Содержание

Реферат

1. Техническое задание

2. Обоснование выбора электрических схем устройства

3. Расчет электрических схем

3.1 Расчет выпрямителя

3.2 Расчет сглаживающего фильтра

3.3 Расчет стабилизатора напряжения

Заключение

Список использованных источников

Реферат

В данной курсовой работе производится проектирование и расчет вторичного источника питания, рассчитываются такие его составные части как выпрямитель, трансформатор, сглаживающий фильтр, стабилизатор выходного напряжения.

Ключевые слова.

Трансформатор.

Стабилизатор.

Вентиль.

Фильтр.

1. Техническое задание

В данной курсовой работе необходимо спроектировать и рассчитать вторичный источник питания (выпрямитель, трансформатор, сглаживающий фильтр, стабилизатор выходного напряжения), обладающий следующими параметрами :

1. Uвых =20 В;

б) Δ Uвых =±0.5 В;

в) Iн = 0.1 А ;

г) Ксг = --- ;

д) Кст = 60;

е) f=50 Гц;

ж) Uвых =±2 В .

Питание от сети переменного тока 220 В.

2. Обоснование выбора электрических схем устройства

Выпрямителем называют устройство для преобразования электрического переменного тока в постоянный. Необходимость такого преобразования обусловлена тем, что электростанции вырабатывают энергию переменного тока, а многие промышленные и бытовые электроустановки работают на постоянном токе.

В общем случае выпрямитель можно рассматривать состоящим из четырех основных узлов – трансформатора, вентильного комплекта, сглаживающего фильтра и стабилизатора выходного напряжения.

В источниках питания приемно-усилительной аппаратуры применяются выпрямители однополупериодные, двухполупериодные с выводом средней точки и мостовые. Чаще всего они выполняются со сглаживающим фильтром, начинающимся с конденсатора, то есть работают на емкостную нагрузку. Такие выпрямители используются для получения выпрямленных напряжений от единиц вольт до десятков киловольт.

Однополупериодную схему выпрямителя применяют при мощноcтях в нагрузке до 5...10 Вт и тогда, когда не требуется малый коэффициент пульсаций. К достоинствам этой схемы можно отнести – минимальное число элементов, невысокую стоимость, а к недостаткам – низкую частоту пульсаций (равна частоте питающей сети ), плохое использование трансформатора, подмагничивание его магнитопровода постоянным током.

Двухполупериодную схему с выводом средней точки применяют чаще всего при мощностях до 100 Вт и выпрямленных напряжениях до 400...500 В. Выпрямители, выполненные по этой схеме, характеризуются повышенной частотой пульсаций, возможностью использования вентилей с общим катодом, что упрощает их установку на общем радиаторе, однако для них характерно повышенное обратное напряжение на вентилях и более сложная конструкция трансформатора.

Мостовая схема характеризуется хорошим использованием мощности трансформатора, повышенной частотой пульсаций, низким обратным напряжением на вентилях, возможностью работы без трансформатора, но для нее свойственно повышенное падение напряжения в вентильном комплекте.

В итоге, выбираем мостовую схему, так как у нее меньший, по сравнению с однополупериодной схемой, коэффициент пульсаций, меньше в 2 раза, по сравнению с другими схемами, обратное напряжение на вентилях, кроме того, вторичная обмотка имеет меньше витков и не требует делать вывод от среднего витка, что упрощает и удешевляет конструкцию.

Сглаживающие фильтры включают между выпрямителем и нагрузкой для уменьшения пульсаций (переменной составляющей) выпрямленного напряжения. Как правило они состоят из звеньев, образованных последовательно-параллельным соединением индуктивных катушек L, конденсаторов С и резисторов R.

