Х.С.

\_\_\_\_\_

« \_\_\_\_ » \_\_\_\_\_ 2016 г.

\_\_\_\_\_

« \_\_\_\_ » \_\_\_\_\_ 2016 г.

Ташкент-2016

ЎЗБЕКИСТОН РЕСПУБЛИКАСИ АХБОРОТ ТЕХНОЛОГИЯЛАРИ ВА  
КОММУНИКАЦИЯЛАРИНИ РИВОЖЛАНТИРИШ ВАЗИРЛИГИ

ТОШКЕНТ АХБОРОТ ТЕХНОЛОГИЯЛАРИ УНИВЕРСИТЕТИ

**МАГИСТРЛИК ДИССЕРТАЦИЯСИ АННОТАЦИЯСИ**

Факультет ТТ

Кафедра ТРЭТ

Ўқув йили 2014/2016

Магистратура талабаси Абдалимов.М.Н

Илмий раҳбар Соатов Х.С

Мутахассислиги 5А350101 –

Телекоммуникация инжиниринги

Магистрлик диссертация иши БПМли радиоалоқа тизимларида ташкил этувчи сигналларни алохида кучайтириш усулини тадқиқ этиш каби актуал масалага бағишланган. Диссертацияда паст частотали тракт модуляция характеристикалари таҳлили ва юқори частотали тракт хусусиятлари батафсил тадқиқ этилган. Бажарилган ишда паст частотали тракт тузилиш схемасидан олинган натижалар ишлатилди.

Тадқиқотлар натижлари ТРЭТ кафедрасининг семинарларида, Республика илмий-техник конференцияларида муҳокама қилинган.

Илмий раҳбар \_\_\_\_\_

Магистрант \_\_\_\_\_

МИНИСТЕРСТВО ПО РАЗВИТИЮ ИНФОРМАЦИОННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ  
И КОММУНИКАЦИЙ РЕСПУБЛИКИ УЗБЕКИСТАН

ТАШКЕНТСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ ИНФОРМАЦИОННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ

Факультет ТТ

Магистрант Абдалимов М.Н.

Кафедра СТРВ

Научный руководитель Соатов Х.С

Учебный год 2014/2016

Специальность 5А350101 –

Телекоммуникационный инжиниринг

**АННОТАЦИЯ МАГИСТРСКОЙ ДИССЕРТАЦИИ**

Магистерская диссертация посвящена актуальной задаче исследованию метод раздельного усиления составляющих сигналов в системах ОМ радиосвязи. В диссертации проводится комплексное исследование особенности высокочастотного тракта и анализ модуляционных характеристик низкочастотного тракта. В работе были использованы анализы полученных результатов исследования схем построения низкочастотного тракта.

Результаты исследований обсуждались на семинарах кафедры «Системы телерадиовещания», на Республиканских научно-технических конференциях.

Научный руководитель \_\_\_\_\_

Магистрант \_\_\_\_\_

MINISTRY FOR DEVELOPMENT OF INFORMATION TECHNOLOGIES  
AND COMMUNICATIONS OF THE REPUBLIC OF UZBEKISTAN

TASHKENT UNIVERSITY OF INFORMATION TECHNOLOGIES

Faculty TT

Student Abdalimov M.N.

Department TRBS

Supervisor of studies Soatov X.S.

Academic year 2014/2016

Speciality 5A350101 – Telecommunication  
Engineering

**SUMMARY OF MASTER DISSERTATION**

Master's thesis is devoted to the urgent problem of the study method and component signals in the SSM radio systems.

The thesis conducted a comprehensive study of high-frequency characteristics and analysis of the characteristics of low-frequency modulation path. In this work we were used the analysis of the results of the study schemes of construction of a low-frequency path.

Results of researches were discussed at seminars of Systems of TV and Radio Broadcasting chair, at Republican scientific and technical conferences.

Supervisor of studies \_\_\_\_\_

Student \_\_\_\_\_

## ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ.....	7
ГЛАВА I. СРАВНЕНИЕ РАЗЛИЧНЫХ МЕТОДОВ ПОВЫШЕНИЯ ЭФФЕКТИВНОСТИ РАДИОСВЯЗИ С ОДНОПОЛОСНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ И ВОЗМОЖНЫЕ ВАРИАНТЫ ИХ ДАЛЬНЕЙШЕГО УСОВЕРШЕНСТВОВАНИЯ.....	11
1.1. Общие положения ОМ радиосвязи.....	11
1.2. Метода повышения эффективности ОМ радиосвязи .....	12
1.2.1. Амплитудное ограничение ОМ сигнала.....	12
1.2.2. Управляемое компандирование в системах в ОМ.....	18
1.2.3. Метод раздельного усиления составляющих ОМ сигнала (метод Кана).....	22
1.2.4. Цифровой метод обработки передаваемых сигналов в системах ОМ радиосвязи .....	24
Выводы.....	30
ГЛАВА II. ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ И ВАРИАНТЫ ПОСТРОЕНИЯ УСТРОЙСТВА РАЗДЕЛЕНИЯ СОСТАВЛЯЮЩИХ ОМ СИГНАЛА НА ОСНОВЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ГИЛЬБЕРТА И ПРИНЦИПА АНАЛОГОВОГО ДЕЛЕНИЯ СИГНАЛОВ.....	31
2.1. Принцип использования устройства разделения составляющих ОМ сигнала в системах амплитудного ограничения .....	31
2.2. Принцип использования устройства разделения составляющих в системах компандирования .....	36
2.3. Вариант построения усилителя Кана с использованием устройства разделения составляющих ОМ сигнала.....	36

2.4.	Принцип использования устройства разделения составляющих ОМ сигнала в цифровом усилителе мощности .....	37
	Выводы.....	40
ГЛАВА III. ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ ОСНОВНЫХ УЗЛОВ		
	УСИЛИТЕЛЯ КАНА .....	41
3.1.	Анализ особенности высокочастотного тракта.....	41
3.2.	Анализ модуляционных характеристик.....	44
3.3	Исследование построения низкочастотного тракта.....	52
	Выводы.....	66
	ЗАКЛЮЧЕНИЕ .....	67
	СПИСОК ИСПОЛЬЗУЕМОЙ ЛИТЕРАТУРЫ.....	69

# ГЛАВА I. СРАВНЕНИЕ РАЗЛИЧНЫХ МЕТОДОВ ПОВЫШЕНИЯ ЭФФЕКТИВНОСТИ РАДИОСВЯЗИ С ОДНОПОЛОСНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ И ВОЗМОЖНЫЕ ВАРИАНТЫ ИХ ДАЛЬНЕЙШЕГО УСОВЕРШЕНСТВОВАНИЯ

## 1.1. Общие положения ОМ радиосвязи

Из двух существующих направлений повышения эффективности систем радиосвязи с ОМ, можно выделить два наиболее часто применяемых способа:

- амплитудное ограничение или сжатие динамического диапазона сигнала;
- повышение среднего к.п.д. усилителя мощности ОМ сигнала.

Оба способа, как известно, могут быть реализованы на практике различными методами.

Так, например, первый способ реализуется простым амплитудным ограничением сигнала, либо с помощью сложных систем типа "Френа" или с применением систем командирования типа "Линкомпекс".

Повышение среднего к.п.д. может быть реализовано использованием метода Кана, метода дефазирования, метода Догерти, применением цифровых методов усиления и т.п.

Однако, как было сказано во введении к диссертации, применение любого из этих методов требует создания устройств выделения с заданной точностью огибающей и ЧМ составляющей передаваемого сигнала.

В связи с этим ниже кратко проводится сравнение различных методов повышения эффективности ОМ радиосвязи, с целью выявления особенностей работы устройств выделения составляющих передаваемого сигнала и предъявляемых к ним требований.

В результате предлагаются возможные варианты построения устройств разделения составляющих для различных методов повышения эффективности систем ОМ, а также обсуждаются возможности их практической реализации.[2,3]

## 1.2. Метода повышения эффективности ОМ радиосвязи

### 1.2.1. Амплитудное ограничение ОМ сигнала

Метод амплитудного ограничения является наиболее простым с точки зрения технической реализации методом повышения эффективности радиосвязи с ОМ и достаточно подробно рассмотрен в работах.

При применении этого метода положительный эффект достигается вследствие уменьшения пик-фактора сигнала и соответствующего повышения средней мощности на стороне передачи, а также повышения отношения сигнал/шум на стороне приема и тем самым, в целом, увеличивается помехоустойчивость системы связи.

Структурная схема передающей стороны при использовании Амплитудного ограничителя приведена на рис.1.1.



Рис.1.1. Структурная схема передающей стороны при использовании амплитудного ограничителя

Формирователь ОМ сигнала 1 формирует сигнал на рабочей частоте передатчика или на промежуточной частоте с относительно небольшой амплитудой. Сформированный и усиленный сигнал ограничивается по

амплитуде в блоке 2 и после фильтрации гармоник в блоке 3 поступает в усилительные каскады передатчика 4. Использование амплитудного ограничения на высоких или промежуточных частотах обеспечивает уменьшение искажений передаваемой информации. Это можно объяснить тем, что при амплитудном ограничении низкочастотного сигнала его гармоники будут лежать недалеко от оси частот от основного сигнала, что налагает более жесткие требования к фильтру 3. Поэтому амплитудное ограничение должно производиться на промежуточной или на рабочей частоте передатчика. Однако, необходимо помнить, что после фильтрации ВЧ составляющих несколько увеличивается пик-фактор ОМ сигнала.[5]

Определена зависимость выигрыша в средней мощности от уровня ограничения, которая приведена на рис 1.2. Величина выигрыша  $Q$  - это квадрат отношения пик-факторов неограниченного и ограниченного сигналов, а параметр  $\gamma$  - это отношение значений, максимального напряжения к пороговому. Из этой зависимости видно, что выполнив операцию амплитудного ограничения, можно повысить эффективность связи примерно на 8 дБ при  $\gamma$  равном 30 дБ. Однако, следует помнить, что для систем передачи, например, речевых сообщений этот энергетический выигрыш всегда должен сопоставляться с потерями в информационной достоверности или разборчивости и натуральности принимаемого речевого сигнала, поскольку амплитудное ограничение:

- процесс необратимый и исключает полное восстановление первоначального речевого сигнала.

Кроме того, при выполнении операции амплитудного ограничения высокочастотного сигнала появляется паразитная фазовая модуляция, повышающая уровень искажений.

В литературе это явление называется амплитудно-фазовой конверсией (АФК), которая приводит к изменению фазы выходного сигнала при изменении амплитуды входного сигнала ограничителя.

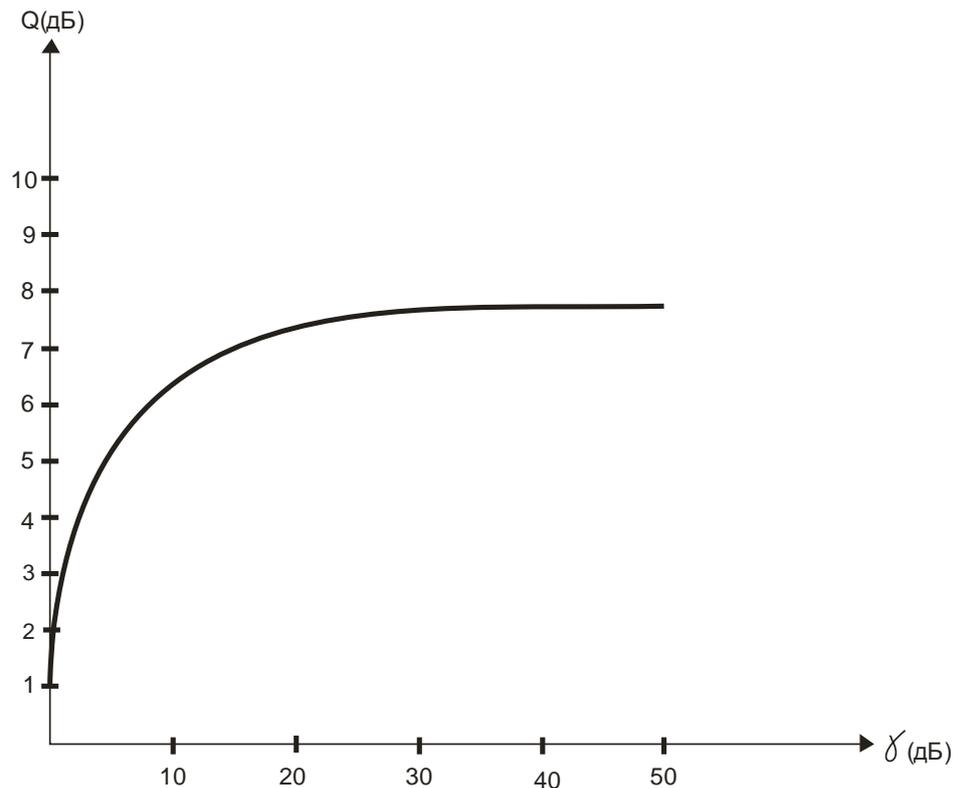


Рис.1.2. Определена зависимость выигрыша в средней мощности от уровня ограничения

К недостаткам варианта построения передающего тракта с применением амплитудного ограничения можно отнести:

- относительно небольшое повышение эффективности, связанное с незначительным уровнем ограничения;
- необходимость операции фильтрации после выполнения амплитудного ограничения;
- появление амплитудно-фазовой конверсии в ограниченном сигнале.

На практике были реализованы и более сложные варианты амплитудного ограничения ОМ сигнала. Это системы под названиями "Френа", "Френак", которые разработаны для связи с подвижными объектами. [3]

Кратко рассмотрим структурную схему системы "Френа", которая приведена на рис.1.3. Принцип ее работы заключается в том, что в передающем тракте частотные и амплитудные составляющие речевого

сигнала разделяются и передаются по двум автономным каналам. На приемной стороне эти две составляющие речевого сигнала объединяются, восстанавливая исходный сигнал.

Входной низкочастотный сигнал подводится к модулятору 1, на выходе которого стоит фильтр 2, выделяющий ОМ сигнал на под несущей частоте ( $F_{пч} = 50\text{кГц}$ ). Далее ОМ сигнал симметрично ограничивается по амплитуде, клишируется ограничителем 3 и после полосового фильтра 4 подается на один из входов сумматора 8. На другой вход этого сумматора поступает огибающая ОМ сигнала, модулированная по амплитуде с выхода модулятора 7, Огибающая ОМ сигнала на вход модулятора 7 поступает с выхода 1 амплитудного детектора 5 через низкочастотный фильтр 6, с полосой пропускания 0 100 Гц (управляющий сигнал). Полный сигнал, занимающий полосу 3000 Гц. ( $f = 50\text{-}53\text{ кГц}$ ), формируется в 1 сумматоре и далее поступает на вход передатчика. При приеме полный сигнал с выхода приемника поступает на полосовые фильтры 9 и 11, которые разделяют сигналы: частотно-модулированную и управляющую, составляющие. Частотно-модулированный сигнал поступает далее на ограничитель 10, устраняющий амплитудные изменения, которые возник-ни в радиоканале.

Амплитудный детектор 12 выделяет огибающую и этим сигналом модулируется клишированный сигнал в модуляторе 13. Выходной сигнал после полосового фильтра 44 ( $f = 50\text{-}53\text{ кГц}$ ) поступает на демодулятор 16, пропускается через фильтр 17, и далее к абоненту.

В дальнейшем появилась модификация системы "Френа" под названием "Френак".

Отличительной чертой системы "Френак" от "Френы" является то, что в данном варианте управляющий сигнал передается в за-кодированном виде: если имеется речевой сигнал, то передается только его частотно-модулированная составляющая, без управляющего сигнала, а если нет этого сигнала, тогда передается только несущая или пилот-сигнал.

При такой системе разборчивость речевого сигнала ухудшается не очень заметно, но существенно повышается помехоустойчивость, так как подавляются шумы на приемной стороне в паузах между слогами и словами.

Другим вариантом системы "Френа" является метод передачи клишированных сигналов с фазовой манипуляцией.

Всем перечисленным выше системам характерны определенные недостатки:

- несовершенство операции амплитудного ограничения, связанное с конечностью глубины ограничения и фильтрации сигнала на выходе;
- появление амплитуда-фазовой конверсии при ограничении ОМ сигнала;
- большая инерционность тракта выделения управляющего сигнала, связанная с выделением узкополосного сигнала (до 100 Гц);
- несовершенство амплитудного детектора, выделяющего огибающую ОМ сигнала. От него требуется большая линейность в широком динамическом диапазоне.

