|  |
| --- |
| Санкт-Петербургский Государственный Университет Телекоммуникаций  им.проф. М.А.Бонч-Бруевича  КУРСОВОЙ ПРОЕКТ  “Усилитель многоканальной системы передачи”  Студент: Зайцев П.Ю.  Группа: МВ-75  Проверил:  Друзина Н.Р. Санкт-Петербург 1999 |

## 1.1 Введение.

Данное курсовое проектирование заключается в теоретической реализации многокаскадного усилителя по заданным параметрам. Проектирование следует начать с эскизного расчета усилителя.

1. Эскизный расчет усилителя (п.2).

Выбрать транзистор выходного каскада (п.2.2).

Рассчитать режим работы выходного каскада (п.2.2).

Рассчитать требуемую глубину ОС F (п.2.3).

Выбрать транзисторы предварительных каскадов и рассчитать коэффициент трансформации входного трансформатора n` (п.2.4).

Рассчитать число каскадов усилителя N (п.2.4).

Проверить выполнение условия стабильности коэффициента усиления и уточнить глубину ОС (п.2.5) .

1. Построение и расчет цепи усиления (К – цепи) по постоянному току (п.3).

Построить схему К – цепи усилителя (п.3.1, 3.2).

Выбрать режим работы транзисторов предварительных каскадов и нанести выбранные токи и напряжения в цифрах на схему К – цепи (п.3.2).

Рассчитать сопротивления резисторов схемы (п.3.2).

Выполнить расчет нестабильности режима работы схемы (п.3.3).

1. Расчет коэффициентов усиления и параметров АЧХ (п.4.).

Рассчитать коэффициенты усиления каскадов и общий коэффициент усиления. Уточнить число каскадов.

Рассчитать частоты полюсов передаточной функции К – цепи. Уточнить типы транзисторов предваритель­ных каскадов.

1. Расчет пассивных узлов структурной схемы усилителя (п.5).

Выбрать и рассчитать входную и выходную цепи.

Рассчитать элементы цепи ОС.

1. Расчет и построение характеристик передачи по петле ОС (п.6).

Рассчитать высокочастотного обхода и асимптотические потери Ат (п.6.2).

Построить ЛАХ Т(f) оптимального среза и сделать вывод о достаточной глубине ОС при выбранных запасах устойчивости (п.6.3).

1. Составление принципиальной схемы усилителя, выводы по результатам проектирования (п.7).

## Задание параметров.

Вариант задания параметров берем из таблицы П.4.I. приложения 4 в методических указаниях по курсовому проектированию.

Т.о. вариант № 34, Р2 = 60 мВт. R2 = 150 Ом. R1 = 150 Ом. Rвх F = 150 Ом. Rвых F = 150 Ом. KF = 60. SF  = 0,5 дБ. fн = 6 кГц. fв = 0,28 МГц. kГF = 0,04%. E0 = -24В. tc maz = +40 0C.

Для более наглядоного вида приведем все выше заданные технические параметры в виде таблицы:

*Таблица № П.1.2.*

|  |  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- | --- |
| **№** | **Величина** | **Вид** | **Значение** | **Единицы измерения** |
| **1** | Выходная мощность | Р2 | 60 | мВт |
| **2** | Входное сопротивление | R1 | 150 | Ом |
| **3** | Выходное сопротивление | R2 | 150 | Ом |
| **4** | Входное сопротивление с ОС | R1 F | 150 | Ом |
| **5** | Выходное сопротивление с ОС | R2 F | 150 | Ом |
| **6** | Коэффициент усиления с ОС | КF | 60 |  |
| **7** | Результирующая нестабильность коэффициента усиления с ОС | SF | 0,5 | дБ |
| **8** | Частота нижнего среза | fH | 6 | КГц |
| **9** | Частота верхнего среза | fВ | 0,28 | МГц |
| **10** | Коэффициент гармоник | kГF | 0,04 | % |
| **11** | Напряжение питания | Е0 | -24 | В |
| **12** | Максимально допустимая температура переходов | tc max | +40 | t0C |

# Эскизный расчет.

## Структурная схема усилителя с одноканальной обратной связью.

Коэффициент усиления усилителя с глубокой одноканальной обратной связью (рис. 2.1) определяется параметрами пассивных цепей.

. (2.1)



R1

k1

B1

Входная

цепь

k2

B2

Выходная

цепь

B0

Цепь ОС.

Выходной каскад

R2

Е1

R`г

R``г

Rвх. F

Rвых. F

2

2

4

4

5

5

6

6

3

3

1

1

Входной каскад

Цепь усиления (к – цепь)

Каскады предварительного усиления

Рис. 2.1

Структурная схема усилителя без цепи ОС (цепь усиления) показана на рис 2.2

Цепь усиления должна коэффициент усиления, достаточный для получения заданного значения КF и необходимо значения глубины ОС F. Цепь усиления содержит 2 – 4 каскада и функционально разделяется на выходной каскад и предварительные каскады усиления.

Цепь ОС представляет собой пассивный 4-х полюсник с вносимым коэффициентом передачи В0. Нагрузкой цепи ОС является сопротивление входного шестиполюсника на зажимах 6-6 R`г. (рис. 2.1), а эквивалентным генератором с внутренним сопротивлением R``г – выходной шестиполюсник. (на зажимах 5-5).

Входной каскад

(1)

Выходной каскад

(N)

(N-1)

R1

E1

Rвх.

Rг1

Rн

U2

R2

Рис2.2

1 : n`

1 : n``

## Выбор транзисторов и расчет режима работы.

Расчет усилителя принято вести, начиная с выходного каскада. Он выполняется по однотактной трансформаторной схеме (рис. 2.3), которой транзистор включается по схеме с общим эмиттером, имеющей наибольшей коэффициент усиления мощности, и работает в режиме «А».

Транзистор выходного каскада выбирается по двум основным условиям:

Рк max ≥ ан• Ркр max, , где Ркр max = (4…5)P2, ан = 1,4…2, .



Здесь Ркр max – максимальное рабочее значение мощности, рассеиваемой на коллекторе транзистора, с учетом работы в режиме «А» и потерь мощности сигнала в выходной цепи; Рк max – максимально допустимая рассеивая мощность на коллекторе (берется из справочных данных на транзистор); ан -коэффициент запаса, введение которого предполагает использование транзисторов в облегченном режимах для повышения надежности; h21 min и h21 max – крайние значения коэффициента передачи тока из справочных данных; fT\*\* – граничная частота коэффициента передачи тока в схеме с ОЭ; fh21 – частота среза по параметру h21.