Основное требование, предъявляемое к фильтру – при минимальных собственных размерах и массе максимально уменьшить переменную составляющую выпрямленного напряжения, не увеличивая при этом сопротивление постоянной составляющей. Эффективность сглаживания пульсаций оценивается коэффициентом сглаживания g, который представляет собой отношение коэффициента пульсаций на входе фильтра к коэффициенту пульсаций на выходе

. (2.1)



При больших токах нагрузки наиболее целерe9 \_eбразным является применение Г-образного индуктивно-емкостного фильтра, несмотря на большую стоимость и габариты, так как емкостной фильтр не эффективен при больших токах нагрузки, увеличивает обратное напряжение на вентилях и не обеспечивает заданного коэффициента сглаживания, индуктивный фильтр в маломощных выпрямителях имеет значительные габариты и массу, в RC фильтре создается относительно большое падение напряжения и имеют место значительные потери энергии в резисторе . Коэффициент полезного действия LC-фильтров достаточно высокий, а коэффициент сглаживания равен произведению коэффициентов сглаживания L- и C-элементов :

. (2.2)



Подсчитано, что для выпрямителей с коэффициентом сглаживания g ≥ 25 целесооб-разно применять многозвенный (двухзвенный) фильтр [2], как показано на рисунке 2.1,так как при этом произведение суммарной индуктивности дросселей на суммарную емкость конденсаторов будет меньше произведения LC однозвенного фильтра, имеющего такой же коэффициент сглаживания .

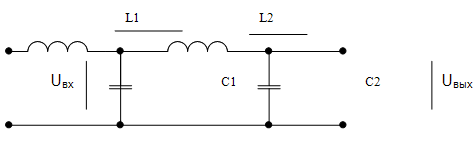


Рисунок 2.1 – Двухзвенный LC фильтр .

Стабилизаторами напряжения называют устройства, автоматически поддерживающие напряжение на нагрузке с заданной степенью точности.

Основными параметрами , характеризующие качество стабилизации, являются коэффициент стабилизации по выходному напряжению

,



внутреннее сопротивление стабилизатора

,



коэффициент сглаживания пульсаций

.



В зависимости от рода напряжения их подразделяют на стабилизаторы переменного и постоянного напряжений, кроме того они подразделяются на стабилизаторы параметрические и компенсационные.

Полупроводниковые параметрические стабилизаторы (ППС) наиболее простые. Они характеризуются сравнительно невысокими коэффициентами стабилизации, большим выходным сопротивлением (единицы и десятки Ом), низким КПД. В таких стабилизаторах не возможно получить точное значение выходного напряжения и регулировать его, что нам на подходит.

Компенсационные стабилизаторы напряжения (КСН) относятся к стабилизаторам непрерывного действия и представляют собой устройство автоматического регулирования, которое с заданной точностью поддерживает напряжение на нагрузке независимо от изменения входного напряжения и тока нагрузки . Эти стабилизаторы могут стабилизировать напряжение при больших токах нагрузки, чем параметрические, и отличаются большим коэффициентом стабилизации и меньшим выходным сопротивлением.

Сами компенсационные стабилизаторы напряжения делятся на стабилизаторы последовательного типа ( регулирующий элемент подключен последовательно нагрузке) и параллельного типа (регулирующий элемент подключен параллельно нагрузке, используются для стабилизации напряжения до 5...6 В). Последовательный тип характеризуется большим КПД, чем параллельный, однако критичен к режиму короткого замыкания, поэтому выбираем последовательный тип.

Структурные схемы двух типов стабилизаторов приведены на рисунке 2.2 .

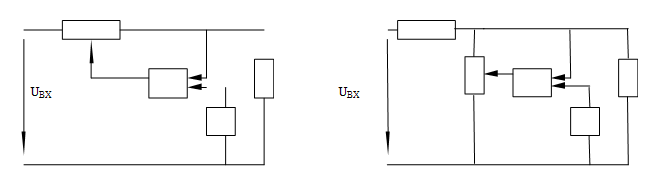


Рисунок 2.2 – Структурные схемы двух типов компенсационных стабилизаторов.

1 – источник опорного напряжения .

2 – сравнивающий усиливающий элемент.

3 – регулирующий элемент.

4 – нагрузка.

