Министерство образования Российской Федерации

КАЗАНСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ
им. А.Н.ТУПОЛЕВА

Факультет Автоматики и Электронного Приборостроения

Кафедра приборов и информационно-измерительных систем

А.В.БЕРДНИКОВ, М.В.СЕМКО

ПРОЕКТИРОВАНИЕ И РАСЧЕТ УСИЛИТЕЛЯ МОЩНОСТИ НИЗКОЙ ЧАСТОТЫ

Методические указания к выполнению курсовой работы по дисциплине "Физические основы электроники"

для специальности 220201 (210100)

Казань 2007

Цель работы

Целью работы является закрепление теоретических знаний, полученных в курсе "Физические основы электроники" и приобретение навыков их практического применения.

Задача работы

Задача работы состоит в разработке и расчете одного из наиболее часто встречающихся узлов систем автоматического управления – усилителя мощности низкой частоты с заданными параметрами.

Настоящие методические указания определяют алгоритм и последовательность выполнения расчетного задания с обязательным использованием предложенной литературы и справочного материала.

Введение

В различных областях науки применяются устройства передачи различных видов информации с помощью электрических сигналов. При этом возникает потребность таким образом преобразовать сигнал, чтобы его можно было проанализировать с помощью приборов или чтобы его мощность была требуемой величины. Поэтому наиболее распространённым электронным устройством является усилитель электрических сигналов. Внутри него, по определению: "осуществляется процесс непрерывного управления энергией источника питания с помощью небольшой энергии источника сигнала, то есть энергия источника питания преобразуется в энергию усиливаемого сигнала".

Усилители электрических сигналов классифицируются по ряду различных признаков:

- характеру усиливаемых сигналов;
- диапазону частот;
- назначению;
- электрическим характеристикам усиливаемого сигнала;
- типу усилительных (активных) элементов.

По *характеру усиливаемых сигналов* усилители разделяют на две группы: усилители *гармонических* и усилители *импульсных* сигналов. К усилителям гармонических сигналов относятся микрофонные, магнитофонные, радиовещательные, медицинского назначения, электроприводов и др. К импульсным усилителям относятся усилители телеграфных, радиолокационных сигналов, видео усилители, усилители цифровых кодов и т.д.

По *диапазону частот* усилители подразделяются:

— усилители *постоянного тока*, усиливающие медленно изменяющиеся сигналы, причём усиление может происходить как постоянных, так и переменных составляющих сигналов;

— усилители *переменного тока*, усиливающие только переменные составляющие сигналов, к ним относятся:

- усилители инфразвуковых частот (ИНЧ) с $f_н$<20 Гц;
- усилители низкой (звуковой) частоты (НЧ) с $\Delta f \in$ [20 Гц – 20 кГц];
- усилители высоких частот (ВЧ) с $\Delta f \in$ [100 кГц – 100 МГц];
- широкополосные усилители с $\Delta f \in$ [1 кГц – 1 МГц];
- избирательные усилители;
- универсальные многофункциональные усилители и др.

По *назначению* усилители разделяют на телевизионные, магнитофонные, измерительные, усилители медико-биологических сигналов и др.

По *электрическим характеристикам усиливаемого сигнала* различают усилители напряжения, тока и мощности. В целом это разделение условно, так как в любом случае усилитель усиливает мощность.

По *типу усилительных (активных) элементов* усилители делятся на ламповые, полупроводниковые, магнитные, оптоэлектронные, интегральные и др.

Основными параметрами электронных усилителей являются:

- коэффициент преобразования (коэффициент передачи или чувствительность) – отношение выходного сигнала ко входному. В случае, когда входной и выходной сигналы имеют одинаковую размерность, можно использовать термин коэффициент усиления, соответствующего электрического параметра.
- номинальная выходная мощность – мощность на выходе усилителя при работе на расчетную нагрузку и заданном коэффициенте гармоник или нелинейных искажений;
- полоса пропускания – частотный диапазон (значения нижней и верхней частоты, соответственно $f_н$ и $f_в$), в котором усилитель должен удовлетворять требованиям к своим характеристикам;
- коэффициент полезного действия (КПД) – отношение выходной мощности, отдаваемой усилителем в нагрузку, к общей мощности, потребляемой от источника питания;
- входное и выходное сопротивления.

К характеристикам преобразования усилителей относятся:

- амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) – зависимость модуля коэффициента усиления от частоты входного сигнала;
- фазо-частотная характеристика (ФЧХ) – зависимость угла сдвига фазы между входным и выходным напряжениями от частоты;
- амплитудно-фазовая характеристика (АФХ) – построенная в полярной системе координат зависимость коэффициента усиления и фазового сдвига усилителя от частоты;
- амплитудная характеристика – зависимость амплитудного значения напряжения первой гармоники выходного напряжения от амплитуды синусоидального входного напряжения;
- переходная характеристика – зависимость от времени выходного напряжения усилителя, на вход которого подан мгновенный скачок напряжения.

1. ВЫБОР ВАРИАНТА СТРУКТУРНОГО ПОСТРОЕНИЯ УСИЛИТЕЛЯ

На сегодняшний день наиболее распространены три основных варианта построения усилителя мощности:

1. На основе одной интегральной микросхемы, реализующей в себе все необходимые каскады для получения требуемой мощности на заданной нагрузке; данный вариант построения усилителя мощности возможен при индивидуальных разработках и в рамках данной работы не рассматривается.

2. На основе операционного усилителя, реализующего функцию усиления напряжения, и выходных транзисторных каскадов, обеспечивающих получение заданной мощности в нагрузке;

3. На основе транзисторных каскадов предварительного усиления и каскада усиления мощности, выполненных на дискретных элементах.

Для выполнения настоящей работы рекомендуется второй вариант построения усилителя мощности, что стало возможным, благодаря высокому качественному уровню современных отечественных и зарубежных операционных усилителей, позволяющему применять их в составе электрических усилительных схем для коррекции фазовых, частотных и других искажений, создаваемых каждым отдельно взятым дискретным элементом, а также сокращающему временные затраты на проектирование и расчет усилителя, построенного полностью на дискретных элементах, без ощутимого выигрыша в качестве и стоимости.

В соответствии с этим вариантом структура усилителя мощности в общем случае будет иметь вид:

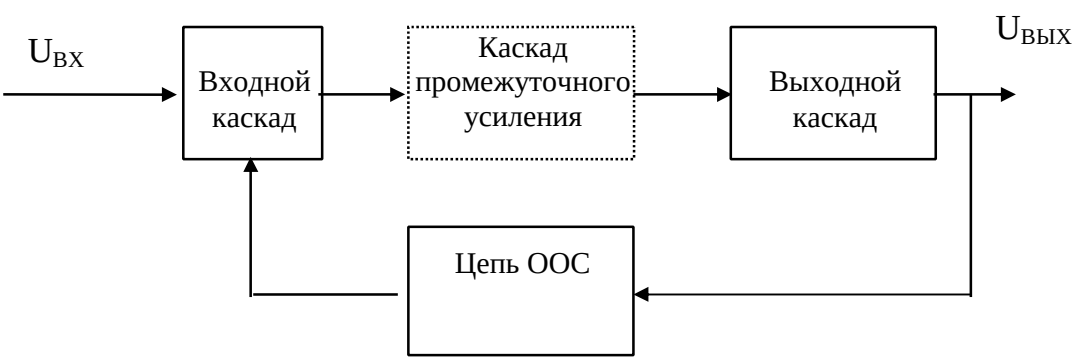

Рис.1.Структура усилителя мощности.

Задачи, решаемые структурными элементами можно охарактеризовать следующим образом:

- Входной каскад – каскад, предназначенный для согласования с источником сигнала, и основное требование к нему – обеспечение заданной величины входного сопротивления, дабы не нагружать источник сигнала;
- Выходной каскад – каскад согласования усилителя мощности с нагрузкой по току, выходному сигналу и по мощности;

- Каскад промежуточного усиления определяет коэффициент усиления УМ по напряжению (зачастую часть этих задач решается во входном и выходном каскадах) без учета цепи общей отрицательной обратной связи;
- Цепь ООС – отрицательной обратной связи служит для стабилизации характеристик УМ и задания общего коэффициента усиления по напряжению.

2. РАСЧЕТ ВЫХОДНОГО КАСКАДА

Применение трансформаторов в каскадах усиления мощности существенно увеличивает их массогабаритные и стоимостные показатели, в особенности это относится к интегральным усилительным каскадам, которые широко применяются в измерительно-преобразовательных устройствах. Можно полагать, что применение трансформаторных каскадов оправдано лишь при необходимости получения значения напряжения на нагрузке во много раз превышающего величину напряжения питания или при необходимости обеспечения гальванической развязки между входом усилителя и его нагрузкой.

Существует множество различных схем бестрансформаторных каскадов. Напомним лишь некоторые, позволяющие понять общие принципы их построения.

Усилительные каскады, используемые для построения усилителей мощности, бывают двух типов - *однотактные* и *двухтактные*.

В однотактном усилительном каскаде обе полуволны входного сигнала усиливаются одним транзистором, работающим в линейном режиме или так называемом режиме ***A***. К достоинствам схемы однотактного каскада относятся: её простота и сравнительно малые нелинейные искажения, а к недостаткам – низкая экономичность. Вследствие этого *однотактные* усилители применяются только при сравнительно небольших мощностях в нагрузке (исключение составляют ламповые усилители низкой частоты аппаратуры класса High-End, работающие в линейном режиме).

В двухтактном усилителе мощности усиление сигнала происходит за два такта. В течение одного полупериода входного сигнала усиление осуществляется одним транзистором, другой транзистор в течение этого полупериода или его части закрыт. При следующем полупериоде входного сигнала усиление осуществляется вторым транзистором, а первый при этом закрыт. Такая поочередная работа транзисторов позволяет использовать экономичные режимы ***B*** и ***AB***.