Rб2

Rк

Rб1

R2

Ср

Сэ

n``:1

Рис 2.3

Р2

Рн

Rн

Rэ

-Е0

Произведем расчет и сделаем выбор транзистора. Однако надо учитывать, что транзистор будем питать отрицательным зажимом источника питания, не так как показано на рисунке 2.3, а положительный зажим будем подавать на “землю”. Отсюда следует, что транзистор должен быть p-n-p, потому как если это будет n-p-n транзистор, то переходы будут смещены в обратном направлении, а значит ток по цепи коллектор – эмиттер течь не будет, в случае если это p-n-p транзистор переходы будут открыты и ток будет протекать.

Расчет: Р2 = 60 мВт; fв = 280 кГц; Ркр мах = 4•60 = 240 мВт; ан• Ркр мах =300•1,8 = 430 мВт. Рк мах = 1 Вт.

Рк мах ≥ ан• Ркр мах. Из p-n-p транзисторов подходит КТ629А по мощности, проверяем частотные свойства. fh21 = 4,1 МГц > 3•0,28 = 0,84 МГц. ⇒ Подходит по всем условиям.

Режим работы транзистора, определяемый током покоя коллектора Iк и постоянной составляющей напряжения на переходе Uкэ, должен быть таким, чтобы во внешней нагрузке обеспечивалось необходимая номинальная мощность сигнала и параметры предельных режимов работы транзистора не превышали максимально допустимых. По мощности и заданному напряжению источника питания Е0 определяем режим работы выходного транзистора:

Uкэ = а•Е0 = 0,63•Е0 = 15 В. (2.4).

Iк = Ркр max/Uкэ = 240/15 = 16 мА. (2.5).

Где а = 0,6…0,8 – коэффициент, учитывающий, что часть напряжения источника питания упадет на резисторе цепи эмиттера по постоянному току. Должны выполняться следующие условия применительно к выбранному транзистору:

Uкэ max ≥ 2Uкэ, 50 > 15•2 = 30; (2.6);

iк max ≥ ан•Iк, 1000 > 16•1,8 = 28,8; (2.7);

tпр max ≤ (0,9…0,95)•tп max; (2.8).

Максимально допустимые значения Рк мах, iк max, Uкэ max от температуры перехода, определяемых величин тепловых сопротивлений: промежутков переход – окружающая среда (Rпс), переход – корпус (Rпк), корпус – окружающая среда (Rкс). При выборе транзистора желательно обойтись без внешнего теплосвода. В этом случае:

tпр мах  = tc мах + Rпс•Pkp max = 40 + 120•0,24 = 68,8 0С; (2.9).

Проверяем условие (2.8): 68,80С < 0,9•1350С = 121,50С. Все условия (2.6, 2.7, 2.8) были соблюдены, а так же в реальной схеме можно обойтись без теплосвода, так как условие (2.8) соблюдено.

Приведем параметры выбранного транзистора в виде таблице:

*Таблица П.2.1.*

|  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- |
| **Транзистор** | **Pk max, Вт** | **fh21,**  **МГц** | **fT, МГц** | **Uкэ max, В** | **ik max, A** | **tп, 0C** | **Rпс, 0С/Вт** | **IКБ0, мкА** | **Ск, пФ** | **rб`Ck,**  **пс** | **h21** | | | **h21 max/ min** |
| **min** |  | **max** |
| КТ629А | 1,0 | 4,1 | 250 | 50 | 1,0 | 135 | 120 | 5 | 25 | 200 | 25 | 61 | 150 | 6,0 |

По найденным значениям Uкэ и Iк находим оптимальное сопротивление нагрузки выходного транзистора для переменного тока.

Rн = ξ•Uкэ/ξiIk = 15•0,8/0,8•16 = 937,5 Ом (2.13).

Где ξ - коэффициент использования коллекторного напряжения (для транзистора средней и высокой мощности), ξ = 0,7…0,8; ξi – коэффициент использования коллекторного тока ξi = 0,8…0,95.

Вычислим коэффициент трансформации выходного (КПД трансформатора равен 1):

; (2.14).



Проверим выполнение условие:

мВт > 1,2•P2 = 1,2•60 = 70 мВт. (2.15)



Условие выполнено, переходим к следующему пункту.

## Расчет необходимого значения глубины обратной связи.

Основное назначение ОС заключается в уменьшении нелинейных искажений и повышении стабильности коэффициента усилителя. Требования по линейности оказываются, как правило, более жесткими и определяют необходимое значение глубины ОС.

(2.16).



где kГF = 0,04 - коэффициент гармоник усилителя с ОС, приведенный в задании параметров.

kГ = коэффициент гармоник усилителя без ОС, который следует принять равным ориентировочно (2…3)%.

Нелинейные искажения усилителя определяются выходным каскадом, к входу которого приложено наибольшее напряжение сигнала.

## Определение числа каскадов усилителя и выбор транзисторов предварительных каскадов.

Для расчета общего числа каскадов N усилителя (рис 2.2) следует выбирать транзисторы предварительных каскадов из серии маломощных транзисторов, проверив их только по одному условию – частоте. Подходят все транзисторы p-n-p типа fh21 ≥ (1,5…3)fВ. В каскадах предварительного усиления целесообразно использовать одинаковые транзисторы.

При проектировании входного каскада следует выбирать условия работы, соответствующие малому значению коэффициента шума и, в частности обеспечивать оптимальное для транзистора входного каскада значение сопротивления источника сигнала. Поэтому связь цепи усиления с источником сигнала целесообразно делать трансформаторной (рис. 2.2). коэффициент трансформации входного трансформатора n` выбирается из условия получения оптимального по шумам сопротивления источника сигнала RГ1 опт для транзистора входного каскада.

; (2.17).



Величина RГ1 опт зависит от частотных свойств транзистора (RГ1 опт = 200…500, при fТ ≤ 0,1 ГГц; RГ1 опт = 100…300, при 0,1≤ fТ ≤ 1 ГГц; RГ1 опт = 50…150, при fТ ≥ 1 ГГц;).

Число предварительных каскадов усиления и типов транзисторов для них определяется следующими двумя критериями:

1. коэффициент усиления без ОС К должен быть достаточным для обеспечения заданного значения КF при требуемой величине F;
2. транзисторы этих каскадов должны быть достаточно высокочастотными, чтобы выполнялись условия устойчивости (п.6).