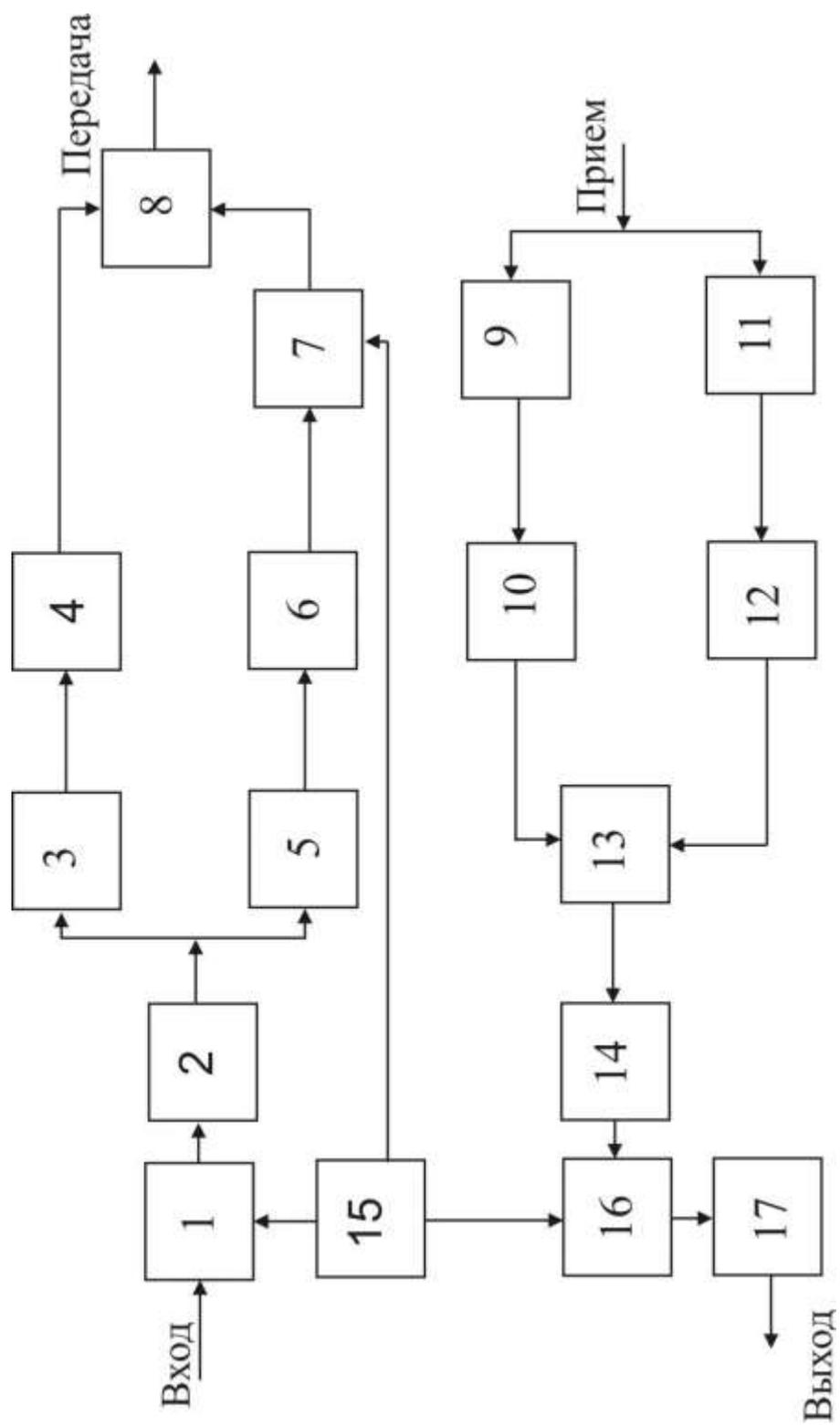


Рис.1.3. Кратко рассмотрим структурную схему системы "Френа"

## 1.2.2. Управляемое компандирование в системах в ОМ

В системах компандирования используется принцип отдельной передачи составляющих речевого сигнала, и на практике они обычно подключаются на вход возбуждителя ОМ передатчика.

Принцип работы таких систем заключается в том, что на передающей стороне речевой сигнал разделяется на огибающую (управляющий) и на сигнал, сжатый по динамическому диапазону (компрессированный сигнал). Сжатие динамического диапазона речевого сигнала осуществляется с помощью управляющего сигнала, последний передается методом частотной модуляции по отдельному узкополосному каналу для восстановления на приемном конце динамического диапазона принимаемого сигнала (экспандирование).

Хотя суммарный сигнал системы состоит из двух сигналов, однако его полоса частот, по рекомендациям МККР, не превышает ширины полосы стандартного телефонного канала.

Структурная схема одного из вариантов существующей системы управляемого компандирования "Линкомпекс", разработанной Фирмой Маркони, Великобритания, представлена на рис.1.4

Здесь блок 1 - дифференциальная система, сопрягающая Двухпроводное окончание с четырехпроводным приемно-передающим трактом компандера.

Блок 2 - эхо-заградитель, который включается в тракт передачи и управляется сигналами приемного тракта.

В канале управления имеется детектор 9 для огибающей речевого сигнала, которая одновременно используется для изменения частоты ЧМ генератора 10 и изменения усиления компрессора 5, куда речевой сигнал поступает после задержки в блоке 4.

Компрессированный сигнал после дополнительной задержки в блоке 6 и фильтрации в блоке 7 в полосе 250-2700 Гц поступает на

сумматор 8, где формируется полный сигнал в полосе 250- 3000 Гц. Этот сигнал состоит из сигнала, сжатого по динамическому диапазону, и сигнала управления модулированного по частоте и занимающего полосу 2800-3000 Гц.

На приемном конце полный сигнал с выхода радиоприемника через разделитель II попадает в канал расширения динамического диапазона (экспандирование) и в канал управления. В канале экспандирования последовательно включены фильтр (250-2700 Гц), регулятор замириания (блок АРУ) 13, блок задержки 14, управляемый экспандер 15. В управляющем канале последовательно включены полосовой фильтр (2800-3000 Гц), амплитудный ограничитель 17 и частотный детектор 18, выходной сигнал которого является управляющим. Этот сигнал, управляя экспандером 15, восстанавливает исходный динамический диапазон.

Как было сказано выше, управляющий сигнал определяет усиление компрессора 5 и модулирует ЧМ генератор 10. При этом частота генератора изменяется на 2 Гц, когда уровень входного сигнала изменяется на 1 дБ. Его частота изменяется "вниз" от- 2960 Гц при отсутствии входного сигнала до 2840 Гц при максимальном сигнале. Частотная модуляция "вниз" оправдана тем, что в большинстве случаев рабочий режим системы соответствует сигналам с малым уровнем, и следовательно, перекрестные искажения проявляются относительно слабо.

В дальнейшем была проведена модификация системы «Линкомпекс», которая содержит три канала и благодаря этому она оказалась защищенной от ухода частоты ЧМ генератора.

Это важно, так как для управляющего канала с частотной модуляцией отведена очень узкая полоса, и поэтому любая нестабильность может привести к искажениям речевого сигнала.

Стабильность частотно-модулированного сигнала достигается введением дополнительного контрольного сигнала, который передается на приемный тракт.

Дискриминатор в приемном тракте регистрирует разницу между частотой контрольного и управляющего сигналов. Уход частоты в передатчике, приемнике или в канале связи с равной мерой влияет на изменение частоты контрольного и управляющего сигналов, что позволяет сохранить стабильность системы в целом.

Еще одним вариантом системы компандирования является аппаратура радиотелефонного канала (АРКА), которая достаточно подробно описана.

Отличительные особенности аппаратуры АРКА следующие:

- вместо функционального блока эхо-заградителя с целью упрощения и повышения помехоустойчивости применена цепь эхо-подавления, связывающая демодулятор приемного тракта с ЧМ генератором передающего тракта, находящихся в одном полуккомплекте. Принцип работы эхо подавителя основывается на том, что когда абонент говорит, его приемный тракт заперт сигналом, поступающим „от ЧМ генератора или сигналом с частотой "молчания", равной 2960 Гц;
- повышенная стабильность управляющего сигнала достигнута путем применения дискретного частотного модулятора; это позволило исключить термостатированные управляемых аналоговых генераторов ввести кварцевую стабилизацию частоты "молчания" (2960Гц).

Кроме аппаратуры АРКА, в нашей стране была разработана еще и другая система, которая называется "Ветка". Отличительная черта этой системы состоит в том, что сжатие динамического диапазона осуществляется не на низкочастотном речевом сигнале, а на промежуточной частоте 500 кГц с сигналом ОМ.

Применение систем компандирования в ОМ радиосвязи приводит к повышению эффективности, благодаря увеличению эквивалентной средней мощности радиопередатчика и подавлению шумов во время пауз между слогами и словами.

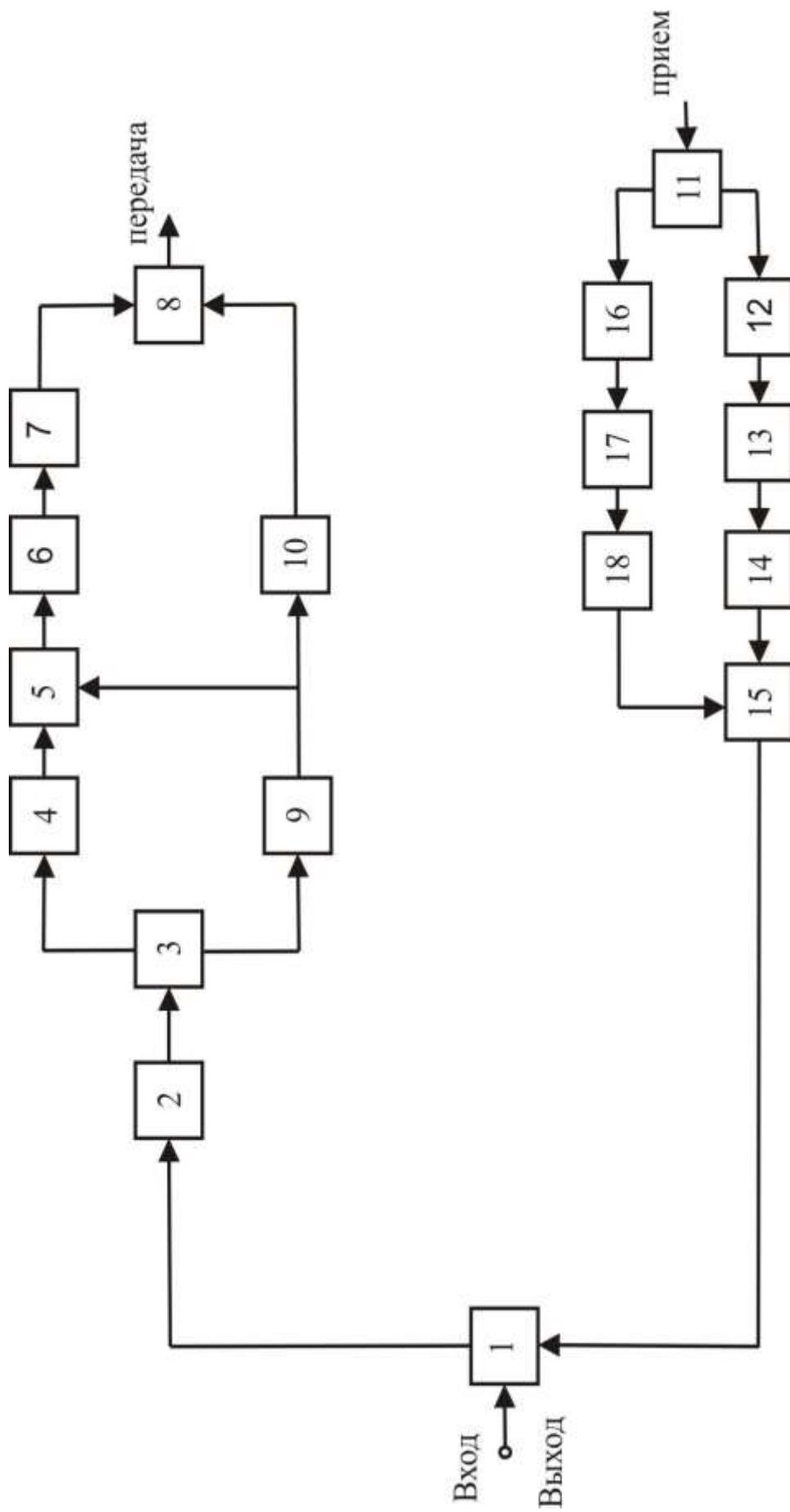


Рис. 1.4. Структурная схема одного из вариантов существующей системы управляемого командирования "Линкомпекс"

Как показывает анализ, в этих системах тоже имеют место операции выделения составляющих речевого или ОМ сигнала.

Требования к амплитудному детектору исходит из двух позиций:

- обеспечение минимальной задержки выходного сигнала детектора;
- обеспечение линейности амплитудной характеристики при большом динамическом диапазоне.

Поэтому, наиболее полно удовлетворив эти требования, можно ещё более увеличить эффективность ОМ радиосвязи

### **1.2.3. Метод раздельного усиления составляющих ОМ сигнала (метод Кана)**

Этот метод основан на том, что ОМ сигнал является сигналам с амплитудно-частотной модуляцией. Мгновенная амплитуда ОМ сигнала с точностью до постоянного множителя соответствует мгновенной амплитуде исходного модулирующего сигнала, а мгновенная частота ОМ сигнала соответствует мгновенной частоте модулирующего сигнала, перенесенной в область высоких частот.

Структурная схема усилителя мощности, построенного на основе этого метода приведена на рис. 1.5.

Сформированный на рабочей частоте передатчика, но на низком уровне амплитуд ОМ сигнал с выхода формирователя 1 поступает на два тракта.

В высокочастотном тракте ОМ сигнал с помощью амплитудного ограничителя 2 ограничивается, вследствие чего получается составляющая с частотной модуляцией, которая затем усиливается до необходимого уровня в усилительном каскаде 3. В низкочастотном тракте с помощью амплитудного детектора 5 выделяется огибающая ОМ сигнала и усиливается до необходимого уровня усилителем 6.

Таким образом разделенные и усиленные в отдельных трактах составляющие ОМ сигнала подаются к выходному каскаду 4, где они перемножаются, вследствие чего восстанавливается исходный сигнал. Для получения высокого к.п.д. усилителя мощности в высокочастотном тракте усилители работают в ключевом режиме, а в низкочастотном тракте сигнал огибающей преобразовывается в широтно-импульсно модулированный (ШИМ) сигнал и затем усиливается до необходимого уровня в ключевом усилителе.

Перед перемножением в выходном каскаде из ШИМ сигнала с помощью фильтра нижних частот выделяется огибающая ОМ сигнала (блок 6).

В качестве пере множителя усиленных составляющих ОМ сигнала используется каскад с коллекторной (анодной) модуляцией, работающей в ключевом режиме. Такое раздельное усиление составляющих ОМ сигнала в высокоэффективных ключевых каскадах позволяет получить промышленный к.п.д. передатчика равным 50-60%, что примерно в 2,0-2,5 раза больше, чем в усилителе класса В.[2]

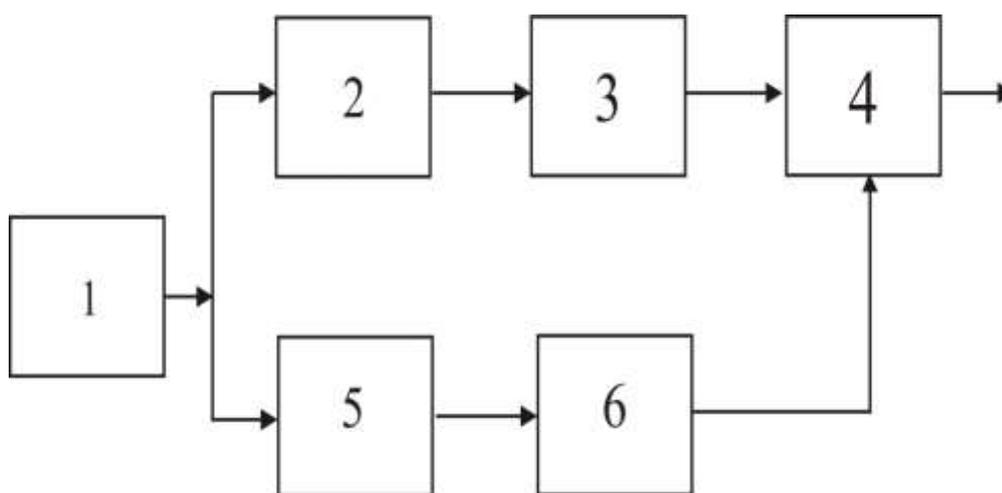


Рис.1.5. Структурная схема усилителя мощности, построенного на основе метод Кана

Этот метод позволяет получить наиболее высокие энергетические показатели транзисторных передатчиков, однако он также не свободен от недостатков:

- различие времен прохождения сигналов в НЧ и ВЧ трактах приводит к специфическим искажениям;
- паразитная фазовая модуляция ВЧ составляющей, вызванная в амплитудном ограничителе и перемножителе, приводит к нарушению закона фазовой модуляции ОМ сигнала;
- изменение формы ВЧ составляющей, вызванное конечной глубиной ограничения амплитудного ограничителя приводит к нелинейным искажениям ОМ сигнала;
  - искажения огибающей, вызванные нелинейностью фазо-частотной и неравномерностью амплитудно-частотной характеристик фильтрующих цепей, обязательно присутствующих в НЧ тракте, также приводит к нелинейным искажениям из-за нарушения амплитудных и фазовых соотношений спектральных составляющих огибающей;
- нелинейность амплитудной характеристики усилительного тракта, приводящая к изменению формы огибающей; одной из наиболее существенных причин этого является нелинейность амплитудного детектора, выделяющего огибающую ОМ сигнала, что и требует его дальнейшего усовершенствования.

