Содержание

1. Расчет варианта усилителя на транзисторах

1.1 Анализ задания. Предварительный расчёт. Структурная схема

1.2 Расчет пятого (оконечного) каскада

1.3 Расчет четвертого (предоконечного) каскада

1.4 Расчет третьего каскада

1.5 Расчет второго каскада

1.6 Расчет первого каскада

1.7 Расчёт фильтров питания. Расчёт цепей регулировки усиления. Расчёт разделительной ёмкости во входной цепи

2. Расчет УВЧ на интегральных микросхемах

2.1 Анализ варианта усилителя на ИМС

2.2 Расчет элементов первого каскада

2.3 Расчет элементов второго каскада

2.4 Расчёт регулировки усиления

3. Конструкторская часть

4. Выбор оптимального варианта

5. Заключение

6. Список использованной литературы

1. Расчет варианта усилителя на транзисторах

1.1 Анализ задания. Предварительный расчёт. Структурная схема

Исходные данные:

Rист=7000 Ом; К0=325; Мн=0,77; Fн=60 Гц; Мв=0,73; Fв=130 кГц; Rн=13 Ом; Кг=1,3; Pвых=3,9 Вт; Uпит= ±12 В; tmax=49°С

Во первых, из заданной по ТЗ величины Pвых и Rн выразим значения амплитуд тока и напряжения в нагрузке:

Напряжение Uвых не превышает питающего напряжения, следовательно получить такую мощность в нагрузке возможно.

Поскольку от одного усилительного каскада получить коэффициент усиления К0=325 невозможно, будем рассчитывать многокаскадный усилитель. Для определения числа каскадов и типа включения транзистора в них (ОК, ОЭ, ОИ) проанализируем величины сопротивлений нагрузки и источника сигнала:

Если Rист < 10кОм, то каскад по схеме ОК на входе не нужен. В нашем случае это условие удовлетворяется за счёт использования полевого транзистора на входе.

Если Rн< 300÷500 Ом, то нужен каскад по схеме ОК или двухтактный усилитель мощности. В нашем случае будем использовать именно двухтактный УМ.

Остальные каскады усилителя будут выполнены по схеме ОЭ и межкаскадный эмиттерный повторитель (по схеме ОК).

Рассчитывать количество каскадов будем отталкиваясь от значения К0=325, с учётом того, что коэффициент усиления по напряжению у двухтактного УМ Кдум≈0,7÷0,9.

Исходя из вышесказанного, рассчитаем коэффициент усиления требуемый от каскадов предварительного усиления (КПУ), по следующей формуле:

где Квц – ослабление входной цепи (Квц=0,6÷0,8)

Квх – коэффициент передачи входного каскада по схеме ОК, так как у нас его нет, исключаем эту величину из расчетов.

Квых – коэффициент передачи выходного каскада (двухтактного УМ), Квых≈0,7÷0,9

Подставив эти величины в вышеуказанную формулу получим:

Для того, чтобы узнать какой коэффициент усиления должен быть у каждого каскада по схеме ОЭ, на этапе предварительного расчета положим их равными друг другу. Исходя из этого получим следующую формулу:

где Кi – коэф-т усиления каждого каскада (Кi=8÷16)

N – число каскадов.

При Ki=10 и числе каскадов N=3 получим, что Кпр= 1000, что удовлетворяет нашим условиям.

Итак, имея три каскада по схеме ОЭ и двухтактный УМ на выходе, мы можем распределить коэффициенты усиления более рационально.

Для первого каскада, так как он на ПТ, сделаем коэффициент усиления по напряжению (K1=3).

Для второго каскада, коэффициент усиления по напряжению возьмём максимальный из разумных и возможных:

Теперь распределим частотные искажения между каскадами усилителя, зная, что у каскада на ПТ (из-за схемотехники каскада), ЭП и двухтактного УМ они равны Мн=0,9 ÷ 0,99, а у всех остальных положив равными:

где Mi – частотные искажения i-го каскада.

Так как Miв и Miн не превышают 0,98, следовательно корректирующий каскад (каскад с перекоррекцией) может и не понадобиться.

Структурная схема усилителя:

1.2 Расчет пятого (оконечного) каскада

Так как нагрузка каскада низкоомная (Rн=13 Ом), то мы решили использовать двухтактный усилитель мощности. Методика расчета приведена в литературе.

Для начала определимся с параметрами, которым должен удовлетворять транзистор:

где: Pkmax – допустимая мощность рассеяния

Ikmax – максимальный коллекторный ток.

Также:

Также транзисторы должны образовывать комплементарную пару с максимально близкими по значению параметрами и идентичными характеристиками. Исходя из этих условий была выбрана пара транзисторов КТ816А и КТ817А.

Здесь и далее в расчётах представлены лишь те справочные параметры транзистора, которые непосредственно используются в расчетах. Все остальные параметры, в том числе и предельные эксплуатационные, можно посмотреть в справочнике [4]

На выходных характеристиках транзистора построим нагрузочную прямую (см. рисунок) и определим по ней исходный ток коллектора: . Также, по характеристикам найдём:

По входным и выходным характеристикам (проведя между ними аналогию) построим сквозную переходную характеристику (СПХ):

Где: предыдущего каскада

Определим по СПХ: I1=880мА, I2=720мА

Исходя из этого, можно рассчитать коэффициент нелинейных искажений по 3-ей гармонике:

;

По входным и выходным характеристикам определяем:

Отсюда глубина обратной связи:

Следовательно, коэффициент нелинейных искажений с учётом ООС:

Логично предположить, что несмотря на то, что транзисторы максимально идентичны, некоторая асимметрия в верхнем и нижнем плече всё же присутствует. Предположим максимально худший вариант, что токи транзистора отличаются в полтора раза (1+x), тогда коэффициент асимметрии будет равен: .