Условие (1) выполняется, если

N ≥ 1 + lgM/lg(b•h21); (2.18).

Где M = n`Rвх(1+R1/ Rвх)KFF/[n``R2(1-R1/ Rвх F)h21 N]; (2.19).

b – коэффициент, учитывающий потери в межкаскадных цепях, b = 0,5…0,75; h21 – параметр транзисторов предварительных каскадов, а h21 N – параметр выходного транзистора. Входного сопротивление усилителя без ОС Rвх ≈ h11,1/(n`)2, где h11,1 = 300…3000 Ом. При согласовании входного сопротивления усилителя с внутренним сопротивлением источника сигнала (R1 = Rвх F).

M = (h11,1 + RГ1 опт)KFF/(2n`n``R2h21N); (2.20).

Для выполнения условия (20) достаточно, чтобы:

; (2.21).



Производим выше приведенные расчеты:

M = (300 + 125)•60•50/(2• 2,5• 0,91•150•61) = 30,53; (2.20).

N ≥ 1+lg30,53/lg[0,75•37] = 1 + 1 ≅ 2; ⇒ N = 2; (2.18).

; (2.21).



Все условия (2.18 … 2.21) были соблюдены.

Из выражения (2.18) определяем число каскадов, равное двум.

## Проверка выполнения условий стабильности коэффициента усиления.

Нестабильность коэффициента усиления связана с разбросом параметров элементов и отклонением режима работы активных элементов схемы из–за изменения температуры окружающей среды и напряжения источника питания. Поскольку режимы работы стабилизируются, а разброс номинальных значений пассивных элементов невелик, то основная нестабильность SF вызывается значительным разбросом коэффициента усиления по току транзисторов в схеме с общим эмиттером h21.

.



Относительная нестабильность коэффициента усиления усилителя с ОС в F раз меньше, чем относительная нестабильность коэффициента усиления усилителя без ОС. Стабильность коэффициента усиления будет л удовлетворять требованиям технического задания, если

; (2.22).



Здесь SF – результирующая относительная нестабильность коэффициента усиления, выраженная в дБ и соответствующая его изменениям от минимального до максимального значений; FMS – местной ОС, а если ее нет, то FMS = 1.

Проверим условие (2.22): F = 50 > 0,75•20•2(lg(70/20) + lg(150/25))/0,5 = 39,67.

Приведем в виде таблицы параметры выбранного транзистора:

*Таблица П.2.2.*

|  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- |
| **Транзистор** | **Pk max, мВт** | **fh21,**  **МГц** | **fT, МГц** | **Uкэ max, В** | **ik max, мA** | **tп, 0C** | **Rпс, 0С/Вт** | **IКБ0, мкА** | **Ск, пФ** | **Rб`Ck,**  **Пс** | **h21** | | | **h21 max/ min** |
| **min** |  | **max** |
| КТ363А | 150 | 32,4 | 1200 | 15 | 30 | 150 | 0,7 | 0,5 | 2 | 50 | 20 | 37 | 70 | 3,5 |

Выбранный транзистор используется в предварительном каскаде усиления.

# Выбор схемы цепи усиления и расчет по постоянному току.

## Варианты схем включения каскадов.

Каскады между собой могут быть включены различными способами. Первый из этих способов – это гальваническая связь между каскадами, такой способ имеет ряд достоинств и недостатков. Достоинства заключаются в следующих факторах: экономия тока питания, улучшенная АЧХ, особенно в области нижних частот, и малые габариты, но такому методу включения каскадов присущ один недостаток – напряжения источника питания может не хватить. Выход из такой ситуации может быть следующим – использование разделительных конденсаторов, это в свою очередь приводит к ухудшению АЧХ в области низких частот, соответственно габариты схемы тоже вырастут, не только из-за разделительных конденсаторов, но из-за базового делителя напряжений.

В нашем случае, при трех каскадах усиления и источнике питания Е0 = -24 В, целесообразно использовать гальваническую связь между каскадами, т.к. источник питания достаточно.

В этой схеме делителем напряжения для последующего каскада служит предыдущий каскад. Все изменения режима предыдущего транзистора вызывают изменения в режимах последующих транзисторов. Поэтому в схеме рис. 3.1 особенна важна стабилизация первого транзистора. Для подачи напряжения на базу первого транзистора использован резистор Rб2.

Ср

Rэ1

Сэ1

Сэ2

V2

V1

Iк2

Uкэ2

Uкэ1

Iк1

Uк1

Uэ1

Uэ2

- 24В

Рис. 3.1

Uбэ1

Rк2

Rб2

Rэ3

Uбэ2

## Расчет каскадов усилителя по постоянному току.

При выборе режимов транзисторов каскадов предварительного усиления следует иметь в виду, что предыдущий (S –1) каскад должен обеспечивать требуемый уровень сигнала на входе последующего (S) каскада. Учитывая потери сигнала в межкаскадных цепях, постоянный ток коллектора транзистора (S-1) каскада можно принять:

IK(S-1) ≥ 0,1IKS; (3.1).

Постоянное напряжение коллектор – эмиттер рекомендуется выбирать, соблюдая неравенство:

Uкэ(S-1) ≤ UкэS; (3.2).

Рекомендуемые границы выбора режима работы транзисторов предварительных каскадов:

1 мА ≤ Ik ≤ 15 мА; 2 В ≤ Uкэ ≤ 5 В.

В расчетах полагаем эмиттерный ток равным Iк, пренебрегая током базы ввиду его малости.

При использовании в усилителе кремниевых транзисторов значения напряжений база эмиттер можно принять равными:

Uбэ = (0,5…0,7)В; (3.4)

Таким образом, зададимся величинами токов и напряжений: Ik3 = 16 мА, Uкэ2 = -15 В, Uбэ1…3 = -0,7 В.

Ik1 ≥ 0,1Ik2; 0,1•Ik1 = 0,1•16 = 1,6 мА; Ik1 = 14 мА; из условия 3.1; Uкэ1 = -3 В;

**Составим контурные уравнения по закону напряжений Кирхгофа:**

E0 = Uкэ2 + Uэ2; Uэ2 = -24 + 15 = -9в.

Uэ2 + Uбэ2 = Uэ1 + Uкэ1; Uэ1 = -9 – 0,7 + 3 = -6,70 в.

Uк1 = E0 –Uкэ1 – Uэ1 = -24 + 9,7 = -14,3 в.

Uб1 = -Uбэ1 - Uэ1 + Е0 = 0,7 + 6,7 – 24 = -16,6 в.