Стабилизаторы могут строится как на дискретных нелинейных элементах (напряжение на которых мало зависит от тока, протекающего через них) так и на интегральных микросхемах, что позволяет существенно улучшить параметры стабилизатора, надежность и облегчает монтаж.

3. Расчет электрических схем

3.1 Расчет стабилизатора напряжения

Исходными данными для расчета стабилизатора являются UВЫХ, ток нагрузки IН, пределы регулировки выходного напряжения UВЫХmin и UВЫХmax , допустимые отклонения входного напряжения в сторону повышения и понижения аВХ.max и аВХ.min , коэффициент стабилизации КСТ, выходное сопротивление стабилизатора, отклонения выходного напряжения от номинального.

В результате расчета необходимо определить параметры элементов схемы стабилизатора , а также величины входного напряжения и входного тока необходимые для расчета выпрямителя.

Исходя из того, что при IН <(0.02...0.03) А в регулирующий элемент входит 1 транзистор, при (0.02...0.03)< IН <(0.5...0.6)А – 2 транзистора, при (0.5...0.6) <IН <(4...6) А – 3 транзистора [1]), а в нашем случае IН=0.1 А, делаем вывод, что в регулирующий элемент будет входить 2 транзистора. Соответствующая схема приведена в приложении.

Найдем напряжение на входе стабилизатора

(3.1)



где UКЭРmin – минимальное напряжение на участке коллектор-эмиттер регулирующего транзистора, (3...5)В – для кремниевых транзисторов [2];

Umпвх – амплитуда пульсаций входного напряжения, которая определяется по формуле

( 3.2)



Значит

(3.3)



Зададимся допустимыми отклонениями входного напряжения стабилизатора от номинального в сторону увеличения аВХ и уменьшения bВХ и примем их равными 0,05 В. Тогда номинальное и максимальное напряжение на входе стабилизатора

(3.4)



(3.5)



Для транзистора Т11 максимальный ток коллектора Iкmax , напряжение коллектор-эмиттер UКЭmax и максимальная рассеиваемая мощность, определяется как

(3.6)



(3.7)



(3.8)



Выбираем транзистор КТ902А, для которого Iкmax=5 А и UКЭmax=110 В, h21Э=15, IКБ0=10мА, Ркmax= 5 Вт (транзистор необходимо установить на теплоотвод, Ркmax=30 Вт ).

Максимальный ток коллектора Iкmax (UКЭmax11= UКЭmax12= UКЭmax13) и максимальную рассеиваемую мощность для транзистора Т12, определим как

(3.9)



(3.10)



Выбираем транзистор КТ604А, для которого Iкmax=0,2 А и UКЭmax=250 В, h21Э=10, IКБ0=0,05мА, Ркmax= 0.8 Вт.

Максимальный ток коллектора Iкmax (UКЭmax11= UКЭmax12= UКЭmax13) и максимальную рассеиваемую мощность для транзистора Т13, определим как

(3.11)



(3.12)



Выбираем транзистор КТ312Б, для которого Iкmax=0,03 А и UКЭmax=30 В, h21Э=25, Ркmax= 0.225 Вт.

Максимальный ток коллектора Iкmax и напряжение коллектор-эмиттер UКЭmax и максимальная рассеиваемая мощность для транзистора Т2, определяется как [1]

(3.13)



, (3.14)



(3.15)



Выбираем транзистор КТ312Б, для которого Iкmax=0,03 А и UКЭmax=30 В, h21Э=25, Ркmax= 0.225 Вт.

Выберем типы стабилитронов, для чего определим UСТ и IСТ [1]

(3.16)



, (3.17)



(3.18)



(3.19)



Выбираем стабилитроны типа Д815Ж, для которого IСТmax=0,450 А и UСТmax=18 В.