#### **1.2.4. Цифровой метод обработки передаваемых сигналов в системах ОМ радиосвязи**

Как известно, использование вместо аналоговой схемотехники цифровой в большинстве случаев оправдывается и приводит к отделенному выигрышу.

Однако, для систем ОМ радиосвязей, где основные преимущества достигаются благодаря узкополосной сигналов, непосредственное применение систем цифровой обработки нецелесообразно из-за значительного расширения полосы излучаемого сигнала.

Поэтому, когда речь идет о цифровой обработке, будем подразумевать систему, в которой сигналы на входе и выходе аналоговые, а усиление или промежуточная обработка цифровая .

В приведены преимущества такого метода усиления перед методом раздельного усиления составляющих сигнала, а также описаны два варианта построения цифрового усилителя ОМ сигнал.

Структурная схема первого варианта или так называемого цифрового усилителя с цифровой обработкой мгновенного значения ОМ сигнала приведена на рис. 1.6.

Сформированный на рабочей частоте ОМ сигнал с выхода блока 1 поступает на блок 4 аналого-цифрового преобразователя (АЦП) и детектора полярности (блок 2). На блок АЦП кроме ОМ сигнала поступает сигнал тактовой частоты с выхода блока 3. Тем же образом, сформированный цифровой код, полученный на выходе блока 4, усиливается в мощном цифро-аналоговом преобразователе (ЦАП), состоящем из блоков 5 и сумматоров 6, и фильтра нижних частот 7.

В зависимости от полярности мгновенного значения ОМ сигнала усиления происходит либо в верхней половине (5А) или в нижней половине (5Б) блоков 5.

С помощью ФНЧ (блок 7) выделяется усиленный ОМ сигнал необходимого диапазона рабочих частот.

Достоинствами такого метода усиления является его широкополосность и высокий к. п. д., достигаемый благодаря использованию ключевого режима работы усилителя при 'фиксированном напряжении питания I постоянной нагрузке.

Однако на практике реализовать такой усилитель пока весьма затруднительно. Это прежде всего связано с необходимостью обеспечения высокого быстродействия цифровых блоков и обеспечения ключевого режима для частот необходимой для тактовой частоты.[2]

Второй вариант цифрового усилителя требует разделения составляющих ОМ сигнала и цифровому усилению подвергаются не мгновенные значения, а лишь огибающая сигнала.

Структурная схема усилителя мощности с цифровой обработкой огибающей ОМ сигнала приведена на рис.1.7.

Сформированный на рабочей частоте ОМ сигнал с выхода формирователя 1 поступает на амплитудный ограничитель 2 и детектор 3, где соответственно выделяются частотная составляющая и огибающая ОМ сигнала.

Затем в высокочастотном тракте частотная составляющая усиливается в усилительных (ключевых) каскадах 4 и 5, Огибающая ОМ сигнала в ОМ тракте после АЦП (блок 6) поступает на выход мощного ЦАП, состоящего из коммутатора 7, ключевых усилителей 5, сумматора 9 и блока выходных фильтров 10. Последний блок состоит из набора переключаемых фильтров, число которых определяется шириной рабочей полосы и допустимым уровнем побочных излучений.

При таком варианте построения цифрового усилителя недостаток предыдущего варианта исключается, потому что АЦП и ЦАП обрабатывают относительно низкочастотную огибающую ОМ сигнала;

В связи с этим в работе предпочтение отдается варианту построения цифрового усилителя мощности с цифровой обработкой огибающей ОМ сигнала.

Однако на практике и этот вариант имеет определенные недостатки которых отнести:

– относительно большой уровень комбинационных искажений, связанных с цифровой обработкой огибающей или, другими с; огибающая

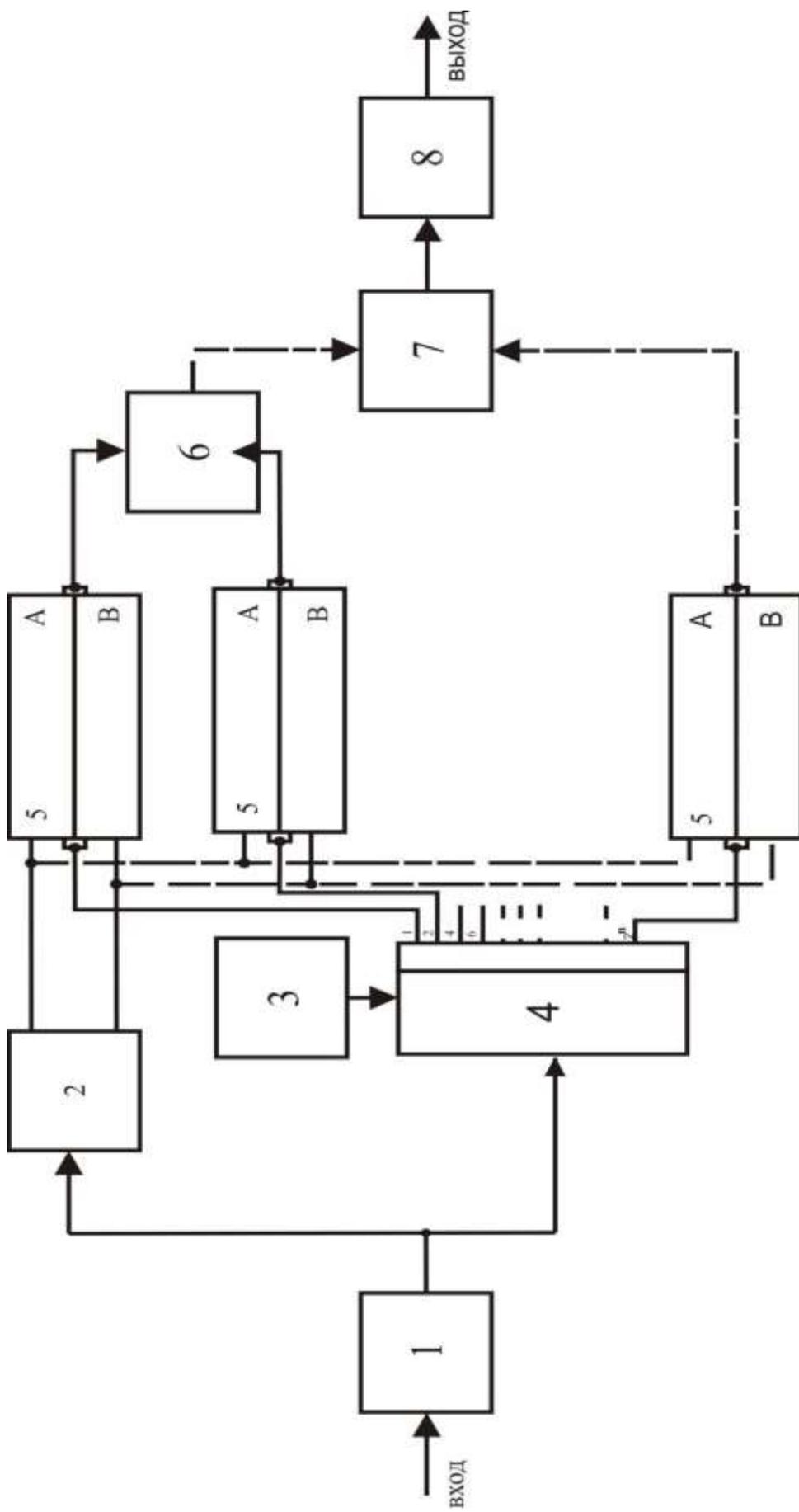


Рис.1.6. Структурная схема первого варианта или так называемого цифрового усилителя с цифровой обработкой мгновенного значения ОМ сигнала

- двух тонового сигнала состоит из суммы дискретных сигналов, и она имеет ступенчатую форму;
- использование для выделения огибающей амплитудного ограничителя вызывает амплитудно-фазовую конверсию;
- если даже считать АЦП идеальным, сам факт того, что перед АЦП используется диодный детектор для выделения огибающей: ОМ сигнала, существенно искажает выходной сигнал передатчика.

Проведенный в этом разделе краткий анализ некоторых существующих методов повышения эффективности ОМ радиосвязи показал, что в составе этих систем используется либо амплитудный ограничитель, либо детектор огибающей, либо оба этих элемента одновременно. Несовершенная работа амплитудного ограничителя детектора всегда в конечном итоге приводит к появлению нелинейных искажений в системе радиосвязи.[3,5]

Однако, на практике, в зависимости от условия работы их влияние на уровень нелинейных: искажений различное, в разных системах. Поэтому каждый конкретный вариант имеет свои особенности и требования к амплитудному детектору и ограничителю.

Исходя из материалов данной главы, можно обобщить недостатки применяемых амплитудного ограничителя и детектора:

- необходимость операции фильтрации выходного сигнала амплитудного ограничителя;
- появление амплитудно-фазовой конверсии при осуществлении операции амплитудного ограничения;
- невозможность подавления шумов при выполнении операции амплитудного ограничения речевого сигнала в паузах между ми и словами;
- при применении амплитудных детекторов для выделения огибающей ОМ имеет дело с сигналом с 100 % глубиной модуляции, следовательно, к нелинейности характеристики детектора предъявляются более жесткие

требования, чем при детектировании обычного АМ сигнала;

- большая инерционность применяемых детекторов при выделении широкополосных сигналов;
- ограниченность динамического диапазона детектора при выделении огибающей ОМ сигнала;
- невозможность детектирования сигналов, когда частоты модулированного сигнала и заполнения отличаются немного.

В связи с вышеизложенным возникает настоятельная необходимость разработки других методов построения амплитудных ограничителей и детекторов, свободных от перечисленных недостатков.

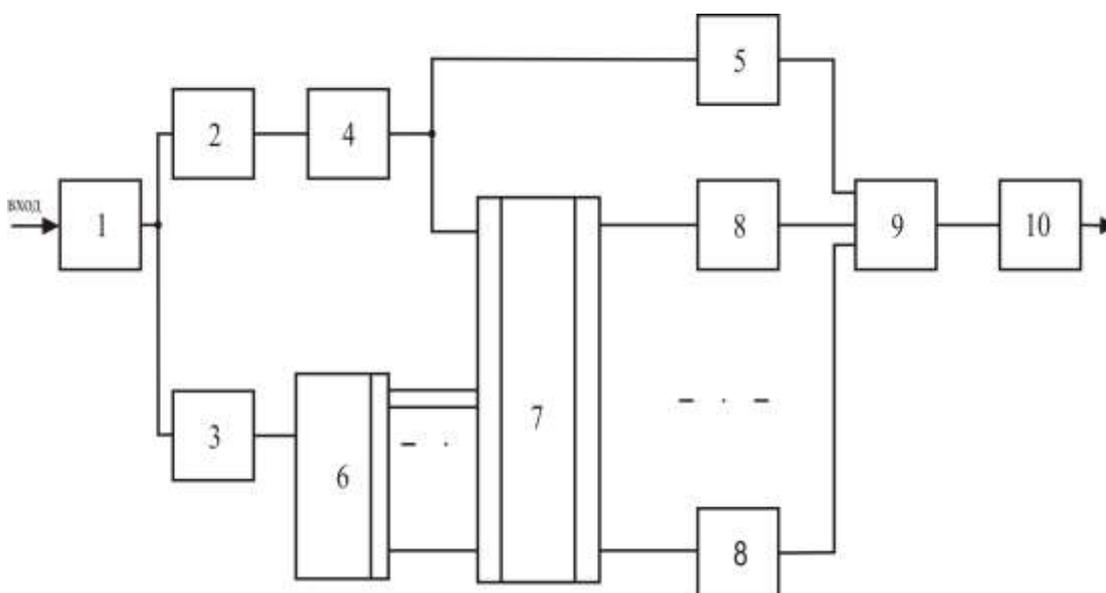


Рис.1.7. Структурная схема усилителя мощности с цифровой обработкой огибающей ОМ сигнала

## **Выводы**

В данной главе диссертационной работы получены следующие результаты:

1. При дальнейшем повышении эффективности ОМ радиосвязи необходимо совершенствовать амплитудный детектор и ограничитель.
2. Необходимо разработать устройства выделения огибающей ОМ сигнала, имеющие малые нелинейные искажения, большой динамической диапазон амплитуд входного сигнала.
3. Разработка устройства выделения ЧМ составляющей ОМ сигнала, обладающего щипальным уровнем паразитной фазовой модуляции.

## **ГЛАВА II. ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ И ВАРИАНТЫ ПОСТРОЕНИЯ УСТРОЙСТВА РАЗДЕЛЕНИЯ СОСТАВЛЯЮЩИХ ОМ СИГНАЛА НА ОСНОВЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ГИЛЬБЕРТА И ПРИНЦИПА АНАЛОГОВОГО ДЕЛЕНИЯ СИГНАЛОВ**

### **2.1. Принцип использования устройства разделения составляющих ОМ сигнала в системах амплитудного ограничения**

Как уже говорилось в предыдущей главе наиболее простым из существующих методов повышения эффективности, радиосвязи с ОМ является применение амплитудного ограничения.

В тоже время некоторым усложнением и применением другого подхода к выполнению операции амплитудного ограничения можно добиться уменьшения уровня амплитудно-фазовой конверсий ограниченного ОМ сигнала. Таким устройством, выполняющим операцию амплитудного ограничения, является устройство, состоящее из детектора огибающей, реализующий преобразование Гильберта, и аналогового делителя сигналов.

На рис. 2.1 представлена структурная схема устройства, состоящего из детектора огибающей и аналогового делителя. На входе устройства подключен функциональный блок 1-формирователь ОМ сигнала рабочего диапазона.

Детектор огибающей ОМ сигнала состоит из широкополосного фазовращателя 2, поворачивающего фазу входного сигнала на 90 градусов по всему диапазону частот, квадраторов 3 и 4, сумматора 5 и извлекателя квадратного корня 6. Выходной сигнал последнего функционального блока является сигналом огибающей ОМ.

