

ГОСУДАРСТВЕННЫЙ КОМИТЕТ СВЯЗИ, ИНФОРМАТИЗАЦИИ И  
ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ РЕСПУБЛИКИ УЗБЕКИСТАН  
ТАШКЕНТСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ ИНФОРМАЦИОННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ

К защите допустить

Зав. кафедрой

\_\_\_\_\_

\_\_\_\_\_ 201\_\_ г.

## ВЫПУСКНАЯ КВАЛИФИКАЦИОННАЯ РАБОТА

на тему **УСИЛИТЕЛЬ МОЩНОСТИ ЗВУКОВОЙ**  
**ЧАСТОТЫ С ШИРОКОПОЛОСНОЙ ООС**

Выпускник \_\_\_\_\_ ф.и.о.

подпись

Руководитель \_\_\_\_\_ ф.и.о.

подпись

Рецензент \_\_\_\_\_ ф.и.о.

подпись

Консультант по БЖД \_\_\_\_\_ ф.и.о.

подпись

В представленной выпускной квалификационной работе разработано устройство усиления мощности звуковой частоты с широкополосной ООС.

Разработана структурная схема устройства и описан принцип его работы.

Построена функциональная электрическая схема с применением современной схемотехники.

В работе проведен расчет основных элементов схемы и освещены вопросы безопасности и жизнедеятельности.

Использование современной микросхемотехники повышает быстродействие, экономичность и надежность работы устройства.

Кенг полсали салбий қарама-қарши алоқага эга бўлган Кўп канналли товуш частотаси қувватини кучайтириш қурилмаси (Кенг полосали СҚҚАга эга бўлган ККТЧҚК қурилмаси)

Мазкур малакавий битирув ишда кенг полосали СҚҚАга эга бўлган ККТЧҚК қурилмаси ишлаб чиқилган.

Шунингдек малакавий битирув ишида қурилманинг структуравий схемаси кўрсатилган ва унинг ишлаш тамойилларига таъриф берилган.

Замонавий схемотехника элементларидан фойдаланган ҳолда функционал электр схемаси қурилган.

Замонавий микросхемотехникадан фойдаланиш қурилмани ишлашини тезлигини, тежамкорлиги ва ишончлилигини оширади.

Шу билан бирга мазкур ишда ёнғин хавфсизлиги ва ҳаёт фаолиятига тегишли масалалар ёритилган.

In this final qualifying Multichannel UMZCh from broadband OOS is developed.

In final qualifying work the block diagram of the device is developed and the principle of its work is described.

The function electric circuit with application of modern circuitry is constructed.

Use of modern circuitry increases speed, profitability and reliability of operation of the device.

In work activity security measures are also considered.

## ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ .....	6
1. КЛАССИФИКАЦИЯ УСИЛИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ И ИХ ХАРАКТЕРИСТИКИ.....	8
1.1. Основные определения .....	8
1.2. Классификация электронных усилителей .....	12
1.3. Структурные схемы усилителей и их каскады .....	18
2. ОБРАТНЫЕ СВЯЗИ В УСИЛИТЕЛЯХ .....	21
2.1. Классификация обратных связей .....	21
2.2. Влияние обратной связи на параметры и характеристики усилительных устройств .....	26
3. МНОГОКАНАЛЬНЫЙ УМЗЧ С ШИРОКОПОЛОСНОЙ ООС .....	33
3.1. Разработка структурной схемы многоканального УМЗЧ с широкополосной ООС .....	33
3.2. Критерии и принципы ООС .....	34
3.3. Разработка принципиальной схемы многоканального УМЗЧ с широкополосной ООС .....	38
3.4. Электрический расчет параметров и элементов схемы .....	44
4 БЕЗОПАСНОСТЬ ЖИЗНЕДЕЯТЕЛЬНОСТИ .....	50
4.1. Воздействие ЭМИ на человека.....	50
4.2. Методы и устройства защиты от ЭМИ .....	52
4.3. Защита предприятия в чрезвычайных ситуациях и ликвидация последствий .....	55
4.4. Защитная автоматика и сигнализация .....	57
ЗАКЛЮЧЕНИЕ .....	62
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ .....	63
ПРИЛОЖЕНИЕ .....	65

## ВВЕДЕНИЕ

Доклад Президента Республики Узбекистан Ислама Каримова на заседании Кабинета Министров, посвященном основным итогам 2011 года и приоритетам социально-экономического развития на 2012 год, получил широкий положительный отклик со стороны трудящихся Республики Узбекистан.

В докладе отмечалось, что серьезные проблемы, возникающие на мировом рынке в связи с все более ощутимым сокращением спроса, не могут не сказаться негативно на реализации экспортных возможностей нашей страны и снижении валютных поступлений.

Несмотря на все эти проблемы, а также внутренние сложности и трудности, благодаря самоотверженному труду нашего народа у нас сегодня есть все основания по праву гордиться итогами 2011 года.

Продолжена реализация ряда проектов по развитию систем телекоммуникаций, в том числе проложено 73 километра оптико-волоконной связи на линии Джизак-Булунгур, активно расширяется мобильная связь и сеть Интернет. До 38 процентов увеличился охват населения цифровым телевидением.

Актуальность и значимость постановки этой цели диктуется в первую очередь тем, что в качестве главной нашей стратегии на современном этапе мы поставили перед собой задачу выхода нашей экономики в среднесрочной перспективе на уровень развитых демократических стран.

В настоящее время в технике повсеместно используются разнообразные усилительные устройства. В каждом радиоприёмнике, в каждом телевизоре, в компьютере и станке с числовым программным управлением есть усилительные каскады. В зависимости от типа усиливаемого параметра усилительные устройства делятся на усилители тока, напряжения и мощности. Усилитель мощности предназначен для передачи больших мощностей сигнала без искажений во внешнюю нагрузку

в качестве которой обычно выступает акустическая система. Обычно они являются выходными каскадами многокаскадных усилителей. Основной задачей усилителя мощности является выделение на нагрузке возможно большей мощности.

Усиление напряжения в усилителе мощности является второстепенным фактом. Для того чтобы усилитель отдавал в нагрузку максимальную мощность, необходимо выполнить условие  $R_{вых}=R_H$ . Основными показателями усилителя мощности являются: отдаваемая в нагрузку полезная мощность  $R_H$ , коэффициент полезного действия, коэффициент нелинейных искажений  $K_I$  и полоса пропускания АЧХ. Значительный запас мощности, которым обладает усилитель, позволяет получить большой динамический диапазон громкостей, что повышает естественность звучания, улучшает стабильность работы при номинальной мощности и обеспечивает незначительные нелинейные искажения. Максимальная выходная мощность, которая может быть передана в нагрузку, полностью определяется параметрами выходных транзисторов. Поэтому для усилителей мощности типичным является применение в оконечном каскаде высоковольтных транзисторов повышенной мощности, потребляющих большую энергию от источника питания. В свою очередь, максимальное использование выходных транзисторов по напряжению и току приводит к росту нелинейных искажений.

Снижение уровня нелинейных искажений достигается в основном введением глубокой ООС. Однако при этом возрастает запаздывание сигнала на выходе и в цепи ООС, что является причиной динамических искажений.

# 1. КЛАССИФИКАЦИЯ УСИЛИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ И ИХ ХАРАКТЕРИСТИКИ.

## 1.1. Основные определения.

Усилительным устройством (усилителем) называется устройство, в нагрузку которого поступает усиленный по мощности входной сигнал. Эффект усиления сигнала по мощности наблюдается только в том случае, когда имеется источник энергии, за счет которого можно увеличить мощность сигнала на выходе.

В зависимости от вида энергии, отбираемой от источника питания, усилители делятся на электрические, пневматические, механические и др. Электронные усилители представляют собой разновидность электрических, управление электрической энергией источника питания в которых происходит с помощью усилительных элементов (УЭ) например биполярных и полевых транзисторов, электронных ламп, транзисторных оптопар и т. п. В результате мощность  $P_0$ , потребляемая усилителем от источника питания, преобразуется УЭ в мощность  $P_2$ , выделяемую в нагрузку (рис. 1.1). Преобразование мощности  $P_0$  (в большинстве случаев постоянного тока) в мощность нагрузки  $P_2$  переменного тока происходит с помощью входной мощности  $P_1$ , получаемой усилителем от источника сигнала. (Здесь и в дальнейшем входным параметрам присваивается индекс 1, а выходным — 2.)

При усилении, как и при любом преобразовании сигнала, имеет место его искажение. В усилителях любые искажения усиленного сигнала не должны превышать допустимых. Таким образом, основным свойством электронного усилителя является его способность увеличивать мощность входного сигнала ( $P_1 < P_2$ ). Если же мощность входного сигнала превышает мощность выходного, хотя выходное напряжение и больше входного, например повышающий трансформатор, такое устройство не может считаться усилителем.



Рис 1.1. Структурная схема электронного усилителя.

В пассивных и активных элементах усилителя происходят потери энергии, в результате всегда выполняется неравенство  $P_2 < P_0$  и мощность потерь

$$P_n = P_0 - P_2$$

Из формулы следует, что при меньших потерях энергии в усилителе (или большем КПД) упрощается отвод тепла от УЭ, что весьма существенно в интегральных усилителях. Проблема повышения энергетических показателей электронных усилителей в связи с реализацией их элементов по интегральной технологии в настоящее время выдвигается на первый план. Это связано как с непрерывным ростом выходных мощностей усилителей, так и с повышением степени интеграции каскадов предварительного усиления.

Среди множества современных электронных устройств усилители электрических сигналов получили самое широкое распространение. Они применяются в устройствах радиосвязи, радиовещания, телевидения, измерительной техники, автоматики, вычислительной техники, устройствах бытовой техники и т. п. Поэтому трудно переоценить значение усилителей для современной науки и техники. В связи с таким огромным диапазоном применения электронных усилителей источники усиливаемых сигналов и нагрузки могут быть самыми разнообразными. В качестве источников сигнала используются микрофоны, термопары, фотоэлементы и другие

устройства, а также усилители, уровни выходных сигналов которых недостаточны для нормального функционирования нагрузки. Перечисленные источники усиливаемого сигнала имеют разные свойства и параметры, поэтому при анализе они представляются источниками ЭДС или тока (рис. 1.2). Нагрузками усилителей могут служить динамики, электронно-лучевые трубки, каналы связи, а также другие усилители.

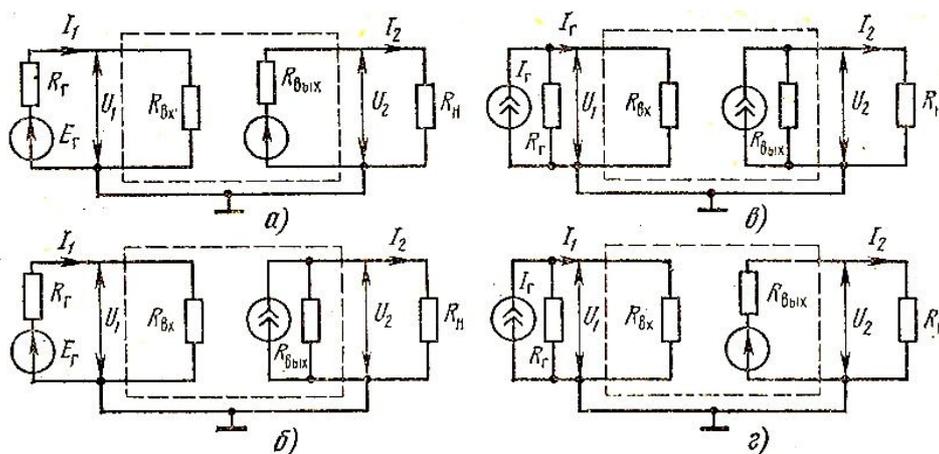


Рис. 1.2. Эквивалентные схемы усилителей

- а — источник напряжения, управляемый напряжением;
- б — источник тока, управляемый напряжением;
- в — источник тока, управляемый током;
- г — источник напряжения, управляемый током.

Поскольку перечисленные нагрузки усилителей сильно отличаются друг от друга по параметрам, то один и тот же усилитель при различных нагрузках может быть зависимым источником ЭДС или зависимым источником тока. Отметим, что наряду с зависимыми источниками ЭДС и тока имеются и независимые источники питания. При анализе необходимо учитывать соотношение между сопротивлением нагрузки и выходным сопротивлением усилителя. Если сопротивление нагрузки на два порядка и более превышает выходное сопротивление усилителя, то последний является источником напряжения (см. рис. 1.2 а, г). В противном случае имеем источник тока.

Когда входное сопротивление усилителя значительно превышает (не менее чем на два порядка) сопротивление источника сигнала, например источник сигнала — динамический микрофон, считается, что усилитель управляется напряжением (см. рис. 1.2 а, б). Если входное сопротивление усилителя значительно меньше, чем источника сигнала, например источник сигнала — вакуумный фотоэлемент, то усилитель управляется током (см. рис. 1.2 в, г).

Неотъемлемой частью любого усилителя является источник питания, который в большинстве случаев представляет собой источник постоянного тока (выпрямитель, химический источник тока и т.п.). Следует отметить, что в электронных усилителях может быть не один, а два и более источников питания. В магнитных и диэлектрических усилителях, а иногда и в мощных оконечных двухтактных каскадах электронных усилителей применяются источники переменного тока.

В качестве УЭ в усилителях используются биполярные и униполярные (полевые) транзисторы, аналоговые интегральные микросхемы, электронные лампы, тиристоры, транзисторные оптопары и другие приборы, т.е. для усиления электрических сигналов в них в основном применяются явления электрической проводимости в полупроводниках, в вакууме и т.д. Известно также, что электрические сигналы усиливаются с помощью дросселей насыщения (в магнитных усилителях), варикапов и варикондов (в диэлектрических усилителях) [1]. Однако магнитные и диэлектрические усилители принципиально отличаются от электронных и их совместное рассмотрение нецелесообразно.

### 1.3. Классификация электронных усилителей.

Классификация электронных усилителей только по назначению (измерительные, радиолокационные, следящих систем и т. д.) не раскрывает всех их особенностей, так как усилители различного назначения могут обладать одинаковыми свойствами. Поэтому, подразделяя усилители на типы, обычно учитывают:

- полосу и абсолютные значения усиливаемых частот;
- характер входного сигнала; назначение усилителя; используемые УЭ.

Все усилители характеризуются полосой пропускания  $\Delta f$ , которая равна разности верхней  $f_v$  и нижней  $f_n$  граничных (сопрягающих) частот. Полоса пропускания усилителя, как правило, увязывается с шириной спектра усиливаемого сигнала.