**Зная все токи и напряжения, найдем значения сопротивлений резисторов:**

Rк1 = Uk1/Ik1 = 14,3/14 = 1021,25 Ом.

Rэ1 = Uэ1/Iэ1 = 6,7/14 =478,6 Ом.

Rэ2 = Uэ2/Iэ2 = 9/14 = 562,5 Ом.

**Изобразим схему, показав все напряжения и токи:**

Зная все номинальные значения резисторов, приведем их к паспортным данным по ГОСТу, и изобразим их в виде таблицы вместе с токами и напряжениями. И далее по расчетной части будем использовать только резисторы по ГОСТу.

Данные по ГОСТу следует брать по следующим критериям:

RЭ ГОСТ = RЭ ± 5%•RЭ;

RГОСТ = R ± 10%•R;

Ср

Rэ1

Сэ1

Сэ2

V2

V1

16мА

-15в

-3 в

14мА

-6,7в

-9в

- 24В

Рис. 3.2.

-0,7 В

Rк2

Rб1

Rэ2

-0,7 В

-14,3 в

-16,6

Номинальные значения сопротивлений резисторов и сопротивлений конденсаторов, выпускаемых в РФ и за рубежом, стандартизированы в соответствии с МЭК и СЭВ.

Они выбираются из определенных рядов чисел. В РФ из установленных согласно стандарту СЭВ 1076-78 и ГОСТ 10318-74 чаще всего используются ряды Е 6, Е 12, Е 24. Цифры после буквы Е указывают число номинальных значений в каждом десятичном интервале. Приведенные в рядах числа могут быть продолжены путем умножения или деления этих чисел на 10n, где n – целое число.

*Таблица №П.3.2.*

|  |  |  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- | --- | --- |
| **Резистор** | **Единицы измерения** | **Номинальное значение** | ГОСТ | **Номинальная мощность, Вт** | **По ГОСТу** |
| **Rk1** | Ом | 1021,429 | 10318-74 | 0,125 | 1000 |
| **RЭ1** | Ом | 478,5714 | 10318-74 | 0,125 | 470 |
| **RЭ2** | Ом | 562,5 | 10318-74 | 0,125 | 540 |

###### Максимальная мощность, которая может выделится на резисторе, выбирается исходя из условий технического задания и мощности сигнала в коллекторной цепи выходного транзистора, так как мощность выделяемая и рассеваемая в виде тепловой энергии на транзисторе никак не может быть больше мощности сигнала в коллекторной цепи. Целесообразно выбрать максимально возможную мощность, выделяемую на резисторе, как можно меньше, потому как, чем больше она, тем больше габариты.

# Расчет коэффициента усиления и параметров АЧХ.

Целью расчета является определение коэффициента усиления усилителя без ОС (рис. 2.2) для области средних частот К, а так же частот полюсов передаточной функции К – цепи.

Для расчетов необходимо К – цепь разбить на каскады, каждый на которых включает один усилительный элемент и межкаскадные цепи. В рабочем диапазоне частот удобно каскадом усиления (S) считать цепь по рис. 4.1. Для такой цепи коэффициент усиления по напряжению на средних частотах:

(4.1).



Здесь для каскада предварительного усиления:

(4.2) .



Для выходного каскада RHS ≡ RHN ≡ RH (2.13).

RБ1S

RH(S-1)

С1

RHS

+E0

U2

U(S-1)

RH(S-1)

RГS

Рис. 4.1

Производим расчеты:

h11 = 95,57143 Ом. для первого транзистора. Рассчитывается по формуле: ;



для второго транзистора.



ОМ;



ОМ;



Определим коэффициент усиления каждого каскада по формуле (4.1):

таким образом, получаем оставшийся коэффициент:



.



Теперь необходимо найти общий коэффициент усиления К – цепи, который определяется произведением всех коэффициентов усиления каскадов по следующей формуле:

; (4.3).



Зная общий коэффициент усиления К – цепи, найдем запас по усилению по следующей формуле:

aн =K(1+R1/Rвх F)/[KFF(1 + R1/Rвх)]; (4.4).

Где Rвх = h11,1/n`2 = 95,57143/( 0,91)2 = 114,6857. Таким образом, получаем запас по усилению: ан = 7291,4•(1 + 150/150)/[60•50(1+150/114,7)] ≈ 2,1.

Зная запас по усилению, делаем вывод, что нет необходимости вводить местную обратную связь в один из каскадов, так как 1,2 ≤ ан ≤ 3.

Рассчитаем частоту полюсов передаточной функции К – цепи, определяющих ЛАХ в области верхних частот, ведется на основе П- образной эквивалентной схемы транзистора. Частота полюса:

; (4.8).



С0 = Сб`э+ (1+SiRн)Ск; (4.9).

Rэк = rб`э(RГ + r`б)/(RГ + r`б + rб`э); (4.10). Rн  из (4.2).

Где

; (4.7).



В нашем случае при непосредственной связи каскадов RБ1S и RБ2S следует принять равными ∞; для первого каскада RГ1 = RГ1 опт.

В качестве примера приведем расчет частоты среза первого каскада, а для остальных каскадов приведем таблицу.

C0 = 6,95•10-11 – (1 + 0,53•98,1) 9•10-9 = 1,743•10-10 Ф.

Rэк = 70,6•( 125 + 25)/(25 + 125 + 70,6) = 48 Ом.

fp = 1/(2•3,14•1,02•10-10•159,44) = 20 454 276,454 Гц.

Если частоты лежат полюсов лежат в пределах рабочего диапазона частот, то на частоте fв усиление К – цепи снижается, и необходимо проверить: достаточно ли этого усиления для обеспечения заданного значения KF при требуемой (2.16; 2.22) глубине ОС. Должно выполняться не равенство:

; (4.15).



Здесь под знак суммы подставляются только частоты полюсов тех каскадов, у которых: fpS < fв.

Приводим таблицу:

*Таблица № П.4..2*

|  |  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- | --- |
| **Каскад № п/п** | **С0, Ф.** | **Rкэ, Ом.** | **fp, Гц** | **Проверка условия 4.15** |
| **1** | *1,01984E-10\** | *50* | *19 016 923,492* | *77 > 71*  *Условие выполнено* |
| **2** | *4,10E-10\** | *92* | *4 233 415,184* |

\* - знак «е» означает степень, то есть число«е»степень = число•10степень; так называемая экспоненциальная форма числа.