Напомним, что в режиме ***A,*** так называемом режиме линейного усиления, напряжение смещения выбирается таким образом, чтобы точка покоя усилительного каскада P_A находилась на середине линейного участка его динамической проходной характеристики.

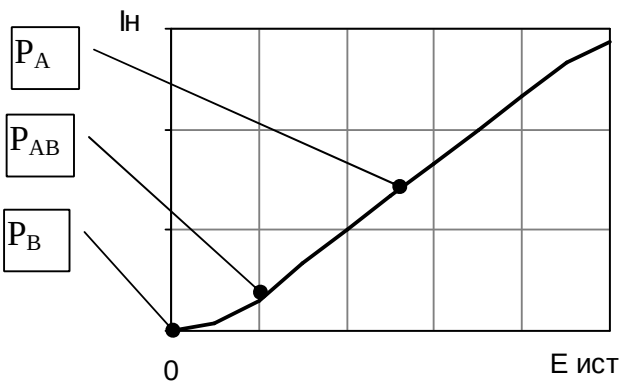

Рис .2. Режимы работы усилителя мощности

В режиме ***B*** точка покоя P_B находится в начале динамической проходной характеристики, при напряжении смещения равном нулю. При этом усилительный каскад усиливает только одну полуволну входного сигнала, а нелинейность начального участка динамической проходной характеристики вызывает появление значительных нелинейных искажений. Для уменьшения нелинейных искажений применяется режим ***AB,*** при котором рабочая точка P_{AB} располагается в начале линейного участка динамической проходной характеристики .

Бестрансформаторные каскады усиления мощности собираются в основном по *двухтактным* схемам на транзисторах, работающих в режиме **B** или ***AB*** и включаемых по схеме с ОЭ или ОК. Основу каскада составляют два последовательно соединенных транзистора одной или разной проводимости. Каждый транзистор для увеличения коэффициента усиления по мощности может быть заменен схемой составного (каскадного) включения транзисторов.

По способу подключения нагрузки различают две разновидности схем: с питанием от одного источника и с питанием от двух источников.

Усилители мощности на транзисторах одной проводимости. При питании каскада от двух источников $E_{к1}$, и E_{k2} (рис.3,а), имеющих общую точку, нагрузка включается между точкой соединения эмиттера и коллектора транзисторов VT_1,, VT_2 и общей точкой источников питания. Режим работы транзисторов обеспечивается делителями R_1,, R_2, R_3 и R_4, Управление транзисторами осуществляется противофазными входными сигналами $U_{вх1}$ и $U_{вх2}$, для получения которых предыдущий каскад должен быть фазоинверсным.

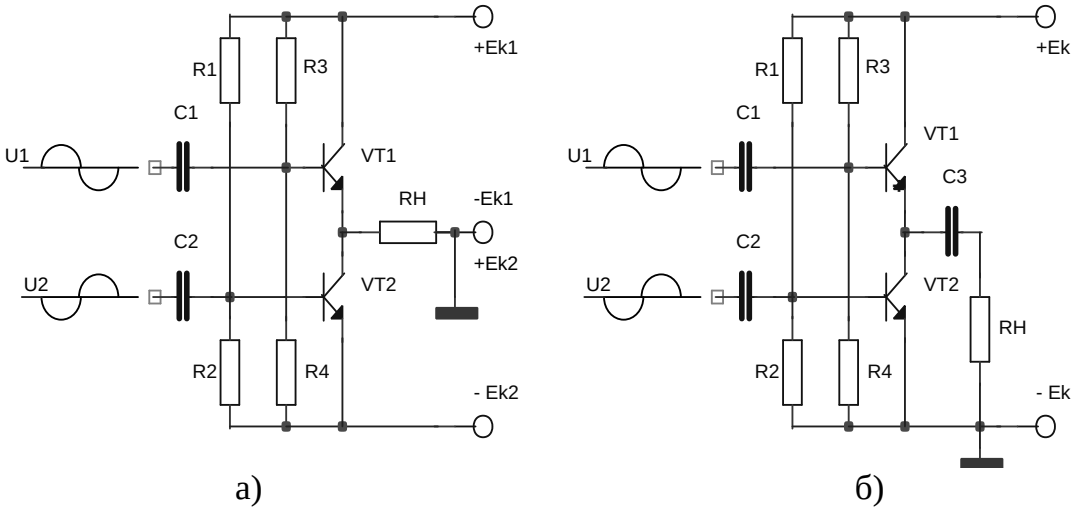

Рис.3 Выходные каскады усилителей мощности на транзисторах одной проводимости

Принцип работы каскада по схеме рис.3,а состоит в поочередном усилении полуволн входного сигнала. Если в первом такте отрицательную полуволну усиливает транзистор VT_1, при этом транзистор VT_2 заперт положительной полуволной, то во втором такте вторая полуволна сигнала усиливается транзистором VT_2 при закрытом транзисторе VT_1.

При питании каскада от одного источника E, (рис.3,б) нагрузка подключается через разделительный электролитический конденсатор $C3$ достаточно большой емкости, а в остальном схема аналогична предыдущей.

Принцип работы схемы заключается в следующем. При отсутствии $U_{вх1}$ и $U_{вх2}$ конденсатор C_3 заряжен до напряжения $0{,}5E_к$. Именно при таком напряжении на конденсаторе наступает режим покоя. В такте работы (открытого состояния) VT_1, по нагрузке $R_н$ течет ток $i_{э1}$, , который дозаряжает конденсатор C_3. В такте работы VT_2, конденсатор разряжается, и по нагрузке $R_н$ течет ток i_{k2}. Таким образом, на нагрузке реализуется биполярный сигнал.

В рассмотренных схемах транзисторы VT_1,и VT_2 имеют разное включение: VT_1, - по схеме ОК, а , VT_2; - по схеме ОЭ. Поскольку при этих двух схемах включения транзисторы имеют различные коэффициенты усиления по напряжению, то без принятия дополнительных мер получается асимметрия выходного сигнала. Уменьшения асимметрии сигнала, в частности, можно достичь соответствующим выбором коэффициентов усиления по двум выходам предыдущего фазоинверсного каскада. Можно уменьшить асимметрию и применением отрицательной обратной связи, охватывающей выходной и предвыходной каскады.

2.1 Усилители мощности на транзисторах разной проводимости, включенных по схеме с ОК.

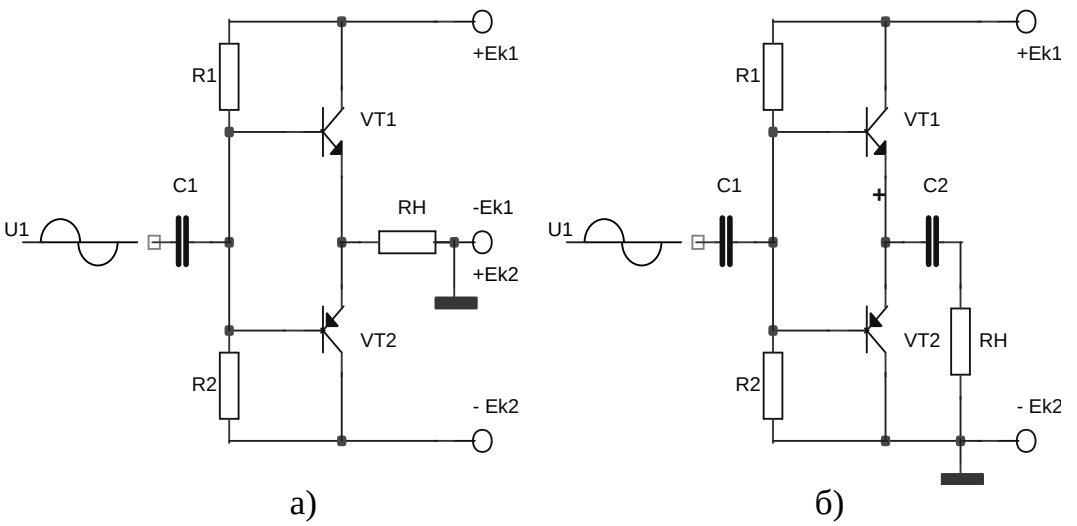

Рис. 4 Выходные каскады усилителей мощности на транзисторах разной проводимости

На рис.4, а изображена схема каскада с питанием от двух источников, а на рис.4,б - с питанием от одного источника. При использовании в этих схемах комплементарных пар транзисторов типов *n-p-n* и *p-n-p* отпадает необходимость в подаче двух противофазных входных сигналов. При положительной полуволне сигнала открыт транзистор VT_1 и закрыт VT_2 , при отрицательной полуволне, наоборот, открыт VT_2 и закрыт VT_1. В остальном работа схем рис.4 аналогична работе соответствующих схем рис.3. Отличительной особенностью рассмотренных схем является то, что коэффициент усиления каскада по напряжению всегда меньше 1, а выходной сигнал имеет меньшую асимметрию, так как оба транзистора включены по одинаковой схеме с ОК.

2.2 Многокаскадные усилители мощности на транзисторах разной проводимости, включенных по схемам с ОК и ОЭ.