Найдём коэффициент нелинейных искажений по второй гармонике:

Тогда общий коэффициент нелинейных искажений равен:

Для определения эффективности работы двухтактного усилителя рассчитаем КПД, воспользовавшись следующей формулой:

Согласно схеме, в делитель на входе включены два диода, которые обеспечивают задание рабочей точки. Для выбора диода зададимся:

Используя справочник по полупроводниковым элементам найдём подходящие диоды:

ГД511В:

Найдём номиналы сопротивлений в цепи делителя, полагая их равными:

Из ряда номинальных значений возьмём

Ом

Тогда сопротивление делителя равно:

Зная сопротивление делителя и рассчитав входную проводимость сигнала g11 можно рассчитать входное сопротивление каскада с учётом ООС:

Рассчитаем коэффициент усиления каскада по напряжению:

Как мы и предполагали, коэффициент усиления по напряжению меньше 1, но достаточно близок к нему.

Найдём значения амплитуды напряжения и тока на входе каскада для обеспечения номинальной мощности в нагрузке:

Именно такие амплитуды мы должны получить от предыдущего каскада усилителя.

Также нам надо рассчитать Ср для обеспечения заданных частотных искажений Мн:

Возьмём Ср из допустимого ряда номиналов, Ср=1000 мкФ.

Поскольку граничная частота нашего усилителя меньше 1 МГц , то шунтировать его керамическим конденсатором на ВЧ необязательно.

Для определения входной ёмкости каскада предположим с большой долей вероятности, что двухтактный УМ это два эмиттерных повторителя работающих на разные полупериоды гармонического сигнала но на одну нагрузку. Следовательно, входная ёмкость каскада равна параллельному соединению двух входных емкостей аналогичных эмиттерных повторителей, ёмкость которых легко рассчитать:

где rб – справочный параметр, сопротивление базы транзистора.

1.3 Расчёт четвёртого (предоконечного) каскада

Предоконечный каскад выполним по схеме ОЭ. За основу возьмём инженерную методику расчёта взятую из книги.

Определим параметры по которым будем выбирать транзистор:

Где Umвых = 10,5 В – амплитуда напряжения сигнала на выходе каскада;

Imвых = 0,0121 А – амплитуда тока сигнала на выходе каскада;

Этим условиям соответствует транзистор КТ603А.

По входным и выходным характеристикам, построив нагрузочную характеристику, найдём из рабочей точки и приращений в них, следующие параметры:

Так как мы работаем на оконечный каскад, то его входные параметры будут являться параметрами нагрузки для данного каскада:

Для расчета элементов задания рабочей точки и термостабилизации выполним следующий порядок действий:

1. Зададимся допустимым изменением тока коллектора:

1. Определение сопротивления в цепи эмиттера:

Из стандартного ряда сопротивлений выберем Rэ=82 Ом.

По выходным характеристикам в точке пересечения нагрузочной прямой с осью Iк , ток равен:

, следовательно можно найти Rк по формуле:

1. Зададимся изменением обратного тока коллектора:

1. Найдём коэффициент нестабильности:

1. Рассчитаем сопротивление делителя:

1. Зная сопротивление делителя рассчитаем сопротивления в цепи делителя:

Из стандартного ряда сопротивлений: R1=18 кОм и R2=22 кОм.

По совокупности входной и выходной характеристик можно построить сквозную переходную характеристику и по ней найти нелинейные искажения в каскаде. Для расчета воспользуемся графоаналитическим методом пяти ординат:

Где Kгf – коэффициент нелинейных искажений с учётом действия ООС.

Рассчитаем КПД данного каскада. Этот каскад и каскад УМ работают с большими сигналами, и КПД является важной для них характеристикой:

Как нетрудно заметить, каскад в режиме усиления класса А имеет КПД практически в два раза.

Приступим к расчету каскада на трёх частотных диапазонах (НЧ, ВЧ, СЧ), для каждого из них каскад будет иметь свою эквивалентную схему.

Расчёт на НЧ:

На низких частотах влияние оказывает разделительная ёмкость Ср и Сэ, их и рассчитаем исходя из допустимых частотных искажений на каскад. Разделим заданные искажения между двумя ёмкостями Ср и Сэ.

Зададимся частотными искажениями приходящимися на Ср:

Из номинального ряда ёмкостей выберем Ср=18 мкФ.

Тогда на ёмкость Сэ приходятся следующие частотные искажения:

И расчет будет выполняться по следующей формуле:

По ряду номиналов Сэ = 1500 мкФ, что является очень большим номиналом, для его уменьшения мы введём НЧ - коррекцию в одном из предыдущих каскадах и пересчитаем Сэ ещё раз позднее.

Для расчета входного сопротивления этого каскада выполним следующие действия:

Где Rдел был нами рассчитан ранее, а Rf рассчитаем чуть позднее.

Входная ёмкость каскада равна:

Амплитуды напряжения и тока на входе найдём по следующим формулам:

Расчёт на СЧ:

На средних частотах ёмкости не оказывают какого-либо значительного влияния. На данных частотах произведём расчет коэффициента усиления и влияния ООС:

Для получения требуемого коэффициента усиления введем ООС с фактором равным:

Рассчитаем RF – сопротивление эмиттера для обеспечения заданной ООС.

Так как Rэ для термостабилизации и для обеспечения заданной ООС различаются довольно значительно, воспользуемся следующим методом, зашунтируем ёмкостью Сэ следующую часть Rэ:

Именно её и будем шунтировать.

Расчёт на ВЧ:

На ВЧ начинает оказывать активное влияние ёмкость Сo, что приводит к спаду усиления до нуля.

Для обеспечения коэффициента частотных искажений проводимость в цепи коллектора должна быть не менее:

-эквивалентная ёмкость.

- постоянная времени цепи, где rб – справочный параметр.

fт – граничная частота транзистора (справочный параметр).

