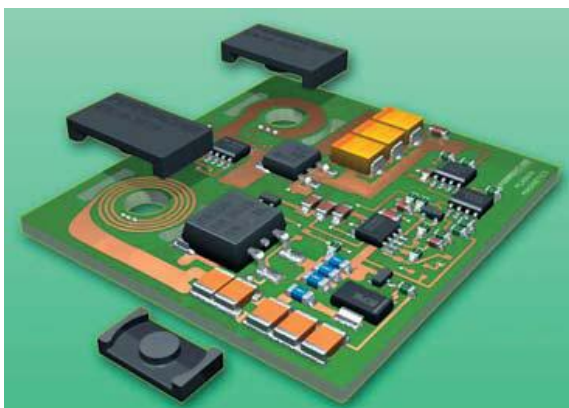


Министерство науки и высшего образования
Российской Федерации

Федеральное государственное бюджетное образовательное
учреждение высшего образования
«Воронежский государственный технический университет»

Кафедра конструирования и производства радиоаппаратуры

Методические указания к практическим занятиям по
дисциплинам «Проектирование вторичных источников
питания РЭС» и «Источники питания приборов»
для студентов направления 11.03.03 «Конструирование и
технология электронных средств» и 12.03.01
«Приборостроение» очной и заочной форм обучения



Воронеж 2021

УДК 621.311.6

Составители:

канд. техн. наук А.С. Самодуров

Методические указания к практическим занятиям по дисциплине по дисциплине «Проектирование вторичных источников питания РЭС» и «Источники питания приборов» для студентов направления 11.03.03 «Конструирование и технология электронных средств» и 12.03.01 «Приборостроение» очной и заочной форм обучения / ФГБОУ ВО «Воронежский государственный технический университет»; сост. А.С. Самодуров. Воронеж: Изд-во ВГТУ, 2021. 24 с.

Методические указания предназначены для развития практических навыков в проектировании импульсных источников питания при разработке приборов. Приводятся краткие теоретические сведения, задания для самостоятельной работы. Предназначены для студентов четвертого курса.

Методические указания подготовлены в электронном виде и содержатся в файле **ИПП_ИР.doc**

Ил. 4. Библиогр.: 6 назв.

УДК 621.311.6

Рецензент - В.А. Кондусов, канд. физ.-мат. наук, доц.
кафедры радиотехники ВГТУ

*Издается по решению редакционно-издательского совета
Воронежского государственного технического университета*

ТЕМАТИКА ПРАКТИЧЕСКИХ РАБОТ

На современном рынке импульсных источников питания существует два подхода к проектированию: разработка “в лоб” “с нуля” или на основании спецификаций. Хотя сегодня на рынке имеется много хороших микросхем управления, для многих из которых в спецификациях уже описана процедура проектирования, цель данной книги — дать читателю более глубокое и фундаментальное понимание этой вопроса. Таким образом, представленные ниже примеры проектов содержат схемы управления, требующие для завершения системы питания проведения проектной экспертизы. Эти примеры содержат базовые правила проектирования импульсных источников питания, идущие дальше “простых” методов, описанных некоторыми поставщиками микросхем. Также остается в силе необходимость проектирование магнитных компонентов, компенсации контура обратной связи, а также входных и выходных фильтров.

Следующие примеры, хотя они и скучноваты, помогут хорошо разобраться в процессе проектирования импульсных источников питания с ШИМ.

Встроенный на плату понижающий преобразователь на 10 Вт

Область применения

Этот импульсный источник питания может быть использован для встроенного на плату стабилизатора, в котором линейный стабилизатор выделяет слишком много тепла для того, чтобы плата могла его рассеивать. Предварительный стабилизатор, выполняющий неточную стабилизацию, выдает распределенное напряжение $-10 - +18 В$. Выходное напряжение встроенного на плату стабилизатора составляет $-3,3 В$.

В этом проекте мы умышленно избегаем применения микросхемы понижающего контроллера с высокой степенью интеграции, поскольку наша цель — продемонстрировать про-

цесс выбора и проектирования элементов, относящихся к импульсным источникам питания. Схема понижающего преобразователя на 10 Вт подставлена на рис. 3.64.