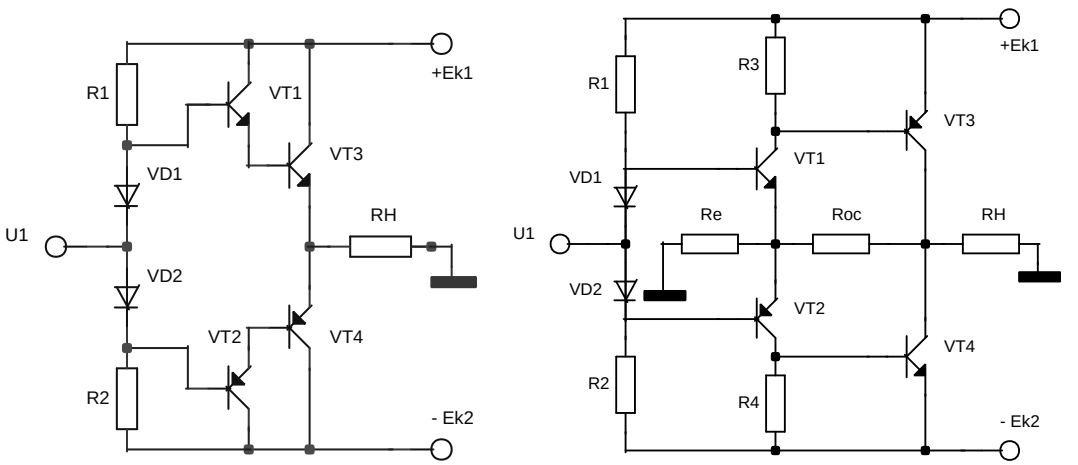

Рис.5. Двухкаскадные усилители мощности, выполненные по схемам ОК (а) и ОЭ (б)

Для реализации усилителей мощности с коэффициентом усиления по напряжению большим единицы транзисторы выходного каскада включаются по схеме с ОЭ, как это показано на рис.5,б для варианта питания с двумя источниками. Резисторы R_3, R_4 (~100 Ом), включенные параллельно базо-эмиттерным переходам мощных транзисторов, служат для улучшения характеристики усилителя в области высоких частот, а также повышения надежности работы транзисторов выходного каскада.

Максимальная величина обеспечиваемого каскадом коэффициента усиления по напряжению обеспечивается при $R_{OC} \rightarrow \infty$ и определяется выражением

$$K_{U\,MAX} = B_{CT1} * R_H / R_e , \qquad (1)$$

где B_{CT1}- статический коэффициент усиления по току первого транзистора в схеме с ОЭ ($h21_Э$ или $B_{СТ}$), R_e – резистор в цепи эмиттеров транзисторов VT_1 , VT_2.

Реально рассматриваемый каскад может обеспечивать значение коэффициента усиления по напряжению K_U порядка 2…3, и при условии $K_U << K_{U\,MAX}$ его величина задается соотношением:

$$K_U \approx 1 + R_{OC} / R_e . \qquad (2)$$

С целью уменьшения нелинейных переходных искажений в таких каскадах для получения режима ***AB*** во входных цепях включается делитель из

резисторов R_1, , R_2 и диодов $VD1$, , VD_2 , как это показано на рис.5. Диоды имеют температурную зависимость, аналогичную базо-эмиттерным переходам транзисторов. Поскольку с помощью резисторов R_1, , R_2 диоды переводятся в режим проводимости, то напряжение на базе VT_1 превышает входное напряжение на величину падения напряжения на диоде VD_1. Напряжение на базе VT_2 меньше, чем входное напряжение, на величину падения напряжения на диоде VD_2.

В двухтактных бестрансформаторных каскадах в силу их симметричности проводится расчет одного плеча. При этом напряжение источника питания в схемах с одним источником принимается равным удвоенному значению напряжения одного из источников питания схем с двумя источниками.

Итак, исходя из полученного расчетного задания и приведенных выше сведений, непосредственно переходим к расчету выходного каскада. В качестве выходного каскада рекомендуется использовать двухтактный бестрансформаторный усилитель на дискретных транзисторах разной проводимости, соединенных по схемам с общим коллектором ОК или ОЭ в зависимости от требуемых характеристик усилителя и задания на проектирование, с питанием от двух источников:

Предлагаемая схема имеет ряд преимуществ:

- малый коэффициент асимметрии, что существенно влияет на появление и снижение нелинейных искажений (в силу симметрии схемы в выходном сигнале значительно ослаблены четные гармоники);
- малый ток покоя;
- высокий КПД;
- малое выходное и относительно большое входное сопротивления;
- высокую температурную стабильность.

К недостаткам следует отнести:

- малый коэффициент усиления по напряжению схемы с ОК (<1). Это приводит к необходимости установки в схеме дополнительного высоковольтного каскада усиления напряжения до необходимого уровня;
- нелинейные искажения, вызванные переключением плеч каскада, которые необходимо компенсировать;
- трудности в подборе комплементарных пар транзисторов.

Для подбора мощных транзисторов и их применения в качестве выходного каскада необходимо рассчитать следующие параметры:

$$U_{H\max} = 2 \cdot P_н / I_н ;\ R_н = U_{H\max} / I_н , \qquad (3)$$

где $U_{H\max}$ –амплитудное значения напряжения на сопротивлении нагрузки $R_н$.

Напряжение источника питания одной половины выходного каскада при биполярном питании или половина напряжения общего источника питания, определяется исходя из амплитуды выходного сигнала, при этом величина напряжение питания Е выбирается минимум на (2..2.5)В больше $U_{H\max}$ на каждую комплементарную пару и зависит от количества пар (n) используемых составных транзисторов.

$$E \geq U_{H\max} + (2...2{,}5) * n\,. \qquad (4)$$

Таким образом, напряжение питания E увеличивается примерно на 2 В на каждый примененный в одном плече транзистор.

Максимальный ток, протекающий через нагрузку приблизительно равен коллекторному току выходного мощного транзистора;

$$I_{K\max} = I_{H\max} = \frac{U_{H\max}}{R_H}, \qquad (5)$$

где I_{Hmax} – максимальный ток, протекающий через нагрузку, при этом максимальная мощность, рассеиваемая одним транзистором определяется:

$$P_{\max} = \frac{E^2}{\pi^2 \cdot R_н}, \qquad (6.)$$

На основании рассчитанных выше значений из справочной литературы производится выбор мощных транзисторов выходного каскада, который обычно осуществляется по следующим параметрам:

- предельная (граничная) частота – $\{f_{h21э}, f_{гр}\}$;
- максимальный ток коллектора – I_{Kmax};
- максимально допустимое напряжение между коллектором и эмиттером транзистора $U_{КЭmax}$;
- максимальная мощность, рассеиваемая на коллекторе P_{Kmax};
- статический коэффициент передачи тока в схеме с общим эмиттером $\{h_{21Э}, B_{ст}, \beta\}$.

При этом должны выполняться следующие условия:

$$\left\{\begin{array}{l} f_{h21э} \geq 2 f_{в}; \\ I_{K\max} \geq I_{н\max}; \\ U_{КЭ\max} \geq 2E; \\ P_{K\max} \geq P_{н\max}. \end{array}\right\} \qquad (7)$$

В некоторых случаях необходимо учитывать температурный диапазон (если он задан), а также совместимость транзисторов, т.е. транзисторы должны образовывать комплементарную пару - для положительного и отрицательного плеч усилителя. Выбор транзисторов комплементарной пары производится по справочникам, ориентировочные пары транзисторов, удовлетворяющие заданию на проектирование: КТ814…КТ819, КТ825…КТ827 и т.д.

Проведя выбор пары транзисторов выходного каскада, получаем предельное значение коллекторного тока транзисторов в проектируемом усилителе при выбранном значении напряжения питания:

$$I'_{K\,пред} = \frac{E}{R_H}; \qquad (8)$$

Полученное значение $I'_{K\,пред}$ необходимо вновь сравнить со справочными данными предельных режимов выбранных транзисторов, для принятия решения об обоснованности их выбора.

Максимальная величина базового тока транзисторов выходного каскада, необходимая для обеспечения заданной мощности в нагрузке, определяется соотношением

$$I_{Б\,max} = \frac{I_{K\,max}}{B_{ст}} \ . \qquad (9)$$

$B_{\text{ст}}$ - типовая величина статического коэффициента передачи по току в схеме с общим эмиттером - справочные данные.

По рассчитанному значению $I_{Бmax}$, при помощи входной характеристики примененного транзистора (зависимости $I_Б = f(U_{БЭ})$) определяем максимальное значение напряжения перехода база – эмиттер $U_{БЭmax}$.

В тех случаях, когда не удается воспользоваться графическими зависимостями между входным (базовым) током $I_б$ и напряжением $U_{бэ}$, расчет может быть проведен для упрощенной модели базо-эмиттерного p-n перехода транзистора по следующим выражениям:

$$I_б = I_{бо} * \left[\exp\left(\frac{U_{бэ}}{n * \varphi_T} \right) - 1 \right], \text{ где} \qquad (10)$$

$$I_{бо} = \frac{I_{б\,нас.}}{\exp\left(\frac{U_{бэ\,нас}}{n * \varphi_T} \right)} \ . \qquad (11)$$

Параметры транзистора, входящие в выражения $U_{бэ\ нас}$ и $I_{б\ нас}$ - справочные данные, характеризующие параметры насыщенного базо-эмиттерного перехода, $\varphi_T = kT/q$ - температурный потенциал (для нормальных условий принимается равным 25 мВ или 0.025В), n – характеризует число p-n переходов в транзисторе (для обычных транзисторов n= 2, для составных >2.)