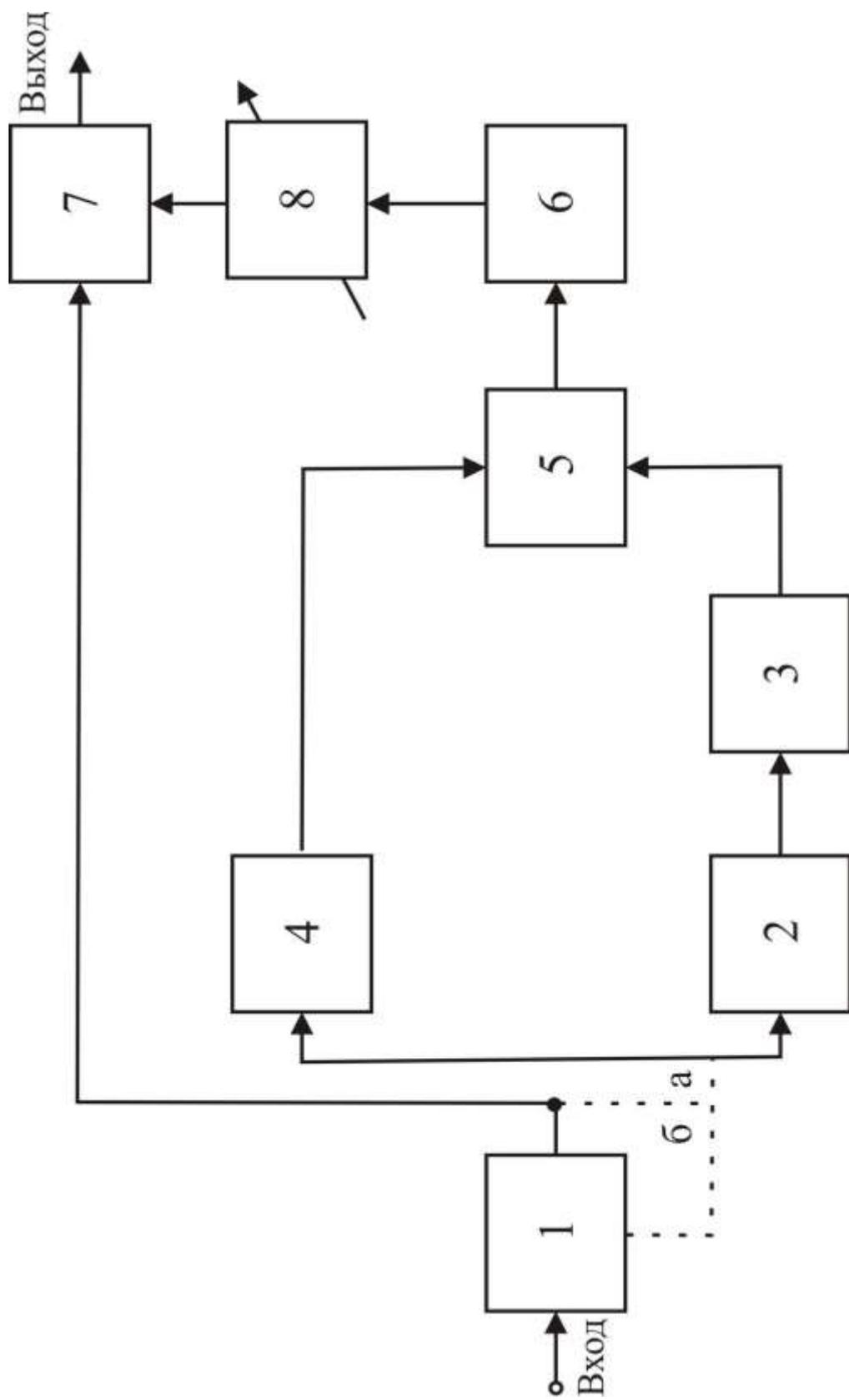


Рис. 2.1. Структурная схема устройства, состоящего из детектора огибающей и аналогового делителя.

Выходной сигнал формирователя ОМ или возбудителя I представим в виде узкополосного случайного процесса:

$$U_1 = \mathcal{V}(t)\cos\{\omega_0 + \varphi(t)\} \quad (2.1)$$

где  $\mathcal{V}(t)$  - огибающая ОМ сигнала;

$\omega_0 = 2\pi t$  - круговая рабочая частота;

$\varphi(t)$ - мгновенная фаза ОМ сигнала.

При таком сигнале, соответственно, на выходах функциональных блоков детектора огибающей:

- широкополосного фазовращателя 2

$$u_2 = -\mathcal{V}(t)\sin\{\omega_0 + \varphi(t)\} \quad (2.2)$$

- квадраторов 3 и 4

$$u_3 = \mathcal{V}^2(t)\sin^2\{\omega_0 + \varphi(t)\} \quad (2.3)$$

$$u_4 = \mathcal{V}^2(t)\cos^2\{\omega_0 + \varphi(t)\} \quad (2.4)$$

-сумматора 5

$$u_5 = \mathcal{V}^2(t) \quad (2.5)$$

извлекателя квадратного корня 6

$$u_6 = \mathcal{V}(t) \quad (2.6)$$

Отсюда видно, что выходной сигнал, функционального блока бивлекателя квадратного корня является огибающей входного ОМ сигнала. Если теперь исходный сигнал формирователя ОМ поделить на его огибающую, то можно получить "предельно" ограниченную или частотную составляющую ОМ сигнала. Эту операцию выполняет функциональный блок 7 - блок аналогового деления сигналов. Математически это можно записать в виде:

$$u_7 = \frac{u_1}{u_6} = \frac{v(t) \cos\{\omega_0(t) + \varphi(t)\}}{v(t)} = \cos\{\omega_0 t + \varphi(t)\} \quad (2.7)$$

Однако, такой сигнал в чистом виде передавать по радиоканалам нецелесообразно, так как несмотря на значительное увеличение средней мощности, полное "исчезновение" амплитудных изменений, аналогично клишированию, приведет к ухудшению качества связи или, точнее говоря, к снижению натуральности и разборчивости.

Кроме того, из-за неудовлетворения требований заданной полосы частот, необходимой для "предельно" ограниченного сигнала, получить такой сигнал реально на практике нельзя. Например, для наглядности рассмотрим спектр "предельно" ограниченного двух тонового сигнала [I] « Полоса частот для этого сигнала нужна фактически бесконечная, но однако, на практике любой реальный элемент имеет определенную ограниченную полосу частот. Поэтому реально на практике идеально ограниченный сигнал получить нельзя.

Следовательно, при использовании устройства, состоящего ректора огибающей и аналогового делителя как ограничитель ОМ сигнала, реально получить невозможно «предельно» ограниченный сигнал.

Поэтому для использования этого устройства в качестве ограничителя необходимо на одном входе или точнее на выходе

оггибающей подключить блок порогового ограничения 8 с переменным пороговым уровнем.

Выходной сигнал блока порогового ограничения можно написать в виде:

$$u_8 = \begin{cases} V_0 & \text{при } V(t) \leq V_0, \\ V(t) & \text{при } V(t) > V_0, \end{cases} \quad (2.8)$$

$V_0$ - пороговое значение для сигнала оггибающей, при уровне оггибающей выше порогового уровня, то происходит операция деления исходного сигнала на его оггибающую, что дает ограниченный по амплитуде ОМ сигнал на выходе аналогового делителя.рис.2.1.

Если уровень оггибающей меньше порогового уровня, тогда будет выполняться операция деления не на оггибающую, а на постоянный сигнал. Вследствие этого, на выходе аналогового делителя получается ограниченный по амплитуде ОМ сигнал, для которого амплитуды ниже порогового уровня передается без изменения. [2,3]

При применении описанного устройства в качестве амплитудного ограничителя в передатчиках ОМ сигнала необходимую глубину ограничителя можно менять, например, изменяя уровень порогового ограничения (блок 8).

Реализация устройства разделения составляющих ОМ сигнала предусматривает два варианта:

- выделение оггибающей и выполнение амплитудного ограничения ОМ сигнала на рабочей частоте, когда замыкается цепь "а" (рис.2.1);
- выделение оггибающей на промежуточной частоте, а деление сигналов осуществляется на рабочей частоте, когда замыкается цепь "б" (рис.1.8). Этот вариант намного облегчает трудности практической реализации схемы детектора.

## **2.2. Принцип использования устройства разделения составляющих в системах командирования**

Устройство, состоящее из детектора огибающей, реализующего преобразование Гильберта, и аналогового делителя сигналов может быть применено для командирования сигналов.

Если детектор огибающей, реализующий преобразование Гильберта, использовать для выделения огибающей речевого сигнала, тогда широкополосный фазовращатель нужно выполнять с учетом рекомендаций. В данной работе достаточно подробно исследованы и приведены схемы практически реализуемых широкополосных фазовращателей речевого сигнала. Такими широкополосными фазовращателями, обладающими необходимой точностью выполнения операции поворота фазы во всем диапазоне частот речевых сигналов, являются так называемые мостовые фазовращатели.

Если использовать в качестве сжимателя динамического диапазона речевых сигналов делитель, тогда, естественно, при расширении динамического диапазона необходима обратная операция перемножение сигналов.

## **2.3. Вариант построения усилителя Кана с использованием устройства разделения составляющих ОМ сигнала**

Исследования усилителя мощности, построенного по Кана, показали, что в настоящее время использование классического амплитудного детектора и ограничителя для разделения составляющих ОМ сигнала не удовлетворяет поставленным требованиям обеспечения необходимых уровней нелинейных искажений. Следовательно, усовершенствовав эти функциональные блоки, т.е. улучшив качественные

параметры и характеристики, можно об требуемый уровень нелинейных искажений.

Поэтому представляет интерес вариант, когда для разделения составляющих ОМ сигнала используются детектор огибающей реализующий преобразование Гильберта, и аналоговый делитель сигналов.

Структурная схема такого варианта усилителя Кана приведена на рис. 2.2. В этой схеме функциональные блоки 2-6 соответствуют детектору огибающей, а 7 - аналоговому делителю сигналов. Остальные Функциональные блоки аналогичны схеме, приведенной на рис. 1.5 (8 - ключевой усилитель, 9 –пере множитель сигналов 10-преобразователь-усилитель-преобразователь).[2,3]

При такой реализации, если огибающая ОМ сигнала выделяется на рабочей частоте, тогда замыкается цепь "а", если, на промежуточной частоте замыкается цепь "б".

#### **2.4. Принцип использования устройства разделения составляющих ОМ сигнала в цифровом усилителе мощности.**

Как уже говорилось, в ранее данной работы, перспективных методов применения цифровой техники к усилителям мощности Кана является усилитель с цифровой обработкой огибающей ОМ сигнала.

Однако, и в этой схеме реализации (см.рис.1.5) для выделения огибающей и частотной составляющей ОМ сигнала используется классический амплитудный детектор и амплитудный ограничитель.

Если использовать для выделения составляющих ОМ сигнала устройство, состоящее из детектора огибающей, реализующего преобразование Гильберта, и аналогового делителя сигналов, тогда структурная схема имеет вид, изображенный на рис.2.2

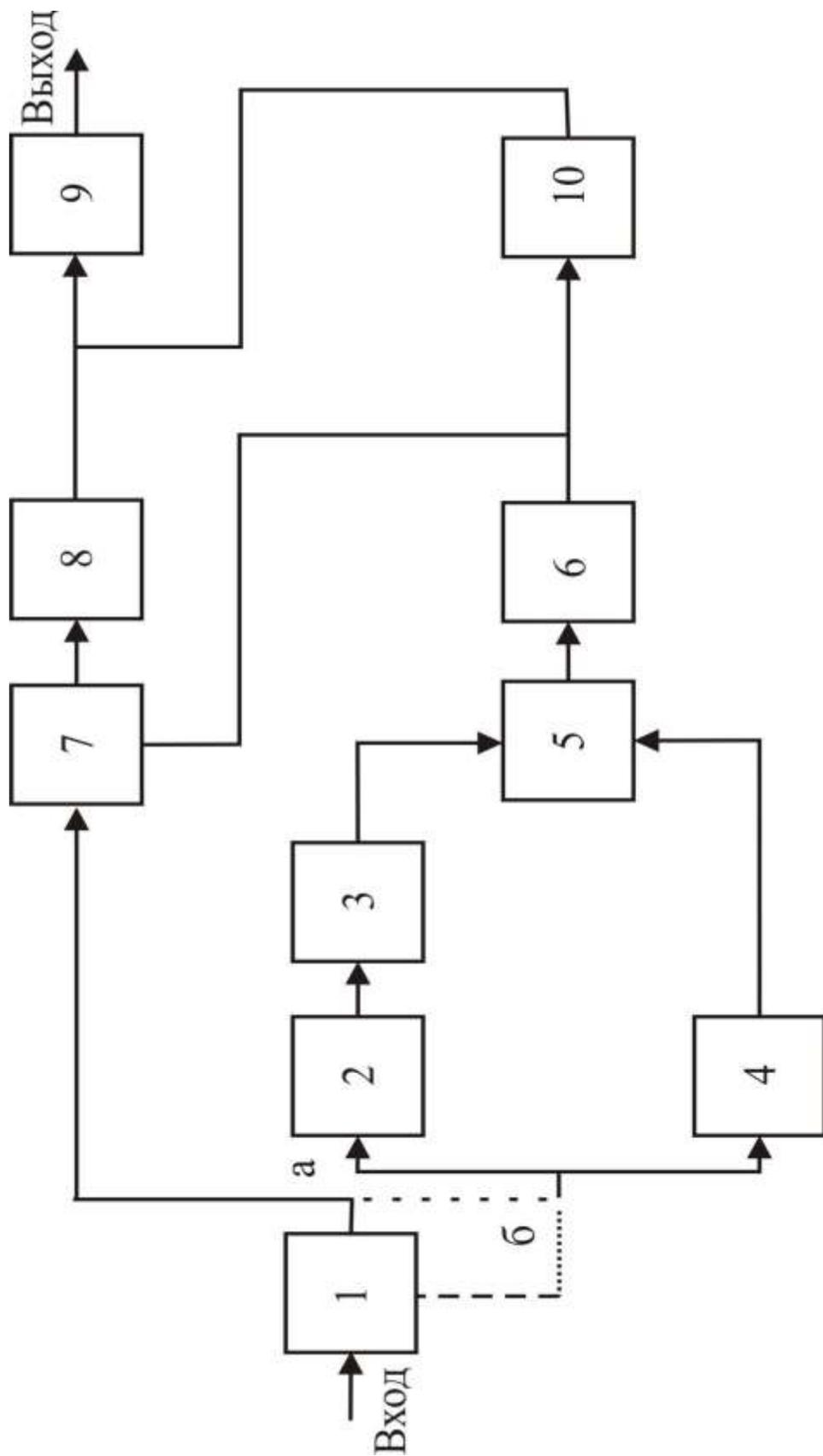


Рис.2.2. Структурная схема состоящее из детектора огибающей, реализующего преобразование Гильберта

Аналогично, как и в предыдущем случае, если огибающая выделяется на рабочей частоте, то замыкается цепь "а", а если на промежуточной частоте - тогда цепь "б".

Из приведенных структурных схем видно, что устройство, состоящее из детектора огибающей и аналогового делителя сигналов, можно применять в существующих системах повышения эффективности ОМ сигнала.

Причем, детектор огибающей, реализующий преобразование Гильберта, и аналоговый делитель сигналов должны обладать перед классическими детектором и амплитудным ограничителем следующими преимуществами:

- большим динамическим диапазоном амплитуд входного сигнала, в котором производится детектирование без искажений;
- отсутствием необходимости фильтрации выходного сигнала, что приводит к мало инерционности процесса детектирования;
- возможностью детектирования широкополосных сигналов независимо от соотношения частот модулирующего сигнала частоты заполнения;
- возможностью регулировки уровня сжатия динамического диапазона передаваемых сигналов.

## **Выводы**

В данной главе диссертационной работы получены следующие результаты:

1. Использование преобразования Гильберта в значительной степени повышает качества выделения огибающей ОМ сигнала.
2. Инерционность выделения огибающей с использованием преобразования Гильберта в значительной степени меньше чем при диодном детекторе.
3. Для выделения ЧМ составляющей использование делителя сигналов уменьшает уровень паразитной модуляции.