Определим сопротивления резисторов по следующим формулам ( зададимся током делителя IД=(5...10) мА и минимальным током стабилизации IСТMIN=(3...5) мА) [1]

(3.20)



(3.21)



(3.22)



(3.23)



(3.24)



(3.25)



(3.26)



(3.27)



(3.28)



Округлим полученные расчетные значения номиналов резисторов до ближайших из ряда стандартных и получим R1=3 кОм, R2=1 кОм, R3= 620 Ом ,

R4=680 Ом, R5=2.7 кОм , R6=2 кОм, R7=390 кОм , R8=1.5 кОм.

Емкость конденсатора С3 на выходе стабилизатора определим по формуле

(3.29 )



где RВЫХ – выходное сопротивление стабилизатора (RВЫХ≈(0.1...1) Ом);

h21Э– коэффициент передачи наиболее нагруженного транзистора (h21Э=15);

fh21– предельная частота коэффициента передачи тока наиболее мощного регулирующего транзистора ( для КТ902А – 35 МГц).

Округлим полученное значение до ближайшего стандартного и получим С3=0,051 мкФ.

3.2 Расчет выпрямителя

Исходными данными для расчета выпрямителя, работающего на емкостную нагрузку, являются I0 (ток нагрузки), U0(номинальное выпрямленное напряжение), Кпо (коэффициент пульсаций на выходе моста, не должен превышать 0.15 [1]), выходная мощность Р0=U0I0, номинальное напряжение сети U1, частота сети fC.

Учитывая падения напряжения ΔU (ориентировочно 0.5 В) на дросселях и на стабилизаторе ( как было рассчитано выше UВХ стабилизатора должно быть не менее 25.5 В), принимаем U0=26 В.

Требуется определить тип и параметры вентилей, режим работы схемы, емкость конденсатора, нагружающего выпрямитель.

Выберем выпрямительные диоды (для ориентировочного определения этих параметров примем D=2.1 и B=1 [2]) .

Обратное напряжение на диодах определяется по формуле [2, табл. 1.15]

В. (3.30)



Величину среднего тока Iпр.ср найдем как [2, табл. 1.15]

А. (3.31)



Действующее значение выпрямленного тока Iпр через диод [2, табл. 1.15] :

А . (3.32)



Основываясь на полученные данные, по таблице 1.16 [2] выбираем тип диод, удовлетворяющего условиям:

Uобр.max > Uобр;

Iпр.ср.max > Iпрср;

Iпр <1.57 Iпр.ср.max.

Выбираем диоды типа Д229В, для которых Iпр ср.max=0,4 A, Uобр max=100 В, Uпр=1 В .

Габаритная мощность трансформатора [2, табл. 1.15]

Вт, (3.33)



где Р0= U0I0=26•0,1=2,6 Вт.

Определим сопротивление вентиля в прямом направлении

(3.34)



Активное сопротивление обмоток трансформатора rтр для выпрямителей мощностью 10...100Вт принимают в пределах [2]

, (3.35)



где КR – коэффициент, зависящий от схемы выпрямителя (в нашем случае КR=3,5);

Bm – амплитуда магнитной индукции в магнитопроводе трансформатора, Тл (В=1.5÷1.65);

s – число стержней трансформатора (для сердечника броневого типа s=1).

Подставив числовые значения получим

rтр=26,8 Ом.

Найдем индуктивность рассеяния обмоток трансформатора [2]

(3.36)



где КL – коэффициент, зависящий от схемы выпрямителя (в нашем случае КL=0.005);

р – число чередующихся секций обмоток (если вторичная обмотка наматывается после первичной и наоборот, то р=2).

Угол, характеризующий соотношение между индуктивным и активным сопротивле-ниями фаз выпрямителя :

, (3.37)



где r – активное сопротивление фазы выпрямителя (r=2rпр+rтр=2•2,5+26,8=31,8 Ом).

Основной расчетный коэффициент А найдем по формуле [2]

, (3.38)



где m – число фаз выпрямителя (m=2).

По графикам, приведенным в [2, рис. 1.12, 1.13], по полученному значению А найдем вспомогательные коэффициенты B, D, F и H.