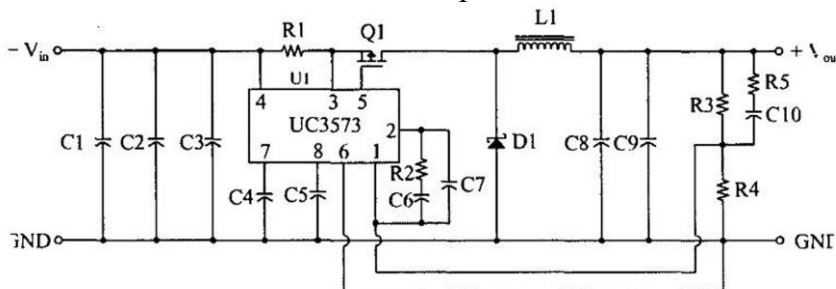


Рис.1.Понижающий преобразователь на 10 Вт.

Спецификация проекта

Диапазон входного напряжения: $+10 - +14$ VDC.

Выходное напряжение: $+5$ VDC.

Максимальный выходной ток: 2 A.

Выходное напряжение пульсаций: $+30$ mV (полный размах амплитуды).

Стабилизация выхода: $\pm 1\%$.

Предпроектные оценки “черного ящика”

Выходная мощность: $+5$ V \cdot 2 A = $10,0$ Вт (максимум).

Входная мощность: $P_{out} / \text{Ожидаемый КПД} = 10,0$ Вт / $0,8 \sim 12,5$ Вт.

Потери на ключе: $(12,5 - 10)$ Вт \cdot $0,4 = 1,0$ Вт.

Потери на ограничивающем диоде: $(12,5 - 10)$ Вт \cdot $0,6 = 1,5$ Вт.

Средние значения входных токов

Входной сигнал низкого уровня: $12,5$ Вт / 10 В = $1,25$ А.

Входной сигнал высокого уровня: $12,5$ Вт / 14 В = $0,9$ А.

Оценка максимального тока: $1,4 \cdot I_{out(rated)} = 1,4 \cdot 2$ А = $2,8$ А.

Проектирование индуктора (см. раздел 3.5.5)

Наихудшие условия эксплуатации — при высоком входном напряжении.

$$L_{\min} = \frac{(V_{in(\max)} - V_{out})}{1,4 I_{out(\min)} f_{sw}} = \frac{(14B - 5B)(1 - 5B/14B)}{1,4(0,5A)(100лГц)} = 82,6млГц.$$

где: $V_{in(\max)}$ — максимально возможное входное напряжение; V_{out} — выходное напряжение; $I_{out(\min)}$ — минимальный ожидаемый ток нагрузки; f_{sw} — рабочая частота.

Индуктором должен быть кольцевой сердечник для поверхностного монтажа на пластиковой монтажной панели с J -образными выводами. Существуют стандартные индукторы для поверхностного монтажа, поставляемые многими компаниями. В данном примере был выбран индуктор *D03340P-104* компании *Coilcraft*.

Выбор ключа и ограничивающего диода

Ключ

В качестве ключа должен выступать мощный полевой МОП-транзистор с каналом р-типа. Максимальное входное напряжение — $18 VDC$, следовательно, удовлетворительным будет номинал $V_{DSS} \text{ от } +30 VDC$ и выше. Максимальный ток составляет $2,8 A$. Также желательно обеспечить рассеяние тепла менее $1 Вт$, поэтому оценка RDS (при замыкании ключа) должна быть ниже, чем значение

$$P_{DS(on-max)} = P_{D(est)} / I_{DS(Tpk(est))}^2 = 1 Вт / (2,8 A)^2 < 127 мОм \text{ (максимум)}.$$

В данном примере был выбран распространенный полевой МОП-транзистор *FDS9435* с сопротивлением в проводящем состоянии $45 мОм$, в корпусе *S08*.

Ограничивающий диод

В качестве ограничивающего диода должен использоваться диод Шотки для минимизации потерь на электропроводность и потерь переключений. Подходящее падение прямого напряжения при максимальном токе 3 A характерно для диода *MBRD330* с падением $0,45\text{ В}$ (при температуре $+25^\circ\text{C}$).