В зависимости от полосы усиливаемых частот усилители делятся на два типа: усилители постоянного тока (УПТ) и усилители переменного тока. Если избирательность обеспечивается за счет использования колебательных контуров, избирательные усилители называются резонансными. Избирательные усилители с плоским или многогорбым средним участком и резко ограниченными краями амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) называются полосовыми. Имеются и специальные узкополосные усилители с полосой пропускания всего несколько герц. На рис. 1.3, изображены АЧХ некоторых усилителей.

Различают УПТ без преобразования сигнала и с преобразованием сигнала. Они являются усилителями медленно изменяющихся сигналов. Для неискаженного воспроизведения таких сигналов необходима полоса частот от нуля до некоторой верхней частоты  $f_v$  (см. рис. 1.3а). Эти усилители усиливают как переменные составляющие входного сигнала, так и его постоянную составляющую.

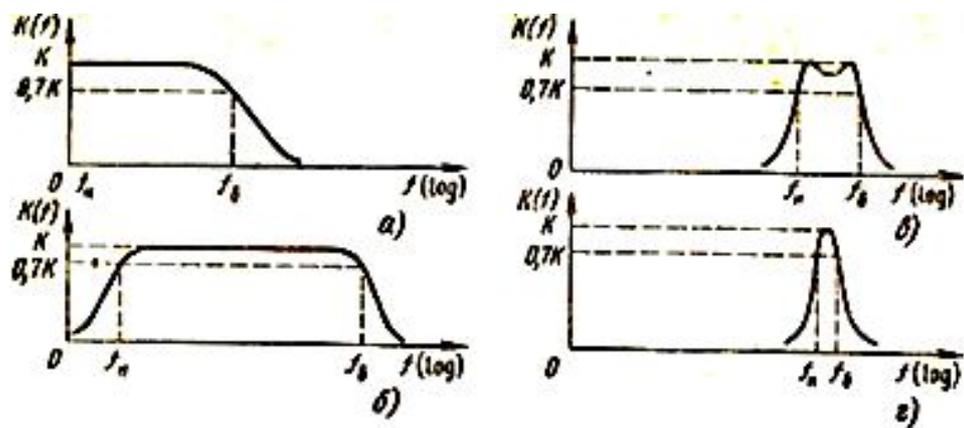


Рис. 1.3. Амплитудно-частотные характеристики усилителей:

- а — постоянного тока;
- б — широкополосного;
- в — полосового;
- г —резанансного.

Усилители звуковых частот (УЗЧ) относятся к усилителям переменных составляющих сигнала в диапазоне от  $f_n$  до  $f_в$  (см. рис. 1.3 б). Если верхняя частота  $f_в$  превышает 50 кГц, то усилители принято называть широкополосными. Они имеют отношение верхней граничной частоты к нижней до 106. При усилении звуковых сигналов верхняя граничная частота таких усилителей достигает 25 кГц, а при усилении импульсных сигналов —100 МГц. На АЧХ широкополосных усилителей выделяют области нижних и верхних частот, где имеют место амплитудно и фазочастотные искажения усиливаемого сигнала, и область средних частот, где эти искажения незначительны.

В избирательных усилителях такое расчленение АЧХ не практикуется, так как диапазон усиливаемых частот мал (см. рис. 1.3 в, г). Для избирательных усилителей характерно следующее неравенство:

$$f_в - f_n \ll \frac{f_в + f_n}{2} \text{ или } \frac{f_в}{f_n} \approx 1$$

Поскольку по протяженности занимаемого спектра частот входные сигналы могут быть двух видов: с широким или узким спектром частот, то усилители подразделяются на усилители гармонических сигналов

и усилители импульсных сигналов. К усилителям гармонических сигналов относятся устройства, в которых можно не считаться с переходными процессами, так как усиливаемые сигналы изменяются сравнительно медленно во времени. В усилителях импульсных сигналов усиливаемый сигнал изменяется настолько быстро, что продолжительность переходного процесса оказывает существенное влияние на форму выходного сигнала.

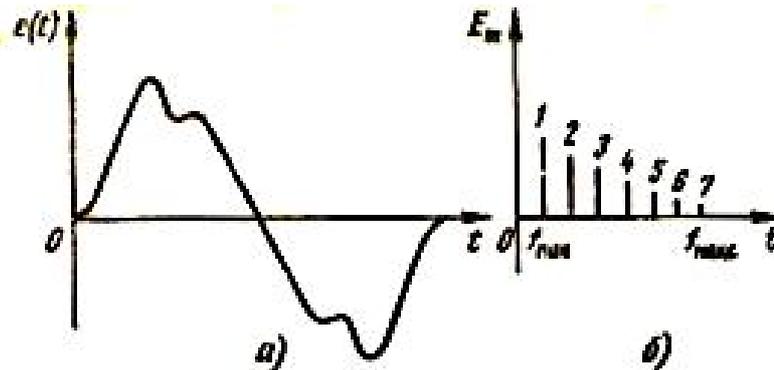


Рис. 1.4. Временная диаграмма ЭДС (а) и частотный спектр (б) усиливаемого сигнала

Так как в общем случае ЭДС усиливаемого сигнала описывается сложной функцией (рис. 1.4а), то она может быть разложена в гармонический ряд на составляющие, образующие дискретный спектр в случае периодической функции и сплошной спектр в случае непериодической (рис. 1.4 б). Спектр усиливаемого сигнала ограничивают частотами  $f_{мин}$  и  $f_{макс}$  (граничные частоты сигнала).

К сигналам с широким спектром частот (первого вида) относятся сигналы звуковой частоты, получаемые от микрофона, фототелеграфного аппарата, создаваемые Передающей телевизионной трубкой, и т.д. Они характеризуются отношением  $f_{мин} / f_{макс} \gg 1$ . Сигналы с узким спектром частот (второго вида), образующиеся в результате модуляции несущей частоты, называются радиочастотными сигналами. Для этих сигналов  $f_{мин} / f_{макс} \approx 1$ , так

как составляющие спектра в основном сосредоточены около несущей частоты.

Сигналы первого вида могут усиливаться как УПТ, так и усилителями переменного тока. Однако полоса усиливаемых частот должна соответствовать ширине спектра сигнала. Поскольку сигналы первого вида могут быть гармоническими и импульсными, то для их усиления применяются разные усилители. Если для гармонических сигналов допустимо неодинаковое смещение во времени отдельных составляющих спектра частот при их усилении, так как органы слуха человека его слабо воспринимают, то для импульсных сигналов смещение отдельных составляющих спектра частот во времени при усилении приводит к искажениям формы импульса.

Форма и периодичность импульсного сигнала могут быть различные, например ступенчатое напряжение, одиночные или повторяющиеся импульсы. На практике часто используются импульсы трапецеидальной формы, которые характеризуются фронтом, срезом и вершиной. Модификациями трапецеидального импульса являются прямоугольный, пилообразный и др. Если импульсы периодически следуют друг за другом, их характеризуют периодом (частотой) повторения. Отношение длительности импульса к периоду повторения называется коэффициентом заполнения, обратная величина коэффициента заполнения — скважностью импульса. Так как импульс состоит из чередующихся участков с нулевой и бесконечно большой производными, то при усилении такого сигнала в точках излома формы импульса наблюдается переходный процесс. Поэтому импульсные сигналы должны усиливаться специальными импульсными усилителями, которые имеют широкую полосу усиливаемых частот. Однако не следует отождествлять импульсные усилители с широкополосными.

По назначению усилители делятся на усилители напряжения, тока и мощности. Условия работы усилителей необходимо рассматривать как со стороны их входов, так и со стороны выходов.

Усилителем напряжения называется такой усилитель, у которого входное сопротивление значительно превышает внутреннее сопротивление источника сигнала ( $R_{\text{вх}} \gg R_{\Gamma}$ ). Тогда для эквивалентной схемы усилителя на рис. 1.2, а

$$U_1 = E_{\Gamma} \frac{R_{\text{вх}}}{R_{\text{вх}} + R_{\Gamma}}$$

В этом случае источник сигнала работает практически в режиме холостого хода, а входным параметром является напряжение, равное ЭДС генератора. Таким образом, данный усилитель является источником напряжения, управляемым напряжением (ИНУН), который предназначен для усиления входного напряжения до необходимого значения напряжения на выходе. На рис. 1.2б показана эквивалентная схема другого усилителя с такой же входной цепью, но с источником тока в выходной цепи, представляющего собой источник тока, управляемый напряжением (ИТУН).

Усилитель тока характеризуется неравенством  $R_{\text{вх}} \ll R_{\Gamma}$ . При этом условия для эквивалентной схемы усилителя на рис. 1.2 в

$$I_1 = I_{\Gamma} \frac{R_{\Gamma}}{R_{\text{вх}} + R_{\Gamma}} \approx I_{\Gamma}$$

причем заданной входной величиной будет ток, а сам источник сигнала работает в режиме короткого замыкания. Этот усилитель является источником тока, управляемый током (ИТУТ). Эквивалентная схема усилителя (см. рис. 1.2 г) с источником тока во входной цепи и источником напряжения в выходной представляет собой источник напряжения, управляемый током (ИНУТ).

Необходимо добавить, что один и тот же усилитель с неизменным входным сопротивлением может быть либо усилителем тока, либо усилителем напряжения в зависимости от внутреннего сопротивления источника сигнала. Например, усилитель на полевых транзисторах с входным сопротивлением около двух мегаом при работе с вакуумным фотоэлементом, внутреннее сопротивление которого около двухсот мегаом,

будет усилителем тока, а при работе с микрофоном, внутреннее сопротивление которого двести Ом, — усилителем напряжения. Для некоторых источников сигнала имеет существенное значение тип усилителя. Иногда в природе встречаются крайне маломощные источники сигнала, например биосигналы, внутреннее сопротивление которых приходится точно согласовывать с входным сопротивлением усилителя для передачи максимальной мощности от источника сигнала во входную цепь усилителя ( $R_r = R_{вх}$ ). В этом случае усилитель может быть усилителем напряжения или тока в зависимости от выходной цепи. Вид усилителя устанавливается при выявлении параметров источника сигнала и нагрузки. Термины «усилитель напряжения», «усилитель тока» и «усилитель мощности» правомерны, если размерности входных и выходных параметров одинаковые. В противном случае термин «усилитель» следует считать неудачным [ 1].

По последнему признаку усилители делятся на полупроводниковые, ламповые, магнитные, диэлектрические, изолирующие и др. Полупроводниковые усилители реализуются на транзисторах (биполярных и полевых), аналоговых микросхемах, операционных усилителях (ОУ), транзисторных оптопарах и т.д.

### 1.3. Структурные схемы усилителей и их каскады.

Для получения необходимого усиления в усилителе используются несколько УЭ, соединенных так, что сигнал, усиленный одним УЭ с помощью пассивных элементов связи (ЭС), например резисторов, конденсаторов, трансформаторов и т.д., подается на вход следующего УЭ. Усилительный элемент и отнесенные к нему пассивные ЭС образуют усилительный каскад. Поскольку на практике требуется коэффициент усиления более высокий, чем может дать один каскад, то используются многокаскадные схемы усилителей.

В многокаскадном усилителе (рис. 1.5) применяется несколько УЭ, которые с помощью ЭС в зависимости от предъявленных к усилителю требований могут обеспечивать непосредственную (гальваническую), емкостную, трансформаторную, оптронную и, наконец, комбинированную связи между каскадами. Как показано на рис. 1.5, каскад усиления представляет собой активный четырехполюсник. В дальнейшем на структурных схемах усилителей УЭ и ЭС будут изображаться одним четырехполюсником.

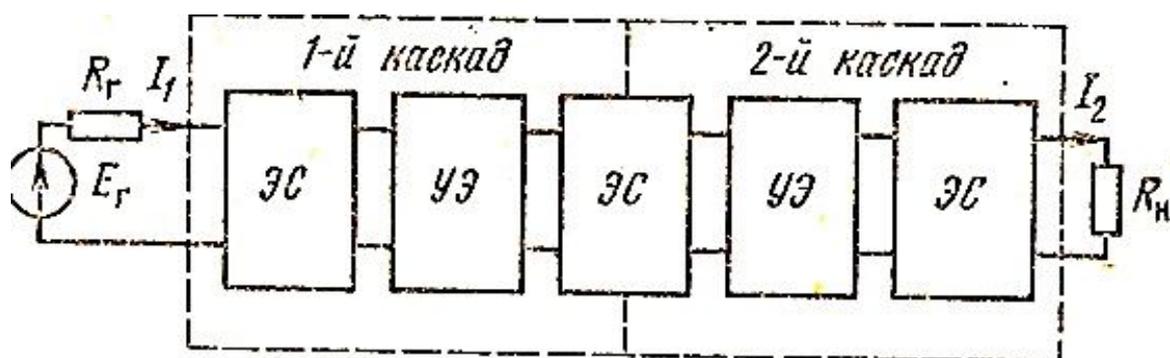


Рис.1.5. Структурная схема двухкаскадного усилителя.

Структурные схемы многокаскадных усилителей представлены на рис. 1.6. Активные четырехполюсники  $K1, \dots, Kn$  (см. рис. 1.6а), входящие в состав усилителя, соединяются между собой каскадно. Ко входу многокаскадного усилителя подключен двухполюсник — источник сигнала, а к

выходу — нагрузка. Самым мощным каскадом усилителя является окончательный (выходной) каскад, обеспечивающий необходимые ток и напряжение в нагрузке. Каскады, предшествующие окончательному, образуют предварительный усилитель (см. рис. 1.6 б).