Исходя из выражений (10,11) можно получить зависимость падения напряжения на базо-эмиттерном переходе $U_{бэ}$ от величины протекающего базового тока.

$$U_{бэ} = n * \varphi_T * Ln\left[1 + \frac{I_б}{I_{б\,нас}} * \left(\exp\frac{U_{б\,нас}}{m * \varphi_T} - 1\right)\right]. \qquad (12)$$

На рисунках приведены варианты входных характеристик транзистора со следующими параметрами $U_{бэ.нас}$=0,75В, $I_{б.нас.}$=0,2А

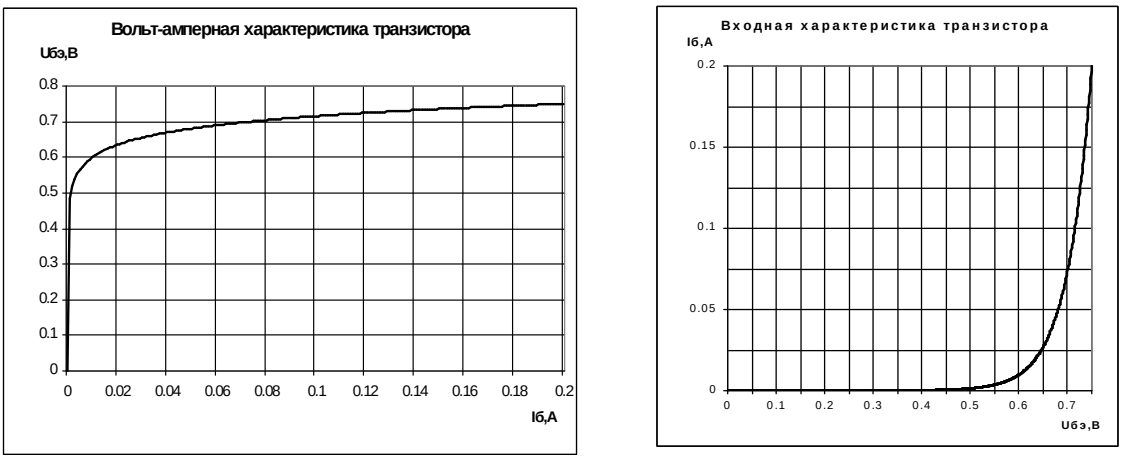

Рис.6 Характеристики модели базо-эмиттерного p-n перехода транзистора.

Расчет может быть проведен с применением Excel, возможно проведение расчета с использованием программы Parts пакета PSpice.

Из этого расчета можно определить максимальное напряжение на входе транзистора оконечного каскада, необходимое для обеспечения заданной мощности в нагрузке:

$$U_{ВХ\max} = U_{БЭ\max} + I_{К\max} \cdot R_Н . \qquad (13)$$

Входное сопротивление оконечного транзисторного каскада в этом случае можно определить по выражению:

$$R_{вх\,тр-ра} \approx B_{ст} \cdot R_Н . \qquad (14)$$

Чаще всего величина входного сопротивления оконечного каскада получается сравнительно малой, а величина полного входного сопротивления оконечного усилительного каскада определяется параллельным соединением $R_{вх\ тр-ра}$ и сопротивления делителя $R_д$ (R1 или R2 на рис.5). Величина последнего рассчитывается по формуле

$$R_д = \frac{E - U_{ВХ\max}}{I_{Б\max}}, \qquad (15)$$

$$R_{вх\,полн} = R_{вх\ тр-ра} \,\|\, R_д \qquad (16)$$

Необходимо отметить, что входное сопротивление оконечного каскада является нагрузкой для каскада усилителя напряжения, выполняемого на основе операционных усилителей, имеющих четко регламентированные

значения минимально допустимых величин сопротивлений нагрузки. Так для большинства операционных усилителей общего применения минимально допустимое сопротивление нагрузки составляет 2 кОм.

Поэтому при необходимости увеличения входного сопротивления $R_{вх\,полн}$ целесообразно использовать каскад промежуточного усиления, состоящий из сравнительно маломощных транзисторов (*VT1*,*VT2* рис.5), также представляющих из себя комплементарную пару. Их выбор осуществляется исходя из предположений, что коллекторный ток транзистора промежуточного каскада должен быть не менее тока базы оконечного:

$$I_{K\max n.} \geq I_{Б\max o.}, \qquad (17)$$

где индексы "*n*" и "*o*" относятся к промежуточному и оконечному каскадам соответственно, а максимально допустимые напряжения $U_{КЭ\ мах}$ и частотные характеристики транзисторов должны соответствовать выражениям (7).

Для транзисторов промежуточного каскада производится расчет аналогичный, приведенному выше, с учетом того, что в данном случае нагрузкой промежуточного каскада является вход мощного транзистора оконечного с подключенной нагрузкой $R_Н$:

$$I'_{K\max n.} = \frac{I'_{K\max o}}{B_{ст\,o.}}; \qquad (18)$$

$$P_{\max\ n.} = \frac{E^2}{\pi^2 \cdot R_H \cdot B_{ст\,o.}}; \qquad (19)$$

Входное сопротивление промежуточного каскада $R_{вх12}$ может быть определено по выражению, учитывающему, сопротивления транзисторов двух каскадов и нагрузки.

$$R_{вх\,n.} \approx R_H \cdot B_{ст\,o.} \cdot B_{ст\,n.} \qquad (20)$$

Максимальная величина базового тока транзисторов промежуточного каскада, необходимая для обеспечения заданной мощности в нагрузке, определяется соотношением

$$I_{Б\max n.} = \frac{I_{K\max n.}}{B_{ст\ n}} \qquad (21)$$

$B_{ст\,n.}$ - типовая величина статического коэффициента передачи по току транзистора промежуточного каскада схеме с общим эмиттером.

По рассчитанному значению $I_{Б\max n.}$ при помощи входной характеристики или в результате расчета параметров модели определяем максимальное значение напряжения перехода база-эмиттер $U_{Бэmax\,n.}$.

Отсюда можно определить максимальное напряжение на входе транзистора оконечного каскада по схеме ОК, необходимое для обеспечения заданной мощности в нагрузке:

$$U_{ВХ\ n.\max} = U_{БЭ\max} + U_{БЭ\,n.\max} + I_{K\ \max} \cdot R_H. \qquad (22)$$

Полное же входное сопротивление промежуточного каскада, построенного по схеме ОК, определяется аналогично в данном случае будет равно:

$$R_{вх\,пол\ п.} = R_{вх\,п.} \parallel R_{д\,п.}, \qquad (23)$$

где

$$R_{д\,п.} = \frac{E - U_{ВХ\,п.\max}}{I_{Б\max п.}}. \qquad (24)$$

Построение выходного каскада по схеме с ОЭ целесообразно при построении усилителей мощности с величиной напряжения на нагрузке, превышающей 12…14В. Это позволяет применять во входном каскаде операционные усилители широкого применения с питанием от биполярного источника ±15В.

Расчет выходного каскада, реализованного по схеме с ОЭ, производится аналогично предыдущему. В процессе расчета после выбора пары транзисторов промежуточного каскада необходимо проконтролировать величину максимального коэффициента усиления по напряжению

$$K_{U\,MAX} = B_{CT1} * R_H / R_e, \qquad (25)$$

где B_{CT1}- статический коэффициент усиления по току первого транзистора (промежуточного каскада) в схеме с ОЭ ($h21_Э$).

После этого необходимо задаться величиной коэффициента усиления по напряжению усилителя с обратной связью в диапазоне значений K_U ~ 2,0..2,5 и при выполнении условия $K_U << K_{U\,MAX}$.

Величина напряжения сигнала, поступающего на вход промежуточного каскада усилителя мощности, при этом определяется:

$$U_{вх\,п} = U_H / K_U \qquad (26)$$

Входное сопротивление транзистора промежуточного каскада при этом:

$$R_{вх\,п} = U_{вх\,п} / I_{Б\max п}. \qquad (27)$$

Отсюда можно определить величины резисторов цепи эмиттера и обратной связи оконечного каскада усилителя мощности

$$R_e = R_{вх\,п.} / B_{СТ\,п.}, \quad R_{ОС} = (K_U - 1) * R_e. \qquad (28)$$

Величина полного входного сопротивления промежуточного каскада с учетом делителя, переводящего усилитель в режим ***АВ***, определяется в соответствии с выражениями (23, 24).

Полученную величину полного входного сопротивления необходимо вновь сопоставить с минимально допустимой величиной сопротивления нагрузки для операционного усилителя и сделать вывод о необходимости введения еще одного каскада промежуточного усиления или о том, что достигнутое значение входного сопротивления усилительного каскада удовлетворяет вышеизложенным требованиям. При необходимости повторить расчеты для дополнительного промежуточного каскада. При этом может

получиться завышенные значения сопротивления делителя $R_{dn\ расч}$, номинальное значение которого целесообразно выбирать исходя из обеспечения заданной величины входного сопротивления каскада промежуточного усиления, т.е. в диапазоне $\frac{R_{вхn} * 2кОм}{R_{вхn} - 2кОм} < R_{dn} < R_{dn\ расч}$

Как уже было отмечено, для уменьшения нелинейных переходных искажений и температурной стабилизации в плечи промежуточного каскада рекомендуется вводить диоды, разность потенциалов на которых образует напряжение смещения $U_{CM.}$ Количество последовательно включенных диодов как правило равняется количеству составных транзисторов каждого плеча усилителя мощности. Ток, протекающий через диод может быть определен из выражения:

$$I_{д} = \frac{E - n \cdot U_{пр}}{R_{дn}}, \qquad (29)$$

где n-количество последовательно включенных диодов в каждом плече, $U_{пр}$ – ориентировочное значение падения напряжения на одном диоде (≈0,6 В).

Таким образом, получив параметры напряжения смещения и тока диодов $I_Д$ из справочной литературы выбирается тип диодов по следующим параметрам:

- величина прямого напряжения $U_{пр}$;
- величина прямого тока $I_{пр}$;
- максимальная частота f_{max};

В некоторых случаях необходимо учитывать температурный диапазон, если он задан. Рекомендуемые типы диодов: КД103, КД503, КД521.

По вольтамперной характеристике диода определяется величина напряжения смещения при заданном токе $I_{д}$ и умножается на количество диодов в одном плече усилителя.

На основании проведенных расчетов, анализа и выбора элементов необходимо разработать электрическую принципиальную схему промежуточного и выходного каскада. Один из вариантов электрической принципиальной схемы усилителя, выходной каскад которого выполнен по схеме с ОК приведен на рис.7.