Так как наше Rк меньше полученного значения, следовательно удовлетворяет заданным частотным искажениям.

1.4 Расчёт третьего каскада

Третьим каскадом будет эмиттерный повторитель (каскад по схеме с ОК). Введение межкаскадного повторителя позволит последующим каскадам работать на высокоомную нагрузку (Rвх эмиттерного повторителя), а следовательно, и вводить в них НЧ – коррекцию, основным требованием для которой является высокоомность нагрузки каскада с коррекцией. Таким образом, введение одного маломощного каскада и двух элементов НЧ – коррекции позволит значительно понизить номиналы конденсаторов, отвечающих за искажение в области НЧ. Так как это зачастую электролитические конденсаторы большой ёмкости, её уменьшение ведёт к уменьшению габаритных размеров самого конденсатора.

Так как мы имеем дело с достаточно малыми по амплитуде сигналами (сотые-десятые доли от Еп), то можно воспользоваться другой методикой расчета, которая предъявляет меньшие требования к термостабилизации, так как даже при относительно больших изменениях положения рабочей точки, при малых сигналах, не приводит к захождению сигнала в область отсечки и/или насыщения.

Рассчитаем эмиттерный повторитель именно по этой методике.

Исходными данными, из расчётов последующих каскадов и выбранной рабочей точки, являются:

Транзистор КТ312А;

Расчет на СЧ:

Схема замещения каскада:

Коэффициент передачи эмиттерного повторителя по напряжения равен:

Мы приняли , отсюда

Ом

Нагрузочная по постоянному току строится так, чтобы размах сигнала уместился в линейной части ВАХ:

Из номинального ряда сопротивлений Rэ=470Ом.

Рассчитаем коэффициент передачи при таком значении Rэ:

Расчет на ВЧ:

Схема замещения:

Частотные искажения на ВЧ рассчитываются по формуле:

,

где - постоянная времени каскада при СН = 0, .

Найдем для транзистора КТ312А:

,

где rб - сопротивление между выводом базы и переходом база-эмиттер (справочный параметр),

 - постоянная времени обратной связи

с.

Фактор обратной связи вносимый будет равен:

Постоянная времени каскада:

с.

Параметр , где - эквивалентная емкость.

Емкость С22 находим по формуле:

, где Ск – справочный параметр равный: Ск = 30 пФ

Тогда эквивалентная емкость будет равна:

Коэффициент частотных искажений на ВЧ будет равен:

Таким образом, на ВЧ мы получили меньшие частотные искажения, чем отводили на каскад, что скомпенсирует завал, полученный за счет входной цепи и других каскадов.

Расчёт на НЧ:

Схема замещения:

На НЧ появляется спад усиления за счет влияния разделительной емкости СР.

Допустимые частотные искажения на НЧ:

, разделительная емкость при этом будет равна:

, где

мкФ.

Возьмем СР с запасом 20…30 %, по ряду номиналов мкФ

Расчёт делителя, входных сопротивления и ёмкости:

Эмиттерный повторитель охвачен 100% ООС. Сопротивление в цепи эмиттера по постоянному току достаточно велико и способствует хорошей термостабилизации каскада. Сопротивление зависит от сопротивления делителя в цепи базы и рассчитывается по формуле:

где: параметр характеризует сопротивление делителя по переменному току:

- статический коэффициент передачи тока базы.

– изменение обратного тока коллектора при изменении температуры.

 – внутреннее изменение смещения на эмиттерном переходе (В для Si).

А – приращение тока коллектора вызванное температурным изменением B ().

 – допустимое изменение тока в рабочей точке.

Исходя из известного сопротивления найдем значения параметра , а следовательно сопротивление делителя.

 при , таким образом, кОм.

При таком сопротивлении точно не будет соблюдено условие

Сопротивления делителя рассчитаем исходя из условия получения максимального входного сопротивления при

Термостабильность каскада будет обеспечена с большим запасом

В,

 В.

,

Ом,Ом

Выберем по ряду номиналов кОм, кОм

Входное сопротивление каскада:

, где Ом,

Входное сопротивление транзистора в схеме с ОК в F раз больше входного сопротивления схемы с ОЭ.

 Ом

 кОм

Входная емкость каскада:

 пФ.

Схема каскада:

1.5 Расчёт второго каскада

Второй каскад выполним по схеме ОЭ. Расчёт будем производить по той же методике, что мы использовали для расчета эмиттерного повторителя, но с некоторыми отличиями, так как сами схемы включения транзистора в каскаде различны.

Определим параметры по которым будем выбирать транзистор:

Где Umвых = 0,75 В

Imвых = 0,002 А

Этим условиям соответствует транзистор КТ312А. Этот же транзистор мы использовали и в эмиттерном повторителе. Использование одного и того же транзистора позволит уменьшить спектр используемых, при будущем производстве усилителя, активных элементов, что технологически выгодно.

Найдём из рабочей точки и приращений токов и напряжений в ней, следующие параметры:

Так как мы работаем на эмиттерный повторитель, то его входные параметры будут являться параметрами нагрузки для данного каскада:

Из нагрузочной прямой по постоянному току находим:

 Ом

Произведем расчет термостабилизации каскада:

, где

- статический коэффициент передачи тока базы.

– изменение обратного тока коллектора при изменении температуры (а = 0,1…0,13 для Si).

В

– внутреннее изменение смещения на эмиттерном переходе (В для Si).

– приращение тока коллектора вызванное температурным изменением

B ().

мА

– допустимое изменение тока в рабочей точке

Параметр характеризует сопротивление делителя по переменному току:

Возьмем , тогда:

Сопротивление в цепи коллектора равно:

Ом, возьмем по ряду номиналов

Ом

Расчёт на СЧ:

Схема замещения на СЧ:

В эквивалентной схеме каскада на СЧ можно пренебречь емкостями и .