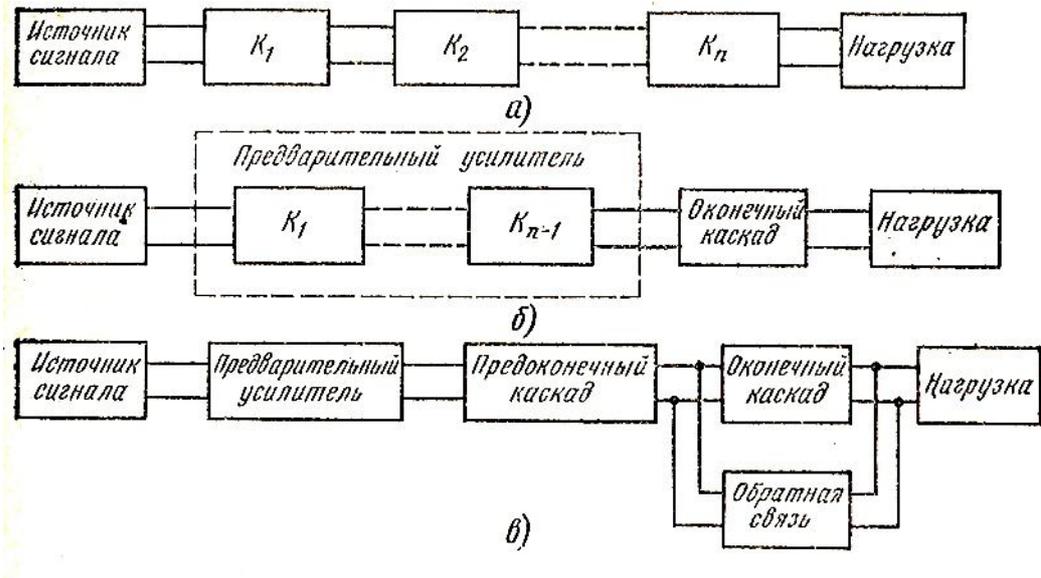


Рис.1.6. Структурные схемы усилителей:

а – многокаскадного; б – с мощным окончательным каскадом; в – с выделенным предоконечным каскадом и обратной связью.

Энергетическая эффективность усилителя в основном зависит от экономичности окончательного каскада, так как каскады предварительного усиления потребляют от источника питания незначительную энергию. В связи с этим в окончательном каскаде широко используются двухтактные схемы с режимами питания УЭ  $B, AB, AD, BD$  и  $E$  (с регулируемым источниками питания).

Если к каскаду, предшествующему окончательному, в зависимости от схемы и режима работы УЭ выходного каскада предъявляются особые требования, то его выделяют и называют предоконечным (см. рис. 1.6в). В усилителе для улучшения его показателей широко применяется отрицательная обратная связь (ОС). Поскольку окончательный каскад является

основным источником нелинейных искажений в усилителе, то этот каскад почти всегда охватывается отрицательной ОС (см. рис. 1.6в). Отрицательная ОС в оконечном каскаде, если она по напряжению, уменьшает выходное сопротивление усилителя, что также весьма существенно для практики. Иногда с целью уменьшения нелинейных искажений и улучшения других показателей каскада отрицательной ОС охватывается и предоконечный каскад. Помимо ОС в усилителях применяются несколько видов регулировок (громкость, тембр, компрессор, экспандер и т.п.).

Рассмотренные простейшие структурные схемы дают элементарное представление о построении усилителей. Структуры современных усилителей гораздо сложнее. Например, только усилители переменного тока бывают трех типов: избирательные, широкополосные, импульсные, а УПТ встречаются как без преобразования, так и с преобразованием сигнала. Кроме того, находят применение специальные усилители, в частности фазочувствительные, усилители среднего значения и др.

## 2. ОБРАТНЫЕ СВЯЗИ В УСИЛИТЕЛЯХ

### 2.1. Классификация обратных связей.

Обратной связью (ОС) называют подачу части (или всего) выходного сигнала усилителя на его вход. Обычно ее специально вводят для целенаправленного изменения характеристик усилительного устройства. Однако иногда она возникает самопроизвольно. Такую обратную связь называют паразитной.

В зависимости от способа получения сигнала ОС различают обратную связь *по напряжению* (сигнал ОС пропорционален напряжению нагрузки) и *по току* (сигнал ОС пропорционален току нагрузки).

По способу введения сигнала ОС во входную цепь усилителя различают обратную связь *последовательную* (когда суммируются напряжения  $U_{ВХ}$  и  $U_{ОС}$ ) и *параллельную* (когда суммируются токи  $I_{вх}$  и  $I_{ос}$ )-

Рассмотрим усилитель с последовательной обратной связью по напряжению (рис. 2.1). Сигнал ОС связан с выходным напряжением соотношением  $U_{ос}(p) = Y(p)U_{вых}(p)$ , где  $Y(p)$  - операторный коэффициент передачи по напряжению цепи обратной связи.



Рис. 2.1 Структурная схема усилителя с последовательной ОС по напряжению

Напряжение на входе усилителя с ОС можно представить в виде

$$U(p) = U_{\text{ВХ}}(p) - U_{\text{ОС}}(p) = U_{\text{ВХ}}(p) - y(p)U_{\text{ВЫХ}}(p). \quad (2.1)$$

Коэффициент усиления по напряжению усилителя с обратной связью определяется соотношением

$$K_{\text{ОС}}(p) = \frac{U_{\text{ВЫХ}}(p)}{U(p)} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}(p)}{U_{\text{ВХ}}(p) - \gamma(p)U_{\text{ВЫХ}}(p)}. \quad (2.2)$$

Разделив в выражении (2.2) числитель и знаменатель на  $U_{\text{ВХ}}(p)$ , получим

$$K_{\text{ОС}}(p) = \frac{K(p)}{1 - \gamma(p)K(p)} = \frac{K(p)}{1 - T(p)} = \frac{K(p)}{A(p)}. \quad (2.3)$$

Величину  $T(p) = K(p)\gamma(p)$  называют петлевым усилением, а

$A(p) = 1 - T(p)$  - глубиной обратной связи.

Обратную связь называют *положительной*, если сигнал ОС суммируется с усиливаемым сигналом. В усилителе с положительной обратной связью (НОС) суммарный фазовый сдвиг в петле равен нулю и  $T(p) = T$ , а

$$K_{\text{ОС}} = \frac{K}{1 - T}.$$

При  $T < 1$  коэффициент усиления увеличивается по сравнению с усилителем без ОС, а при  $T = 1$  стремится к бесконечности (физически это означает, что усилитель самовозбуждается и превращается в автогенератор).

Обратную связь называют *отрицательной*, если сигнал ОС вычитается из усиливаемого сигнала. В усилителе с отрицательной обратной связью (ООС) суммарный фазовый сдвиг в петле равен 180 эл. град.,  $T(p) = -T$ , а

$$K_{OC} = \frac{K}{1+T} = \frac{K}{1+K\gamma}$$

т.е. коэффициент усиления уменьшается. Несмотря на это, последовательная ООС по напряжению очень широко применяется, так как существенно улучшаются свойства усилителя:

- а) повышается стабильность коэффициента усиления по напряжению при изменениях параметров транзисторов;
- б) снижается уровень вносимых данным усилителем нелинейных искажений;
- в) расширяется полоса пропускания;
- г) увеличивается входное и уменьшается выходное сопротивление усилителя.

Оценим абсолютную нестабильность коэффициента усиления усилителя с последовательной ООС по напряжению, в рабочем диапазоне частот определяемого соотношением

$$K_{OC} = \frac{K}{A} = \frac{K}{1+K\gamma_A} \quad (2.4)$$

как полный дифференциал функции двух переменных  $K$  и  $\gamma$ :

$$dK_{OC} = \frac{\partial K_{OC}}{\partial K} dK + \frac{\partial K_{OC}}{\partial \gamma} d\gamma = \frac{dK}{A^2} - \frac{K^2}{A^2} d\gamma. \quad (2.5)$$

Относительную нестабильность коэффициента усиления усилителя с ООС получим, разделив обе части выражения (2.5) на (2.4):

$$\delta K_{OC} = \frac{dK_{OC}}{K_{OC}} = \frac{dK}{A^2} \cdot \frac{A}{K} - \frac{K^2}{A^2} d\gamma \cdot \frac{A\gamma}{K\gamma} = \frac{\delta K}{A} - \frac{T}{A} \delta\gamma \quad (2.6)$$

где  $\delta K = \frac{dK}{K}$  - относительная нестабильность коэффициента усиления до введения обратной связи;

$\delta\gamma = \frac{d\gamma}{\gamma}$  - относительная нестабильность коэффициента передачи

цепи ОС. Обычно за счет применения прецизионных резисторов стремятся выполнить условие  $\delta\gamma \approx 0$ . При этом относительная нестабильность коэффициента усиления по напряжению уменьшается пропорционально глубине ООС. В прецизионных усилителях выполняют также соотношение

$K_{ОС} \approx \frac{1}{\gamma}$  и не зависит от параметров усилителя, полностью определяется элементами, стоящими в цепи ОС усилителя.

В усилителе без обратной связи при большом входном сигнале искажается форма выходного сигнала и в выходном напряжении, помимо основной гармоники, появляются высшие гармонические составляющие. При введении ООС высшие гармоники через звено обратной связи подаются на вход усилителя и усиленными вычитаются из выходного напряжения усилителя. Таким образом, содержание гармоник при том же значении выходного напряжения (для этого придется поднять усиление сигнала в  $A$  раз) уменьшится, т.е. нелинейные искажения в усилителе с ООС будут меньше.

Определим входное сопротивление усилителя с последовательной ООС

$$(U_{ОС} = -U_{ВХ} K\gamma) .$$

$$R_{ВХОС} = \frac{U}{I_{ВХ}} = \frac{U_{ВХ} - U_{ОС}}{I_{ВХ}} = \frac{U_{ВХ} + U_{ВХ} K\gamma}{I_{ВХ}} = R_{ВХ} (1 + K\gamma) = R_{ВХ} A \quad (2.7)$$

Таким образом, входное сопротивление усилителя при введении последовательной ООС возрастает пропорционально глубине обратной связи.

Выходное сопротивление усилителя с ООС определим как отношение напряжения холостого хода к току короткого замыкания в выходной цепи:

$$R_{\text{ВЫХОС}} = \frac{U_{\text{ХХ}}}{I_{\text{КЗ}}}$$

На холостом ходе (при размыкании  $R_H$ ) обратная связь сохраняется. Поэтому  $U_{\text{ХХ}} = K_{\text{ХХ}} U_{\text{ВХ}} / A$ . При коротком замыкании (закорачивании  $R_H$ ) обратная связь исчезает. Поэтому  $I_{\text{КЗ}} = K_{\text{ХХ}} \cdot U_{\text{ХХ}} / R_{\text{ВЫХ}}$

Таким образом,

$$R_{\text{ВЫХОС}} = \frac{K_{\text{ХХ}} U_{\text{ВХ}} / A}{K_{\text{ХХ}} U_{\text{ВХ}} / R_{\text{ВЫХ}}} = \frac{R_{\text{ВЫХ}}}{A} \quad (2.8)$$

т.е. выходное сопротивление усилителя при введении ООС по напряжению уменьшается пропорционально глубине обратной связи по сравнению с выходным сопротивлением усилителя до введения обратной связи  $R_{\text{ВЫХ}}$  (см. рис. 1.1).

Можно показать, что при введении параллельной по входу ООС входное сопротивление усилителя уменьшается, а при введении ООС по току возрастает выходное сопротивление усилителя. Следовательно, выбирая один из типовых способов введения ООС, можно в нужную сторону изменять величины входного и выходного сопротивлений усилителя.

Выражение для амплитудно-частотной характеристики усилителя с обратной связью можем получить, воспользовавшись операторным соотношением (2.3) и подстановкой  $p = j\omega$ :

$$K_{\text{ОС}}(\omega) = |K_{\text{ОС}}(j\omega)| = \frac{K(\omega)}{|1 - T(j\omega)|}$$

где  $K(\omega)$ - амплитудно-частотная характеристика усилителя без обратной связи.

Подставляя в него выражение для петлевого усиления

$$T(j\omega) = T(\omega)e^{j\varphi(\omega)} = T(\omega)\cos\varphi(\omega) + jT(\omega)\sin\varphi(\omega)$$

получаем

$$K_{OC}(\omega) = \frac{K(\omega)}{\sqrt{[1 - T(\omega)\cos\varphi(\omega)]^2 + [T(\omega)\sin\varphi(\omega)]^2}}. \quad (2.9)$$

## 2.2. Влияние обратной связи на параметры и характеристики усилительных устройств.

Характер частотной зависимости коэффициента усиления многокаскадного усилителя с ООС отражает рис. 2.2. Полоса пропускания при введении ООС расширяется, но появляются подъемы  $K_{oc}$  на некоторых частотах  $f_{гн}$  и

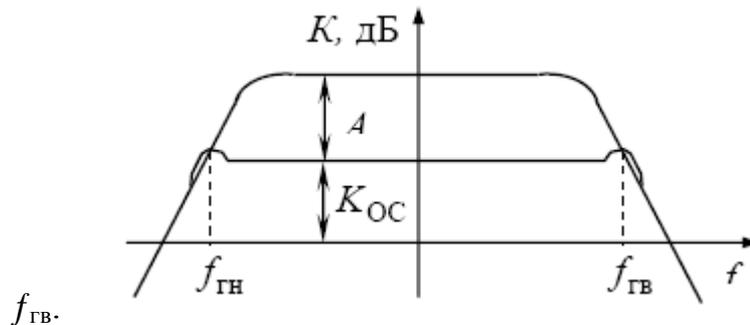


Рис. 2.2 - Логарифмическая амплитудно-частотная характеристика усилителя с ООС

На этих частотах за счет дополнительных фазовых сдвигов в петле отрицательная обратная связь превращается в положительную, и усилитель может потерять устойчивость при дальнейшем росте глубины обратной связи  $A$ .

Об устойчивости усилителя можно судить по частотным и фазовым характеристикам петлевого усиления (рис. 2.3). Усилитель устойчив, если на частотах среза петлевого усиления  $f_{срв}$  и  $f_{срн}$  (где  $T = 0$  дБ)

дополнительный фазовый сдвиг в петле  $\varphi_{\text{доп}}$  не превышает 180 электрических градусов. Напомним, что на средних частотах фазовый сдвиг в петле при ООС равен 180 эл. град.

В практических схемах необходимо обеспечить запас устойчивости по фазе  $\varphi_{\text{зап}}$  не ниже 45 эл. град. При этом подъем  $K_{oc}$  на частотах возможной генерации  $f_{\text{ГН}}$  и  $f_{\text{ГВ}}$  (см. рис. 2.2) не превышает 3 дБ.

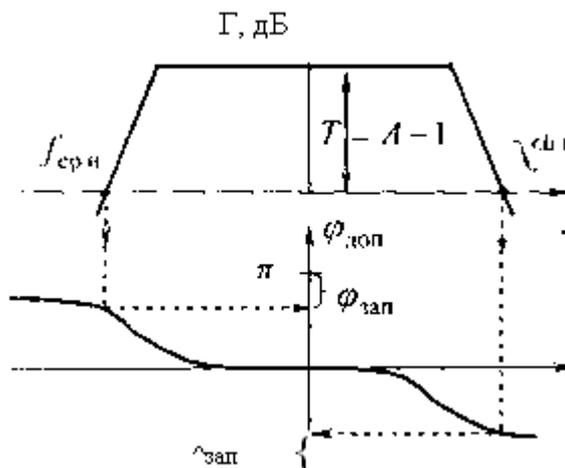


Рис. 2.3 - Амплитудно-частотная и фазочастотная характеристики петлевого усиления

Дополнительные фазовые сдвиги на верхних частотах возникают за счет постоянных времени транзисторов, на нижних частотах - за счет разделительных и блокировочных конденсаторов.