Примем

B ≈ 0,96; D ≈ 2.24; F ≈ 6,4; H ≈ 310.

Величину напряжения на вторичной обмотке трансформатора определим из соотношения [2, табл. 1.15]

В . (3.39)



Действующее значение тока вторичной обмотки [2, табл. 1.15]

(3.40)



Полна мощность первичной и вторичной обмотки [2, табл. 1.15]

(3.41)



Действующее значение тока первичной обмотки [2, табл. 1.15]

(3.42)



где W2/W1 – коэффициент трансформации, равный

(3.43)



Полна мощность трансформатора [2, табл. 1.15]

(3.44)



Обратное напряжение на диодах определяется по формуле

В. (3.45)



Полученное значение должно быть меньше Uобрmax выбранного нами диода. Величина среднего тока Iпр.ср =0,05А. Определим амплитуду выпрямленного тока

А. (3.46)



Действующее значение выпрямленного тока Iпр через диод [2, табл. 1.15] :

А . (3.47)



По уточненным значениям Uобр, Iпр.ср., Iпр. проверим правильность выбора диодов

Uобр.max=100 В> Uобр=35,2 В;

Iпр.ср.max=0,4 А> Iпрср=0,05 А;

Iпр=0.224 А<1.57 Iпр.ср.max=0,628 А.

Определим выходную емкость выпрямителя (входную емкость фильтра) по формуле [2]

мкФ. (3.48)



Полученное значение округлим до ближайшего стандартного по ГОСТ 2519-67.

Примем

С0 = 100 мкФ.

Построим нагрузочную характеристику выпрямителя, то есть график U0 =f(I0) путем перемножения ординат, взятых из рис.1.13 в [2, стр.34] , на U2, а абсцисс на m√2U2/r (m – число фаз выпрямителя, 2).



Рисунок3.1– Примерный вид нагрузочной характеристики выпрямителя при ϕ=00

Напряжение холостого хода выпрямителя равно (U2m определим по графику: U2m =1.4 \* U2=24.96 \* 1.4=34.9 В)

(3.49)



Наибольшее выпрямленное напряжение на выходе выпрямителя определим при максимальном напряжении сети (зададимся отклонением напряжения сети – ΔUВХ=±10 В)

(3.50)



Ток короткого замыкания равен

(3.51)



Внутреннее сопротивление выпрямителя

(3.52)



Потери мощности в трансформаторе

(3.53)



где η – КПД трансформатора ( при РГ<20 Вт и более η=0.75...0.95 [1, стр.116] ).

Потери мощности на вентилях

(3.54)



где N – количество вентилей в выпрямителе (4).

КПД выпрямителя определяется по формуле

(3.55)



3.3 Расчет сглаживающего фильтра

Коэффициент сглаживания g представляет собой отношение коэффициента пульсаций на входе фильтра к коэффициенту пульсаций на выходе

(3.56)



где Кпвых – коэффициент пульсации на выходе фильтра , который задается в зависимости от назначения схемы (так например, для питания первых каскадов УЗЧ с высокой чувствительностью Кпвых= 0,00001...0,00002; для предварительных каскадов УЗЧ и т.п. – Кпвых= 0,0001...0,001; для каскадов УРЧ приемников – Кпвых= 0,0005...0,001; для электронных стабилизаторов напряжения – Кпвых= 0,005...0,03), примем его равным 0,5% ( для стабилизаторов напряжения [2, стр. 36]) ;

Кпвх – коэффициент пульсации на входе фильтра, равный [2, табл.1.15]

(3.57)



Следовательно,

.



Опираясь на пояснения приведенные в разделе 2, выбираем составной сглаживающий фильтр представляющий собой конденсатор на выходе диодного моста и Г-образный LC–фильтр.

Общий коэффициент сглаживания определяется как произведение коэффициентов сглаживания каждого фильтра в отдельности и должен быть равен 21

. (3.58)



Коэффициент сглаживания емкостного фильтра на выходе диодного моста определяется как

, (3.59)



где – частота первой гармоники пульсации (для двухполупериодной схемы ); – сопротивление нагрузки (=U0/I0=260 Ом).