Коэффициент усиления каскада равен:

,

Ом.

Для получения требуемого коэффициента усиления введем ООС с фактором равным:

где - сопротивление, вводимое в цепь эмиттера для получения необходимого фактора ООС.

Ом по ряду номиналов возьмем Ом.

Введение такого сопротивления в цепь эмиттера только улучшит термостабильность каскада.

Коэффициент усиления каскада при

Ом будет равен:

Расчёт на ВЧ:

Схема замещения на ВЧ:

Частотные искажения на ВЧ обуславливаются падением крутизны транзистора на высоких частотах и влиянием ёмкости Со.

, где

 - эквивалентная емкость.

Емкость С22 находим по формуле:

где Ск – справочный параметр равный: Ск = 30 пФ

Тогда эквивалентная емкость будет равна:

Тогда:

Расчёт на НЧ:

Схема замещения:

Для того, чтобы скомпенсировать завал на НЧ и, самое главное, чтобы уменьшить номиналы конденсаторов Сэ, мы используем НЧ – коррекцию, введя в цепь коллектора элементы Rф и Cф. Расчёт производится для ёмкостей Ср и Сф одновременно. Основным условием применения этого метода коррекции является высокоомность нагрузки каскада с коррекцией. Метод расчёта указан в литературе [3] и заключается в следующем:

Зададимся допустимым падением напряжения на Rф:

Постоянная составляющая тока коллектора равна:

Отсюда находим сопротивление Rф:

Это сопротивление соответствует номинальному ряду сопротивлений.

Найдём b, как соотношение между Rк и Rф:

Далее находим график с системой кривых для значения b = 0,5.

Из этого графика находим такое значение параметра Xн, при котором происходит перекоррекция до уровня Мн=1,45. Этому условию соответствует кривая для параметра m=0,6 и Xн=1,1, где

, а

Из этих выражений можно найти значение нужных нам емкостей по формулам:

Таким образом мы получили перекоррекцию в каскаде Мн=1,45.

Расчёт делителя, входных сопротивления и ёмкости:

Проведем расчет делителя напряжения в цепи базы:

по ряду номиналов берем кОм.

по ряду номиналов возьмем кОм.

Проведем проверку:

 > А.

Входное сопротивление каскада:

, где кОм,

Входное сопротивление транзистора в схеме с ОЭ, при введении фактора ОС, в F раз больше входного сопротивления схемы с ОЭ без ООС.

 кОм

Входная емкость каскада:

1.6 Расчёт первого каскада

Первый каскад, для увеличения входного сопротивления усилителя, а как следствие и увеличения коэффициента передачи по напряжению входной цепи, будет выполнен на полевом транзисторе. Отличие усилительного каскада на ПТ от эмиттерного повторителя (который также имеет высокое входное сопротивление) в том, что коэффициент усиления по напряжению каскада на ПТ больше 1 (реально К=1..5 в зависимости от транзистора). Расчёт каскада на полевом транзисторе несколько отличается от расчёта каскадов на биполярном транзисторе. Это несёт важную методическую функцию - при расчете одного усилителя мы разобрали три различных методики расчета каскадов на полевом/биполярном транзисторах в схемах включения с ОК и ОЭ (ОИ).

Во входном каскаде используем МДП-транзистор со встроенным n-каналом КП313А:

пФ, пФ, В, мА, мВт, мкСм, нА.

Найдём крутизну транзистора в рабочей точке

(мА, В, В) из графиков, представленных в справочнике:

мСм.

По нагрузочной прямой находим :

Ом.

Проведем расчет термостабилизации каскада:

Где: А – изменение тока утечки затвора от температуры.

 - допустимое изменение тока стока в рабочей точке.

В – сдвиг напряжения между затвором и истоком при изменении температуры.

МОм – сопротивление в цепи затвора характеризует входное сопротивление каскада.

Ом.

Отрицательное значение означает, что в выбранном режиме транзистор не нуждается в стабилизации.

Следовательно

Ом (по ряду номиналов возьмем Ом).

Расчёт на СЧ:

Схема замещения:

Найдем номинальный коэффициент усиления каскада:

Ом.

Расчёт на ВЧ:

Схема замещения:

Коэффициент частотных искажений на ВЧ будет равен:

, где ,

Ом,

пФ.

.

.

Расчёт на НЧ:

Схема замещения:

Найдем значение разделительной емкости Допустимые частотные искажения

тогда:

(По ряду номиналов возьмем мкФ).

1.7 Расчёт фильтров питания. Расчёт цепей регулировки усиления. Расчёт разделительной ёмкости во входной цепи

Расчёт фильтра питания:

Фильтр по питанию рекомендуется ставить после двух инвертирующих каскадов. В нашем случае мы несколько отступим от данной рекомендации и поставим фильтр по питанию после эмиттерного повторителя (3-ий каскад), перед предоконечным каскадом.

Расчет фильтра производится следующим образом:

Задаёмся падением напряжения на фильтре:

Тогда:

Где - ток коллектора транзистора каскада 3 в рабочей точке,

мА,

 - токи делителей каскадов 3 и 2, рассчитаны выше при проверке.

мкА, мкА

мА – ток стока в рабочей точке транзистора первого каскада.

Тогда сопротивление будет равно:

По ряду номиналов возьмемОм.

Емкости в цепи фильтров будут равны на частоте помехи Гц (частота питающей сети) и выше:

.

С запасом, по ряду номиналов возьмем мкФ.

Расчёт регулировки усиления:

Подстройку усиления будем производить изменением глубины ООС одного из каскадов и выберем для этого предоконечный каскад (так как в нём единственном остался Сэ, необходимый для реализации этого метода). Введем для этого сопротивление в цепи эмиттера. Движок резистора подключим к шунтирующей емкости .