Для повышения устойчивости усилителя необходимо стремиться к тому, чтобы область частот, в которой проявляются искажения, вносимые какой-либо одной цепью, по возможности была удалена от тех областей частот, в которых проявляются искажения, вносимые другими цепями. Иначе говоря, необходимо разносить по величине постоянные времени, характеризующие искажения за счет каждой цепи. Если в усилителе одна из цепей приводит к искажениям, т.е. к уменьшению усиления, значительно раньше, чем остальные цепи, внося дополнительный фазовый сдвиг в петле

90 эл. град., то такой же дополнительный фазовый сдвиг за счет других цепей вносится на частоте, где петлевое усиление уже упало ниже единицы и усилитель не самовозбуждается.

До сих пор рассматривались обратные связи, создаваемые в усилителях специально. Ниже будут рассмотрены паразитные ОС, которые возникают в усилителе самопроизвольно и существенно ухудшают его работу.

Существует несколько видов паразитных обратных связей:

а) паразитная связь между каскадами через цепи питания. Такая связь обычно имеется в многокаскадном усилителе, питающемся от одного источника питания. Мощные оконечные каскады создают на внутреннем сопротивлении источника питания заметное падение напряжения от переменной составляющей тока. Это переменное напряжение попадает в цепи питания первых каскадов усиления, образуя нежелательные паразитные ОС. Для устранения такого вида ОС применяют развязывающие  $RC$ -фильтры, как при сглаживании пульсаций напряжения в выпрямителе;

б) емкостные и индуктивные ОС возникают из-за нерационального монтажа, когда в многокаскадном усилителе выходные цепи усилителя расположены вблизи его входных цепей, что приводит к появлению заметной емкости и взаимной индуктивности между элементами входной и выходной цепей. Такие виды ОС устраняют рациональным монтажом и экранированием первых каскадов усилителя.

### 2.3. Пример расчета характеристик усилителя с ООС.

Построить АЧХ, ФЧХ и переходную характеристику УПТ, операторный коэффициент передачи которого определяется выражением

$$K(p) = \frac{K_0}{1 + p\tau},$$
 при введении частотно-независимой ООС с коэффициентом передачи  $\gamma(p) = -\gamma$ .

**Решение.** Сначала получим выражения и построим характеристики рассматриваемого усилителя до введения ООС.

Комплексный коэффициент передачи получим заменой оператора  $P$  на  $j\omega$ :

$$K(j\omega) = \frac{K_0}{1 + j\omega\tau} = \text{Re} + j \text{Im} = \frac{K_0}{1 + \omega^2\tau^2} - j \frac{K_0}{1 + \omega^2\tau^2}$$

Уравнение АЧХ:

$$K(\omega) = |K(j\omega)| = \sqrt{\text{Re}^2 + \text{Im}^2} = \frac{K_0}{\sqrt{1 + (\omega\tau)^2}}$$

Уравнение логарифмической АЧХ (ЛАЧХ):

$$K(\omega) \text{ дБ} = 20 \lg K(\omega) = 20 \lg K_0 - 20 \lg \sqrt{1 + (\omega\tau)^2}$$

Обычно вместо реальной ЛАЧХ строят лишь ее асимптоты (т.е. асимптотическую ЛАЧХ):

- при  $\omega\tau \ll 1$  получаем уравнение низкочастотной асимптоты:  
 $K, \text{ дБ} = 20 \lg K_0, \text{ дБ};$

- при  $\omega\tau \gg 1$  получаем уравнение высокочастотной асимптоты:

$$K(\omega), \text{ дБ} = 20 \lg K_0 - 20 \lg \omega\tau.$$

Асимптоты пересекаются на частоте сопряжения  $\omega = 1/\tau$ , совпадающей с верхней граничной частотой полосы пропускания УПТ  $\omega_B$ , на которой

$$K, \text{ дБ} = 20 \lg K_0 - 20 \lg \sqrt{2} = K_0 - 3, \text{ дБ}.$$

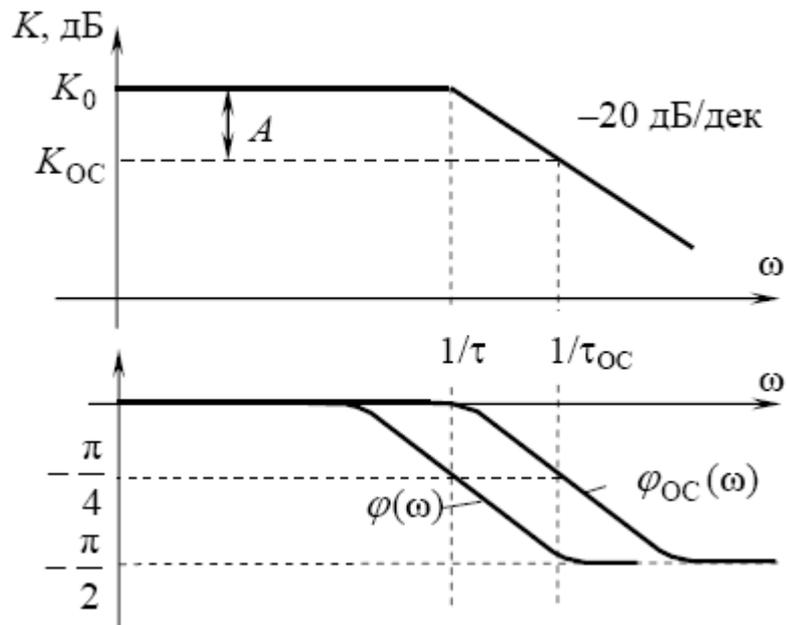


Рис. 2.4 - АЧХ и ФЧХ УПТ

По оси абсцисс наносят абсолютные значения частот через декады. Наклон высокочастотного участка ЛАЧХ составляет минус 20 децибел на декаду. Уравнение фазочастотной характеристики:

$$\varphi(\omega) = \arg K(j\omega) = \arctg \frac{\text{Im}}{\text{Re}} = \arctg(-\omega\tau) = -\arctg \omega\tau$$

Фазовый сдвиг при изменении частоты изменяется от 0 до 90 эл. град., причем на частоте сопряжения  $\omega = 1/\tau$  он равен 45 эл. град.

Переходная характеристика  $h(t) \div \frac{K(p)}{p \cdot K_0} = \frac{1}{p(1+p\tau)}$  имеет вид нарастающей экспоненты

$$h(t) = 1 - e^{-t/\tau}.$$

Подставив в это уравнение значения  $h(t_{0,1}) = 0,1$  и  $h(t_{0,9}) = 0,9$ ,

получим  $t_{0,1} = \ln \frac{\tau}{0,9}$  и  $t_{0,9} = \ln \frac{\tau}{0,1}$ , что позволяет записать соотношение для оценки времени нарастания фронта импульса в виде

$$t_{\Phi} = t_{0,9} - t_{0,1} = \ln \frac{0,9}{0,1} \tau = 2,2 \tau$$

Так как  $\omega_{\text{в}} = 1/\tau$  можем записать  $t_{\Phi} = \frac{2,2}{\omega_{\text{в}}} = \frac{2,2}{2\pi f_{\text{в}}} = \frac{0,35}{f_{\text{в}}}$

Если подставить в это выражение значение верхней граничной частоты в мегагерцах, получим значение времени нарастания фронта переходной характеристики в микросекундах.

Операторный коэффициент передачи УПТ при введении ООС определяется выражением

$$K_{\text{ОС}}(p) = \frac{K(p)}{1 - \gamma(p)K(p)} = \frac{\frac{K_0}{1 + p\tau}}{1 + \frac{K_0\gamma}{1 + p\tau}} = \frac{K_0}{1 + p\tau + K_0\gamma} = \frac{K_{\text{ОС}}}{1 + p\tau_{\text{ОС}}}$$

где  $K_{\text{ОС}} = \frac{K_0}{A}$  - коэффициент усиления с ООС в рабочем диапазоне частот;

$\tau_{\text{ОС}} = \frac{\tau}{A}$  - эквивалентная постоянная времени усилителя с обратной

связью;

$A = 1 + K_0\gamma$  - глубина ООС.

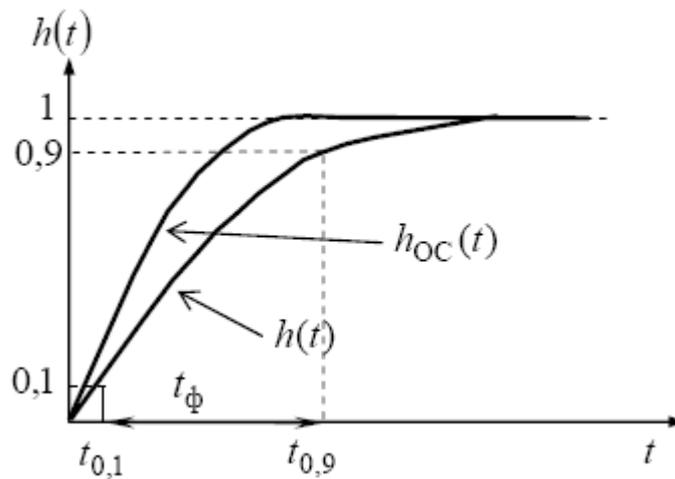


Рис. 2.5 Переходные характеристики УПТ.

Анализ полученного выражения показывает, что наряду с уменьшением коэффициента передачи в  $A$  раз пропорционально глубине обратной связи уменьшилась постоянная времени. Во столько же раз расширяется полоса пропускания усилителя, уменьшается время нарастания фронта импульса, уменьшаются и фазовые сдвиги небольшой величины (при  $\omega\tau \ll 1 \quad \varphi \approx -\omega\tau$ ). Требуемые характеристики УПТ с ООС построены на рис. 2.4 и 2.5.

### **3. МНОГОКАНАЛЬНЫЙ УМЗЧ С ШИРОКОПОЛОСНОЙ ООС**

#### **3.1. Разработка структурной схемы многоканального УМЗЧ с широкополосной ООС.**

Далеко не в последнюю очередь основанием стали не прекращающиеся до сих пор споры о вреде ООС и ограничении ее применения. К сожалению, поверхностных впечатлений для обвинений ООС в некорректности более чем достаточно. Разумеется, критика в отношении глубокой ООС в целом несерьезна; причину негативного результата следует искать в схемных решениях усилителей. В приемно-усилительных устройствах профессионального и военного назначения на частотах до 1 ГГц [1] рекомендуется использовать каскады именно с ООС, как обеспечивающие максимальный динамический диапазон и линейность. Аналогичные рекомендации реализованы и в любительской радиоаппаратуре [2].

Фундаментальным критерием линейности «идеального» усилителя служит масштабная идентичность мгновенных значений входного и выходного сигналов. Именно ООС стабилизирует коэффициент передачи усилителя по параметрам, обусловленным структурой и видом обратной связи. Качество стабилизации определяется запасом усиления внутри петли ООС [3]. Запас усиления — свыше 120 дБ в полосе 20 кГц, — соизмеримый с динамическим диапазоном устройства, позволяет формировать выходной сигнал с ошибкой менее 0,0001 %. Таким образом, использование крайне глубокой ООС следует считать обязательным для обеспечения высококачественного усиления широкополосных сигналов и линейности транзисторных усилителей. К сожалению, несмотря на общеизвестность слагаемых этих понятий, их зачастую трактуют довольно странным образом либо вообще игнорируют, поэтому требуются определенные комментарии.

#### **3.2. Критерии и принципы ООС**

Многие разработчики УМЗЧ обращают внимание на то, что усилитель еще до охвата ООС должен обладать высокой линейностью. Однако наиболее

важно, чтобы УМЗЧ обладал высокой линейностью и в области частот, период которых близок к времени прохождения сигнала через охватываемые ООС каскады усиления. Так как на этих частотах обратная связь уже не работает, нелинейности и шум провоцируют возникновение комбинационных составляющих в процессе паразитной модуляции в каскадах УМЗЧ. В области частот, где ООС еще действует, возможны неприятные эффекты, когда эффективность обратной связи при определенных условиях сильно понижена [4]. Получается, что сигнал на выходе усилителя очень напоминает входной, но тем не менее содержит сложный клубок паразитных компонент. В результате подобного усиления появляются фазовые мультипликативные искажения, аналогичные «джиттеру» в цифровых каналах передачи.

Основой высокой линейности следует считать работу электронных приборов в малосигнальном [5], близком к статическому режиму, так как изменения их электрических параметров под действием сигнала или дестабилизирующего фактора и есть первопричина искажений. Большой уровень сигнала приводит к изменениям усилительных и частотно-временных параметров каскадов.

Время прохождения сигналом каскадов усилителя зависит от многих факторов, что приводит к возникновению «джиттероподобных» явлений вне зависимости от наличия ООС. При этом для ООС является принципиально важным крайне малое время задержки сигнала обратной связи, фактически близкое к времени прохождения сигнала по каскадам усилителя, ибо на это время сигнал ООС и задерживается относительно входного сигнала. Чем больше уровень этого сигнала (т. е. чем больше усиление) и время задержки сигнала, тем больше паразитная модуляция и искажения.

Соответственно более жесткие требования предъявляются к перегрузочной способности каскадов. Перегрузка каскадов блокирует стабилизирующие функции ООС. Вероятность перегрузки фактически связана с временем реакции\* по петле ООС (временем между приходом сигнала на вход усилителя и

его откликом вернувшись по цепи ООС). Большинство изъянов УМЗЧ с глубокой ООС связано именно с форсированием усиления на частотах, период которых близок к времени прохождения сигнала через охватываемые ООС каскады усиления. Ухудшение качества усилителя прогрессирует с увеличением времени задержки в петле ООС, усугубляясь при росте числа каскадов. Другими словами, число последовательных каскадов усиления при большой глубине общей ООС весьма ограничено.

Надо отметить, что применение транзисторных каскадов с общим эмиттером (в том числе дифференциальные каскады и генераторы тока) весьма негативно влияет как на модуляционные, так и на перегрузочные характеристики усилителя. Подобного рода каскады фактически представляют собой смеситель, где критерием линейности служит его динамический диапазон. В области допустимых для транзисторов режимов верхняя граница динамического диапазона пропорциональна току через смеситель [2].