## ГЛАВА III. ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ ОСНОВНЫХ УЗЛОВ УСИЛИТЕЛЯ КАНА

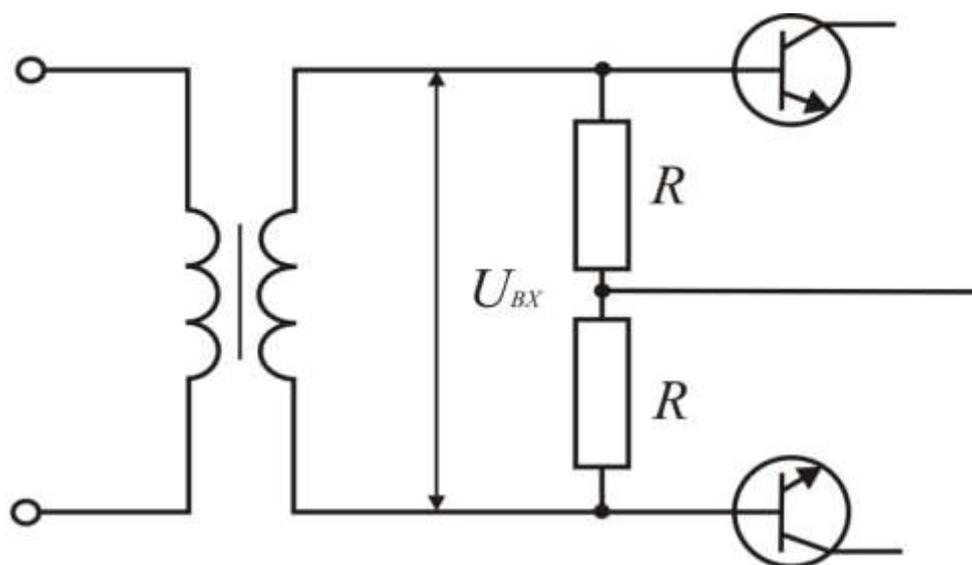
### 3.1. Анализ особенности высокочастотного тракта

При практической реализации ВЧ тракта, отвечающего требованиям, сформулированным в предыдущем параграфе, необходимо выбрать схемы выходных каскадов и провести анализ их модуляционных характеристик, в частности, зависимости КПД, амплитуды и фазы первой гармоники выходного напряжения от изменения напряжения питания. Важной задачей является также разработка способов улучшения основных характеристик ВЧ тракта в целом, таких, как равномерность усиления в диапазоне частот, устойчивость к изменению температуры окружающей среды, полного сопротивления нагрузки и т. д.

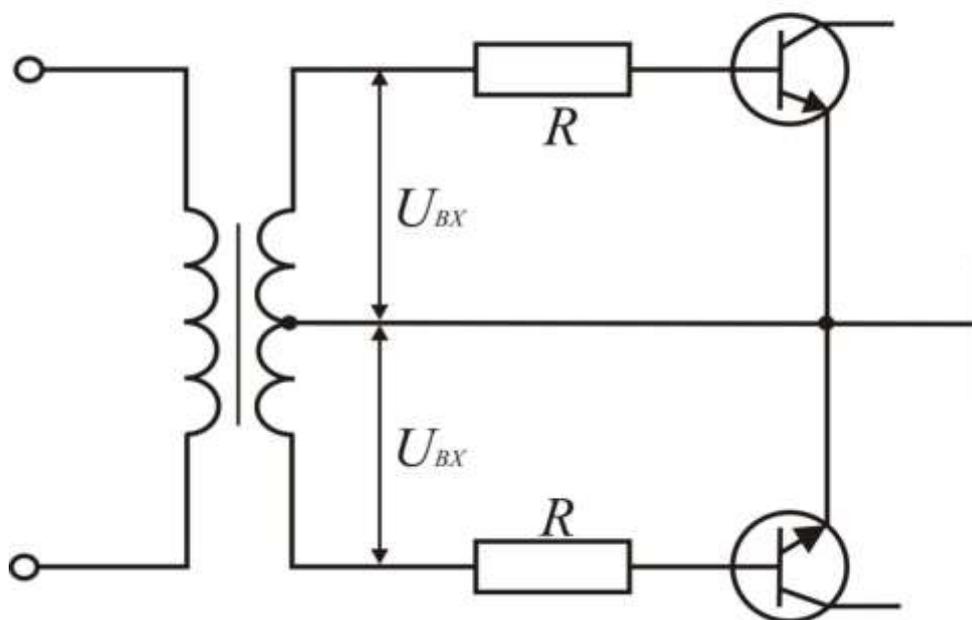
Схемы выходных и входных цепей каскадов ВЧ тракта. Выходные каскады широкодиапазонных усилителей мощности, как правило, строятся на базе двухтактных генераторов. При выборе генератора для выходного каскада ВЧ тракта необходимо исходить из основных особенностей его работы. Так, чтобы в выходном каскаде сохранялся ключевой режим работы при изменении температуры окружающей среды, рабочей частоты, при смене транзисторов и т. п., необходим запас по коэффициенту насыщения. В то же время при увеличении коэффициента насыщения в биполярных транзисторах возрастает время рассасывания и двухтактная схема работает в режиме с перекрытием. В этом случае для получения максимального КПД выходного каскада целесообразно использовать генераторы с ПТ.

Чтобы выяснить влияние схемы входной цепи на режим работы двухтактного генератора, сравним последовательную и параллельную схемы возбуждения (рис.3.1, а и б) в режиме работы с перекрытием. Считаем, что возбуждение производится от источника напряжения симметричных прямоугольных импульсов с амплитудой  $U_{вх}$ . Чтобы стабилизировать режим

работы и обеспечить безопасное напряжение на эмиттерных переходах транзисторов, в схему введены резисторы  $R$ .



a)



б)

Рис.3.1. Схемы входной цепи на режим работы двухтактного генератора

При одинаковых сопротивлениях резисторов  $R$  в последовательной и параллельной схемах и при условии  $R \gg r_{\text{б}}$  открывающий ток базы  $I_{\text{бI}}$  определяющий коэффициента насыщения транзистора и величину избыточного заряда, накопленного в структуре транзистора, в обеих схемах равен [16]

$$I_{\text{бI}} = (U_{\text{вх}} - E_{\text{отс}})/(R + r_{\text{б}}). \quad (3.1)$$

Считая, что на этапе рассасывания так же, как и на этапе насыщения, напряжение на эмиттерном переходе остается равным  $E_{\text{отс}}$ , находим запирающий ток базы в последовательной схеме (рис. 3.1,а)

$$I_{\text{бII}} = -\frac{U_{\text{вх}}}{2r_{\text{б}}}, \quad (3.2)$$

в параллельной схеме (рис. 3.1,б):

$$I_{\text{бII}} = -(U_{\text{вх}} + E_{\text{отс}})/(R + r_{\text{б}}). \quad (3.3)$$

Таким образом, ток базы  $I_{\text{бII}}$  на этапе рассасывания в последовательной схеме может быть значительно больше, чем в параллельной, что уменьшает время переключения и время рассасывания [18]. Однако при  $I_{\text{бII}} \gg I_{\text{К рас}}$  ( $I_{\text{К рас}}$  — ток коллектора на этапе рассасывания) транзистор переходит в инверсное состояние, когда эмиттерный переход закрывается раньше, чем коллекторный. При этом, как показывает эксперимент, время рассасывания и время спада импульса коллекторного напряжения существенно увеличиваются, что приводит к резкому снижению КПД.[3,17]

Необходимо помнить, что ток  $I_{\text{К рас}}$  в транзисторах генератора с ПТ ограничен напряжением питания и сопротивлением нагрузки, а в генераторе

с ПН определяется соотношением  $I_{K\text{ рас}} = I_{\text{бИ}} h_{21з}$ , и поэтому в ней инверсное состояние не наступает даже при коллектор-ной модуляции. В связи с этим генераторы с ПН целесообразно применять в сочетании с последовательной схемой возбуждения, а генераторы с ПТ - с параллельной.

### 3.2. Анализ модуляционных характеристик

При коллекторной модуляции генератора изменяется коэффициент насыщения транзисторов и соответственно время рассасывания  $\tau_{\text{рас}}$ . Изменение времени  $\tau_{\text{рас}}$  приводит к появлению амплитудной нелинейности модуляционной характеристики и изменению фазы первой гармоники в нагрузке двухтактного генератора.

Значение  $\tau_{\text{рас}}$ , аналогично, можно определить по выражению табл. 3.1.

$$\tau_{\text{рас}} = \tau_s \ln[1 + B(1 - e^{-\pi/\tau_s})], \quad (3.4)$$

где  $B = (I_{\text{бИ}} - \frac{I_{K\text{нас}}}{h_{21з}}) / (\frac{I_{K\text{рас}}}{h_{21з}} + |I_{\text{бИ}}|)$  -параметр, зависящий от схемы генератора, его входных и выходных цепей, а также от режима работы предыдущего каскада возбуждения;  $\tau_s$  — постоянная времени накопления заряда;  $I_{K\text{нас}}$ ,  $I_{K\text{рас}}$  ток коллектора в состояниях насыщения и рассасывания соответственно.

Определим модуляционные характеристики генераторов с ПТ и ПН, используя (3.4), причем для генератора с ПН будем использовать последовательную схему возбуждения (рис. 3.1,а), а для генератора с ПТ — параллельную (рис. 3.1,б).

В генераторе с ПН на этапе насыщения  $\tau_{\text{нас}}$  ток коллектора транзистора определяется следующим соотношением:

$$I_{K_{\text{нас}}} = 4E_K / (R_H + 4r_{\text{нас}}). \quad (3.5)$$

В режиме с перекрытием (на этапе  $\tau_{\text{нас}} = \pi - \tau_{\text{нас}}$ ) коллекторный ток (общий для обоих транзисторов)

$$I_{K_{\text{рас}}} = -h_{21э} I_{\text{БИ}}. \quad (3.6)$$

Согласно (3.2) ток  $I_{\text{БИ}}$  на этом же этапе должен быть равен  $U_{\text{вх}}/2r_{\text{б}}$ . Однако при таком малом входном сопротивлении исследуемого каскада с ПН транзисторы возбуждающего каскада, также работающего в ключевом режиме, могут выйти из состояния насыщения. В этом случае максимальное значение отдаваемого ими тока  $I_{\text{БИ}}$ :

$$I_{\text{БИ}} = -I_{\text{бI}} K_{\text{нас в}}, \quad (3.7)$$

где  $K_{\text{нас в}}$  - коэффициент насыщения транзисторов возбуждающего каскада.

Таким образом, с учетом (3.6) и (3.7) получаем

$$I_{K_{\text{рас}}} = h_{21э} K_{\text{нас в}} I_{\text{БИ}}. \quad (3.8)$$

С учетом (3.8)

$$B = \frac{I_{\text{БИ}} - I_{K_{\text{нас}}} / h_{21э}}{h_{21э} K_{\text{нас в}} I_{\text{БИ}} + I_{\text{БИ}} K_{\text{нас в}}} = \frac{K_{\text{нас в}} - 1}{2K_{\text{нас}} K_{\text{нас}}}, \quad (3.9)$$

где  $K_{\text{нас}} = I_{\text{БИ}} h_{21э} / I_{K_{\text{нас}}}$  - коэффициент насыщения транзисторов исследуемого генератора с ПН. Согласно (3.5)  $I_{K_{\text{нас}}}$  изменяется

пропорционально  $E_K$ , следовательно зависимость  $K_{нас}$  от  $E_K$  при неизменном  $I_{BI}$  можно представить в следующем виде:

$$K_{нас} = \frac{E_{K_{макс}}}{E_K} \quad (3.10)$$

где  $E_{K_{макс}}$  - напряжение питания, при котором  $K_{нас} = 1$  для определенного тока  $I_{BI}$ . С учетом (3.10) получаем

$$B = \frac{1 - \frac{E_K}{E_{K_{макс}}}}{2K_{нас в}}. \quad (3.11)$$

При этом согласно (3.4) и (3.11)

$$\tau_{рас} = \tau_s \ln \left[ 1 + \frac{1 - \frac{E_K}{E_{K_{макс}}}}{2K_{нас в}} \left( 1 - e^{-\frac{\pi}{\tau_s}} \right) \right]. \quad (3.12)$$

Фазовый сдвиг первой гармоники напряжения в нагрузке относительно входного напряжения связан с  $\tau_{рас}$  соотношением

$$\Delta\varphi_1 = \frac{\tau_{рас}}{2}, \quad (3.13)$$

которое справедливо для генератора и с ПН, и с ПТ.

Определим напряжение на нагрузке. В нагрузке выделяется прямоугольное симметричное напряжение со «ступенькой», длительность которой равна  $\tau_{рас}$ . Амплитуда первой гармоники этого напряжения [15]

$$U_{н1} = \frac{4}{\pi} U_H \sin \frac{\pi - \tau_{рас}}{2} = \frac{8}{\pi} \frac{E_K R_H}{R_H + 4r_{рас}} \sin \frac{\pi - \tau_{рас}}{2}. \quad (3.14)$$

Мощность первой гармоники

$$P_{H1} = \frac{U_{H1}^2}{2R_y} = \frac{32}{\pi^2} \frac{E_K^2 R_H}{(R_H + 4r_{нас})^2} \sin^2 \frac{\pi - \tau_{рас}}{2}. \quad (3.15)$$

Постоянная составляющая коллекторных токов  $I_{к0}$  в генераторе с ПН:

$$I_{к0} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_K d\tau = \frac{1}{\pi} \left( \int_0^{\pi - \tau_{рас}} I_{К\text{нас}} d\tau + \int_0^{\tau_{рас}} I_{К\text{рас}} d\tau \right).$$

Используя (6.5) и (6.8) и произведя соответствующие преобразования, получаем:

$$I_{к0} = \frac{4E_K}{R_H + 4r_{нас}} \left[ 1 + \frac{\tau_{рас}}{\pi} \left( \frac{E_{К\text{макс}}}{E_K} K_{нас\text{в}} - 1 \right) \right].$$

Определим зависимость КПД по первой гармонике  $\eta_1$  от напряжения питания  $E_K$ :

$$\eta_1 = \frac{P_{H1}}{E_K I_{к0}} = \frac{\frac{32}{\pi^2} \frac{R_H}{R_H + 4r_{нас}} \sin^2 \frac{\pi - \tau_{рас}}{2}}{\left[ 1 + \frac{\tau_{рас}}{\pi} \left( \frac{E_{К\text{макс}}}{E_K} K_{нас\text{в}} - 1 \right) \right]}. \quad (3.16)$$

Для удобства построения модуляционной характеристики выражение (3.14) представим в следующем виде:

$$\frac{U_{H1}}{U_{H1\text{макс}}} = \frac{E_K}{E_{К\text{макс}}} \sin \left( \frac{\pi - \tau_{рас}}{2} \right). \quad (3.17)$$

Далее определим  $\tau_{рас}$ ,  $U_{H1}$  и  $\eta_1$  для генератора с ПТ. Здесь в течение времени  $\tau_{рас}$  коллекторный ток транзистора  $I_{К\text{нас}} = 2I_{L\delta}$ , а в режиме перекрытия  $I_{К\text{рас}} = I_{L\delta}$ , где

$$I_{L\delta} = \frac{2E_K}{\left[ \left( 1 - \frac{\tau_{рас}}{\pi} \right) R_H + 2r_{нас} \left( 2 - \frac{\tau_{рас}}{\pi} \right) \right]}. \quad (3.18)$$

Амплитуда первой гармоники напряжения на нагрузке

$$U_{H1} = \frac{4}{\pi} I_{L_{\text{бл}}} R_H \sin \frac{\pi - \tau_{\text{рас}}}{2}. \quad (3.19)$$

Подставив (3.18) в (3.19) и произведя нормировку, получим:

$$\frac{U_{H1}}{U_{H1 \text{ макс}}} = \frac{E_K}{E_{K \text{ макс}}} \frac{R_H + 4r_{\text{нас}}}{R_H \left(1 - \frac{\tau_{\text{рас}}}{\pi}\right) + 2K_{\text{нас}} \left(2 - \frac{\tau_{\text{рас}}}{\pi}\right)} \sin^2 \frac{\pi - \tau_{\text{рас}}}{2}. \quad (3.20)$$

КПД по первой гармонике

$$\eta_1 = \frac{U_{H1}^2}{4R_H E_K I_{L_{\text{бл}}}} = \frac{8}{\pi^2} \frac{R_H}{R_H \left(1 - \frac{\tau_{\text{рас}}}{\pi}\right) + 2r_{\text{нас}} \left(2 - \frac{\tau_{\text{рас}}}{\pi}\right)} \sin^2 \frac{\pi - \tau_{\text{рас}}}{2}. \quad (3.21)$$

Далее определим  $\tau_{\text{рас}}$  в зависимости от режима работы. Для этого из (3.1) и (3.3) получаем

$$I_{BII} = -k I_{\text{бл}}, \quad (3.22)$$

где  $k = 1 + 2E_{\text{отс}} / (U_{\text{вх}} - E_{\text{отс}})$ . Используя (3.4) и (3.22), определяем:

$$\tau_{\text{рас}} = \tau_s \ln \left[ 1 + \frac{2(K_{\text{нас}} - 1)}{1 + 2k} (1 - e^{-\pi/\tau_s}) \right]. \quad (3.23)$$

Необходимо помнить, что в генераторе с ПТ в отличие от генератора с ПН коэффициент насыщения  $K_{\text{нас}}$  имеет более сложную зависимость от  $E_K$ . С учетом (3.18) можно получить, что

$$K_{\text{нас}} = \frac{E_{K \text{ макс}}}{E_K} \frac{\left(1 - \frac{\tau_{\text{рас}}}{\pi}\right) R_H + \left(2 - \frac{\tau_{\text{рас}}}{\pi}\right) 2r_{\text{нас}}}{R_H + 4r_{\text{нас}}}. \quad (3.24)$$

Поставляя (3.24) в (3.20) и (3.21), преобразуем им к следующему виду:

$$\frac{U_{н1}}{U_{н1 \max}} = \frac{1}{K_{нас}} \sin \frac{\pi - \tau_{рас}}{2}, \quad (3.25)$$

$$\eta_1 = \frac{8}{\pi^2} \frac{R_n}{R_n + 4r_{нас}} \frac{E_{к \max}}{E_k K_{нас}} \sin^2 \frac{\pi - \tau_{рас}}{2}. \quad (3.26)$$

Выражения (3.12), (3.13), (3.16), (3.17), (3.23), (3.25) и (3.26) позволяют рассчитать зависимости  $U_{н1}$ ,  $\Delta\varphi_1$  и  $\eta_1$  от  $E_k$  и сравнить двухтактные генераторы с ПТ и ПН в режиме коллекторной модуляции. В качестве примера и для обоснования выбора схем каскадов ВЧ тракта описываемого ниже усилителя Кана были рассчитаны модуляционные характеристики генераторов на транзисторах типа КТ930Б[3,18,19], имеющих  $\frac{\tau_s}{\omega} = 0,05$  мкс,  $r_{нас} = 0,2$  Ом,  $R_n = 1,25$  Ом. Результаты расчета соответственно для генераторов с ПН и ПТ приведены на рис. 3.2 и 3.3. Причем для наглядности амплитудная характеристика представлена в виде относительного отклонения от линейной зависимости

$$\delta_1 = \left( \frac{U_n}{U_{н1 \max}} - \frac{E_k}{E_{к \max}} \right) \left( \frac{E_k}{E_{к \max}} \right)^{-1}.$$

Анализ результатов расчета позволяет сделать следующие выводы:

генератор с ПН имеет более линейную амплитудную характеристику (малое  $\delta_1$ ), малую АФК, но низкий КПД;

генератор с ПТ имеет заметную нелинейность амплитудной характеристики, большую АФК, но повышенный КПД.