Максимальный коэффициент усиления равен:

Минимальный коэффициент усиления возьмем равным (меньше номинального коэффициента усиления на 20…30%):

,

- максимальный фактор обратной связи для - резистора подстройки усиления.

Ом.

Используем для этого подстроечный резистор СП3-28 сопротивлением 10 Ом по ряду номиналов Е6.

Оставшуюся часть сопротивления Ом (62 Ом по ряду номиналов) подключим последовательно с .

Рассчитаем номинал ёмкости Сэ для шунтирования Ом с учётом того, что мы уже рассчитали частотные искажения Мн в области НЧ для всех остальных каскадов и ввели перекоррекцию на НЧ в одном из каскадов.

Частотные искажения на НЧ заданные на весь усилитель равны: Мн=0,77

Частотные искажения вносимые всеми каскадами кроме предоконечного равны:

где Мнi – искажения вносимые i-ым каскадом.

Следовательно на предоконечный каскад, для обеспечения уровня общих искажений усилителя:

Подставив это значение в выражение для нахождения Сэ 4-го каскада (см. выше), получим:

По ряду номинальных значений с запасом выберем Сэ=500мФ.

Расчёт разделительной ёмкости во входной цепи:

Произведем расчет разделительной емкости СР во входной цепи:

По ряду номиналов возьмем пФ.

Расчёт цепи ООС:

Для устранения усиления на частотах выше Fв, введём цепь частотнозависимой отрицательной обратной связи, охватывающей все каскады кроме первого. Введение этой отрицательной обратной связи никак не влияет на свойства усилителя в полосе пропускания, но за пределами полосы она обеспечивает снижение усиления, что не даёт возможность усилителю самовозбудиться на частоте выше Fв, где может выполниться условие баланса фаз и амплитуд. Порядок расчёта следующий:

Так как цепь отрицательной обратной связи представляет из себя ВЧ-фильтр на RC-цепочке. В роли активного сопротивления будет выступать Rвх второго каскада усилителя.

Таким образом нам осталось лишь задаться коэффициентом передачи по напряжению на частоте Fв и найти значение ёмкости в цепи ООС:

Такой коэффициент передачи не увеличит уровень частотных искажений на ВЧ сверх заданных.

2. Расчет варианта усилителя на микросхемах

2.1 Анализ варианта усилителя на ИМС:

В данном варианте усилителя используем интегральную микросхему A2030H –усилитель мощности низкой частоты с дифференциальным входом и двухполярным питанием и операционный усилитель 140УД10 в качестве входного, «раскачивающего» более мощную микросхему, каскада. Микросхему A2030H и её характеристики мы нашли в литературе [5]. Будем использовать стандартную схему включения микросхемы.

Микросхему 140УД10 также будем включать в стандартном неинвертирующем включении (см [6]):

Справочные параметры микросхем:

А2030Н: 140УД10

Сопротивление нагрузки (Rн=13 Ом) в нашем случае больше чем номинальная нагрузка второго каскада. По графику, представленному в техническом описании, определим максимальную мощность, которую может выдать, на данную нагрузку, микросхема А2030Н при напряжении питания ±12 В.

Получим: Это значение выше, чем заданное в техническом задании, следовательно, по этому параметру микросхема подходит.

Одна микросхема А2030Н способна обеспечить усиление в 30 дБ в заданной полосе частот.

Переведём коэффициент усиления в децибелах в коэффициент усиления по напряжению:

Это максимальное усиление, которое можно получить от одной микросхемы, так как оно меньше того, что нам надо (Ku=325), то используем каскадное соединение двух микросхем А2030Н и 140УД10.

Рассмотрим предназначение каждого элемента в стандартной схеме включения А2030Н:

R1 – обеспечивает отрицательную обратную связь;

R2 – определяет коэффициент усиления каскада по формуле:

R3 – определяет входное сопротивление каскада;

С1 – разделительная ёмкость на входе каскада;

С2 – разделительный конденсатор на инвертирующем входе;

С3, С4 – ёмкости, сглаживающие пульсации питания;

D1, D2 – диоды, защищающие от переполюсовки питания и выбросов выходного сигнала. Эти диоды можно заменить аналогами (КД243 или КД247 с любым буквенным индексом).

Регулировку усиления будем производить изменением сопротивления в цепи обратной связи (резистор R4 второго каскада).

2.2 Расчет элементов первого каскада:

 Выберем его имея в виду, что:

Выберем таким, чтобы выполнялось ранее написанное условие:

 .

Поскольку от источника сигнала мы получаем меньше половины напряжения сигнала, мы должны проверить, сможем ли мы получить надлежащее усиление на данных микросхемах на двух каскадах:

при заданном К и Квц усиление каскадов К1,К2=30. Такой коэффициент усиления могут выдать обе этих микросхемы в заданном диапазоне частот.

Из условия протекания малых токов смещения

Исходя из выражения, что коэффициент усиления каскада равен:

 и коэффициент усиления для первого каскада возьмём равным

Подставив полученное выражение в формулу для R3, получим:

Зная номинал R3, найдём:

Расчёт конденсатора С1 производится аналогично разделительной ёмкости в транзисторном варианте:

С2 – Рассчитаем из заданной нижней граничной частоты, причём взяв её с запасом в меньшую сторону (ёмкость конденсатора увеличиваем). Частоту можно выразить через постоянную времени RC – цепи.

Так как мы условились увеличить ёмкость, то возьмём её, чтобы не плодить новые номиналы ёмкостей, равной ёмкости

С1. .

Для балансировки нуля на микросхеме 140УД10 имеются два выхода. Сама цепь балансировки представляет из себя два резистора, подстроечный и постоянный (R4 и R5) следующих номиналов:

2.3 Расчет элементов второго каскада

Сопротивлениевыберем также исходя из условия, что оно должно быть на порядок меньше RвхОУ.