Другими словами, каскады должны иметь большой динамический диапазон и соответствующие ему режимы токов и напряжений для транзисторов, а их изменения при наличии сигнала — минимальные. Сам сигнал должен быть достаточно «медленным» в сравнении с быстродействием усилительных элементов, тогда меньше изменения сигнала за время реакции в петле ООС и меньше искажения. Граничная частота  $F_{гр}$  усилительных приборов должна быть как можно больше частоты единичного усиления  $F$ , усилителя.

Таким образом, крайне ограниченное число каскадов и предельно малое время реакции петли ООС — принципиальные условия достижения линейности в широкой полосе и большого динамического диапазона усилителя. Причем каскады должны работать в классе А, и так, чтобы за пределами рабочей полосы их коэффициент передачи был существенно меньше единицы. Другими словами, при отсутствии «горбов» на АЧХ частота замыкания  $F_{зп}$ , петли ООС ( $F_{зам}$  — величина, обратная времени реакции петли ООС) должна быть много больше частоты единичного усиления ( $F_{зам} \gg F_1$ ), а сигнал на частотах,

близких к  $F_{\text{зам}}$  должен быть сильно ослаблен.

Вместе с тем при крайне глубокой ООС одновременно должен обеспечиваться низкий уровень проникания выходного сигнала на вход УМЗЧ на частоте замыкания петли ООС. Последний фактор очень важен, так как именно в УМЗЧ уровень сигнала на выходе (по напряжению) большой, а эффективность интермодуляции имеет зависимость, близкую к кубу входного сигнала [2].

В свою очередь, цепь общей ООС не должна иметь каких-либо дополнительных (и паразитных) связей с промежуточными каскадами УМЗЧ либо с местными цепями ООС. Смысл простой: нужно исключить проникание предсказанного сигнала внутрь петли общей ООС. Коэффициент усиления с включенной ООС должен быть минимальным. Иначе говоря, чем меньше коэффициент усиления, тем соответственно пропорционально больше отношение сигнал/шум + помеха и пропорционально меньше частота единичного усиления УМЗЧ при фиксированной частоте среза петлевого усиления. Заметим, что увеличение уровня входного сигнала и применение сверхмалошумящих входных усилителей может привести к ухудшению входных перегрузочных характеристик УМЗЧ.

Цепи сигнального тракта, а также входные и ООС (особенно на ВЧ) должны быть относительно низкоомными (десятки – сотни Ом). И здесь следует обратить внимание на то, что снижение сопротивления цепи, управляющей транзистором, включенным по схеме с общим эмиттером (ОЭ), резко ухудшает его перегрузочные характеристики.

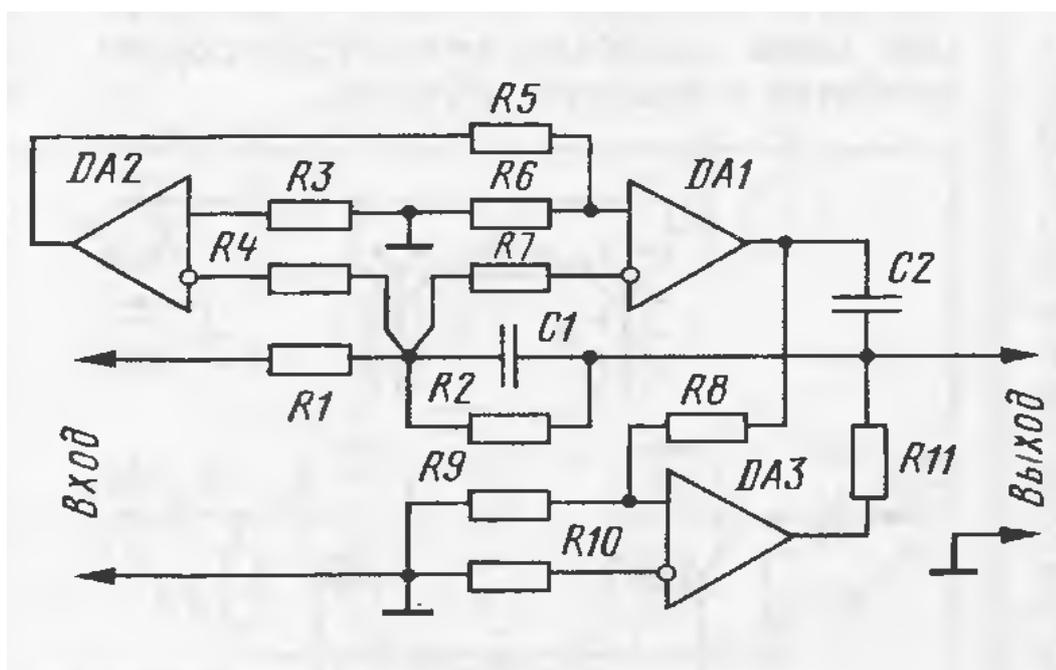


Рис. 3.1. Структурная схема УМЗЧ.

Резисторы в базовых и эмиттерных цепях транзисторов усилительных каскадов значительно улучшают их линейность и перегрузочные характеристики. Увеличение входного сопротивления уменьшает входной ток и тем самым просто и эффективно снижает усиление на частотах, близких к  $F_{зам}$ . При этом весьма желательно включать эти резисторы (снижать усиление) в каждом каскаде усиления [4, 6], но наибольшая эффективность достигается при их включении именно на входе усилителя [7]. Аналогичные функции эти резисторы выполняют и в радиочастотных устройствах [2] (усилители, смесители и пр.), уменьшая усиление каскадов на граничной частоте ( $F_{гр} \approx F_{зам}$ ) примененных транзисторов и снижая их склонность к самовозбуждению. Однако здесь следует заметить, что при большом изменении тока базы резистор в цепи базы может создать весьма большой уровень искажений. Как следствие, применять резисторы в базовых цепях следует только при работе транзистора в структурах с очень глубокой ООС.

Поиск компромисса среди столь взаимоисключающих требований, перечисленных выше, зачастую занятие неблагоприятное. Абсолютное выполнение и совмещение их в одном усилителе просто нереально.

Реализовать крайне глубокую ООС, а также указанные требования в полной мере возможно лишь при многоканальном усилении, т. е. на основе Многоканальных Усилительных Структур (МКУС).

### **3.3. Разработка принципиальной схемы многоканального УМЗЧ с широкополосной ООС.**

Известно, что отрицательная обратная связь (ООС) не только линеаризует процесс усиления звукового сигнала, но и обеспечивает его функциональную стабильность и демпфирование реактивной составляющей нагрузки. Эффективность ООС зависит от ее глубины, т. е. внутриспетлевого усиления, минимизации пока еще неизбежного покаскадного запаздывания усиливаемого сигнала, устранения паразитных связей. Для выполнения этих условий недостаточно одного лишь применения высокочастотных транзисторов и быстродействующих ОУ, важно под контролем основной линеаризирующей функции ООС рационализировать само построение УМЗЧ.

Как показали публикации в журнале “Радио”, многие конструкторы связывают с применением глубокой ООС склонность УМЗЧ к самовозбуждению, появление динамических интермодуляционных искажений и пропагандируют необходимость ограничения глубины ООС в пределах воспроизводимого диапазона частот [1, 2, Л]. В тоже время мало внимания уделяется контролю очевидных отличий выходного и входного сигналов УМЗЧ, а также оценке частотной зависимости коэффициента внутриспетлевого усиления. А именно эти, легко контролируемые показатели, позволяют установить истинные причины искажений усиления и выбрать технические решения, позволяющие их устранить.

Увлечение ограничением глубины ООС без принятия мер по повышению устойчивости УМЗЧ приводят к запаздыванию действия ООС на высших звуковых частотах, а стало быть к появлению динамических

интермодуляционных искажений.

Недооценка же способности глубокой ООС устранять искажения типа “ступенька” заставляет некоторых конструкторов встать на путь рассуждений по поводу так называемых коммутационных искажений и рекомендаций использования режима усиления с большим током покоя [4]. С моей точки зрения, несмотря на весьма разноречивые оценки ООС, построить высококачественный усилитель без глубокой ООС во всем диапазоне воспроизводимых звуковых частот весьма затруднительно. Сделать такой вывод позволил мне не только собственный опыт конструирования, но и многолетний анализ результатов объективного контроля параметров многих УМЗЧ, экспонировавшихся на трех Всесоюзных радиолюбительских выставках, а также присылаемых в журнал “Радио”. Во всех случаях контроль вносимых усилителями искажений производился с применением метода селекции сигнала искажений и помех путем прямого вычитания входного напряжения проверяемого УМЗЧ из выходного [5]. Обеспечиваемая этим методом возможность объективного и, главное оперативного контроля качества усиления УМЗЧ реальных звуковых сигналов позволяет построить высококачественный усилитель, преодолев боязнь глубокой ООС и так называемого транзисторного звучания.

При выборе принципиальной схемы, предлагаемого вниманию читателей УМЗЧ с глубокой ООС, были испытаны несколько вариантов усилителей с использованием так называемого “токового зеркала”. Однако широко разрекламированные преимущества их не оправдали потребовавшихся для их реализации материальных затрат. Много надежд возлагалось на более простые усилители с двумя дифференциальными каскадами. Однако они обнаружили трудно устранимую склонность к самовозбуждению вследствие асимметрии цепей согласования предоконечного и окончного усилителей. Испытывались и гибридные УМЗЧ с различными способами согласования и питания ОУ.

В результате проведенных экспериментов выбор был остановлен на УМЗЧ, схема которого приведена на рис. 3.2. Усилитель прост по схеме и обеспечивает довольно хорошие параметры, прежде всего, за счет введения глубокой ООС. Особо следует отметить его высокую линейность на высших звуковых частотах, низкий уровень тока покоя, возможность работы без специального устройства защиты громкоговорителя от постоянной составляющей тока, сохранение работоспособности при снижении напряжения питания.

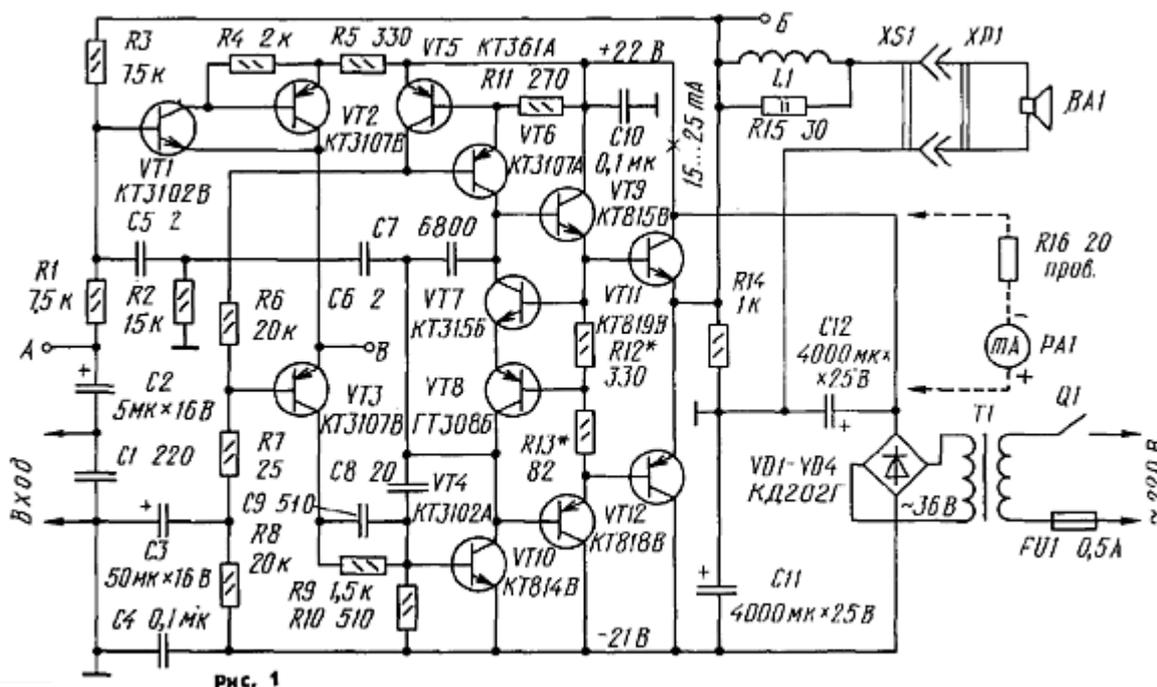


Рис. 3.2. Принципиальная схема УМЗЧ с широкополосной ООС

Номинальная выходная мощность УМЗЧ на нагрузке 8 Ом – 16 Вт, на нагрузке 4 Ом – 24 Вт; диапазон воспроизводимых частот – 20...20 000 Гц; коэффициент гармоник, измеренный селектором дефект-сигнала, на частоте 1 кГц– 0,005%, на частоте 20 кГц – 0,008 % при максимальном уровне выходного сигнала.

Предоконечный усилитель УМЗЧ – двухкаскадный с высокоомным инвертирующим входом. Неинвертирующий вход служит для балансировки напряжения питания, источник которого не имеет гальванической связи с

общим проводом. Транзисторы  $VT_1$ ,  $VT_2$  первого каскада предоконечного усилителя включены по схеме составного эмиттерного повторителя. База транзистора  $VT_3$ , заблокированная емкостью конденсатора  $C_3$ , подключена к резистивной цепи  $R_6R_7R_8$ . Работающий во втором каскаде транзистор  $VT_4$  включен по схеме с ОЭ. Совместно с источником тока на транзисторах  $VT_5$ ,  $VT_6$  он обеспечивает более линейное усиление максимальных уровней звукового сигнала. Источник тока выполняет также функции стабилизатора токового режима предоконечного усилителя. Дифференцирующая цепочка  $C_5R_2C_6$ , включенная между входной и выходной цепями усилителя, предотвращает его самовозбуждение и с помощью конденсатора  $C_8$  позволяет сместить частотный срез АЧХ за пределы воспроизводимого диапазона звуковых частот.

Оконечный каскад усилителя построен на комплементарных парах транзисторов, включенных по схеме с общим коллектором. Для стабилизации токового режима и демпфирования коммутационных процессов на входе окончного усилителя УМЗЧ включен транзисторный шунт  $VT_7$ ,  $VT_8$ , управляемый напряжением на базах транзисторов выходного каскада  $VT_{11}$ ,  $VT_{12}$ . Такой способ стабилизации [6] обеспечивает работоспособность УМЗЧ при трехкратном снижении напряжения его питания. Питается УМЗЧ от автономного выпрямителя, подключенного к отдельной обмотке сетевого трансформатора.