Таким образом, в окончательном каскаде ВЧ тракта, определяющем общие энергетические характеристики усилителя Кана, целесообразно применять двухтактные генераторы с ПТ. Чтобы улучшить их модуляционные характеристики, необходимо (как видно из выражений (3.13), (3.25) и (3.26)), обеспечить постоянство при  $\tau_{рас}$  модуляции, т. е. постоянство длительности импульсов напряжения на коллекторах транзисторов. Для этого необходимо

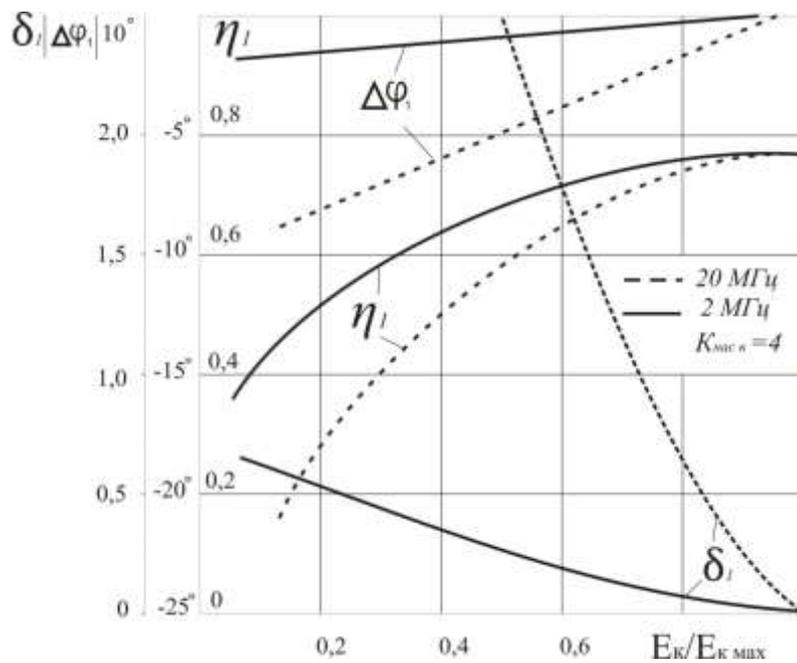


Рис. 3.2. Результаты расчета соответственно для генераторов с ПН

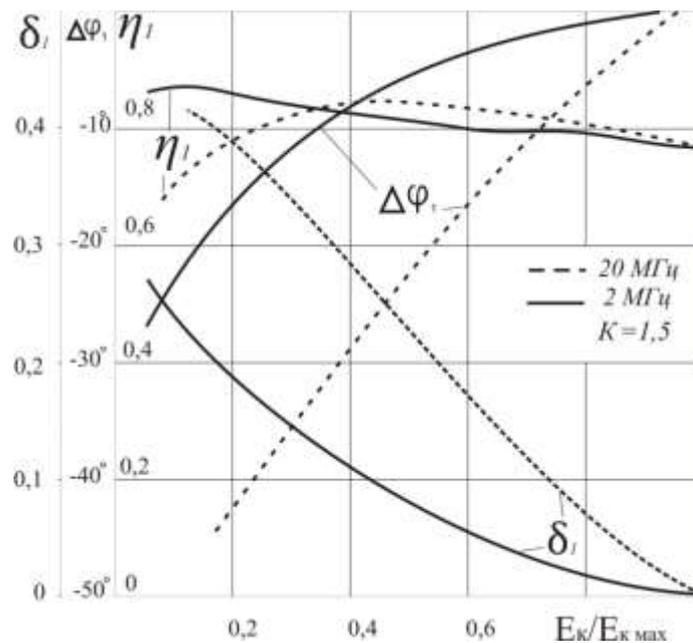


Рис.3.3. Результаты расчета соответственно для генераторов с ПТ

одновременно с изменением  $E_k$  определенным образом изменять  $U_{вх}$  (соответственно коэффициенты  $K_{нас}$  и  $k$  в выражении (3.23)). Этого, в свою очередь, можно достигнуть дополнительной коллекторной модуляцией предоконечного каскада ВЧ тракта. Для снижения возникающей при этом в пред

оконечном каскаде паразитной фазовой модуляции в нем необходимо применять генераторы с ПН.[3]

Для получения высоких качественных и энергетических характеристик в широком диапазоне рабочих частот при изменении температуры окружающей среды и сопротивления нагрузки глубину подмодуляции необходимо изменять в значительных пределах. Для этого было разработано устройство автоматической стабилизации режима (АСР) работы выходного каскада в условиях воздействия дестабилизирующих факторов. В качестве стабилизируемого параметра была выбрана длительность импульсов напряжения на коллекторах транзисторов выходного каскада, постоянство которой (как указано выше) определяет неизменность энергетических характеристик и отсутствие паразитной фазовой модуляции. Функциональная схема устройства АСР приведена на рис. 3.4. Как видно из схемы, напряжение  $u_k(\tau)$  с одного из транзисторов выходного каскада усилителя поступает через ФВЧ на амплитудный ограничитель (АО) и далее на ФНЧ. Таким образом, из  $u_k(\tau)$  устраняется постоянная составляющая  $E_{\text{мод}}(\tau)$  и в ограничителе формируется последовательность прямоугольных импульсов с постоянной амплитудой. Выделенная из этой последовательности постоянная составляющая  $E_0(\tau)$  пропорциональна только длительности импульсов коллекторного напряжения транзисторов выходного каскада. Напряжение  $E_0(\tau)$  после сравнения с опорным  $E_{0п}$  и дополнительного усиления подается в качестве напряжения питания  $E_y(\tau)$  на предоконечный каскад, чем и осуществляется автоматическое изменение напряжения возбуждения выходного каскада усилителя Кана, при модуляции, изменении рабочей частоты, температуры окружающей среды и сопротивления нагрузки.

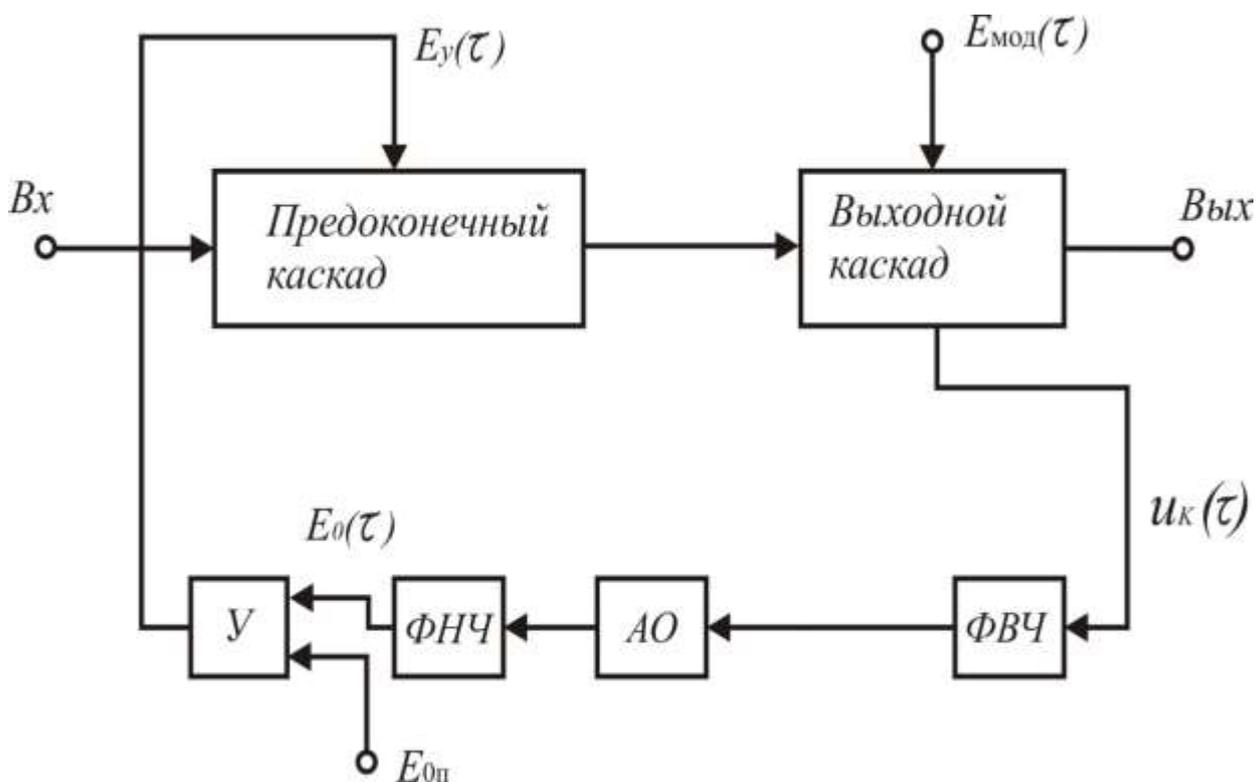


Рис.3.4. Функциональная схема устройства АСР

### 3.3. Исследование построения низкочастотного тракта

Основным назначением НЧ тракта является выделение и высокоэффективное усиление огибающей входного однополосного сигнала. Для получения высокого КПД НЧ тракт строится по принципу усилителя постоянного тока класса Д с ШИМ. Мощность сигнала огибающей на его выходе должна соответствовать мощности потребления оконечного каскада ВЧ тракта.

Тракт НЧ должен иметь линейную амплитудную характеристику, высокое подавление продуктов ШИМ, такие АЧХ и ФЧХ, при которых частотные искажения огибающей и ее временная задержка не вызывают комбинационных искажений на выходе усилителя Кана выше допустимого уровня. Для выполнения этих требований необходимо, в первую очередь, выбрать схему выходного каскада усилителя ШИМ сигнала, в наибольшей

степени определяющего энергетические и качественные характеристики НЧ тракта.[9]

Выходной каскад (рис. 3.5), состоящий из транзисторного ключа, диода рекуперации и ФНЧ, осуществляет усиление мощности ШИМ сигнала и его обратное преобразование, т. е. выделяет усиленный сигнал огибающей, причем при идеальных коммутирующих элементах осуществляется линейное преобразование. Однако из-за конечных сопротивлений транзистора  $r_{рас}$  диода  $r_d$  и внутреннего сопротивления источника питания  $r_n$  линейность нарушается. Из анализа схемы на рис.3.5 можно получить выражения для статической амплитудной характеристики выходного каскада НЧ тракта:

$$E_{\text{вых}} = \frac{E_n y}{1 + y \frac{r_n + r_{\text{нас}} - r_d + r_d}{R_H}} \quad (3.27)$$

где  $y = t_u/T$  – относительная длительность импульсов ШИМ сигнала.

Это выражения при идеальной линейности остальных узлов характеризует статическую амплитудную характеристику всего усилителя Кана, по которой можно оценить комбинационные искажения. Для этого, используя разложение в степенной ряд Тейлора, преобразуем (3.27) к следующему виду:

$$E_{\text{вых}} = E_n \sum_{i=0}^{\infty} \frac{[-(r_n + r_{\text{нас}} - r_d)/R_H]^{i-1}}{(1 + \frac{r_d}{R_H})^i} y^i. \quad (3.28)$$

Для оценки уровней комбинационных составляющих различных порядков при воздействии на усилитель двух тонового сигнала можно воспользоваться соотношениями, приведенными в [14]. Так, например уровень комбинационных составляющих (дБ) 3-го порядка.

$$K_{f3} = -20 \lg \frac{3}{4} \left[ \left( \frac{r_{\text{п}} + r_{\text{нас}} - r_{\text{д}}}{R_{\text{н}}} \right) / \left( 1 + \frac{r_{\text{д}}}{R_{\text{н}}} \right) \right]^2. \quad (3.29)$$

Выражение (3.29) можно упростить если положить  $\frac{r_{\text{д}}}{R_{\text{н}}} \ll 1$ :

$$K_{f3} = -20 \lg \left( \frac{3R_{\text{н}\Sigma}^2}{4} \right), \quad (3.30)$$

где  $R_{\text{н}\Sigma} = \frac{r_{\text{п}} + r_{\text{нас}} - r_{\text{д}}}{R_{\text{н}}}$ . График, построенный с использованием (3.30), приведен 3.6. При известных параметрах выходного транзистора и диода рекуперации по нему можно определить требуемое внутреннее сопротивление источника питания.