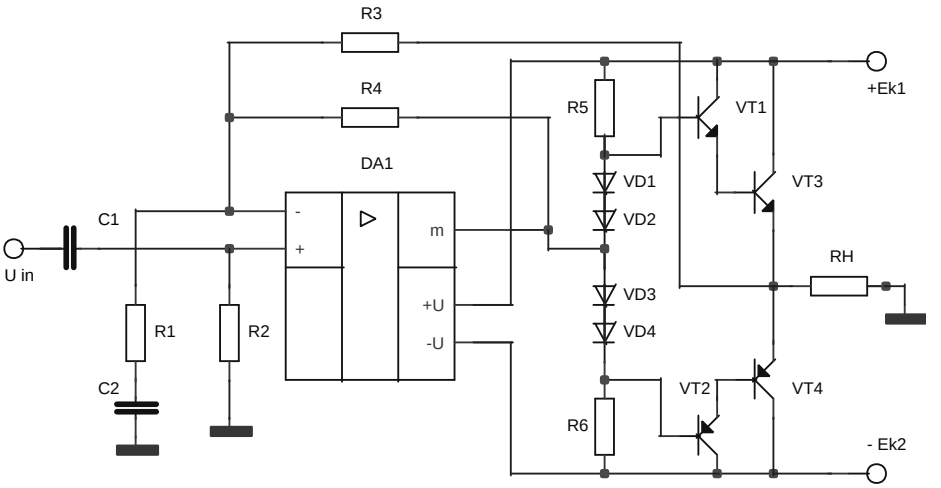

Рис.7. Вариант исполнения усилителя мощности с выходным каскадом, реализованном по схеме с ОК.

Схема включает в себя двухкаскадный усилитель мощности, состоящий из каскада оконечного усиления, выполненный на транзисторах VT_3, VT_4 и каскада промежуточного усиления на транзисторах VT_1,VT_2. Диоды VD_1…VD_4 совместно с резисторами R_4, R_5 образуют цепи смещения, переводящие оконечный усилитель в режим АВ. Входной каскад выполнен на операционном усилителе DA_1, имеющем цепь местной отрицательной обратной связи (ООС) - R_1, C_2, R_4 и цепь общей ООС – R_3,R_1,C_2. Питание усилителя производится от **двух** источников постоянного напряжения Ek_1, Ek_2, конденсатор C_1 – разделительный.

Вариант усилителя мощности с выходным каскадом, реализованном по схеме с ОЭ представлен на рис.8.

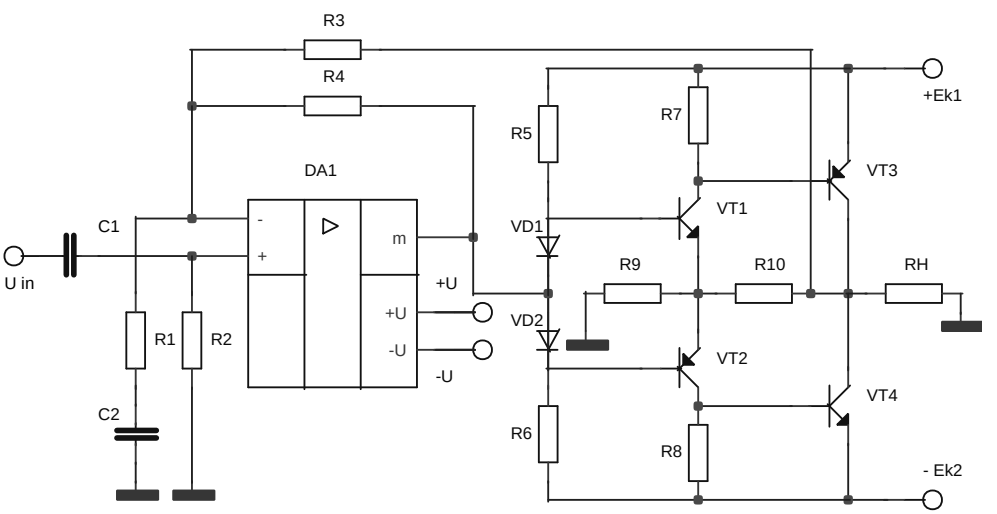

Рис.8. Вариант исполнения усилителя мощности с выходным каскадом, реализованном по схеме с ОЭ.

3. РАСЧЕТ ВХОДНОГО КАСКАДА – КАСКАДА УСИЛЕНИЯ НАПРЯЖЕНИЯ НА ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЯХ

Для выбора и расчета усилительного каскада на операционных усилителях (ОУ) необходимо учесть несколько факторов:

- полное входное сопротивление выходного каскада усилителя должно превосходить минимальное сопротивление нагрузки ОУ, данное в справочнике ($R_{ВХ} > R_{Ноу}$);
- максимальное входное напряжение (равное максимальному входному напряжению усилителя мощности с учетом обратной связи) должно быть меньше максимального выходного напряжения ОУ, данного в справочнике ($U_{ВХmax} < U_{ВЫХхоу}$);
- на верхней частоте ОУ должен обеспечивать расчетный коэффициент усиления;
- температурные и другие требования задания должны удовлетворяться.

На основании вышеизложенного, из справочной литературы выбирается ОУ с подходящими параметрами (1408УД1, 544УД1, 574УД1 и т.д.):

- коэффициент усиления по напряжению $K_{У;}$
- максимальное значение выходного напряжения $U_{ВЫХ}$;
- минимальное сопротивление нагрузки $R_Н$ или максимальный ток выхода $I_{ВЫХmax}$;
- напряжение смещения $U_{СМ}$;
- входное сопротивление $R_{ВХ}$ или входной ток $I_{ВХ}$;
- частота единичного усиления f_1;
- напряжение источников питания $U_{И.П.}$;
- диапазон рабочих температур $T_{МИН}…T_{МАКС}$ и др.

После выбора ОУ производится расчет коэффициента усиления всего усилителя мощности:

$$K_{Uoc} = \frac{U_{H\max}}{U_{BX\max}}\ , \qquad (30)$$

где U_{Hmax} максимальное напряжение на нагрузке определяется в соответствии с (3), $U_{вх\ max}$ – максимальное значение входного сигнала по заданию.

В общем виде коэффициент усиления ОУ с учетом отрицательной обратной связи:

$$K_{Uoc} = \frac{K_U}{1-(-\gamma \cdot K_U)} = \frac{K_U}{1+\gamma \cdot K_U}, \qquad (31)$$

где K_U – коэффициент усиления ОУ без обратной связи;

$\gamma \cdot K_U$ – величина, получившая название модуля коэффициента петлевого усиления.

В свою очередь для модуля коэффициента петлевого усиления можно записать:

$$\gamma \cdot K_U = \frac{\frac{dK_U}{K_U}}{\frac{dK_{Uoc}}{K_{Uoc}}} - 1, \qquad (32)$$

отсюда для вычисления модуля петлевого усиления теоретически задается величина нестабильности коэффициента усиления ОУ без обратной связи: $\frac{dK_U}{K_U} \approx 0{,}3...0{,}5$, а величина нестабильности коэффициента усиления с учетом обратной связи: $\frac{dK_{Uoc}}{K_{Uoc}} = q_{Kuoc}$ задается в задании на работу.

Исходя, из основной формулы для коэффициента усиления без обратной связи не сложно вывести выражение: $K_U = K_{Uoc} \cdot (1 + \gamma \cdot K_U)$.

Примечание: при построении выходного каскада УМ по схеме ОЭ необходимо учитывать его коэффициент усиления по напряжению. Это соответственно уменьшит (в 2…3 раза) величину требуемого коэффициента усиления от каскада усиления напряжения.

При расчете коэффициента усиления входного усилительного каскада на операционном усилителе (ОУ) в заданном частотном диапазоне зачастую требуется его большое значение, которое порой нельзя реализовать с помощью одной интегральной микросхемы ОУ. Это проиллюстрировано на графике АЧХ ОУ без обратной связи (см. рис. 9), который строится следующим образом.

По оси ординат откладывается коэффициент усиления K_U в логарифмическом масштабе; по оси абсцисс откладывается значение частоты также в логарифмическом масштабе. Зная значение коэффициента усиления K_{Uo} и имея справочные данные о частоте единичного усиления f_1 можно построить АЧХ с наклоном –20дб/декаду.

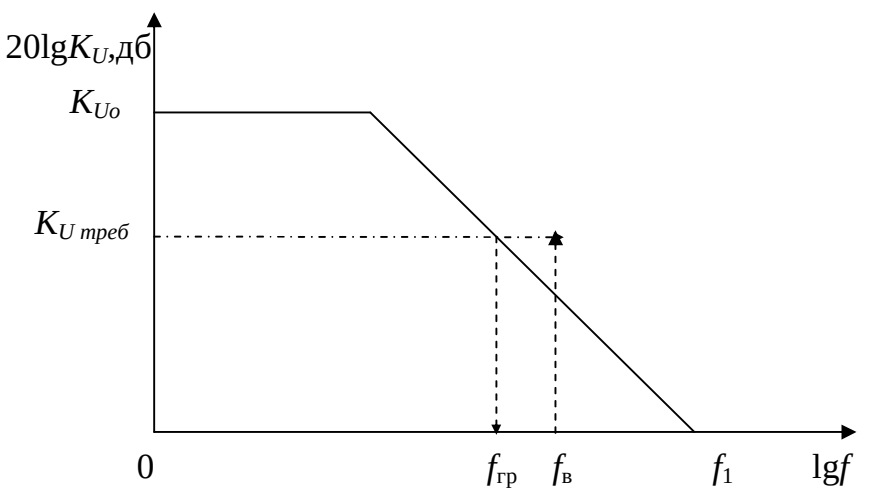

Рис.9 АЧХ операционного усилителя

Построив требуемую АЧХ необходимо убедиться: обеспечивается ли требуемый коэффициент усиления во всем частотном диапазоне работы усилителя вплоть до верхней границы частотного диапазона f_B (условие такого обеспечения: $f_B < f_{гр}$). Как следует из примера, приведенного на рис.9, требуемый коэффициент усиления не обеспечивается для верхней частоты f_B, (прямоугольник, ограниченный $K_{U\ треб}$ и f_B, получивший название "площадь усиления" не вписывается а АЧХ ОУ, а для требуемого значения коэффициента усиления реальная полоса пропускания оказывается уже заданной $f_{гр} < f_B$.).