## 5. Расчет пассивных узлов структурной схемы усилителя. 5.1 Выбор и расчет входной и выходной цепей.

Одним из важных требований, предъявляемых к усилителю в рабочем диапазоне частот, является согласование усилителя с источником сигнала и (или) внешней нагрузкой, обеспечение стабильности заданных величин входного RвхF и выходного RвыхF сопротивлений усилителя. Выполнение этого требования в значительной степени определяется величиной, реализуемой в усилителе общей ОС.

Последовательная отрицательная ОС увеличивает входное сопротивление, а параллельная уменьшает его. Тогда при глубокой ОС входное сопротивление окажется слишком большим или малым и, к тому же, зависящим от **К**.

При глубокой ОС входное и выходное сопротивления определяются только пассивными входной и выходной цепями и не зависят от параметров цепи усиления. Это свойство глубокой комбинированной ОС используются при построении усилителя для получения заданного входного и выходного сопротивлений.

На выбор структурной схемы влияют следующие факторы: структура цепи, в которой создается фазовый сдвиг (четное или нечетное число каскадов с общим эмиттером в цепи усиления); величина **КF**;необходимое значение F; простота и технологичность схемы усилителя.

Первый из указанных четырех факторов требует пояснения. Для обеспечения отрицательной обратной связи в петле ОС создается начальный фазовый сдвиг, равный 1800. Поворот фазы на 1800 можно делать в любой из цепей, входящих в петлю ОС. В цепи усиления начальный фазовый сдвиг создается за счет нечетного числа каскадов с общим эмиттером.

При повороте фазы по входной или выходной цепи следует обратить внимание на то, что цепи параллельной и последовательной ОС здесь разделены. Это приводит к необходимости согласовано изменять фазу сигнала для обоих видов ОС. Для параллельной ОС начальный фазовый сдвиг создается за счет встречного включения сопротивления в цепь ОС, а для последовательной ОС – за счет включения балансного сопротивления в эмиттерную цепь выходного транзистора. Такие схемы получили название схем с эмиттерной комбинированной ОС. Схемы с повтором фазы в цепи ОС в настоящие время не применяются.

Рис. 5.1

R``Г

2

1

1

2

n``:1

1 : n`

m``

m`

R1

R`Г

Цепь ОС

R`б

В схеме (рис.5.1) параллельная обратная связь создается за счет дополнительных обмоток m`, m`` входного и выходного трансформаторов. Последовательная ОС на входе создается с помощью R`б, а на выходе − за счет R``б. Поворота фазы в входной и выходной цепях не создается, начальный фазовый сдвиг обеспечивается в цепи усиления при нечетном числе каскадов с общим эмиттером. Отношение коэффициентов трансформации между обмоткой Ос и основной обмоткой m`/n` - m``/n`` рекомендуется выбирать равными – 0,1…0,5.

Формулы для расчета параметров приведены ниже. Значения R,,г и R,г используются для расчета элементов цепи ОС.

Для удобства расчета таких комбинированных схем параметры входных и выходных цепей в табл. № п.5.1 приведены отдельно в виде отношений k1/B1 и k2/B2.

#### Таблица № П.5.1

|  |  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- | --- |
| **Элемент** | **R`б** | **R`г** | **К1/В1** | **К2/В2** |
| **Формула** | **m`n` RвхF** | **m`( n`-m`) RвхF** | **n`-m`** | **(R`г+ R``г)/2 m`` R`г** |

Параметры выбранных цепей должны удовлетворять следующему неравенству, гарантирующему реализуемость элементов цепи:

В0= (К1/В1)•( К2/В2)/КF≤0.5; (5.4).

Сопротивления R``б и R``Г определяются по формулам для R`б и R`Г, в которых все величины отмечаются двумя штрихами, а RвхF заменяются на RвыхF.

Рассчитаем элементы с одним штрихом:

m` = 0,5•n` = 0,5• 0,91 = 0,456; R`б = 0,91• 0,456•150 = 62,5Ом;

R`Г = 0,456(0,91 - 0,456)•150 = 31,25 Ом; К1/В1 = 0,91 - 0,456 = 0,46;

К2/В2 = (31,25 + 150)/(2• 0,5• 31,25) = 5,8;…

Эти и значения параметров с двумя штрихами для удобства приведем в виде таблице:

*Таблица № п.5.1.1*

|  |  |  |  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- |
| **Элемент** | **R`б** | **R`Г** | **m`** | **k1/B1** | **k2/B2** | **Проверка условия 4.5** |
| **Формула для одного штриха** | *62,5* | *31,25* | *0,46* | *0,46* | *5,8* | *B0 = 0,044122 ⇒ B0 > 0,5* |
| **Формула для двух штрихов** | *187,5* | *150* | *0,5* |

## 5.2. Расчет элементов цепи обратной связи.

При выбранных входных и выходных цепях коэффициент усиления усилителя КF определяется величиной вносимого затухания цепи ОС a0 = 1/В0. Для расчета элементов цепи ОС достаточно знать В0, R`Г, R``Г и выбрать схему четырехполюсника этой цепи. В рабочем диапазоне Цепь ОС должна иметь постоянный коэффициент передачи с малой величиной неравномерности частотной характеристики. Поэтому для построение цепи ОС используется резисторы.

Рассчитаем затухание а0 = 1/0,0441 = 22,66438169, и зная R`Г = 31,25 Ом; R``Г = 150 Ом; выбираем цепь обратной связи, при следующих условиях: а0 > 10, R`Г соизмерим с R``Г.

R1

R2

Рис. 5.2

R3

Произвольно разделим на две части для упрощения схемы и элементов продольных и поперечных ветвей. а0 = 22,66 = 5,7•4; ⇒ а1 = 5,7; а2 = 4;

Рассчитаем элементы R1, R2.

R1 = R3 = R`Г•R``Г [(a1 – 1)•( R`Г + R``Г)] = 31,25•150/((5,7-1)(150+31,25)) = 11,0851 Ом.

; Ом.