Что вполне удовлетворяет условию

(3.60)



Коэффициент сглаживания Г-образного фильтра определяется как

(3.61)



Для наиболее распространенных двухполупериодных схем (m=2 и fС=50 Гц) имеем

(3.62 )



Зная емкость конденсатора, можем определить индуктивность. Наибольший коэффициент сглаживания достигается при равенстве входной и выходной емкостей фильтра, однако, чтоб уменьшить массу дросселя и его габариты, примем С=1000мкФ, имеем

мГн (3.63)



Итак, составной фильтр построенный на конденсаторе и Г-образном LC-фильтре, где С=1000 мкФ и L=5,5 мГн, обеспечивает заданный коэффициент сглаживания.

Заключение

В данном курсовом проекте были углублены и закреплены теоретические знания, полученные при изучении курса, освоены методы расчетов электрических схем и устройств в целом, приобретены навыки в рациональном выборе и обосновании элементов электрических схем и самих электрических схем как с точки зрения удовлетворения требованиям технического задания, с точки зрения их технологичности, так и экономических параметров, все электрические схемы были построены на современной элементной базе, которая при тех же габаритных размерах обладает более лучшими эксплуатационными параметрами, так как в техническом задании не были оговорены габаритные размеры конструкции, то для обеспечения заданного в техническом задании коэффициента сглаживания пульсации использовались фильтры построенные с помощью катушек индуктивности, которые имеют сравнительно большие размеры и массу. Научились работать с технической литературой, справочниками, обосновывать все решения на ее основе, что является хорошей основой для правильного выполнения дипломного проекта и дальнейшей инженерной деятельности.

Список использованных источников

1. Cправочник радиолюбителя-конструктора . – 3-е изд., перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 1984. – 560 с.
2. Гершунский Г.В. Справочник по расчету электрических схем.– М.: Высш. Шк.,1989.

Таблица

|  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- |
| Поз.  Обозна-чение | Наименование | Кол | Примечание |
|  | Конденсаторы |  |  |
| С1 | К50–6 – 100мкФ × 50В ± 10% ОЖО.464.031 ТУ | 1 |  |
| С2 | К50–6 – 1000мкФ × 50В ± 10% ОЖО.464.031 ТУ | 1 |  |
| С3 | К73–16 – 0,051мкФ × 16В ± 10% ОЖО.464.031 ТУ | 1 |  |
|  |  |  |  |
|  | Резисторы ГОСТ 7113–77 |  |  |
| R1 | МЛТ– 0.125 –3 кОм ± 10% | 1 |  |
| R2 | МЛТ– 0.125 –1 кОм ± 10% | 1 |  |
| R3 | МЛТ– 0.5 –620 Ом ± 10% | 1 |  |
| R4 | МЛТ– 0.125 –680 кОм ± 10% | 1 |  |
| R5 | МЛТ– 0.125 –2,7 кОм ± 10% | 1 |  |
| R6 | МЛТ– 0.125 –2 кОм ± 10% | 1 |  |
| R7 | МЛТ– 0.125– 390 кОм ± 10% | 1 |  |
| R8 | МЛТ– 0.5 –1.5 кОм ± 10% | 1 |  |
|  |  |  |  |
|  | Диоды |  |  |
| VD1..VD4 | Д229В СМ3.362.041 ТУ | 4 |  |
|  |  |  |  |
|  | Стабилитроны |  |  |
| VD1,VD2 | Д815Ж аАО.336.207 ТУ | 1 |  |
|  |  |  |  |
|  | Транзисторы |  |  |
| VT1 | KT902А ЖК3.365.200 ТУ | 1 |  |
| VT2 | КТ604А ЖК3.365.200 ТУ | 1 |  |
| VT3,VT4 | KT312Б ЖК3.365.200 ТУ | 2 |  |
|  |  |  |  |