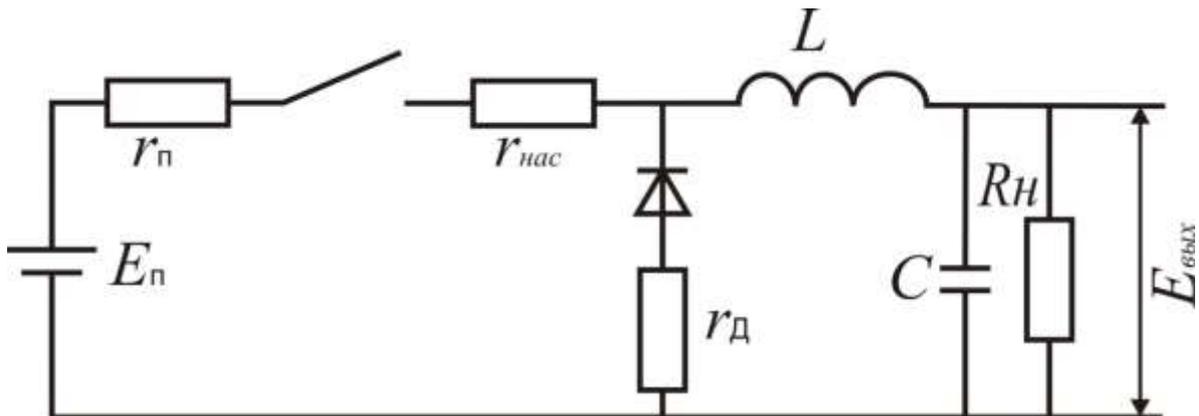


Рис.3.5. Выходной каскад состоящий из транзисторного ключа, диода рекуперации и ФНЧ

Другой причиной нелинейности амплитудной характеристики в выходном каскаде может являться недостаточная индуктивность  $L$  выходного фильтра (рис. 3.5). Возникающее в этом случае прерывание тока индуктивности вызывает паразитные осцилляции, что искажает форму импульсов ШИМ сигнала при  $u \rightarrow 0$ . Для устранения этого эффекта необходимо, чтобы амплитуда переменной составляющей тока

индуктивности была всегда меньше постоянной составляющей. Это выполняется при условии  $L \geq R_H/2F_T$  - тактовая частота ШИМ.[7,12]

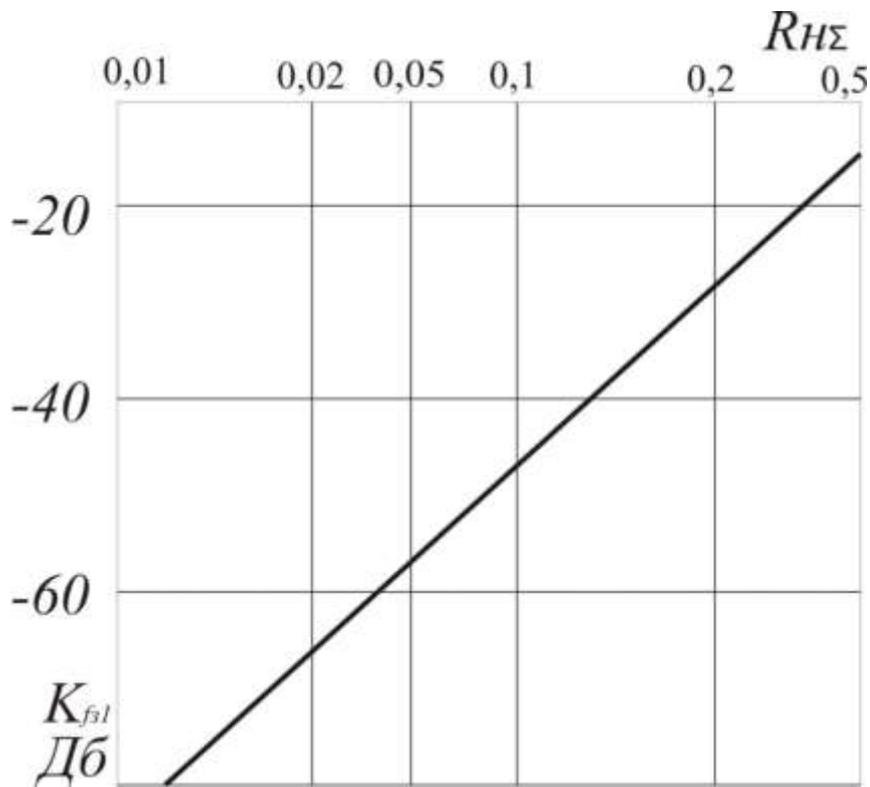


Рис.3.6. График, построенный с использованием

Следующей причиной искажения амплитудной характеристики является изменение ширины импульсов выходного ШИМ сигнала из-за конечного времени рассасывания избыточных зарядов в транзисторном ключе.[3,7,11]

Время рассасывания, аналогично (3.3), может быть оценено по соотношению

$$\tau_{рас} = \tau_s \ln \left[ 1 + \frac{K_{нас}-1}{1+K_{рас}} (1 - e^{-\tau_{вх}/\tau_s}) \right]. \quad (3.31)$$

где  $\tau_{вх} = 2\pi\gamma$  - длительность входного импульса, открывающего транзистор;  $K_{нас}$  и  $K_{рас}$  соответственно коэффициент насыщения и коэффициент рассасывания:

$$K_{\text{нас}} = \frac{I_{\text{БИ}} h_{21э}}{I_{\text{К нас}}}, \quad K_{\text{рас}} = \frac{I_{\text{БИ}} h_{21э}}{I_{\text{К нас}}}.$$

Как показывает анализ работы выходного каскада, ток  $I_{\text{К нас}}$  изменяется при изменении длительности импульсов, следовательно,  $K_{\text{нас}}$  и  $K_{\text{рас}}$  также зависят от  $\tau_{\text{вх}}$ . В результате амплитудная характеристика НЧ тракта с учетом только процессов рассасывания может быть представлена следующим выражением:

$$E_{\text{вых}} = E_{\text{п}} \left\{ \gamma - \frac{\tau_s}{2\pi} \ln \left[ 1 + \frac{K_{\text{нас}} - 1}{1 + K_{\text{рас}}} (1 - e^{-2\pi\gamma/\tau_s}) \right] \right\}. \quad (3.32)$$

Расчет уровня комбинационных составляющих по амплитудной характеристике (3.32) показывает, что при использовании современных биполярных транзисторов искажения выходного сигнала усилителя Кана, обусловленные расширением импульсов в усилителе ШИМ сигнала, весьма заметны.

Известные способы построения усилителя мощности ШИМ сигнала, позволяющие уменьшить обусловленные  $\tau_{\text{рас}}$  искажения амплитудной характеристики, направлены на стабилизацию коэффициента насыщения при изменении длительности импульсов. Однако в этом случае, как следует из (3.31), существенное уменьшение  $\tau_{\text{рас}}$  и его зависимости от длительности входного импульса  $\tau_{\text{вх}}$  возможно лишь при малом значении коэффициента насыщения  $K_{\text{нас}}$ . Это, в свою очередь, приводит к значительному увеличению параметрической чувствительности, т. е. зависимости  $E_{\text{вых}}$  и КПД от изменения рабочей температуры, питания, нагрузки, замены N транзисторов и т. п.

В связи с этим наиболее целесообразным представляется построение усилителя мощности ШИМ сигнала по схеме на рис.3.7. Здесь выходной транзистор (VT5) включен по схеме с ОК, что уменьшает инерционность процессов переключения, увеличивает входное сопротивление и снижает

параметрическую чувствительность. Отметим также, что при этом выходное напряжение усилителя ШИМ сигнала имеет положительную полярность, необходимую для питания окончных каскадов ВЧ тракта, что значительно упрощает реализацию усилителя Кана в целом.[3,8]

Искажения, вызванные инерционностью процессов рассасывания, возникают теперь только в предоконечном каскаде усилителя ШИМ сигнала, транзистор которого включен по схеме с ОЭ (VT3 на рис. 3.7). Однако здесь с этим можно бороться без заметного снижения КПД, вводя форсированное рассасывание VT3 с помощью дополнительного транзистора VT4. На вход транзистора VT4 через дифференцирующую цепь C1R4 подаются импульсы инвертированного входного ШИМ сигнала, открывающие его в момент окончания входного импульса.

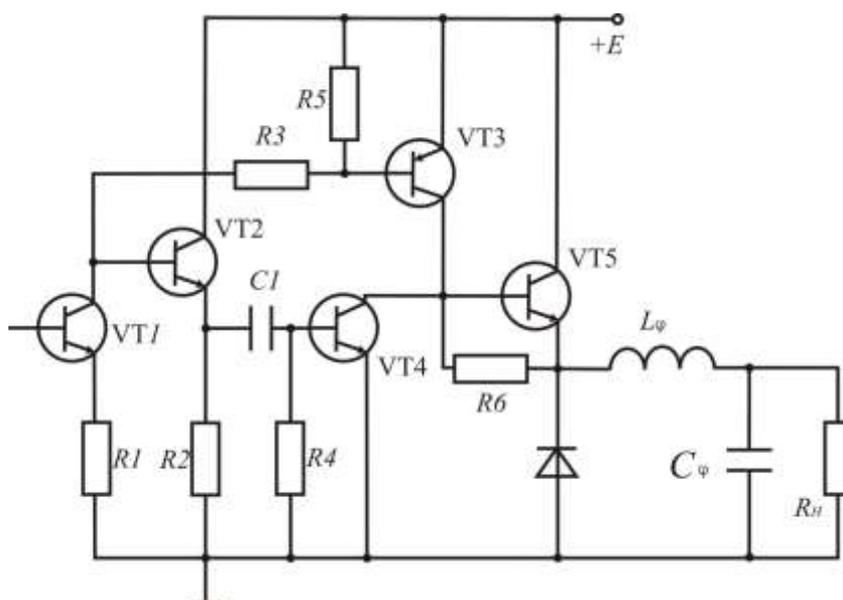


Рис.3.7. Схема построение усилителя мощности ШИМ сигнала

В результате возрастает коллекторный ток VT3, а время рассасывания существенно уменьшается. Таким образом, предложенная схема усилителя мощности ШИМ сигнала (рис. 3.7) позволяет получить линейную

амплитудную характеристику при высоком КПД и малой параметрической чувствительности. [3]

Помимо обеспечения малых нелинейных искажений к НЧ тракту усилителя Капа предъявляются жесткие требования по подавлению побочных продуктов ШИМ. Так, по современным нормам подавление должно достигать 100 дБ и более. Для обеспечения столь высоких требований необходимо использовать в НЧ тракте многоканальную ШИМ и соответствующим образом выбрать характеристики выходного фильтра.

Принцип многоканальной ШИМ основан на компенсации в общем выходном фильтре продуктов тактовой частоты и ее противофазных гармоник, поступающих от отдельных каналов. Противофазность гармоник в отдельных каналах усиления достигается временным сдвигом ШИМ последовательностей относительно друг друга при их формировании.

Необходимо иметь в виду, что для уменьшения уровней оставшихся побочных продуктов ШИМ в случае многоканальной ШИМ целесообразно использовать в качестве выходного фильтра полиномиальные (Чебышева и Баттерворта) ФНЧ. У таких фильтров модуль коэффициента передачи  $K_{\Phi}(\Omega)$  на частотах, много больших частоты среза (т. е. на тактовой частоте  $\Omega_T$  и ее гармониках  $n\Omega_T$ ), уменьшается каждым элементом фильтра практически обратно пропорционально частоте:

$$K_{\Phi}(n\Omega_T) = K_{\Phi}(\Omega_T)n^{-m}, \quad (3.33)$$

где  $m$  — число элементов ФНЧ. У фильтров Кауэра  $K_{\Phi}(\Omega)$  убывает намного медленнее.

Используя основные соотношения, приведенные в, и соотношение (3.33), можно получить выражение, характеризующее степень увеличения (дБ) подавления продуктов ШИМ  $\Delta_T$  при использовании многоканальной ШИМ по сравнению с одноканальным вариантом:

$$\Delta_T = 20(m+1) \lg \left[ N \frac{1-J_0(2\pi)}{1-J_0(2N\pi)} \right], \quad (3.34)$$

где  $J_0$  - функция Бесселя первого рода нулевого порядка;  $N$  — число каналов. Аналогично можно получить выражение для оценки допустимой ошибки установки фазы ШИМ сигнала в отдельных каналах:

$$\Delta\varphi = \left\{ N^{2m} \frac{1-J_0(2\pi)}{1-J_0(2N\pi)} \left[ 1 + \left( \sum_{i=1}^{N/2} \sin \frac{2\pi}{N} (i-1) \right)^2 \right] \right\}^{-1/2}. \quad (3.35)$$

Для практических расчетов сомножитель  $[1 - J_0(2\pi)] \times [1 - J_0(2N\pi)]^{-1}$  в (3.34) и (3.35) можно приравнять к 1. При этом погрешность расчетов не превышает 10%.

Результаты расчета  $\Delta_T$  и  $\Delta\varphi$  при различном числе каналов  $N$  и элементов фильтра  $m$  приведены на рис.3.8. Как следует из графиков, использование многоканального принципа построения НЧ тракта позволяет существенно увеличить подавление продуктов ШИМ, причем содержание их уменьшается с ростом числа каналов и элементов фильтра. В то же время ужесточаются требования к точности установки фазы последовательностей импульсов в отдельных каналах.

Остановимся подробнее на вопросах проектирования входного ФНЧ, определяющего частотные характеристики НЧ тракта, а следовательно, и связанные с ними комбинационные искажения ОМ сигнала на выходе усилителя Кана. Кроме того, ФНЧ определяет уровень подавления продуктов ШИМ. Необходимо отметить, что для снижения уровня комбинационных составляющих требуется уменьшить временную задержку сигнала, т. е. увеличить полосу пропускания фильтра, в то время как для увеличения уровня подавления продуктов ШИМ требуется обратное. [7,8,11]

Таким образом, необходимо определить оптимальные частотные характеристики ФНЧ, позволяющие получить наименьший уровень искажений при заданном уровне подавления продуктов тактовой частоты.

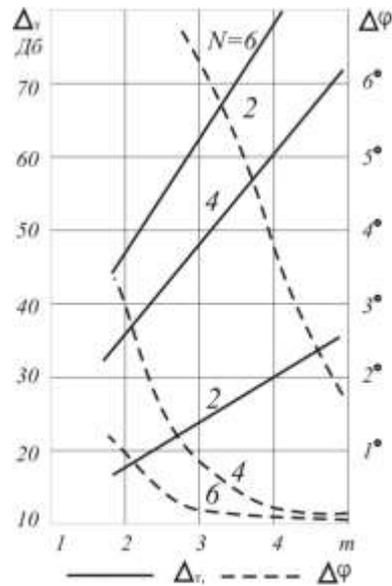


Рис.3.8. Результаты расчета  $\Delta_T$  и  $\Delta\varphi$  при различном числе каналов  $N$  и элементов фильтра  $m$

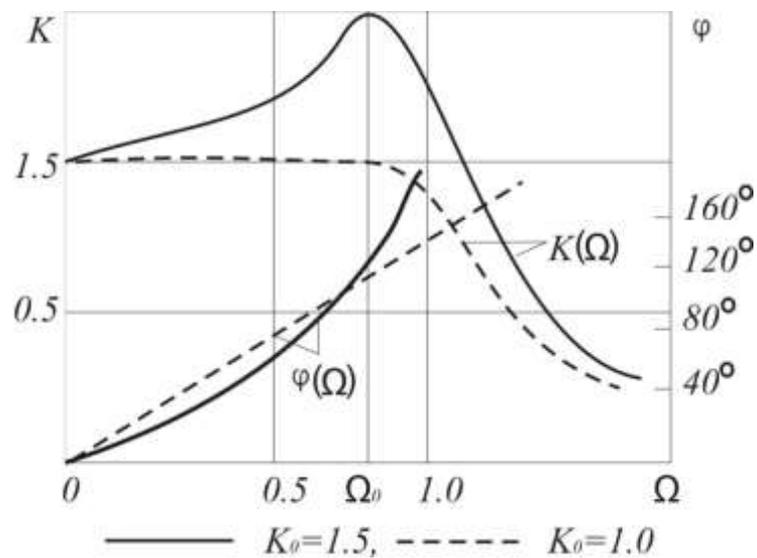


Рис.3.9. Предъявленным требованиям удовлетворяют характеристики.

В проведено сравнение различных фильтров и показано, что фильтр Кауэра по сравнению с другими фильтрами имеет преимущество по минимуму задержки при равномерной АЧХ в полосе пропускания и

заданном подавлении тактовой частоты. Однако использовать фильтр Кауэра в НЧ тракте с многоканальной ШИМ нецелесообразно. В связи с этим поиск оптимальных частотных характеристик производится для полиномиальных фильтров, передаточная функция которых [4,7]

$$K(j\Omega) = \frac{1}{[1 + \sum_{i=1}^m a_i (j\Omega)^i]}, \text{ где } \Omega = \omega/\omega_{\text{норм}} - \text{текущая частота; } \omega_{\text{норм}} -$$

частота нормировки;  $m$  — число элементов ФНЧ;  $a_i$  — коэффициенты полинома, выраженные через нормированные значения емкостей и индуктивностей фильтра (т. е. через коэффициенты  $a$ ).