Зная номинальные значения резисторов в цепи ОС, необходимо придать значения по ГОСТу, для этого приведем таблицу (процесс выбора резисторов и конденсаторов по ГОСТу описан выше в п.3.2):

*Таблица №П.5.2.*

|  |  |  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- | --- | --- |
| **Резистор** | **Единицы измерения** | **Номинальное значение** | ГОСТ | **Номинальная мощность, Вт** | **По ГОСТу** |
| **R1** | *Ом* | *11,0851* | *10318-74* | *0,125* | *11* |
| **R2** | *Ом* | *33,96683* | *10318-74* | *0,125* | *33* |
| **R3** | *Ом* | *11,0851* | *10318-74* | *0,125* | *11* |

Кроме резисторов в цепи ОС приходится устанавливать дополнительные конденсаторы. Разделительные конденсаторы (Ср) необходимые для разделения цепей постоянного входа и выхода усилителя между собой и общим проводом. Конденсаторы (Са) позволяют сделать обход цепи ОС на частотах значительно, превосходящих верхнюю частоту рабочего диапазона fв − их называют конденсаторами высокочастотного обхода. Эти конденсаторы уменьшают фазу передачи по петле ОС и способствуют обеспечению глубокой ОС. Покажем полную схему четырехполюсника цепи ОС с разделительными и блокировочными конденсаторами.

Таким образом изобразим окончательный вид схемы отрицательной обратно связи

R1

R2

Рис. 5.3

R3

Ср

Ср

Ср

Са

# 6. Расчет и построение характеристик передачи по петле ОС.

## 6.1. Характеристики передачи по петле обратной связи.

Максимально допустимое значение глубины ОС Аmax(дБ) = 20lgFmax ограниченная условиями устойчивости. В соответствии с критерием Найквиста при проектировании усилителей пользуются достаточным условием, которое заключается в ограничении фазы передачи по петле ОС: argT(f) должен иметь меньше 1800 на тех частотах, где T ≥ I.

Чтобы гарантировать устойчивость усилителя с учетом технологических разбросов параметров радиоэлементов, введены запасы устойчивости по модулю х дБ и по фазе ϕ возвратного отношения. Условие устойчивости при этом определяется системой двух неравенств:

Если 20lgT + x > 0 дБ, то |argT + ϕ| ≤ 1800.

Наибольшая глубина ОС достигается при формировании ЛАХ(f) и соответственно ФЧХ argT(f) по Боде.

В рабочем диапазоне частот, где ЛАХ = const, допустимый фазовый сдвиг определяется относительным запасом по фазе у = ϕ/1800, который должен соблюдаться до той частоты, начиная с которой будет обеспечен запас устойчивости по Модулю. Поэтому на f > fв ФЧХ должна представлять собой линию постоянной фазы на уровне argT(f)=-1800(1 - y) =

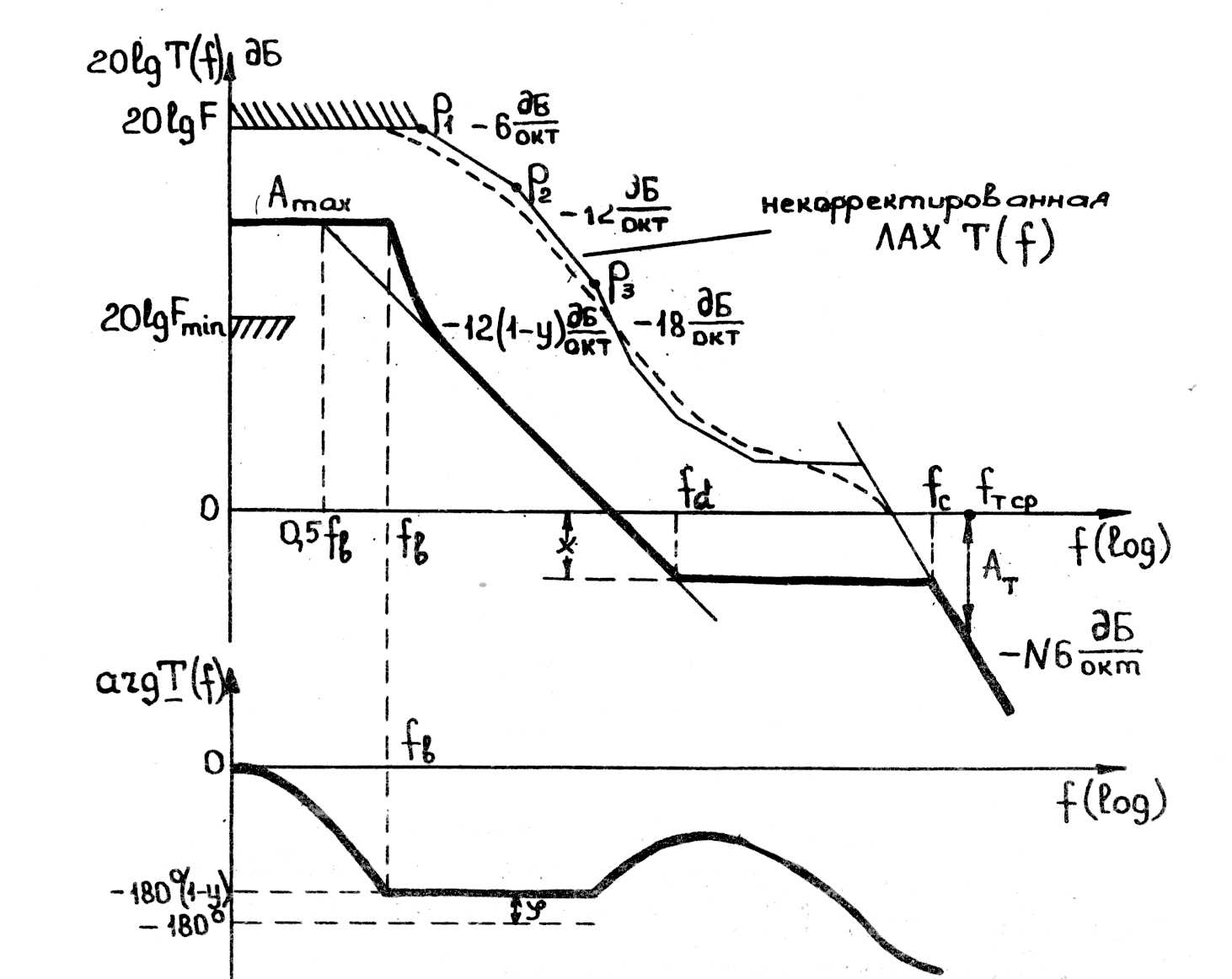


Рис. 6.1

= const. Для минимально-фазовых цепей величина допустимого фазового сдвига однозначно определяет оптимальный наклон ЛАХ Т(f) идеального среза по Боде на f > fв, который составит в пределе –12(1 - у) 6 дБ/окт. Причем, линия постоянного наклона, продолжена в рабочий диапазон частот, достигает уровня АМАХ на частоте fв/2.