В этом случае рекомендуется применять последовательное включение нескольких ОУ (например, двух или трех), тогда результирующий коэффициент усиления определяется произведением входящих коэффициентов усиления:

$$K_U = K_{U1} \bullet K_{U2} \cdots \bullet K_{UI} \qquad (33)$$

Так как нет необходимости в инвертировании сигнала, то рекомендуется применять неинвертирующую схему включения ОУ, с коэффициентом усиления:

$$K_{U(1,2)} = 1 + \frac{R_{oc(1,2)}}{R_{1(1,2)}}. \qquad (34)$$

В зависимости от значений полученных коэффициентов усиления K_{U1} и K_{U2} и параметров элементов, стоящих на входе типы ОУ могут быть различными.

После этого необходимо построить модернизированную АЧХ и убедиться в обеспечении заданного коэффициента усиления K_U. При этом вид АЧХ изменится. При построении новой АЧХ необходимо будет учитывать АЧХ как первого, так и второго ОУ, а также следует обратить внимание на значения граничных частот (частот среза) применяемых ОУ и на другой наклон этой характеристики (40 дб/дек).

4. РАСЧЕТ ЦЕПИ ОБЩЕЙ ОТРИЦАТЕЛЬНОЙ СВЯЗИ

Как уже известно, из вышесказанного общий коэффициент усиления всего усилителя может быть представлен в виде: $K_{Uoc} = \frac{K_U}{1 + \gamma \cdot K_U}$, при этом коэффициент передачи обратной связи γ можно выразить следующим образом. $\gamma = K_U \cdot \gamma / K_U$. На рис.10 схематично представлен проектируемый УМ и резистор общей обратной связи R^*_{OC}. Для его расчета возможно применение идеализированного выражения

$$K_{Uoc} = \frac{U_{ВЫХ}}{U_{ВХ}} = 1 + \frac{R^*_{OC}}{R_1}, \qquad (35)$$

справедливого при допущениях $K_U \to \infty$ $\Delta_U \to 0$.

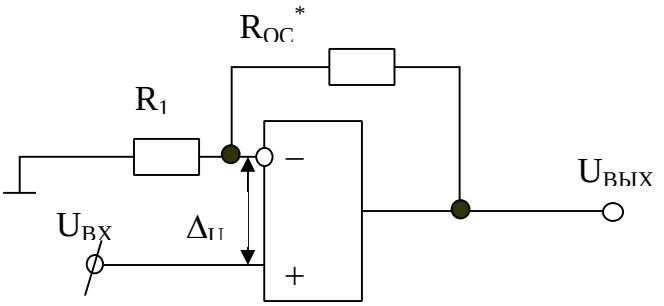

Рис.10. К расчету цепи общей ООС усилителя мощности

При этом нестабильность коэффициента усилителя, охваченного цепью ООС имеет вид:

$$q_{Kuoc} = \frac{dK_{Uoc}}{K_{Uoc}}; \qquad (36)$$

В свою очередь дифференциал dK_{Uoc} можно представить в виде:

$$dK_{Uoc} = \frac{\partial K_{Uoc}}{\partial R_1} \cdot \Delta R_1 + \frac{\partial K_{Uoc}}{\partial R^*_{OC}} \cdot \Delta R^*_{OC}, \qquad (37)$$

отсюда, произведя дифференцирование, получаем:

$$\frac{\partial K_{Uoc}}{\partial R_1} = -\frac{R^*_{OC}}{R_1^2} \text{ и } \frac{\partial K_{Uoc}}{\partial R^*_{OC}} = \frac{1}{R_1}, \qquad (38)$$

тогда:

$$dK_{Uoc} = -\frac{R^*_{OC}}{R_1^2} \cdot \Delta R_1 + \frac{1}{R_1} \cdot \Delta R^*_{OC}. \qquad (39)$$

В итоге получаем конечную формулу для вычисления нестабильности коэффициента усиления в виде:

$$q_{Kuoc} = -\frac{R^*_{OC} \cdot \Delta R_1}{\left(R_1 + R^*_{OC}\right) R_1} + \frac{\Delta R^*_{OC}}{R_1 + R^*_{OC}}. \qquad (40)$$

Исходя из формулы для K_{Uoc} и задаваясь значением R_1, рассчитывается номинальное значение R^*_{OC} (R_3 на рис.7.и рис.8).

Далее, задаваясь разбросом номинала резистора R_1 ($\frac{\Delta R_1}{R_1}$) исходя из рядов номиналов резисторов (в процентах), находится допустимый разброс номинала ($\frac{\Delta R^*_{OC}}{R^*_{OC}}$).

Отклонение величины сопротивление резистора $\frac{\Delta R_1}{R_1}$ принимается вначале –10% (0,1). Если при этом $\frac{\Delta R^*_{OC}}{R^*_{OC}}$ также <0, то производится ужесточение требований к отклонению сопротивления $\frac{\Delta R_1}{R_1}$ до уровня –5% (0,05) и т.д., до получения значения положительного значения $\frac{\Delta R^*_{OC}}{R^*_{OC}}$ и приблизительно равного абсолютной величине отклонения $\frac{\Delta R_1}{R_1}$.

Получив эти расчетные значения из справочной литературы, выбираются марка (тип) сопротивлений общей ООС R^*_{OC} и R_1

Ориентировочные типы резисторов С2-33, С2-36 для резисторов с отклонениями ±5% и +10%, и С2-29 для прецизионных резисторов с отклонениями <1%. Резисторы МЛТ в новых разработках не применяются.

4.1. Расчет и выбор номиналов резисторов и конденсаторов

Выбор резисторов производится из рядов по следующим параметрам:

- по номиналу;
- по мощности;
- по допуску (разбросу номиналов).

Но, прежде всего эти параметры необходимо рассчитать исходя из следующих соображений:

Задавшись номиналом резистора R_1 (см. Рис.10.) для его выбора необходимо рассчитать его мощность - $P_1 = I_1^2 \cdot R_1$, где I_1 - ток протекающий через этот резистор, который в свою очередь представляет собой сумму токов - $I_1 = I' + I''$, где:

$$I' = \frac{U_{выхОУ}}{R_1 + R_{OC1}} \qquad (41)$$

– ток, протекающий через резисторы R_1 и R_{OC1} (R_1 и R_4 на Рис. 7), с помощью которых задается коэффициент усиления ОУ; $U_{выхОУ}$ – максимальное напряжение на выходе ОУ.

$$I'' = \frac{U_{H\ max}}{R^*_{OC} + R_1} \qquad (42)$$

– ток, протекающий через резисторы R_1 и R^*_{OC} (R_1 и R_3 на рис 7.);

Мощность резистора обратной связи операционного усилителя R_{OC1} определяется по формуле: $P_{oc1} = (I')^2 \cdot R_{oc1}$.

В тех случаях, когда используется во входном каскаде несколько ОУ (например, два) вычисление мощности резисторов, определяющих

коэффициент усиления второго ОУ, определяется по аналогичным формулам (в данном случае $I_2 = \frac{U_{выхОУ2}}{R_2 + R_{ОС2}}$).

На основании полученных расчетных значений номиналов и мощностей резисторов, с учетом требуемых разбросов их номиналов, из справочной литературы выбираются марки резисторов и ближайшие к расчетным номиналы резисторов из требуемых рядов (E6,E12,E24).

Разброс номинальных значений резисторов, входящих в цепи местных ООС принимается на уровне ±5%.

Для подавления постоянного напряжения смещения на выходе УМ на его входе рекомендуется устанавливать разделительный конденсатор, а также ввести конденсатор с цепь общей отрицательной обратной связи.

Емкость разделительного конденсатора определяется по формуле:

$$C_p \geq \frac{1}{\omega_н \cdot (R_И + R_{ВХ.П.}) \cdot \sqrt{M_{Нр}^2 - 1}}, \qquad (43)$$

где: $\omega_Н = 2\pi f_Н$ – нижняя круговая частота;

$R_И$ – сопротивление источника сигнала;

$R_{ВХ.П.}$ - входное сопротивление каскада;

$M_{Нр}$ – коэффициент влияния емкости разделительного конденсатора на частотные искажения в области низких частот.

Расчет емкости блокировочного конденсатора цепи общей ООС может быть проведен по формуле:

$$C_б \geq \frac{1}{\omega_н \cdot R_1 \cdot \sqrt{M_{Нб}^2 - 1}}, \qquad (44)$$

где R_1 – сопротивление резистора цепи общей ООС (Рис.10), $M_{Нб}$ – коэффициент влияния емкости блокировочного конденсатора на частотные искажения в области низких частот.

В случае применения одного разделительного и одного блокировочного конденсатора коэффициенты их влияния на частотные искажения определяются следующим образом:

$$M_{Нр} = \sqrt{M_{Нб}} = \sqrt[3]{M_Н} \qquad (45)$$

В общем случае произведение коэффициентов влияния емкостей конденсаторов на частотные искажения должно равняться заданному допустимому значению частотных искажений для всего усилителя. Неравнозначность разбиения в выражении (45) объясняется стремлением получить приемлемые номиналы емкости блокировочного конденсатора.

Величина полного входного сопротивления $R_{вх.п.}$, входящего в выражение (43) определяется параллельным соединением резистора R_2 и входным сопротивлением операционного усилителя DA1 (Рис.7, 8). Величина резистора R_2 может быть рассчитана исходя из соотношения:

$$R_2 = R_1 \| R_3 \| R_4 \; . \qquad (46)$$

На основании полученных расчетных значений номиналов конденсаторов, с учетом требуемых разбросов их номиналов, ТКЕ, группы и других характеристик конденсаторов, из справочной литературы выбираются марки конденсаторов и большие, ближайшие к расчетным номиналы конденсаторов из требуемых рядов (Е6).