Из условия протекания малых токов смещения

Исходя из выражения, что коэффициент усиления каскада равен:

и коэффициент усиления для первого каскада возьмём равным

Подставив полученное выражение в формулу для R6, получим:

Зная номинал R6, найдём:

С5, С6 – номиналы рекомендованы в технической документации и равны 100 нФ у каждого конденсатора.

Расчёт конденсатора С5 производится аналогично разделительной ёмкости в транзисторном варианте:

С4 – рассчитаем аналогично ёмкости С2 из предыдущего каскада.

Из тех же соображений, что и в первом каскаде, возьмём номинал ёмкости равной:

2.4 Расчёт регулировки усиления:

Регулировку усиления, как и условились, будем вводить во второй каскад. Расчёт элементов регулировки такой же как и для транзисторного варианта:

Резистор R4, для обеспечения КMIN, должен быть равным:

- подстроечный резистор (СП3 – 28) включённый последовательно с R6’.

Так как усилитель дифференциальный, и мы подбором элементов схемы старались уровнять токи смещения, то ёмкость на выходе, которая будет весьма габаритной, можно не ставить и это позволит значительно уменьшить размеры платы.

3. Конструкторская часть

В качестве материала, из которого изготавливается печатные платы транзисторного варианта и варианта на микросхемах, используем фольгированный стеклотекстолит СОНФ – 1 – 35 (ТУ 16 – 503.204 – 80).

Все используемые постоянные резисторы типа С2-33Н-0.125 за исключением R14 в транзисторном варианте и R4 в микросхемном варианте - С2-33Н-0.5.

Все используемые неполярные конденсаторы типа К10-17Б (типоразмер -0805).

Все электролитические конденсаторы типа К50-6 номинальным напряжением не менее, чем на 16В.

Печатную плату будем изготавливать методом химического травления. Шаг координатной сетки, при разработке печатной платы, выберем равным 1,25 мм. Методом травления можно получить минимальную ширину дорожек мм. Но лучше использовать толщину дорожек мм.

Транзисторный вариант:

Найдём размеры печатной платы XP\*YP для размещения k=37 элементов заданной электрической схемы.

Каждый элемент с габаритными размерами XUi\*YUi занимает на плате площадь SUi= XUi\*YUi

Площадь, занимаемая элементами на плате, составит:

Данные по установочным размерам элементов представлены в следующей таблице

|  |  |  |
| --- | --- | --- |
| Поз. обозначение | Наименование | Установочные размеры по ГОСТ 29137-91, мм |
| Вариант установки | Z0 | Ni | YU | XU | ZU | SE,мм2 |
| C1,C10 | K10-17б | 180 | 1 | 2 | 5,5 | 8,5 | 6 | 93,5 |
| C2–С9 | K50-6 | 180 | 1 | 8 | 9 | 9 | 13 | 648 |
| R1-R13, R15,R17-R19 | С2-33Н-0,125 | 140 | 1 | 17 | 2 | 10 | 3 | 340 |
| R14 | С2-33Н-0,5 | 140 | 1 | 1 | 4 | 10 | 4 | 40 |
| R16 | СП3-28 | 390 | 1 | 1 | 8,8 | 8,8 | 5 | 78,5 |
| VT1 | КП313А | 180 | 1 | 1 | 3 | 7,5 | 5 | 50 |
| VT2–VT3 | КТ312А | 180 | 1 | 2 | 5,2 | 5,2 | 4 | 53,6 |
| VT4 | КТ603А | 180 | 1 | 1 | 10,4 | 10,4 | 8 | 107,5 |
| VT5-VT6 | КТ817А,КТ816А | 180 | 1 | 2 | 2,8 | 7,8 | 11 | 43,68 |
| VD1,VD2 | ГД511В | 140  | 1 | 2 | 3,5 | 9,5 | 4 | 66,5 |
| ZUmax=13мм | SE=1522мм2 |

С учётом зазоров между элементами, общую площадь для элементов электрической схемы можно представить как площадь функциональной поверхности SF:

SF=SE/CZ

де CZ-коэффициент заполнения или плотности упаковки элементов на плате. Выберем коэффициент заполнения равным CZ=0,25. Тогда:

SF=SE/CZ=1522/0,25=6088≈6000 мм2

Размеры краевых полей X1,X2,Y1,Y2 выбираются кратными шагу координатной сетки, поэтому выберем значение 2,5 мм. Ширину зоны присоединения ( размещения разъёма) Xпр возьмём тоже 2,5 мм. Окончательные размеры печатной платы определяются по формулам:

где CF-коэффициент формы.

В следующей таблице представлены зависимости размеров платы в зависимости от выбранного коэффициента формы:

|  |  |  |
| --- | --- | --- |
| Исходные данные | Результат, мм | Округление, мм |
| X1 | X2 | Y1 | Y2 | Xпр | CZ | CF | XP | YP | XP | YP |
| 2,5 | 2,5 | 2,5 | 2,5 | 2,5 | 0,25 | 1 | 84,96 | 82,46 | 85 | 82,5 |
| 1,1 | 88,74 | 78,85 | 90 | 80 |
| 1,2 | 92,35 | 75,71 | 92,5 | 75 |
| 1,3 | 95,82 | 72,94 | 97,5 | 72,5 |
| 1,4 | 99,15 | 70,47 | 100 | 70 |
| 1,5 | 102,37 | 68,25 | 102,5 | 70 |
| 1,6 | 105,48 | 66,24 | 105 | 67,5 |
| 1,7 | 108,50 | 64,41 | 107,5 | 65 |
| 1,8 | 111,42 | 62,74 | 112,5 | 62,5 |
| 1,9 | 114,27 | 61,20 | 115 | 60 |
| 2,0 | 117,04 | 59,77 | 117,5 | 60 |

Вариант при CF=1,6, так как, при заданных линейных размерах XP\*YP=105\*67,5мм плата имеет наименьшую площадь, по сравнению с другими вариантами. Поэтому, поскольку ограничения на форму и размещение не предъявлялись, принимаем размеры печатной платы XP\*YP=105×67,5мм.