На частотах f > fc положение ЛАХ Т(f) определяется асимптотами частотных характеристик каскадов усиления. Поэтому этот участок носит название асимптоты ЛАХ Т(f).

В диапазоне частот fα…fc 20lgT(f) = -x дБ, что соответствует запасу устойчивости по модулю. Этот участок характеристики Боде называется ступенькой. Ступенька формируется для того, чтобы в диапазоне частот f ≤ fd скомпенсировать дополнительный суммарный фазовый сдвиг, который слагается из фазового сдвига асимптоты, неминимально-фазового сдвига транзисторов и сдвига фазы из-за конечного времени распространения сигнала в петле ОС. Аналитический расчет перечисленных составляющих сложен и значительно увеличит объем курсового проекта. Поэтому предлагается длину ступеньки выбрать ориентировочно порядка 1,5…3 октав [fc/fd≈ 3…8].

Дальнейшие нарастание фазового сдвига arg T(f) на асимптотических частотах (в соответствии с наклоном ЛАХ на f > fc – N6 дБ/окт) до предельной величины -N•900 не нарушает устойчивости, так как на частотах f > fd уже обеспечен запас устойчивости

## 6.2. Факторы, влияющие на максимально допустимую глубину ОС.

Допустимая из условий устойчивости глубина ОС зависти от запасов устойчивости, наклона асимптоты и ее удаленности от верхней частоты рабочего диапазона, т.е. частоты fT ср, а так же от потерь в пассивной части на асимптотических частотах.

***Запасы устойчивости.*** Увеличение запасов устойчивости приводит к снижению значения глубины ОС.

Запас устойчивости по фазе влияет на наклон характеристики идеального среза и ширину ступеньки с увеличением У наклон характеристики и частота fd становится меньше.

Для усилителей многоканальной связи считаются достаточными следующие запасы устойчивости:

По фазе ϕ = 300 – 450 (У = 1/6…1/4);

По модулю возвратного отношения х = 6…10дБ.

***Наклон асимптоты.*** – определяется числом каскадов, так как при проектировании усилителей с глубокой близкой к максимально возможной ОС, принимают специальные меры, чтобы элементы пассивной части не создавали дополнительного наклона ЛАХ T(f).

***Частота единичного усиления*** fT cp***.*** Это частота на которой коэффициент передачи активной цепи становится равным 1(0 дБ). Величина fT cp зависит от выбранных транзисторов. При увеличении fT cp область асимптоты и ступеньки ЛАХ Т(f) сдвигаются в сторону более высоких частот, а допустимая глубина ОС увеличивается.

Потери в пассивной части на асимптотических частотах. Частота fT cp является частотой единичного усиления передачи по петле ОС только в том случае, если на этой частоте передача через пассивные петли ВТ=В2•В0•В1 = I. В реальных условиях пассивные цепи вносят затухание и асимптота ЛАХ Т(f) на частоте fT cp происходит ниже на величину АТ(дБ) = -20lgВт (рис. 6.1).

Чтобы увеличить допустимую глубину ОС, необходимо максимизировать передачу сигнала по петле ОС на асимптотических частотах за счет снижения потерь в пассивной части петли ОС АТ. При уменьшении АТ (рис. 6.1) асимптота и область ступеньки ЛАХ Т(f) оптимального среза сдвинется в сторону более высоких частот, а Аmax увеличится. Для уменьшения асимптотических потерь параллельно цепям пассивной части включают конденсаторы высокочастотного обхода Са, как показано на ри. 6.2 для схемы усилителя с комбинированной ОС, рассмотренных в п. 5.1.

Вх. цепь

Са1

Са3

Цепь ОС

Рис. 6.2

Са2

R``б

Вых. цепь

Емкость этих конденсаторов выбирается таким образом, чтобы если они не оказывали заметного влияния в рабочем диапазоне частот. Для этого сопротивление на верхней частоте рабочего диапазона усилителя должно быть еще значительно больше, чем R цепи, параллельной которой включен конденсатор, т.е.

Са = (0,1…0,2)/(2πfВR); (6.1).

Емкости конденсаторов, включенных параллельно обмоткам входного или выходного трансформаторов, следует рассчитывать относительно RГ1 опт или RHN соответственно, величины которых определяются на этапе эскизного расчета, а Са3 – относительно соответствующего сопротивления цепи ОС.

На асимптотических частотах пассивная часть петли ОС будет представлять емкостной делитель с постоянным коэффициентом передачи. Тогда вносимое затухание цепи ОС на этих частотах АТ определяется следующим уравнением:

АТ = 20lg(1+С1/Са ЭК); (6.2).

Где С1 = СRN + CM, причем СМ = 1…10 пФ – емкость монтажа в выходной цепи транзистора.

Са  = (1/Са1 + 1/ Са3 +1/Сб`э)-1; (6.3).

Влиянием Са2 на АТ при расчете можно пренебречь, на практике АТ уточняется экспериментально.

Произведем вычисления для первого каскада:

Зададимся См ≈ 2,5 пФ; RН2 = 937,5 Ом; R Г1 опт = 125 Ом; fв = 280000 Гц; RОС = 34 Ом; Ск2 = 25 пФ;

*Таблица № п.6.2.*

|  |  |  |  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- |
| **Величина** | **Са1, Ф** | **Са2, Ф** | **Са3, Ф** | **С1, Ф** | **Ca кэ, Ф** | **Aт, дБ** |
| **Значение** | *0,1/(2•0,28•π•125) = =4,55E-10* | *1,67E-09* | *6,06E-11* | *3,50E-11* | *4,81E-11* | *4,75* |

Зная номинальные значения емкостей конденсаторов, приведем таблицу значений емкостей конденсаторов по ГОСТу, исходя из следующего принципа, значение по ГОСТу должно соответствовать номинальному с точностью до 20%.

*Таблица №П.6.2.*

|  |  |  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- | --- | --- |
| Конденсатор | **Единицы измерения** | **Номинальное значение** | **ГОСТ** | **По ГОСТу** | **Группа по ТКЕ.** |
| **Са1** | *Ф* | *4,55E-10* | *Тип госта Е24(n = --10; х = 6,8)*  *К10–17* | *6,8Е-10* | *М75*  *Uном = 25* |
| **Са3** | *Ф* | *6,06E-11* | *Тип госта Е24(n =2; х = 3,3)*  *К10–17* | *1,2Е-10* | *М75*  *Uном = 25* |
| **Са2** | *Ф* | *1,67E-09* | *Тип госта Е24(n =2; х = 3,3)*  *К10–17* | *5,6Е-10* | *М75*  *Uном = 25* |

## Построение ЛАХ Т(f).

1. **Построение некорректированной ЛАХ Т(f).**

Некорректированная характеристика на средних частотах рабочего диапазона (верхняя граница на рис.6.1) определяется разностью коэффициентов усиления усилителей при выключенной и включенной ОС:

20lgT ≈ 20lgF = 20lgK – 20logKF(1 + R1/Rвх)/ (1 + R1/Rвх F); (6.5).