4.2. Расчет частотных искажений в области высоких частот

Коэффициент частотных искажений выходного каскада в высокочастотной области определяется по формуле:

$$M_B = \sqrt{1 + (\omega_B \cdot \tau_B)^2}\,, \qquad (47)$$

где $\omega_B = 2\pi f_B$ – верхняя круговая частота;

$\tau_B = \tau_\beta + \tau_K$ – постоянная времени транзисторного каскада;

$\tau_\beta = \dfrac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{ГР}}$ - постоянная времени транзистора на граничной частоте (частоте среза);

$\tau_K = C_K \cdot R_H$ - постоянная коллекторного перехода транзистора;

C_K – емкость коллекторного перехода транзистора (справочные данные);

R_H – сопротивление нагрузки.

Примечание: Если в усилителе мощности применяется помимо выходного каскада и промежуточный, то при расчете его частотных искажений в качестве R_H необходимо учитывать входное сопротивление последующего каскада.

При многокаскадном построении усилителя мощности (промежуточные и непосредственно выходные каскады) общий коэффициент частотных искажений рассчитывается по формуле:

$$M_{ОБ} = \prod_{i=1}^{n} M_{Bi} \qquad (48)$$

На основе полученного рассчитанного значения $M_{ОБ}$ делается заключение о соответствии разработанного усилителя мощности требованиям расчетного задания на работу, при этом должно выполняться условие: $M_{ОБ} < M_H$.

5. РАСЧЕТ НЕЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ

Сквозные динамические характеристики

Сквозной динамической характеристикой назовем график зависимости выходного тока усилительного элемента от ЭДС источника сигнала входной цепи при наличии в выходной цепи сопротивления нагрузки. В транзисторных каскадах нелинейные искажения возникают как во входной, так и в выходной цепях; сквозная динамическая характеристика транзисторного каскада, представляющая собой зависимость выходного тока транзистора от ЭДС сигнала в его входной цепи, дает возможность определить нелинейные искажения,

вносимые совместным действием нелинейности входной и выходной цепей транзистора.

Построение сквозной динамической характеристики производят с использованием входных характеристик транзисторов.

Строится таблица расчетных данных вида

Табл.1.

$I_{КО}$	$U_Н$	$I_{БО}$	$U_{БЭ\ О}$	$I_{Б\ П}$	$U_{БЭ\ П}$	…	$E_{ИСТ}$
0	0	0	0	0	0	…	0
…	…	…	…	…	…	…	…
$I_{КО}=I_{Н\ max}$	$U_{Н\ max}$	$I_{БО\ max}$	$U_{БЭ\ О\ max}$	$I_{Б\ П\ max}$	$U_{БЭ\ П\ max}$	…	$E_{ИСТ\ max}$

где

$$U_Н=I_{КО}*R_Н,$$
$$I_{БО}= I_{КО}/B_{ст\ О},$$
$$U_{БЭ\ О}=f(I_{БО}),$$
$$I_{БП}= I_{КП}/B_{стП},$$
$$U_{БЭ\ П}=f(I_{БП}),$$

(49)

Количество строк принимается равным 10, а количество столбцов определяется числом базо-эмиттерных переходов в цепи сигнала.

Величина напряжения источника сигнала входной цепи для каждой из точек находят по выражению

$$E_{ИСТ}=U_Н+U_{БЭ\ О}+U_{БЭ\ П}+\ldots. \quad (50)$$

Для выходного каскада, построенного по схеме с ОЭ необходимо полученную величину $E_{ИСТ}$ разделить на коэффициент усиления выходного каскада по напряжению

Отложив точки с найденными значениями $I_{КО\ i}$ и $E_{ИСТ\ i}$ в координатах ($I_{КОi}$, $E_{ИСТi}$) и соединив их плавной линией, получают сквозную динамическую характеристику усилительного каскада (Рис. 11).

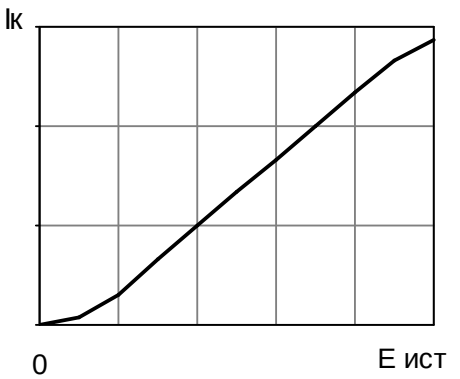

Рис.11. Сквозная динамическая характеристика усилительного каскада

Нижний изгиб сквозной характеристики вызывается нелинейностью (кривизной) начального участка входной характеристики транзистора и определяет уровень нелинейных или гармонических искажений.

5 .1 Определение гармонических составляющих выходного тока

Для расчета коэффициента гармоник усилительного каскада $K_г$ нужно найти гармонические составляющие выходного тока, имеющие место при подключении к его входу источника синусоидальной эдс. Найти гармонические составляющие выходного тока можно, построив кривую зависимости выходного тока от времени и разложив ее на гармонические составляющие при помощи графоаналитических методов гармонического анализа. Однако такой способ требует затраты большого количества времени и труда, длительных вычислений и дает точность значительно выше необходимой.

Поэтому при расчете коэффициента гармоник обычно пользуются упрощенными способами гармонического анализа, дающими достаточную для практики точность и не требующими построения зависимости выходного тока от времени.

При усилении сигналов без преобразования их формы отсечка части усиливаемого колебания не должна иметь места: в этих условиях выходной ток при синусоидальной ЭДС источника в основном состоит из постоянной составляющей, первой, второй и третьей гармоник. Четвертая гармоника при этом обычно не превышает 1% от первой, а пятая и более высокие гармоники настолько малы, что практически не влияют на коэффициент гармоник.

Метод пяти ординат

Для определения первых четырех гармоник выходного тока и его постоянной составляющей достаточно использовать пять значении зависимости выходного тока от входного сигнала. Поэтому упрощенный метод гармонического анализа, использующий пять ординат и дающий вполне достаточную точность для расчета коэффициента гармоник, называют методом пяти ординат.

При определении гармонических составляющих выходного тока методом пяти ординат (называемым также методом Клина по имени его автора) на сквозной динамической характеристике транзисторного каскада в режиме А (см. рис.12.) отмечают пять точек, соответствующих:

1) расчетной амплитуде эдс источника сигнала $E_{ист\ т}$;
2) половине амплитуды эдс источника сигнала 0,5 $E_{ист\ т}$;
3) точке покоя (отсутствию эдс сигнала);
4) половине отрицательной амплитуды эдс сигнала - 0,5 $E_{ист\ т}$;
5) отрицательной амплитуде эдс источника сигнала - $E_{ист\ т}$. Значения выходного тока в этих пяти точках обозначают соответственно через $I_{макс}$, I_1, I_0, I_2, $I_{мин}$.

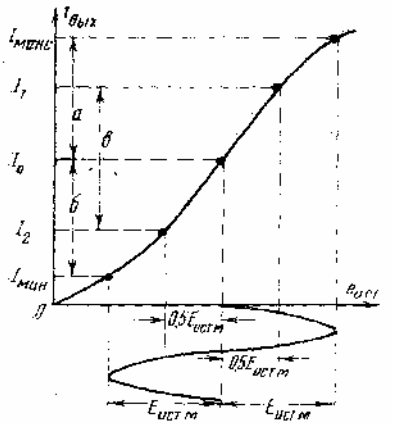

Рис.12. К расчету гармонических составляющих выходного тока транзисторного каскада режима А по сквозной динамической характеристике

Постоянную составляющую (среднее значение за период сигнала) выходного тока и амплитудные значения его первой, второй, третьей и четвертой гармоник находят по формулам:

$$I_{ср} = \frac{[(I_{макс} + I_{мин} + 2(I_1 + I_2)]}{6}; \quad (51)$$

$$I_{1m} = \frac{[(I_{макс} - I_{мин} + I_1 - I_2]}{3} \quad (52)$$

$$I_{2m} = \frac{[I_{макс} + I_{мин} - 2I_0]}{4} \quad (53)$$

$$I_{3m} = \frac{[(I_{макс} - I_{мин} - 2(I_1 - I_2)]}{6}; \quad (54)$$

$$I_{4m} = \frac{[(I_{макс} + I_{мин} - 4(I_1 + I_2) + 6I_0]}{12}; \quad (55)$$

Проверку правильности вычислений можно произвести по выражению

$$I_{ср} + I_{1м} + I_{2м} + I_{3м} + I_{4м} = I_{макс} \quad (56)$$

а коэффициент гармоник каскада находится по выражению:

$$K_г = \frac{\sqrt{I_{2m}^2 + I_{3m}^2 + I_{4m}^2 \cdots}}{I_{1m}}. \quad (57)$$

Коэффициент гармоник усилительного каскада, охваченного обратной связью можно определить из соотношения.

$$K_{г.ос} = \frac{K_г}{1 + K_у\gamma} \qquad (58)$$

5.2 Коэффициент гармоник двухтактного каскада

Коэффициент гармоник двухтактного каскада определяется не только нелинейностью усилительных элементов, использованных в его плечах, но и схемой каскада, а также режимом работы и различием свойств плеч, главным образом, различием свойств использованных в плечах усилительных элементов.

В двухтактных каскадах с параллельным управлением с идентичными плечами нелинейные искажения по четным гармоникам полностью отсутствуют. В практических условиях, однако, из-за различия параметров усилительных элементов и деталей в плечах схемы искажения по четным гармоникам не уничтожаются, а лишь уменьшаются, что учитывают при расчете коэффициента гармоник двухтактных каскадов.