Рассчитаем размеры функционального узла по координате Z. Характерные для плат размеры по координате Z представлены на рисунке ниже:

Из рисунка найдём:

ZP=ZUmax+Z0+h=13+1+1=15мм, где:

-толщина материала платы;

ZUmax=13-максимальная из высот монтажа элементов;

Z0-толщина пайки элементов со стороны печатных проводников.

Таким образом, в ходе расчётов установлены окончательные размеры платы – 105×67,5×15мм.

Рассчитаем диаметры отверстий D для установки навесных элементов и соответствующие им диаметры контактных площадок. Принято, что

D=DV+0,2мм

где DV-диаметр вывода. Диаметр контактной площадки Dк.п. определяется по формуле

Dк.п.=2XA+D,

где ХА=0,5 мм – ширина проводника.

Для уменьшения числа технологических операций, следует близкие значения диаметров сгруппировать, округлив в большую сторону. В следующей таблице занесены полученные результаты:

|  |  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- | --- |
| Поз. обозначение | Наименование | Диаметр вывода | Диаметр отверстия | Диаметр контактной площадки |
| расчёт | округление |
| C1,С10 | K10-17б | 0,4 | 0,6 | 0,6 | 1,6 |
| C2–C9 | K50-6 | 0,6 | 0,8 | 0,8 | 1,8 |
| R1-R13, R15, R17-R19 | С2-33Н-0,125 | 0,5 | 0,7 | 0,8 | 1,8 |
| R14 | С2-33Н-0,5 | 0,5 | 0,7 | 0,8 | 1,8 |
| R16 | СП3-28 | 0,8 | 1 | 1 | 2 |
| VT1 | КП313А | 0,5 | 0,7 | 0,8 | 1,8 |
| VT2-VT3 | КТ312А | 0,4 | 0,6 | 0,6 | 1,6 |
| VT4 | КТ603А | 0,5 | 0,7 | 0,8 | 1,8 |
| VT5-VT6 | КТ817А,КТ816А | 0,5 | 0,7 | 0,8 | 1,8 |
| VD1,VD2 | ГД511В | 0,5 | 0,7 | 0,8 | 1,8 |

Расчёт радиатора на транзисторы оконечного каскада производим следующим образом:

Поскольку эта мощность выделяется на обоих транзисторах, то делим её пополам:

По графику из справочника радиолюбителя-конструктора найдём площадь радиатора по мощности и температуре (задана по ТЗ):

Площадь поверхности радиатора для одного транзистора S=80 см2, так как она довольно большая, то радиатор делается ребристым.

Микросхемный вариант:

Найдём размеры печатной платы XP\*YP для размещения k=18 элементов заданной электрической схемы.

Каждый элемент с габаритными размерами XUi\*YUi занимает на плате площадь SUi= XUi\*YUi

Площадь, занимаемая элементами на плате, составит:

Данные по установочным размерам элементов представлены в таблице:

|  |  |  |
| --- | --- | --- |
| Поз. обозначение | Наименование | Установочные размеры по ГОСТ 29137-91, мм |
| Вариант установки | Z0 | Ni | YU | XU | ZU | SE,мм2 |
| C5,C6 | K10-17б | 180 | 1 | 2 | 5,5 | 8,5 | 6 | 93,5 |
| C1,С2, C3,С4 | K50-6 | 180 | 1 | 4 | 9 | 9 | 13 | 324 |
| R1-R3, R5,R7 -R8 | С2-33Н-0,125 | 140  | 1 | 6 | 2 | 10 | 3 | 120 |
| R6 | С2-33Н-0,5 | 140 | 1 | 1 | 4 | 10 | 4 | 40 |
| R4,R9 | СП3-19 | 390 | 1 | 2 | 8,8 | 8,8 | 5 | 154,8 |
| DA1 | 140УД10 | 390 | 1 | 1 | 10 | 10 | 5 | 100 |
| DA2 | A2030Н | 390 | 1 | 1 | 4,8 | 10,4 | 16 | 50 |
| VD1,VD2 | КД243А | 140  | 1 | 2 | 3 | 5 | 4 | 30 |
| ZUmax=16мм | SE=912,3мм2 |

С учётом зазоров между элементами, общую площадь для элементов электрической схемы можно представить как площадь функциональной поверхности SF:

SF=SE/CZ

где CZ-коэффициент заполнения или плотности упаковки элементов на плате. Выберем коэффициент заполнения равным CZ=0,25. Тогда:

SF=SE/CZ=912,3/0,25=3649≈3650 мм2

Размеры краевых полей X1,X2,Y1,Y2 выбираются кратными шагу координатной сетки, поэтому выберем значение 2,5 мм. Ширину зоны присоединения ( размещения разъёма) Xпр возьмём тоже 2,5 мм. Окончательные размеры печатной платы определяются по формулам:

где CF-коэффициент формы.