Все детали усилителя и выпрямителя смонтированы на двух пластинах из стеклотекстолита, между которыми зажаты теплоотводы выходных транзисторов  $VT_{11}$ ,  $VT_{12}$  и оксидные конденсаторы  $C_{11}$ ,  $C_{12}$ . На одной из пластин размещены диоды выпрямителя и транзисторы окончного усилителя, а на другой – все элементы предоконечного усилителя. Монтаж навесной. Катушка  $L_1$  намотана на резисторе  $R_{15}$  и содержит 30 витков провода ПЭЛ 0,8.

Предложенный вариант конструкции УМЗЧ позволяет ослабить

взаимное влияние его цепей друг на друга и делает удобным его размещение в стерео комплексе или активной АС.

Налаживание УМЗЧ сводилось к установке (с помощью резистора  $R_{12}$  или  $R_{13}$ ) тока покоя в пределах 15–25 мА. Первая проверка работоспособности УМЗЧ производилась, как обычно, при подключении в разрыв цепи питания ограничительного резистора  $R_{16}$  и миллиамперметра  $РА_1$ .

Для контроля искажений УМЗЧ использовался компенсационный селектор с предусилителем дефект-сигнала, схема которого приведена на рис. 3.3. Причем контролировался не только синусоидальный сигнал, но и реальный звуковой сигнал во время работы УМЗЧ с АС. Сам селектор представляет собой резистивную цепь  $R_1 - R_4$ , на которую через конденсатор  $C_1$  подается входной сигнал УМЗЧ (с контрольной точки А), а через делитель  $R_5 - R_7$  – противофазный выходной сигнал (с контрольной точки Б). Далее сигналы балансируют регулировочными резисторами  $R_6$  и  $R_5$  и добиваются компенсации запаздывания выходного сигнала конденсатором  $C_2$ . С выхода селектора (точка соединения выводов резисторов  $R_2, R_3$ ) обработанный разностный сигнал (так называемый дефект-сигнал) через конденсатор  $C_3$  поступает на предусилитель на транзисторах  $VT_1, VT_2$  и далее на осциллограф или милливольтметр. Для оценки величины дефект-сигнала использовалась масштабная калибровка экрана осциллографа или шкалы миллиамперметра. Для этого нажатием на кнопку  $SB_1$  величина подаваемого на предусилитель напряжения снижалась до 0,005 входного сигнала УМЗЧ и в дальнейшем с ним сравнивалась величина дефект-сигнала. Более подробно методика работы с селектором описана в [5]. Для оценки глубины ООС на 1000 и 20 000 Гц с помощью переключателя  $SB_2$  предусилитель следует подключить к контрольной точке В УМЗЧ и подать на вход последнего синусоидальные сигналы соответствующих частот.

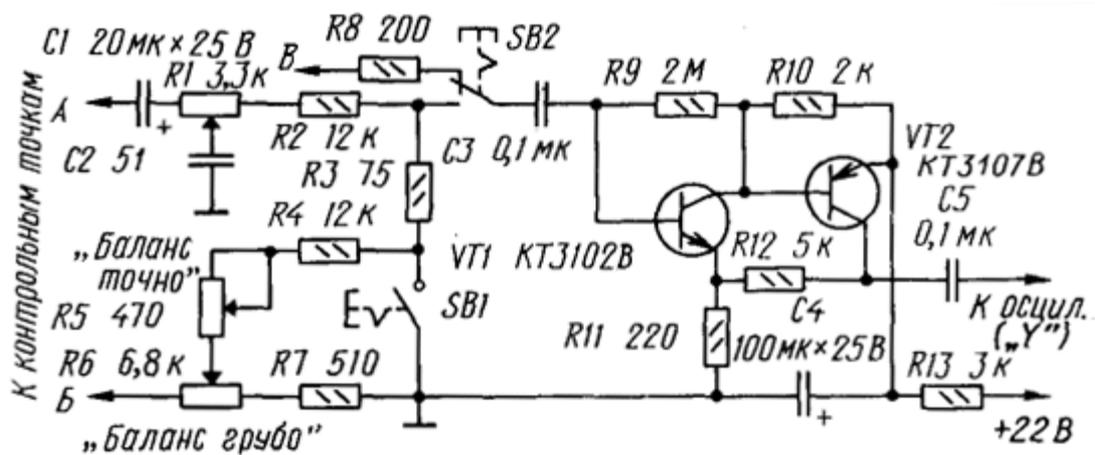
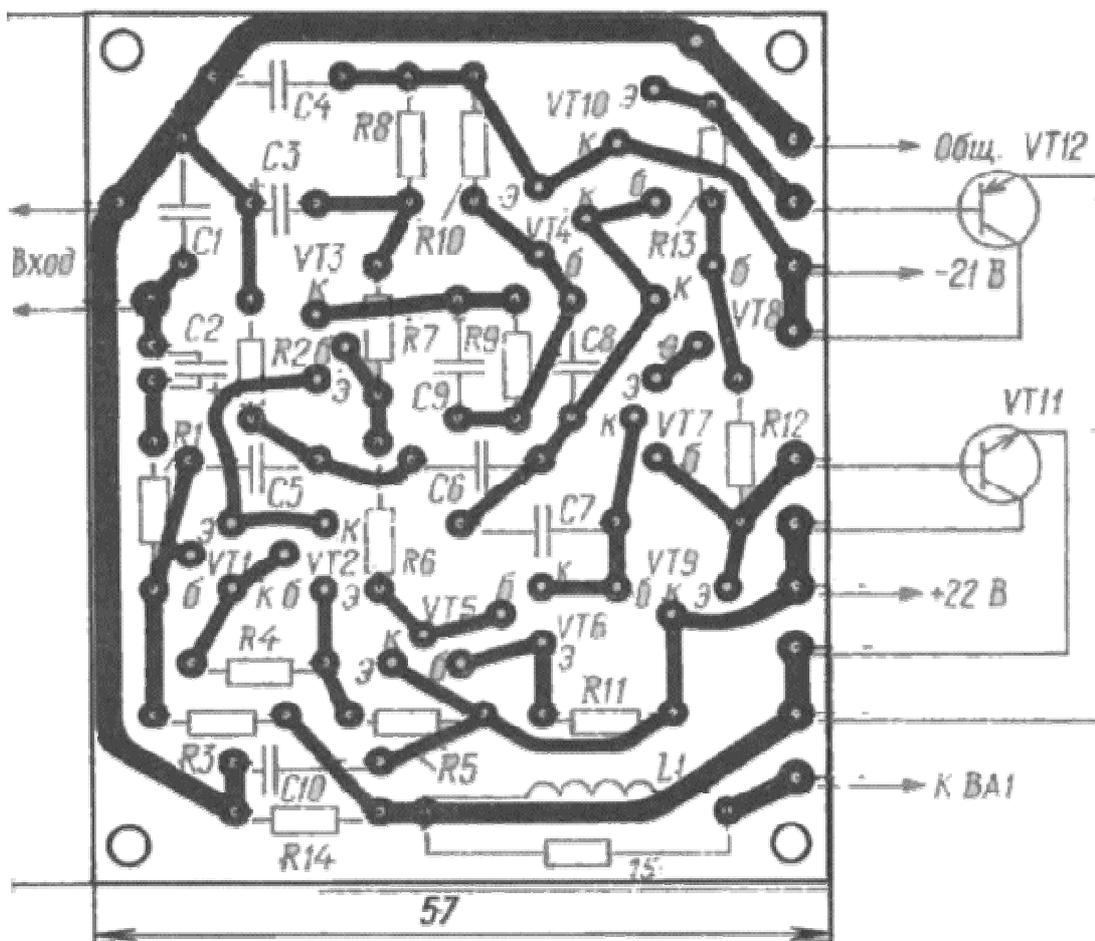


Рис. 3.3. Схема компенсационного селектора с предусилителем  
дефект-сигнала

Селектор смонтирован на стеклотекстолитовой пластине, закрепляемой на время испытаний УМЗЧ вблизи его контрольных точек.



3. 4. Рисунок печатной платы

### 3.4. Электрической расчет параметров и элементов схемы.

#### Расчет выходного каскада УМЗЧ

По заданным мощности в нагрузке  $P_H$  и сопротивлению нагрузки  $R_H$  и определяются амплитуды напряжения и тока:

$$U_{mn}=2P_H R_H, U_{mn}=2*6*8=13,856(\text{В})$$

$$I_{mn}= U_{mn}/ R_H=13,856/8=0,866(\text{А})$$

Сопротивление резисторов  $R_3=R_{11}+R_{12}$  в цепи эмиттеров выбирается много меньше  $R_H$  (иначе сильно падает КПД).

Пусть:

$$R_3=0,05 R_H, R_3=0,05*8=0,8(\text{Ом})$$

Рассчитывается напряжение источника питания :

$$E_0 \geq 2[I(R_3+ R_H)+1.5U_{нас}], E_0 \geq 2[0.866(0.8+8)+1.5*1.5] \geq 33.5976$$

где  $U_{нас}$  - напряжение насыщения транзистора, которое для кремниевых транзисторов составляет порядка 1В, а 1,5- коэффициент запаса.

Окончательно величина  $E_0$  выбирается согласно ряду ГОСТа в сторону большего номинала.

Тогда напряжение покоя и рассеиваемая мощность на выходных транзисторах будут равны:

$$U_K=0,5E_0; U_K=0,5*33.5976=16.7988(\text{В})$$

$$P_K=0,101 U_K^2/ R_H, P_K=0,101*(16.7988)^2/16=1,781(\text{Вт})$$

Выбор транзистора производится при соблюдении следующих условий:

$$P_{Kmax} \geq 1.3 P_K; P_{Kmax} \geq 1,3*1,781=2,3(\text{Вт})$$

$$U_{KЭmax} \geq 1.2E_0; U_{KЭmax} \geq 1.2*33,5976=40,3171(\text{В})$$

$$I_{Kmax} \geq 1.2 I_{mn}; I_{Kmax} \geq 1.2*0,866=1,0392(\text{А})$$

$$f_{h21K} \approx f_{h21Э} \geq (3...5)f_B; f_{h21K} \approx f_{h21Э} \geq (24...40)$$

где  $P_{Kmax}$ ,  $U_{KЭmax}$ ,  $I_{Kmax}$ ,  $f_{h21K}$  и  $f_{h21Э}$  - соответственно предельная рассеиваемая на коллекторе мощность, предельные напряжения коллектор-эмиттер и ток коллектора, верхняя граничная частота транзистора в схеме

включения с общим эмиттером и общим коллектором, а  $f_B$  - верхняя рабочая частота сигнала.

Иногда в справочниках вместо частоты  $f_{h_{21Э}}$ , указывается частота  $f_{h_{21Б}}$  или  $f_T$ .  $f_{h_{21Б}}$  - это предельная частота коэффициента передачи тока  $h_{21Б}$  в схеме с общей базой, т.е. частота на которой этот коэффициент уменьшается до уровня 0,7 по сравнению с областью нижних частот.

После того, как было произведено часть расчетов, происходит выборка транзистора по полученным параметрам, из выше приведенных формул. В моем случае подходит кремниевый транзистор: КТ818, КТ819, для которого  $h_{21Э}=30$ .

Частота  $f_T$  - граничная частота транзистора в схеме с общим эмиттером при которой  $h_{21Э}=1$ .

Взаимосвязь между названными частотами определяется с помощью следующих выражений:

$$f_{h_{21Э}} * h_{21Э} \approx f_{h_{21Б}} \approx 1,3 f_T ;$$

$$h_{21Э} = h_{21Эmax} * h_{21Эmin} ;$$

$h_{21Э}$  - статический коэффициент передачи тока в схеме с ОЭ,  $h_{21Эmax}$  и  $h_{21Эmin}$  - справочные параметры: пределы технологического разброса.

В других случаях в справочниках указывается величина модуля коэффициента передачи тока на определенной частоте  $f$ . Тогда можно воспользоваться выражением:

$$f_T \approx |h_{21Э}| * f.$$

При прочих равных условиях выходные транзисторы желательно выбирать с большим  $h_{21Э}$ .

Максимально возможная отдаваемая в нагрузку мощность:

$$P_{н,max} = (U_K - U_{нас})^2 R_n / (R_n + R_Э)^2$$

$$P_{н,max} = (16,7988 - 1,5)^2 * 8 / (8 + 0,8)^2 = 13,27 \text{ (Вт)}$$

Ток покоя окончательного каскада, ток покоя базы и амплитуда базового тока:

$$I_{k5}=0.05I_{mn}; I_{k5}=0.05*0,866=0,0433(\text{A})$$

$$I_{B5}=I_{k3}/h_{21Э};$$

$$I_{Bm5}=1.1 I_{mn}/ h_{21Э}; I_{Bm5}=1,1*0,866/30=0,031(\text{A})$$

Коэффициент усиления и входное сопротивление оконечного каскада:

$$K_3=K_{ЭН}=(1+h_{21Э})R_{11}/r_{Б}^1+(1+h_{21Э})(r_3+R_3+R_H)$$

$$r_{Б}^1\text{-можно пренебречь, } R_{11}=R_3=0,8(\text{Ом})$$

$r_3=0,026\pi/ I_{mn} =0,026*3,14/0,866=0,09(\text{Ом})$ - среднее сопротивление эмиттера для транзистора, работающего в режиме класса В.

$$K_3=K_{ЭН}=(1+30)*0,8/(1+30)(0,09+0,8+16)=0,047$$

$$R_{вх.ЭП}=r_{Б}^1+(1+h_{21Э})(r_3+R_3+R_H)=523,59(\text{Ом})$$

Амплитуда входного сигнала :

$$U_{МВВ3}=U_{МН}/ K_3=13,856/0,047=294,8(\text{В})$$

Расчет площади радиатора при необходимости производится согласно рекомендациям приведенными в следующих разделах.