20lg15793,4 – 20lg60•(1+150/114,7)/(1 + 150/150) = 46,07483 дБ.

Для определения ЛАХ T(f) во всем контролируемом диапазоне частот следует продолжить построение этой характеристики до соединения с асимптотой, увеличивая, ее наклон на 6 дБ/окт на частотах полюсов (соответственно Р1, Р2). Если К – цепь содержит четное и общая ОС строится по схеме рис.5.1, то выходной транзистор оказывается включенным в петлю ОС по схеме ОК, частотные свойства которой значительно лучше, чем схемы ОЭ. Это свойство следует учесть при построении некорректированной ЛАХ T(f), принимая частоту полюса выходного каскада ориентировочно равной fp2 ≈ (0,6…0,8)fT2.

1. Проводится линия уровня минимально требуемой глубины ОС 20lgFmin = 20lgF, определенный в п.2.3.

20lgF = 37,50123 дБ.

1. Проводится асимптота с наклоном -N•6 дБ/окт через точку с координатами:

(fт ср, -АТ, дб) = (547 722 557,51; 4,75 дБ);.

1. На асимптоте, на уровне выбранного запаса устойчивости по модулю х = -10 дБ отмечается точка пересечения асимптоты со ступенькой, определяющая частоту конца ступеньки fc.
2. По частоте fc находится частота начала ступеньки fd из условия ориентировочной длины ступеньки 1,5…3 октавы (fd ≈ fc/(3…8)). Между частотами fd и fc вычерчивается ступенька на уровне – х = -10 дБ.
3. От начала ступеньки (на частоте fd) проводится луч с наклоном –12(1 – у) дБ/окт до частоты fВ/2 и ордината конца луча определяет уровень Амах в рабочем диапазоне частот.
4. Более точно ширина ступеньки и значение Амах могут быть расчитаны по формулам :

fc = fТ ср•100,05(х – Ат)/N = 1 833 737 934,55 Гц.

fd = 2(1 – у)3600/(π2αz)2;

;



Здесь αz =αa + αн + αп , гдеαa, αн, αп – коэффициенты линейного фазового сдвига асимптоты, нелинейной фазы транзисторов и петли ОС. Они определяются соответственно положением асимптоты, параметрами транзисторов и конструкцией усилителя.

; град/МГц.



; град/МГц.



; град/МГц.



Где l = 10 см длина петли ОС в см, С = 3•1010 см/с – скорость распространения электромагнитных колебаний, εi – диэлектрическая проницаемость материала платы.

Зная эти коэффициенты вычислим:

fd = 100 МГц.

Амах = 65,65 дБ.

1. Вычерчиваем постоянное значение уровня Амах до частоты fВ линия Амах соединяется с линией оптимального наклона в диапазоне частот fВ … 2 fВ плавной как пказано на рис.6.1.



fВ

fр1

fр2

20lgF

-6 дБ/окт

-12дБ/окт

fВ/2

fd

х=-10 дБ

fс

20lgFmin

А`max

Аmax

Рис.6.3.

- 18 дБ/окт

# Составление принципиальной схемы.

При составлении полной принципиальной схемы усилителя необходимо наиболее рационально скомпоновать и соединить между собой функциональные узлы усилителя (К – цепь, входную и выходную цепи, цепь ОС), схемы которых были рассчитаны в предыдущих разделах.

Блокировочные конденсаторы в эмиттерных цепях транзисторов Сэ, устраняющие местную ОС по сигналу, рассчитываются из условия пренебрежимо малого сопротивления по сигналу вплоть до нижней частоты рабочего диапазона:

Сэ ≥ (3…5)(h21Rэ + RГ + h11)(πfHRЭ)(RГ + h11).

Таким образом, найдем СЭ для первого каскада:

СЭ1 = 3,6 мкФ.

СЭ2 = 3 мкФ.

Значение емкостей конденсаторов уже подобранны по ГОСТу.

# Содержание.

|  |  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- | --- |
| 1. | Введение | | стр. | 2 |
|  |  |  |  |  |
|  | 1.1 | *Задание параметров* | стр. | 3 |
|  |  |  |  |  |
| 2. | Эскизный расчет | | стр. | 4 |
|  |  |  |  |  |
|  | 2.1 | *Структурная схема усилителя с одноканальной ОС* | стр. | 4 |
|  | 2.2 | *Выбор транзисторов и расчет режима работы.* | стр. | 5 |
|  | 2.3 | *Расчет необходимого значения глубины* | стр. | 7 |
|  | 2.4 | *Определение числа каскадов усилителя и выбор транзисторов предварительных каскадов* | стр. | 8 |
|  | 2.5 | *Проверка выполнения условий стабильности коэффициента усиления.* | стр. | 9 |
|  |  |  |  |  |
| 3. | Выбор схемы цепи усиления и расчет по постоянному току | | стр. | 9 |
|  |  |  |  |  |
|  | 3.1 | *Варианты схем включения каскадов* | стр. | 10 |
|  | 3.2 | *Расчет каскадов усилителя по постоянному току* | стр. | 11 |
|  |  |  |  |  |
| 4. | Расчет коэффициента усиления и параметров АЧХ | | стр. | 13 |
|  |  |  |  |  |
| 5. | Расчет пассивных узлов структурной схемы усилителя | | стр. | 16 |
|  |  |  |  |  |
|  | 5.1 | *Выбор и расчет входных и выходных цепей* | стр. | 16 |
|  | 5.2 | *Расчет элементов обратной связи* | стр. | 18 |
|  |  |  |  |  |
| 6. | Расчет и построение характеристик передачи по петле ОС | | стр. | 20 |
|  |  |  |  |  |
|  | 6.1 | *Характеристик передачи по петле ОС* | стр. | 20 |
|  | 6.2 | *Факторы влияющие на максимально допустимую глубину ОС* | стр. | 21 |
|  | 6.3 | *Построение ЛАХ Т(f)* | стр. | 21 |
|  |  |  |  |  |
| 7. | Составление принципиальной схемы | | стр. | 28 |