При равномерной АЧХ фильтра частотные искажения огибающей в НЧ тракте отсутствуют и уровень комбинационных составляющих ( $K_f$ ) на выходе усилителя Кана определяется только временем задержки  $\tau_{зд}$  сигнала огибающей относительно ФМ составляющей ОМ сигнала. Причем величина  $\tau_{зд}$  определяется наклоном ФЧХ при  $\Omega \rightarrow 0$ , так как полоса пропускания фильтра значительно шире основной части спектра огибающей. Согласно теореме о связи вещественной и мнимой составляющих функции цепи, уменьшение наклона ФЧХ на начальном участке полосы пропускания и соответственно времени  $\tau_{зд}$  возможно при увеличении площади под кривой АЧХ, что при сохранении заданного подавления на тактовой частоте достигается лишь увеличением неравномерности АЧХ. В то же время для обеспечения малых частотных искажений огибающее АЧХ на начальном участке полосы пропускания должна оставаться равномерной. Предъявленным требованиям удовлетворяют характеристики на рис. 3.9, которые достаточно полно определяются двумя параметрами — коэффициентом передачи  $K_0$  на резонансной частоте и значением резонансной частоты  $\Omega_0$ . Учитывая вышесказанное, можно ожидать, что увеличение  $K_0$  от 1 и более должно приводить сначала к снижению уровня  $K_f$  на выходе усилителя Кана из-за уменьшения времени задержки  $\tau_{зд}$ , а затем к повышению из-за возрастания частотных искажений. Таким образом, можно найти оптимальные частотные характеристики ФНЧ, обеспечивающие при

заданном подавлении тактовой частоты минимальные комбинационные искажения на выходе усилителя.[3]

Эта задача была решена в путем направленного перебора параметров, описывающих частотные характеристики рис.3.10, с помощью ЭВМ. Причем уровень  $K_f$  оценивался с помощью стандартного двухтонового сигнала по методике. Расчеты производились для 2-, 3- и 4-элементных фильтров при разных значениях  $K_0$  и для заданных отношений частоты разноса  $\omega_p$  двухтонового сигнала к частоте нормировки  $\omega_{\text{норм}}$ . [12]

Анализ результатов расчета показал, что если выбрать частоту  $\omega_p$  равной полосе радиоканала и рассчитать уровень  $K_f$  3-го порядка, то при уменьшении  $\omega_p$  в полосе радиоканала не появляются комбинационные составляющие выше этого уровня. Это позволяет оценивать искажения усиливаемого сигнала при заданной сор по уровню комбинационной составляющей только 3-го порядка. Комбинационные составляющие более высоких порядков будут характеризовать в этом случае уровень внеполосных излучений. В связи с этим среди семейств частотных характеристик, определяющих одинаковое подавление продуктов ШИМ при различном  $K_0$ , оптимальными считаются такие, при которых обеспечивается наименьший уровень комбинационных составляющих 3-го порядка, а уровни составляющих более высоких порядков не превышают значений, получаемых при равно-мерной АЧХ в полосе пропускания фильтра, т. е. при  $K_0 = 1$ . [10,13]

Согласно этому критерию были определены оптимальные значения  $K_0$  для фильтров с различным  $m$ . Соответствующие им коэффициенты  $a$  и  $a$ , позволяющие рассчитать частотные характеристики фильтра и его LC-элементы, приведены в табл.3.1. Для этих же фильтров на рис.3.10 приведены зависимости уровня комбинационных составляющих 3-го порядка ( $K_{f3}$ , непрерывные линии) от ширины полосы пропускания, характеризуемой отношением  $\omega_{\text{норм}}/\omega_p$ . Для сравнения на этом рисунке приведены

аналогичные зависимости для фильтров с максимально гладкими характеристиками (при  $K_0 = 1$ ,) характеризующие также возможный наибольший уровень комбинационных составляющих высших порядков для оптимальных АЧХ (штриховые линии).

Таблица 3.1

m	$K_{0 \text{ опт}}$	$a_1$	$a_2$	$a_3$	$a_4$	$a_1$	$a_2$	$a_3$	$a_4$
2	1,2	0,96	1,0	-	-	0,96	1,042	-	-
3	1,6	1,417	1,684	1,0	-	0,823	2,046	0,594	-
4	1,5	2,161	2,9	2,408	1,0	0,959	2,089	1,202	0,415

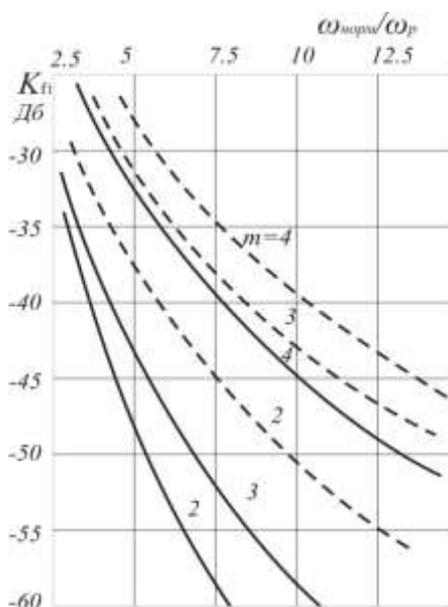


Рис.3.10. Частотные характеристики ФНЧ с помощью ЭВМ

Полученные результаты позволяют рассчитать параметры элементов ФНЧ, исходя из условия обеспечения либо наименьшего уровня комбинационных составляющих  $K_{f3}$  при заданном подавлении продуктов ШИМ  $A_T$ , либо наибольшего  $A_T$  при заданном  $K_{f3}$ . При любых исходных данных расчет должен начинаться с выбора числа элементов фильтра  $m$ . Число элементов должно выбираться наименьшим, однако необходимо учитывать особенности схемы ВЧ каскада, на который нагружен данный фильтр. Так, если

используется схема с ПТ, то ФНЧ должен заканчиваться индуктивностью (эта же индуктивность используется в качестве дросселя питания в ВЧ каскаде), т. е.  $m$  должно быть нечетным, если же используется схема с ПН, то  $m$  должно быть четным.

При выбранном  $m$  и заданной тактовой частоте  $\omega_T$  и  $A_T$  определяются частота нормировки

$$\omega_{\text{норм}} = \omega_T / 10^{A_T/20m} \quad (3.36)$$

и отношение  $\omega_{\text{норм}}/\omega_p$  где  $\omega_p$  выбирается равной верхней модулирующей частоте однополосного сигнала. Затем по графикам на рис. 3.10 определяется искомый минимально возможный уровень  $K_{f3}$ . Нормированные значения индуктивностей и емкостей при известном  $m$  определяются по табл. 3.1. Далее рассчитываются действительные значения  $L$  и  $C$  по известным соотношениям

$$L_i = \frac{a_i R_H}{\omega_{\text{норм}}}; \quad C_j = \frac{a_j}{\omega_{\text{норм}} R_H}. \quad (3.37)$$

Если заданным является допустимый уровень комбинационных составляющих  $K_{f3}$  и необходимо определить максимально возможное подавление  $A_T$ , то после выбора  $m$  по графику на рис.3.10 определяется отношение  $\omega_{\text{норм}}/\omega_p$  и производится расчет  $A_T$  по соотношению (3.36). Далее, используя табл. 3.1 и соотношения (3.37) определяют действительные значения Z-С-элементов фильтра.

С целью улучшения характеристик НЧ тракта и повышения стабильности его работы в реальных условиях эксплуатации можно использовать балансную обратную связь (ОС) (рис. 3.11). Здесь входной сигнал одновременно подается на компаратор (К) и на устройство сравнения (УС). Выходной сигнал НЧ тракта, уменьшенный делителем (Дел) до уровня

входного сигнала, также подается на устройство сравнения, на выходе которого образуется разностный сигнал, содержащий продукты искажений. Этот сигнал усиливается в УПТ и через сумматор  $\Sigma$  вместе с опорным напряжением треугольной формы подается на компаратор.[7,10]

Следует отметить, что сигнал, поступающий на делитель, целесообразно снимать не с выхода НЧ тракта, а с первого звена выходного фильтра, что обусловлено следующим:

последние элементы фильтра препятствуют проникновению в цепь ОС ВЧ напряжения, действующего в коллекторных цепях каскадов ВЧ тракта;[7]

НЧ тракт с ОС подобного типа потенциально устойчив, так как фазовый сдвиг напряжения на выходе первого звена фильтра достигает  $180^\circ$  лишь при  $\omega \rightarrow \infty$ . [7,19]

Поскольку НЧ тракт является усилителем однополярного сигнала, то при введении ОС в нем могут возникать искажения, связанные с отсечкой суммарного сигнала (входного сигнала и сигнала ОС), действующего на входе усилителя, так как суммарный сигнал в отдельные моменты времени может стать меньше нуля. В связи с этим (как показали расчеты на ЭВМ) допустимая глубина обратной связи  $\beta$  не должна превышать 12 дБ. Кроме того, для сохранения оптимальных частотных характеристик при введении ОС необходимо первую индуктивность выходного фильтра увеличить  $\beta$  раз. При этом подавление побочных продуктов ШИМ возрастает на  $20 \lg \beta$  (дБ).

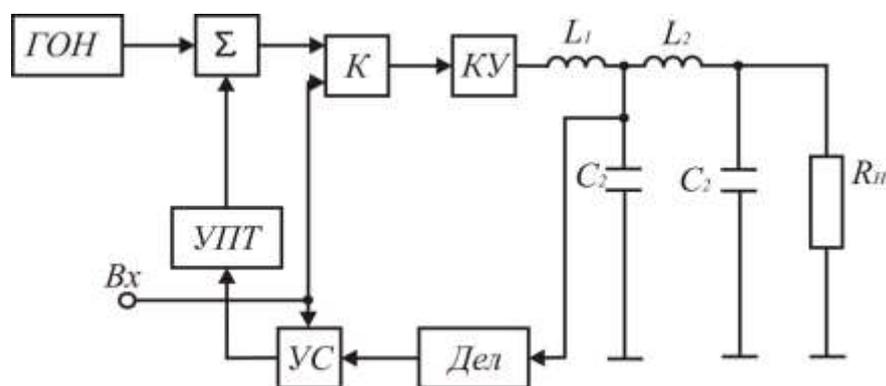


Рис.3.11. Схема балансную обратную связь НЧ тракта.

МИНИСТЕРСТВО ПО РАЗВИТИЮ ИНФОРМАЦИОННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ  
И КОММУНИКАЦИЙ РЕСПУБЛИКИ УЗБЕКИСТАН  
ТАШКЕНТСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ ИНФОРМАЦИОННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ

**РЕЦЕНЗИЯ**

на магистерскую диссертацию Абдалимова Маъруфа Норкуловича  
на тему: «Устройства разделения составляющих сигналов и оценка их  
качественных параметров»

Проблемы повышения эффективности радиопередающих устройств является актуальной задачей. При повышении эффективности и разделении составляющих высокочастотных сигналов одновременно предъявляются требования качественным параметрам. По этому разделения составляющих высокочастотного сигнала с высокому параметрами или наименьшими искажениями востребованная задача настоящего дня.

При повышенных требованиях к техническим характеристикам (потребляемая мощность, КПД линейность характеристик и.т.д) создание радиопередатчиков с высокоэффективными усилителями мощности в определенной степени решает вопросы дальнейшего повышение КПД и уменьшения потребляемой мощности.

В связи с этим магистерская диссертация М.Н. Абдалимова, посвященная исследования построения основных узлов усилителя Кана для ОМ радиосвязи, является актуальной.

Диссертация содержит в себе введение, три главы, заключение, список цитированной литературы.

В первой главе приведены метода повышения эффективности ОМ радиосвязи.

Во второй главе представлен материал по основы и варианты построения устройств разделения составляющих ом сигнала на основе преобразования Гильберта и принципа аналогового деления сигналов.

В третьей главе М.Н. Абдалимова изложен материал по исследованию особенности высокочастотного тракта и анализ его модуляционных характеристик. Автором приведены и проанализированы построения низкочастотного тракта. Установлено, что делитель сигналов позволяет уменьшить уровень паразитной модуляции высокочастотного сигнала в 2,0-2,5 раза.

Исследования выделения огибающей и частотно-модулированных составляющих на перспективных схемах дают в определенной степени повышение эффективности.

В заключении представлены основные результаты и выводы по выполненной работе.

При оценке научной новизны необходимо отметить следующие моменты:

- показана возможность определить и оценить качественные параметры передающих, приемных устройств при передаче групповых сигналов.

Практическая ценность работы М.Н. Абдалимова заключается в том, что полученные результаты могут быть использованы практически для оптимизации работы повышения эффективности ОМ радиосвязи.

По результатам исследований М.Н. Абдалимова опубликованы 3 работы.

По работе М.Н. Абдалимова можно сделать следующие замечания:

- недостаточно показана устройства разделения составляющих реализуются на базе амплитудных ограничителей и детекторов;

- из за ограниченности объема работы не показаны все возможные варианты практического использования устройства разделения составляющих ОМ сигнала.

Вместе с этим, сделанные замечания не затрагивают основных положений и выводов магистерской диссертации М.Н. Абдалимова, которая выполнена на хорошем научном уровне.

Сделанные замечания не затрагивают основных положений и выводов магистерской диссертации М.Н. Абдалимова, выполнена на хорошем научном уровне.

Диссертационная работа М.Н. Абдалимова удовлетворяет требованиям, предъявляемым к магистерским диссертациям, заслуживает оценки «отлично», а сам автор заслуживает присвоения ему академической степени магистра по специальности – 5A350101 «Телекоммуникационный инжиниринг».

к.т.н., проф. кафедры  
«Система телерадиовещания»,

  
Рахимов Т.Г.

## ТАҚРИЗ

Абдуалимов М.Н.нинг “Сигнал ташкил этувчиларини ажратиб олиш қурилмаси ва уларнинг сифат параметрларини баҳолаш” мавзусидаги илмий тадқиқот ишига

Ўрганилаётган илмий тадқиқот иши сигнал ташкил этувчиларини таҳлил қилиш ва уларни ажратиб олувчи қурилмаларнинг афзаллик ва камчилик томонларини аниқлаб сифат параметрларини баҳолашга қаратилган.

Илмий тадқиқот ишида мавжуд ва оммалашган сигнал ташкил этувчиларини ажратиб олиш қурилмалари архитектураси, ишлов бериш алгоритмлари ва методлари аниқлаб кўриб чиқилган. Шунингдек, ушбу илмий тадқиқот ишида тадқиқ этишнинг такомиллаштирилган имитацион модели ишлаб чиқилиши амалга оширилган, аммо айрим камчиликлар мавжуд:

моделлаштириш натижасида олинган айрим натижа ва хулосалар ҳали яқунланмаган бўлиб уни илмий тадқиқот иши ҳимоясига қадар яқунлаш талаб этилади.

Бугунги кунда маълумот алмашиниш ҳажми ва тезлигининг ортиб бориши, узатишни таъминловчи воситаларнинг чегараланганлиги, маълумот узатишнинг аппарат ресурслари имкониятларидан максимал фойдаланишни талаб этади. Шу сабабли бундай илмий изланишлар долзарб аҳамиятга эга бўлиб, натижаларни амалиётга тадбиқ этиш самарали ютуқларга олиб келади.

“Radioaloqa, radioeshittirish va  
televideniye markazi” ДУК



Техник ишлаб чиқариш  
лабораторияси бошлиғи

*A. Saidov* А. Сайидов

МИНИСТЕРСТВО ПО РАЗВИТИЮ ИНФОРМАЦИОННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ  
И КОММУНИКАЦИЙ РЕСПУБЛИКИ УЗБЕКИСТАН  
ТАШКЕНТСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ ИНФОРМАЦИОННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ

**О Т З Ы В**

на магистерскую диссертацию Абдалимова Маъруфа Норкуловича  
на тему: «Устройства разделения составляющих сигналов и оценка их  
качественных параметров»

Основной задачей радиосвязи или вещания является, как можно больше число пользователей разместить в ограниченный частотный ресурс или частотные полосы.

Поэтому на практике реализуются различные способы и методы уплотнения каналов радиосвязи или вещания.

Следовательно, часто необходима определить и оценить качественные параметры передающих, приемных устройств при передаче групповых сигналов.

В связи с этим магистерская диссертация М.Н. Абдалимова, посвященная исследования построения основных узлов усилителя Кана для ОМ радиосвязи, является актуальной.

М.Н. Абдалимова проведен обзор особенности построения устройства разделения составляющих ОМ сигнала, рассмотрены различные методы повышения эффективности ОМ радиосвязи, проведены тестирования, даны рекомендации по использованию усилителя Кана.

М.Н. Абдалимова обоснована важность проведения исследований и выполнены исследования.

Результаты исследований М.Н. Абдалимова опубликованы: на республиканской научно-технической конференции «Информационные технологии и проблемы телекоммуникаций» в 2014-2016 гг. в Ташкенте.

Во время работы над магистерской диссертацией М.Н. Абдалимова зарекомендовала себя дисциплинированной и исполнительской, умеющей

работать со справочной и технической литературой, умеющей проводить научные исследования, склонной к научному анализу.

Магистерская диссертация может быть рекомендована к предварительной защите на кафедре «Система телерадиовещания» и, в дальнейшем, к защите в Государственной комиссии.

Магистерская диссертация М.Н. Абдалимова по актуальности, новизне и важности полученных результатов отвечает требованиям, предъявляемым к магистерским диссертациям, а сам автор присвоения академической степени магистра по специальности – 5A350101 «Телекоммуникационный инжиниринг».

Научный руководитель,  
Зав. каф. «Система  
телерадиовещания», к.т.н., доцент



Соатов Х.С.