### Расчет предоконечного каскада УМЗЧ

Каскад на транзисторе  $VT_4$  в режиме класса А и его ток покоя должен превышать амплитуду базового тока выходного каскада:

$$I_{k2}=1,3I_{Bm5}=1,3*0,031=0,0403(\text{A})$$

$$P_{к2}=0,5 I_{k2} E_0=0,5*0,0403*33,5976=0,6769(\text{Вт})$$

Для предоконечного каскада желательно выбрать транзистор с возможно большим коэффициентом передачи по току, соблюдая условия

$$P_{кmax} \geq 1.3 P_{к}; P_{кmax} \geq 1,3*1,781=2,3(\text{Вт})$$

$$U_{КЭmax} \geq 1.2E_0; U_{КЭmax} >= 1.2*33,5976=40,3171(\text{В})$$

$$I_{Кmax} \geq 1.2 I_{mn}; I_{Кmax} \geq 1.2*0,866=1,0392(\text{A})$$

$$f_{h21К} \approx f_{h21Э} \geq (3...5)f_{в}; f_{h21К} \approx f_{h21Э} \geq (24...40)$$

Вновь, после проведенного ряда расчетов, произвожу выборку транзисторов  $VT_6$  и  $VT_4$  и по полученным параметрам подходит транзистор,  $h_{21ЭVT4}=30$ .

Входная емкость  $V_{T4}$  заметно шунтирует сопротивление нагрузки. С целью уменьшения искажений в области верхних частот следует:

$$f_{h21Э} \geq (50 \dots 100) f_{\text{в}}$$

При прочих равных условиях для рассчитываемого каскада надо выбрать транзистор с меньшим выходным сопротивлением с целью уменьшения искажений в области верхних частот, возникающих из-за большой входной емкости выходного каскада.

В качестве термокомпенсирующего элемента используется транзистор  $V_{T3}$ , работающий в режиме эмиттерного повторителя. Можно использовать маломощный транзистор с подходящими частотными свойствами и наибольшим значением параметра  $f_{h21Э}$ . Падение напряжения на нем составляет около 1В, а рассеиваемая мощность не превышает долей милливатта. Для этих целей вполне подходит транзистор класса КТ3107.

Требование по частоте для транзисторов  $V_{T2}$  и  $V_{T3}$  аналогичны, но выходное сопротивление  $V_{T4}$  должно быть во много раз больше входного сопротивления выходного каскада. С этой целью вводится ООС путем включения резистора  $R_{10}$ . Проще всего в качестве  $V_{T6}$  и  $V_{T4}$  выбирать комплементарную пару (КТ3102, КТ3102).

Прежде чем приступить к расчету параметров каскада на  $V_{T6}$ , необходимо определить сопротивление его нагрузки по переменному току. В первую очередь следует рассчитать выходное сопротивление транзистора  $V_{T4}$ .

Для стабилизации тока покоя  $V_{T4}$  ток через  $R_7$  должен заметно превышать ток через его базу, т.е.:

$$I_{R7} \geq (3 \dots 5) I_{k2} / f_{h21ЭVT4}$$

$$R_7 = U_7 / I_7 = E_0 - 2U_{VD} / I_7 = 33,6 - 4,5 / 0,51 = 57 (\text{Ом})$$

В качестве термокомпенсирующих диодов можно использовать почти все кремневые диоды, причем падение постоянного напряжения при включении их в прямом направлении составляет примерно 0,65 В при токах

1...5 мА. Тогда с учетом падения напряжения на переходе база-эмиттер VT<sub>4</sub> можно принять:

$$U_{R10} = 2U_{VD} - U_{БЭVT4} = 0,5(\text{В})$$

$$R_{10} = U_{R10} / I_{k2} = 0,5 / 0,04 = 12,5(\text{Ом})$$

Рассматривая VT<sub>4</sub> как усилительный прибор, включенный по схеме с разделенной нагрузкой, можно рассчитать коэффициент передачи ОС-В<sub>1</sub>.

$$B_1 = R_{10} / R_{VT4} \approx, B_1 = 12,5 / 40,5 = 0,3$$

Коэффициент усиления без ООС:

$$K_{ВХVT4} = h_{21Э} R_{ВХVT4} / R_{ВХVT4} = 30 * 40,5 / 64,64 = 18,8$$

$$R_{ВХVT4} = r_{Б}^1 + r_3 (1 + h_{21Э}) = 1,2 + 0,65(1 + 30) = 64,64(\text{Ом})$$

$$r_3 = 0,026 / I_{k2} = 0,026 / 0,0403 = 0,65(\text{Ом})$$

r<sub>3</sub>- сопротивление эмиттера транзистора, работающего в режиме класса А.

Сопротивление базы r<sub>Б</sub><sup>1</sup> рассчитывается по справочным параметрам:

$$r_{Б}^1 = \tau_k / C_k = 1,2$$

где τ<sub>к</sub>- постоянная времени цепи обратной связи, а C<sub>к</sub> – емкость коллекторного перехода.

С учетом ООС сопротивление переменному току для VT<sub>4</sub> составит:

$$R_{ВЫХООСVT4} = R_{ВЫХ} (1 + B_1 K_{VT4}) = 150 * 10^3 (1 + 0,3 * 18,8) = 996 * 10^3(\text{Ом})$$

Сопротивление нагрузки по переменному току для VT<sub>2</sub> составит:

$$R_{VT2} = R_{ВХЭП} R_{ВЫХООСVT4} / R_{ВХЭП} + R_{ВЫХООСVT4} = 40,5 * 150 * 10^3 / 40,5 + 150 * 10^3 = 31,5(\text{Ом})$$

Целесообразно выбрать ток делителя I<sub>Д2</sub>, заметно меньше I<sub>к2</sub>, но

$$I_{Д2} \geq (3...5) I_{Б2}, I_{Д2} \geq 0,3(\text{А})$$

Как указывалось выше U<sub>кЭVT3</sub> ≈ 1В, тогда

$$R_8 + R_9 = U_{кЭVT3} / I_{Д2} = 1 / 0,3 = 3,3(\text{Ом})$$

Для обеспечения возможности значительного изменения режима работы VT<sub>3</sub> целесообразно выбрать

$$R_8 = (R_8 + R_9) / 3 \quad \text{и} \quad R_9 = 2 (R_8 + R_9) / 3$$

Соответственно получим:  $R_8 = 0,75(\text{Ом})$ ,  $R_9 = 1,5(\text{Ом})$

Входное сопротивление  $VT_2$  рассчитывается по формуле:

$$R_{\text{вх}VT_2} = r_{\text{б}}^1 + (1 + h_{21Э}) * 0.026 / I_{\text{к}2} = 1.2 + (1 + 30) * 0.026 / 0.04 = 20.9(\text{Ом})$$

### Расчет каскада предварительного усилителя УМЗЧ

Ток покоя  $VT_1$  выбирается согласно:  $R_{\text{вых}ООСVT_4} = R_{\text{вых}}(1 + B_1 K_{VT_4})$

Если его величина измеряется долями миллиамперметра, то следует принять  $I_{\text{к}1} = 2 \dots 3 \text{мА}$ . При малых токах частотные свойства кремниевых транзисторов существенно ухудшаются.

Тип транзистора выбирается аналогично  $VT_2$ . Подойдет любой маломощный транзистор с высоким значением коэффициента передачи по току, например КТЗ107Б.

Для обеспечения необходимого тока покоя  $VT_2$  следует падать смещение  $U_{\text{БЭ}}$  Ориентировочно можно принять :

$$U_{\text{БЭ}} 0,7 \dots 0,9 \text{ В}$$

Режим работы  $VT_1$  и  $VT_2$  обеспечивается подбора сопротивлений резисторов  $R_1$  и  $R_2$ .

Резистор  $R_6$  частично шунтирует нагрузку усилителя. Следует выполнять условие

$$R_6 \geq 100 R_{\text{н}}, R_6 \geq 100 * 16 = 1600(\text{Ом})$$

Тогда можно рассчитать потенциал эмиттера  $VT_1$ , ток базового делителя и составляющие его резисторы :

$$\begin{aligned} U_{\text{Э}VT_1} &= 0,5 E_0 + I_{\text{к}2} R_6 = 0,5 * 33,6 + 2,3 * 10^{-3} * 1600 = 20,48(\text{В}) \\ &= 10 / 30 = 0,3(\text{А}) = 2 + 0,7 / 0,3 = 9(\text{Ом}) = (33,6 - 2 - 0,7) / 0,3 = 103(\text{Ом}) \end{aligned}$$

## **4. БЕЗОПАСНОСТЬ ЖИЗНЕДЕЯТЕЛЬНОСТИ**

### **4.1. Воздействие ЭМИ на человека.**

Мы хорошо знаем теперь, что биоритмы нашего тела находятся в самой тесной связи с движением Земли по околосолнечной орбите и интенсивностью окружающих нас электромагнитных полей. Все существа на Земле как бы настроены на частоту около 8 Гц, свойственную электромагнитному полю планеты. Изменения в пульсации энергии Земли непосредственно влияют на кровяное давление, дыхание, работу сердца, иммунную систему организма и даже выработку гормонов.

Электрический ток всегда порождает магнитное поле в окружающем пространстве. Поэтому электричество, так или иначе, причастно к любой фазе умственной или физической деятельности. Статистика показывает, что в период магнитных бурь на Земле заметно увеличивается количество людей, обращающихся к услугам психиатров. Экспериментально установлено, что аномалии в магнитных полях порождают аномалии в поведении людей и животных.

В ходе одного научного эксперимента под землей были сооружены две полностью изолированные комнаты, причем одна из комнат была защищена от магнитного поля Земли, а другая - нет. В этих комнатах на протяжении двух месяцев попеременно находились несколько сотен людей. У обитателей обеих комнат со временем появились отклонения в физиологических процессах и поведении, но люди, которые жили в комнате, изолированной от магнитного поля Земли, почти полностью потеряли ориентацию. Затем в комнате было создано электромагнитное поле, имитирующее поле Земли, и все аномальные явления у ее жильцов быстро исчезли. Очевидно, именно поле Земли определяет ход наших биологических часов.

Между тем, в нынешнем столетии люди резко изменили характер электромагнитной среды. Естественное планетарное поле теперь загрязнено искусственными источниками электромагнитного излучения. Плотность

радиоволн на поверхности Земли сегодня превосходит мощность солнечного излучения в 100 миллионов раз

Всемирной организацией здравоохранения электромагнитные поля признаны самым распространенным неблагоприятным фактором окружающей среды. Источниками электромагнитных полей широкого спектра частот являются персональные компьютеры и электробытовые приборы. В процессе профессиональной деятельности используется разнообразное промышленное технологическое и медицинское оборудование и приборы для научных целей. В окружающей среде интенсивные магнитные поля ультранизких частот создаются электрифицированным городским и железнодорожным транспортом. Источниками электромагнитных излучений радиочастот являются антенны радиочастотной связи, вещания, телевидения, радиолокационные станции, базовые станции сухопутной подвижной радиосвязи. При этом антенные системы передающих радиотехнических объектов могут размещаться как на отдельно стоящих опорах и мачтах, так и на крышах и стенах жилых, общественных зданий, больниц и школ. Электрические и магнитные поля промышленной частоты создаются воздушными линиями электропередачи, щитовыми, подстанциями, в том числе встроенными в здания.

Электромагнитные поля обладают высокой биологической активностью. Клинически заболевание, связанное с воздействием электромагнитных излучений, проявляется в виде характерных субъективных расстройств (головная боль, нарушение памяти, нарушение сна), развитии пограничных нервно-психических заболеваний в сочетании с синдромом вегетативной дистонии, сердечно-сосудистой патологией, нарушениями репродуктивной функции, иммунного статуса, изменениями биохимических и гематологических показателей крови. К отдаленным эффектам хронического воздействия электромагнитных полей радиочастотного диапазона специалисты относят негативное влияние на потомство и раннее

старение организма. Поэтому актуальность проблемы защиты человека от ЭМП несомненна.

То, что длительное воздействие интенсивных электромагнитных полей промышленной частоты может вызвать повышенную утомляемость, появление сердечных болей, нарушение функций центральной нервной и эндокринной систем было известно еще с предвоенных времен. Однако лишь в 60-х годах, в ходе промышленного бума, когда линии электропередачи, контактная сеть железных дорог и метрополитена буквально опутали целые районы, стали появляться все более тревожные сведения.

С целью проверки гипотезы о возможности развития опухолей у людей, проживающих вблизи воздушных линий электропередачи, была проведена большая эпидемиологическая работа, которая закончилась в 1992 году. Под наблюдением находилось более 500 тысяч человек, проживающих от одного года до 25 лет в 800-метровых коридорах вдоль трасс ЛЭП 200 кВ и 400 кВ. Тщательная статистическая обработка данных показала, что существует корреляция между развитием рака, в особенности детской лейкемии, и воздействием поля ЛЭП. При повышении индукции поля выше 0,1 мкТл риск заболевания возрастает почти в 4 раза.

#### **4.2. Методы и устройства защиты от ЭМИ.**

В настоящее время вопрос экологической безопасности и поиск средств защиты человека от разрушающих воздействий искусственных факторов окружающей среды является актуальным. Наиболее спорным и нерешенным остается до сих пор поиск средств защиты от искусственных электромагнитных излучений (ЭМИ).

Попытка создания универсальной эффективной защиты человека от комбинированных (как по частотным характеристикам, так и по интенсивности) опасных воздействий долгое время не имела успеха. Причина этого видится, прежде всего, в ошибочном выборе количественного метода измерения и оценки патологичности электромагнитных излучений

различных приборов и устройств. Совершенно ясно, что данный путь является тупиковым, так как в этом случае пришлось бы снизить плотность электромагнитного потока от приборов до уровня сравнимого с излучением биологических объектов, а это нереально.

Положение достаточно серьезное, поскольку постоянное воздействие электромагнитных факторов особенно малой мощности, может привести к срыву адаптационно-приспособительных процессов и переходу их к новому типу функционирования или к их срыву - формированию хронического стресса и болезни.

В связи с вышеизложенным, на сегодняшний день можно выделить целый ряд возможных альтернативных типов защиты биополя человека от альтерирующего воздействия ЭМИ как антропогенного, так и естественного происхождения:

1. Убрать все электромагнитные поля техногенного происхождения по типу оптико-волоконной связи (или ее аналогии)

2. Снизить воздействие электромагнитных полей до интенсивности ниже пороговых.

3. Электромагнитные излучения техногенного происхождения вывести из полосы биологического рецептирования.

4. Экранировать биологические объекты (хотя бы человека).

5. Снизить уровень чувствительности человека к ЭМИ техногенного происхождения.

6. Адаптировать полевые и биоэнергетические системы организма человека путем активации систем резистентности (защиты), способной парировать электромагнитные атаки или нивелировать эти возмущения модификацией собственного биополевого статуса организма.

В последнем случае (наиболее реальный) используются чаще всего различные устройства, способные некоторым образом и с определенной эффективностью модифицировать собственный "информационно-волновой" статус организма к внешним возмущениям.