На Рис.13, 14 представлены динамические характеристики двухтактного каскада в режимах В и АВ; пунктиром представлена результирующая динамическая характеристика двухтактного каскада.

Если назвать *коэффициентом асимметрии* относительную разницу токов первого I' и второго I'' плеч двухтактной схемы, имеющую место из-за допусков на параметры усилительных элементов и детали схемы, обозначив ее через $\nu = \frac{I'}{I''} - 1$, и предположить, что параметры и детали отличаются от номинальных одинаково и в противоположные стороны, то токи $I_{макс}$, I_0, I_1, I_2, $I_{мин}$, входящие в выражения (51-55), будут отличаться от найденных по характеристикам, имеющимся в справочнике: у одного плеча в (1+ν/2) и у другого в (1-ν/2) раза. Гармонические составляющие токов плеч при этом будут отличаться от своих номинальных значений во столько же раз.

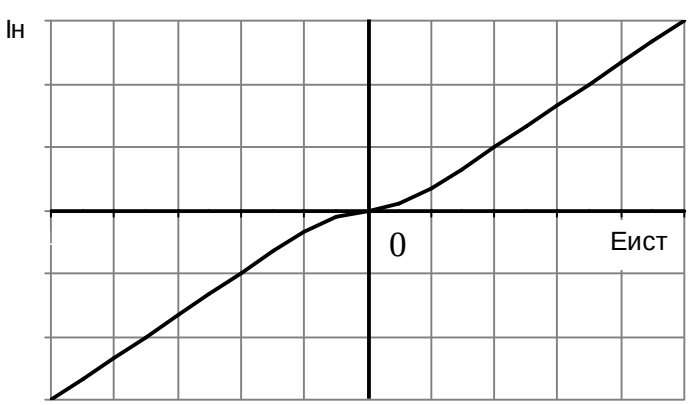

Рис.13Динамические характеристики двухтактного каскада в режиме В

Значение коэффициента асимметрии ν зависит в основном от типа усилительных элементов и от условий их работы. В транзисторных каскадах с общей базой при внутреннем сопротивлении источника сигнала много большем входного сопротивления транзистора (что обычно и имеет место), если транзисторы в плечах схемы не подбирают, величина ν не превышает 0,1.

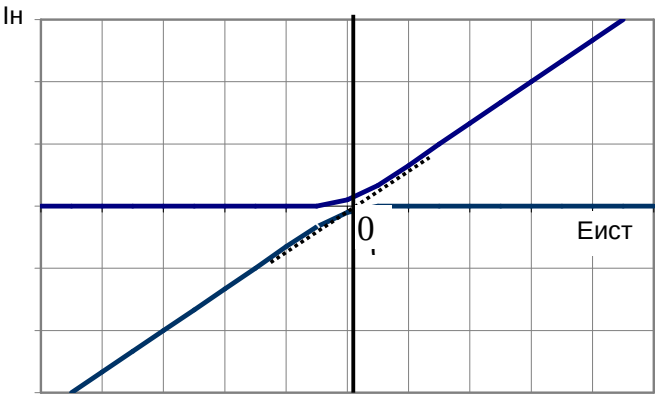

Рис.14.Динамические характеристики двухтактного каскада в режиме АВ

При сопротивлении источника сигнала сопоставимым со входным сопротивлением каскада величина ν может увеличиваться до 0,3 – 0,5.

При включении с общим эмиттером и общим коллектором величина ν в основном определяется различием $B_{СТ}$) транзисторов, включенных в плечи схемы, поэтому для уменьшения асимметрии транзисторы в плечах обычно подбирают по $h_{21э}$ (β); при этом величина ν обычно не превышает 0,2.

При работе двухтактной схемы в режиме В одно плечо усиливает один полупериод сигнала, а второе — другой; здесь для определения гармонических составляющих выходного тока можно использовать тот же метод пяти ординат, если через $I_{макс}$ и I_1 обозначить токи одного плеча,

При работе двухтактной схемы в режиме В одно плечо усиливает один полупериод сигнала, а второе — другой; здесь для определения гармонических составляющих выходного тока можно использовать тот же метод пяти ординат, если через $I_{макс}$ и I_1 обозначить токи одного плеча, соответствующие расчетной амплитуде напряжения входного сигнала и ее половине, а через $I_{мин}$ и I_2 — аналогичные токи другого плеча. Так как токи плеч текут через нагрузку в противоположных направлениях, $I_{мин}$ и I_2 по отношению к $I_{макс}$ и I_1 являются отрицательными.

Учитывая сказанное, при токах $I_{макс}'$, I_1', I_0', найденных по характеристикам усилительного элемента и соответствующих расчетной амплитуде напряжения входного сигнала, ее половине и точке покоя, значения $I_{макс}$, I_0, I_1, I_2, $I_{мин}$, входящие в формулы для двухтактного каскада, с параллельным управлением, работающего в режиме В, определяют по выражениям:

$$I_{макс} = I'_{макс}(1+\frac{\nu}{2}); \quad I_1 = I'_1(1+\frac{\nu}{2});$$
$$I_0 = \nu I'_0; \quad I_2 = -I'_1(1-\frac{\nu}{2}); \quad I_{мин} = -I'_{макс}(1-\frac{\nu}{2}); \qquad (59)$$

Исходя из вышеприведенного алгоритм оценки нелинейных искажений сводится к построению сквозной динамической характеристики $E_{ист} = I_к \cdot R_н + U_{БЭ1} + U_{БЭ2} + ... + U_{БЭN}$, учету асимметрии плеч каскада в соответствии с выражениями (59) и определению гармонические составляющие токов и коэффициента гармоник.

На основании выражения (58) делается вывод о влиянии отрицательной обратной связи на нелинейные искажения.

ВЫВОДЫ

Выполняемая работа закрепляет знания, полученные в курсе "Физические основы электроники", поэтому в выводах (авторство приветствуется и поощряется) необходимо ответить на несколько вопросов:

- целесообразность выполнения работы;
- наличие в ней элементов новизны с точки зрения исполнителя;
- ее действенность, направленная на упорядочивание полученных; теоретических знаний;
- получение практических навыков;
- иное по усмотрению студента.

8. ВОПРОСЫ ДЛЯ САМОКОНТРОЛЯ

1. Пояснить основное назначение каскадов усиления мощности.
2. Структурная электрическая схема усилителя мощности, назначение и характеристики функциональных узлов.
3. Алгоритм выбора транзисторов выходного каскада
4. Согласование каскада усиления по мощности с каскадами усиления на операционных усилителях.
5. Амплитудно-частотные характеристики операционных усилителей.
6. Влияние разброса параметров применяемых пассивных радиоэлементов на характеристики усилителя.
7. Влияние емкостей разделительных и блокировочных конденсаторов на частотные характеристики усилителя.
8. Частотные искажения усилителя мощности в области высоких частот.
9. Основные отличительные особенности работы усилителя мощности в режимах В и АВ, способ перевода усилителя из одного режима в другой.
10. Источник возникновения нелинейных искажений в однотактных и двухтактных усилителях.
11. Определение коэффициента гармоник по методу пяти ординат.
12. Особенности применения метода пяти ординат для двухтактного усилителя.

ЛИТЕРАТУРА

1. Электронные устройства биомедицинской техники. Аналоговые электронные усилители. Учебное пособие./Бердников А.В., Ганеев Ф.А., Маковеев В.М., Казань: Изд-во Казан. гос. техн. ун-та, 2004,152с.
2. Электронные устройства: Усилители. Генераторы синусоидальных колебаний: Лабораторный практикум / Звягин И.М., Чернышук В.А.; КАИ. Казань, 1992.-108с.
3. Осадчий Ю.Ф. и др. Аналоговая и цифровая электроника (Полный курс): Учебник для вузов/Ю.Ф. Осадчий, О.П.Глудкин, А.И. Гуров: Под ред. О.П. Глудкина.-М.:Горячая линия-Телеком, 2000.-768с.:ил.
4. Аналоговые интегральные схемы: Справочник / Булычев А.Л. и др.- 2.е изд., перераб. и доп.- Мн.: Беларусь, 1993.- 382 с.: черт.
5. Мощные полупроводниковые приборы. Транзисторы: Справочник / Б.А. Бородин, В.М. Ломакин, В,В. Мокряков и др.; Под. Ред. А.В. Голомедова. – М.: Радио и связь, 1985 - 560 с., ил.
6. Справочник по электрическим конденсаторам / М. Н. Дьяконов, В. И. Карабанов, В. И. Присняков и др.; под общ. Ред. И.И. Четверткова и В.Ф. Смирнова. – М.: Радио и связь, 1983. - 576 с.; ил.
7. Резисторы, конденсаторы, трансформаторы, дроссели, коммутационные устройства РЭА: Справ./ Н.Н. Акимов, Е.П. Ващуков, В.А. Прохоренко Ю. П. Ходоренок – Мн.: Беларусь, 1994.- 591с.: ил
8. Полупроводниковые приборы: Диоды, тиристоры, оптоэлектронные приборы. Справочник. Под общей ред. Горюнова Н.Н. М.: Энергоатомиздат, 1982. – 744с., ил.
9. Полупроводниковые приборы: Транзисторы. Справочник. Под общей ред. ГорюноваН.Н. М.: Энергоатомиздат, 1982. - 904с., ил.
10. М.Х. Джонс Электроника. Практический курс. М.:Постмаркет,1999.-528с.
11. В.Г. Гусев, Е.М. Гусев Электроника. Учебное пособие для приборостроит. спец. вузов, М.: Высшая школа, 1992.- 622с.: ил.
12. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника: Справочное руководство. Пер. с нем. М.: Мир, 1982.- 512 с.,ил.
13. Хоровиц П., Хилл У. Искусство схемотехники: в3-х томах: Пер.с англ. – 4-е изд.. пераб. и доп.-М.: Мир, 1993