В следующей таблице представлены зависимости размеров платы в зависимости от выбранного коэффициента формы:

|  |  |  |
| --- | --- | --- |
| Исходные данные | Результат, мм | Округление, мм |
| X1 | X2 | Y1 | Y2 | Xпр | CZ | CF | XP | YP | XP | YP |
| 2,5 | 2,5 | 2,5 | 2,5 | 2,5 | 0,25 | 1 | 67,92 | 65,42 | 67,5 | 65 |
| 1,1 | 70,86 | 62,60 | 70 | 62,5 |
| 1,2 | 73,68 | 60,15 | 72,5 | 60 |
| 1,3 | 76,38 | 57,99 | 75 | 57,5 |
| 1,4 | 78,98 | 56,06 | 80 | 55 |
| 1,5 | 81,49 | 54,33 | 80 | 55 |
| 1,6 | 83,92 | 52,76 | 82,5 | 52,5 |
| 1,7 | 86,27 | 51,34 | 85 | 50 |
| 1,8 | 88,56 | 50,03 | 87,5 | 50 |
| 1,9 | 90,78 | 48,83 | 90 | 47,5 |
| 2,0 | 92,94 | 47,72 | 92,5 | 47,5 |

Вариант при CF=1,7, так как, при заданных линейных размерах XP\*YP=85\*50мм плата имеет наименьшую площадь, по сравнению с другими вариантами. Поэтому, поскольку ограничения на форму и размещение не предъявлялись, принимаем размеры печатной платы XP\*YP=85×50мм.

Рассчитаем размеры функционального узла по координате Z. Характерные для плат размеры по координате Z представлены на рисунке ниже:

Из рисунка найдём:

ZP=ZUmax+Z0+h=16+1+1=18мм, где:

h-толщина материала платы;

ZUmax=16-максимальная из высот монтажа элементов;

Z0-толщина пайки элементов со стороны печатных проводников.

Таким образом, в ходе расчётов установлены окончательные размеры платы – 85×50×18мм. Рассчитаем диаметры отверстий D для установки навесных элементов и соответствующие им диаметры контактных площадок. Принято, что D=DV+0,2мм, где DV-диаметр вывода. Диаметр контактной площадки Dк.п. определяется по формуле

Dк.п.=2XA+D,

где ХА=0,5 мм – ширина проводника.

Для уменьшения числа технологических операций, следует близкие значения диаметров сгруппировать, округлив в большую сторону. В следующей таблице занесены полученные результаты:

|  |  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- | --- |
| Поз. обозначение | Наименование | Диаметр вывода | Диаметр отверстия | Диаметр контактной площадки |
| расчёт | округление |
| C5,C6 | K10-17б | 0,4 | 0,6 | 0,6 | 1,6 |
| C1,С2, C3,С4 | K50-6 | 0,6 | 0,8 | 0,8 | 1,8 |
| R1-R3, R5, R7-R8 | С2-33Н-0,125 | 0,5 | 0,7 | 0,8 | 1,8 |
| R6 | С2-33Н-0,5 | 0,5 | 0,7 | 0,8 | 1,8 |
| R4, R9 | СП3-19 | 0,8 | 1 | 1 | 2 |
| DA1 | 140УД10 | 0,4 | 0,6 | 0,6 | 1,6 |
| DA2 | A2030H | 0,8 | 1 | 1 | 2 |
| VD1,VD2 | КД243А | 0,5 | 0,7 | 0,8 | 1,8 |

Так как микросхема 140УД10 работает в области малых сигналов, то есть мощности на её выходе невысоки. В охлаждении она не нуждается, следовательно, расчёт радиатора для неё проводить не будем.

Расчёт радиатора для микросхемы А2030Н не обязателен, так как в техническом описании есть вид радиатора, рассчитанного именно под эту микросхему:

4. Выбор оптимального варианта

Оценку оптимальности одного из вариантов будем производить по следующим критериям:

1. Размеры печатной платы под монтаж
2. Общее число элементов на плате
3. Число электролитических конденсаторов, как наиболее ненадёжных при длительной эксплуатации (высыхают)

Результаты сравнения по вышеописанным пунктам:

1. Sтр=6000 > Sмк=3650 мм2
2. Ктр=37 > Кмк=18
3. Кэл,тр=8> Кэл,мк=4

Как нетрудно заметить, микросхемный вариант имеет преимущества по всем названным критериям, но могут возникнуть случаи, когда транзисторный вариант будет предпочтительней. Поскольку в нашем задании не предъявлялось требований к размещению устройства и каких-либо особенностей условий его эксплуатации (повышенное давление, завышенный радиоактивный фон и т.д.), для которых подошли бы только устройства на «военных» транзисторах, то сделаем вывод о том, что микросхемный вариант предпочтительней.

5. Заключение

В ходе расчетов была получена схема на транзисторах ШУ с коэффициентом усиления К0≈325. Схема состоит из пяти каскадов, причем коэффициент усиления каждого находится в пределах 15, что вполне соответствует предварительному расчету усилителя.

Во второй части курсового проекта была рассчитана схема усилителя с использованием ИМС.

В предыдущем разделе, мы выяснили, что оптимальным вариантом является усилитель с применением ИМС.

6. Список использованной литературы

1. Афанасьев В.В., Данилаев М.П., Нуриев И.И., Усанов А.И. Схемотехника аналоговых электронных устройств: Методическое пособие. Казань: Изд-во Казан. гос. техн. ун-та, 2007. 48 с.
2. Проектирование усилительных устройств: Учеб. пособие / Ефимов В.В., Павлов В.Н., Соколов Ю.П. и др.; под ред. Н.В. Терпугова .-М.: Высш. школа , 1982.-190 с., ил.
3. Проектирование усилительных устройств на транзисторах: Учебное пособие для вузов; под ред. Г.В. Войшвилло.-М., «Связь», 1972.
4. Транзисторы для аппаратуры широкого применения: Справочник / К.М. Брежнева, Е.И. Гантман, Т.И. Давыдова и др. Под ред. Б.Л. Перельмана.-М.:Радио и связь, 1981,-656 с., ил.
5. Турута Е.Ф. 3500 микросхем усилителей мощности низкой частоты и их аналоги (2-е издание, переработанное и дополненное).-М.: ДМК Пресс, 2005.-352 с., ил. (Справочник)
6. Нестеренко Б.К. Интегральные операционные усилители: Справочное пособие по применению.–М.: Энергоиздат, 1982. – 128 с., ил.