В настоящее время на рынке представлены различные типы таких устройств. Все их можно классифицировать следующим образом:

1. Поглощающие материалы (синтетические пленки, воск, войлок, бумага и т.п.);
2. Отражающие материалы (металлическая фольга, на изолирующих подложках из синтетических материалов);
3. Защитная одежда (ткани с включением в них металлических нитей);
4. Проводники различных форм со свойствами антенн (браслеты, пояса, кольца, брелки и т.д.);
5. Дифракционные решетки разных типов;
6. Отклоняющие устройства (металлические изделия без покрытий и в изоляторах);
7. Различные резонаторы (спирали, конусы, пирамиды);
8. Генераторы электромагнитных импульсов.

Большая часть таких устройств это просто пассивные переизлучатели или модуляторы существующего воздействия, использующие те или иные принципы, а именно

- форму: различные дифракционные решетки и спирали, аппликаторы Айрес, Гамма-7Н, пирамиды, Нейтроник;
- наборы микроэлементов: различные "супертаблетки", Гамма-7А;
- кристаллы: различные кристаллические гармонизаторы, впрочем, очень похожи на супертаблетки.

#### **4.3. Защита предприятия в чрезвычайных ситуациях и ликвидация последствий.**

В условиях чрезвычайных ситуаций общество, движимое естественным стремлением к самосохранению, предпринимает осознанные, заранее предусмотренные меры, направленные на обеспечение безопасности жизнедеятельности. Проблема защиты в чрезвычайных ситуациях включает в себя множество аспектов, которые необходимо учитывать при разработке

мероприятий по обеспечению безопасности населения, устойчивости объектов народного хозяйства и охране биосферы от антропогенного воздействия.

Выбор мероприятий, сил и средств защиты зависит от вида, специфики, протекания чрезвычайных ситуаций, характера порождающих факторов и тяжести последствий.

Разработка мероприятий начинается с изучения полученных материалов и установления соответствия санитарно-защитных зон (СЗЗ) опасных объектов и их наличие на предложенной карте.

Размер СЗЗ следующий:

- для промышленного предприятия - 500 метров;
- для станции водоподготовки - 300 метров;
- для магистрального газопровода - 50 метров;
- полоса землеотвода для железной дороги - 50 метров.

СЗЗ наносим на топографическую карту по периметру указанных источников штриховой линией.

Опасные объекты, площади заражения которых, не выходят за пределы СЗЗ (взрывоопасный объект и опасный груз на железной дороге), не представляют особой опасности для окружающих. Мероприятия для таких источников будут относиться только к защите жизни персонала объектов

Для химически опасного объекта необходимо рассмотреть направление ветра, а с ним и облако химической опасности. Время подхода облака будет являться временем для принятия решений по защите населения, находящегося за пределами промышленного объекта. Мероприятия могут быть организационными, организационно-техническими или техническими.

Организационные мероприятия касаются области управления ЧС. К ним относится планирование, комплексные проверки состояния объектов ГО, проведение на предприятиях контроля состояния сил и средств на предприятиях, установление персональной ответственности за проведение

тех или иных видов работ, направленных на повышение надежности функционирования объекта в условиях ЧС и т.п.

Организационно-технические мероприятия предусматривают решение управленческих задач с использованием технических средств. К ним относятся:

- определение источников опасности и определение зон их действия;
- проведение учений для отработки действий в период ЧС;
- обучение персонала методам активной защиты жизни в ЧС и использованию средств защиты в ЧС;
- разработка регламентов поведения при возникновении ЧС;
- расчет сил и средств, запас которых должен находиться на предприятии и в городе на случай возникновения ЧС;
- определение местонахождения и установление ответственности за исправное состояние и сохранность технических средств защиты населения в ЧС;
- разработка маршрутов эвакуации персонала, порядок ее осуществления, установление мест дислокации оперативного штаба, мест сбора для подразделений ГО;
- определение места расположения эвакуационных пунктов, подразделений экстренной медицинской помощи и т.п.

Технические мероприятия включают в себя разработку и внедрение безопасных технологий и техники, средств коллективной и индивидуальной защиты на случай возникновения ЧС, средств защиты и оповещения о ЧС. Технические мероприятия могут проводиться на любом этапе функционирования предприятия или в любой период жизнедеятельности населенного пункта.

Минимизация потерь персонала должна быть основной задачей для безопасного функционирования предприятия. Эта задача достигается реализацией комплекса мероприятий по защите персонала от ЧС.

#### **4.4. Защитная автоматика и сигнализация**

В современном обществе огромное внимание уделяется созданию систем пожарной безопасности объектов, которые предназначены для защиты жизни людей и материальных ценностей от огня. Ведь опасность для жизни, связанная с возникновением пожара, и ущерб, наносимый огнем, в десятки раз превышают те, которые могут быть вызваны кражами, ограблениями и т.п.

##### **Основная цель - спасение жизни людей.**

Зачастую последствия пожаров и связанные с ними убытки ложатся тяжелым грузом на плечи не только пострадавшего, но и общества в целом. Именно поэтому, все большее количество людей начинают задумываться о создании профессиональных систем пожарной сигнализации.

Автоматические системы пожарной сигнализации предназначены для быстрого и надежного обнаружения зарождающегося пожара с помощью распознавания явлений, сопровождающих пожар, таких как выделение тепла, дыма, невидимых продуктов сгорания, инфракрасного излучения и т.п. В случае обнаружения пожара центральная станция должна выполнять предписанные действия по управлению системами автоматике здания (отключение вентиляционной системы, включение дымоудаления, системы оповещения, световых и звуковых оповещателей, запуск системы пожаротушения, останов лифтов, разблокирование дверей и т.п.). Это дает возможность людям, находящимся в здании, а также пожарной части или локальному посту пожарной охраны объекта предпринять действия, необходимые для ликвидации пожара на стадии его зарождения, и минимизировать наносимый ущерб.

Применяются следующие типы автоматических систем пожаротушения:

- Жидкостные
- Углекислотные
- Порошковые

- Пенные

Наиболее распространенная водяная система – это просто система водопроводных труб, оканчивающихся спринклерными головками с термочувствительными клапанами. Под действием тепла клапан спринклерной головки открывается, и из нее бьет струя воды, широко разбрызгиваемая механическими отражателями. Каждая головка срабатывает индивидуально в соответствии с температурой в месте ее расположения. (Иначе работают заливающие системы, о которых будет сказано ниже.) Чтобы система работала нормально, спринклерные головки не должны быть залиты краской, на них не должны висеть посторонние предметы и пространство вокруг них не должно быть загромождено.

В «мокрых» водяных системах пожаротушения трубопроводы всегда наполнены водой под давлением. В «сухих» системах трубопроводы заполнены сжатым воздухом или азотом, пока не откроется спринклерная головка, после чего давление в трубе падает и вода начинает поступать с напорной стороны. В системах предваряющего действия сигнализатор пожара открывает клапан и наполняет трубы водой, прежде чем откроется спринклерная головка. Иногда принципы сухой системы и предваряющего действия сочетаются в одной системе. В заливающих системах спринклерные головки всегда открыты, а сигнализатор пожара управляет общим водяным клапаном, так что при возгорании вода поступает сразу во все спринклерные головки. Предусматриваются также специальные водяные системы для защиты наружных стен здания и для других особых задач.

Водяные автоматические системы пожаротушения бытового назначения выпуска конца века требуют столь малых количеств воды, что одной спринклерной головки достаточно для площади почти 40 м<sup>2</sup>. Распределение разбрызгиваемой воды таково, что при работе спринклерной головки обеспечивается защита мебели в углах комнат и даже потолка.

Огнетушители - технические устройства, предназначенные для тушения пожаров в начальной стадии их возникновения.

Переносные огнетушители делятся на четыре класса соответственно классам пожара. Некоторые из них пригодны для тушения пожаров двух или трех разных классов, но не всех четырех.

Огнетушители классифицируются по виду используемого огнетушащего вещества, объему корпуса и способу подачи огнетушащего состава.

По виду огнетушащего вещества:

- пенные;
- газовые;
- порошковые,
- комбинированные.

По объему корпуса:

- ручные малолитражные с объемом корпуса до 5 л;
- промышленные ручные с объемом корпуса от 5 до 10 л;
- стационарные и передвижные с объемом корпуса свыше 10 л.

По способу подачи огнетушащего состава:

- под давлением газов, образующихся в результате химической реакции компонентов заряда;

- под давлением газов, подаваемых из специального баллончика, размещенного в корпусе огнетушителя;

- под давлением газов, закаченных в корпус огнетушителя;
- под собственным давлением огнетушащего средства.

По виду пусковых устройств:

- с вентильным затвором;
- с запорно-пусковым устройством пистолетного типа;
- с пуском от постоянного источника давления.

Этой классификацией не исчерпываются все показатели многочисленной группы огнетушителей. Постоянное совершенствование конструкции, повышение таких показателей как надежность,

технологичность, унификация и др. ведет к созданию новых, более совершенных огнетушителей.

Огнетушители маркируются буквами, характеризующими вид огнетушителя, и цифрами, обозначающими его вместимость.

Основной задачей систем пожарной сигнализации является раннее обнаружение очага возгорания с помощью пожарных извещателей, а также передача сигналов управления на средства пожарной автоматики. К этим средствам можно отнести установки автоматического пожаротушения, дымоудаления, аварийного оповещения, кнопки ручных пожарных извещателей, устройства управления вентиляцией и другим технологическим оборудованием.

Отечественные нормативные документы по пожарной безопасности строго регламентируют перечень зданий и сооружений, подлежащих оснащению автоматической пожарной сигнализацией

Системы пожарной сигнализации подразделяются на безадресные (пороговые), адресные и адресно-аналоговые. В самых эффективных адресно-аналоговых системах пожарные извещатели по сути представляют собой дымовые датчики, которые периодически по запросу приемно-контрольного прибора (ПКП) сообщают ему код значения контролируемого параметра: температуры или оптической плотности среды. Величина и значения этих параметров анализируются адресно-аналоговым ПКП. Пороги срабатывания устанавливаются в ПКП и адаптируются к каждому помещению и изменяются в зависимости от времени суток, дней недели и т.д. Одновременно анализируется и работоспособность извещателей, при падении чувствительности формируется сигнал о неисправности, при запылении - о техническом обслуживании, ПКП может прогнозировать сроки чистки каждого дымового или комбинированного извещателя.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В данной выпускной квалификационной работе рассматривается построение электронного устройства. Эта работа является одним из способов решения, конструирования усилителя мощности звуковой частоты. Многие решения реализации функциональных блоков заимствованы из уже существующих реальных схем, поэтому многие данные приводятся на основе опытных данных. В основе данной работы лежит усилитель мощности звуковой частоты, построенный на транзисторах с n-p-n и p-n-p переходами.

Помимо расчетов принципиальной схемы в данной работе также представлены структурная и принципиальная схемы, один из вариантов расположения элементов на плате и разводка к ним.

### Список использованной литературы.

1. Г. И. Волович Схемотехника аналоговых и аналого - цифровых электронных устройств.- М., Додэка\_XXI, 2011
2. Шарапов А. В. Аналоговая схемотехника, Томский межвузовый центр дистанционного обучения, 2003.
3. Шарапов А. В., Тановицкий Ю.Н., Электронные цепи и микросхемотехника.,ч. 1., Томск, 2001.
4. Павлов В.Н., Ногин В. Н., Схемотехника аналоговых электронных устройств., М., Горячая линия-Телеком, 2001.
5. Денисов Н. П., Шарапов А. В., Шibaев А. А. Электроника и схемотехника., в 2-х частях, Томск, ТМЦ ДО, 2002.
6. Герасимов В. М., Скворцов В. А. Электронные цепи и микросхемотехника. Ч. 2., Томск, 1998.
7. Быстров Ю. М., Мироненко И. Г. Электронные цепи и микросхемотехника.М, Высшая школа, 2002.
8. Лагин В. И. Электроника. Ростов., Феникс., 2000.
9. Нефедов В. И. Основы радиотехники. М. Высшая школа. 2000.
10. Опадчий Ю. Ф. и др. Аналоговая и цифровая электроника. М. Радио и связь. 2002
11. Шамшин В. Г. Устройство усиления электрических сигналов. Владивосток, ДВГТУ, 2000.
12. Шамшин В. Г. Программа курса и контрольные задания для студентов специальности «Радиосвязь телевидение и радиовещание», Владивосток, ДВГТУ, 2005.
13. Баскаков С. И. Радиотехнические цепи и сигналы. М., Высшая школа, 2000.
14. Сеогиненко А. Б. Цифровая обработка сигналов. СПб., Питер., 2003.
15. Красько А.С. Схемотехника аналоговых электронных устройств: Компьютерный лабораторный практикум. - Томск: ТУСУР ТМЦДО, 2002.

16. Красько А.С. Проектирование аналоговых электронных устройств: Методические указания по курсовому проектированию. - Томск: ТУСУР ТМЦДО, 2000.
17. Лексины Валентин и Виктор. О заметности нелинейных искажений усилителя мощности.— Радио, 2003, № 2,.
18. Солнцев Ю, Высококачественный усилитель мощности.—Радио, 2004, № 5.
19. Солнцев Ю. Какой же  $K_T$  допустим? —Радио, 2005, № 2.
20. Атаев Д., Болотников В. Как снизить уровень помех в тракте ЗЧ.— Радио, 2004, № 4, с. 43—45; № 5.
21. Атаев Д., Болотников В. Унификация в радиолюбительских конструкциях.— Радио, 2003, № 12.
22. Пикерсгнль А., Беспалов И. Феномен «транзисторною» звучания.— Радио, 2001, № 12.
23. Ефимов А., Ефимов Б., Томас Г. Выбор мощности стереофонических усилителей.— Радио, 2007.
24. Акулинчев И. Селекция сигнала искажений.— Радио. 2003, № 10.
25. Тнтце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника.— М.: Мир, 2002.
26. Schmidt G. Current dumping amplifier.— Elector. 2008, № 7/8.
27. Роганов В. Устройство защиты громкоговорителей.— Радио, 2001. № 11.
28. Агеев А. Усилительный блок любительского радиокомплекса.— Радио, 2002, № 8.
29. Солнцев Ю. Высококачественный предварительный усилитель.— Радио, 2005, № 4.
30. Титов А.А. Расчет корректирующих цепей широкополосных усилительных каскадов на полевых транзисторах. 2000.
31. <http://referat.ru/download/ref-2770.zip>

# **ПРИЛОЖЕНИЕ**