Выходной конденсатор (см. раздел 3.6)

Емкость выходного конденсатора вычисляется по следующей формуле:

$$C_{out(min)} = \frac{I_{out(max)} (1 - DC_{min})}{f_{sw} V_{ripple(p-p)}} = \frac{(2A)(1 - 5B/14B)}{(100\text{MHz})(30\text{mV})} = 429\text{мкФ}.$$

В первую очередь для конденсаторов как входного, так и выходного фильтра следует определить пульсирующий ток. В рассматриваемом примере пульсирующий ток идентичен переменному току через индуктор. Максимальные пределы тока через индуктор составляют $2,8\text{ A}$ для I_{peak} и около половины максимального выходного тока, или $1,0\text{ A}$. Таким образом, двойная амплитуда пульсирующего тока составляет $1,8\text{ A}$, или в оценке *RMS* — $0,6\text{ A}$ (около трети двойной амплитуды).

В данном примере должны использоваться танталовые конденсаторы для поверхностного монтажа, поскольку они обычно показывают около 50% *ESR* электролитических конденсаторов. Кроме того, номиналы выбираемых конденсаторов следует уменьшить на 30% при температуре окружающей среды $+85^\circ\text{C}$.

Лучшие кандидаты на эту роль — конденсаторы компании *AVX*, у которых очень низкое значение *ESR*, и потому они могут справиться с пульсирующим током очень большой силы. Эти конденсаторы необычны и нетипичны, но часть из них может удовлетворить требования, предъявляемые к выходным сигналам.

Конденсаторы компании *AVX*:

- *TPSE477M010R0050* — 470 мкФ (20%), 10 В, 50 мОм, $1,625 A_{rms}$;
- *TPSE477M010R0100* — 470 мкФ (20%), 10 В, 100 мОм, $1,149 A_{rms}$.

Конденсаторы компании Nichicon:

- *F751A477MD* — 470 мкФ (20%), 10 В, 120 мОм, $0,920 A_{rms}$.

Существует совсем немного конденсаторов для поверхностного монтажа с требуемой емкостью, номиналом напряжения и низким значением *ESR* одновременно. Более консервативным решением будет включение двух параллельных конденсаторов с емкостью не ниже, чем половина желаемой величины, каждый. Это позволит использовать намного больше второстепенных конденсаторов и снизить значение *ESR*. Давайте используем два параллельно включенных танталовых конденсатора с емкостью 330 мкФ и напряжением 10 В.

Конденсатор компании *KEMET*:

- *T510X337M010AS* — 330 мкФ (20%), 10 В, 35 мОм, $2,0 A_{rms}$.

Конденсатор компании Nichicon:

- *F751A337MD* — 330 мкФ (20%), 10 В, 150 мОм, $0,8 A_{rms}$.

Конденсатор входного фильтра

Этот конденсатор испытывает воздействие той же трапецидальной волны тока, что и на ключе, — волны с начальной силой тока около 1 А, которая затем повышается до 2,8 А, с очень крутыми фронтами. Условия эксплуатации этого конденсатора намного более суровые, чем у входного. Оценим значение *RMS* трапецидальной волны тока как кусочного наложения двух форм волны: прямоугольной с максимальным уровнем 1 А и треугольной с максимальным уровнем 1,8 А. Это дает оценочное значение *RMS* 1,1 А. Тогда емкость конденсатора можно вычислить по формул

$$C_{in} = \frac{P_{in}}{f_{sw} (V_{ripple(p-p)})^2} = \frac{12,5 \text{ Вт}}{(100 \text{ кГц})(1,0)^2} = 125 \text{ мкФ}.$$

Рассчитанные на большее напряжение конденсаторы имеют меньшую емкость. Это должны быть два параллельно включенных конденсатора емкостью 68 мкФ . Кандидатами на эту роль могут быть следующие конденсаторы.

Конденсатор компании AVX (требуется два 'на систему):

- *TPS686M016R0150* — 68 мкФ (20%), 16 В , 150 мОм , $0,894 \text{ Амрс}$,

Конденсатор компании AVX (требуется три на систему):

- *TAJ476M016* — 47 мкФ (20%), 16 В , 900 мОм , $0,27 \text{ А}$.

Конденсатор компании Nichicon (требуется три на систему):

- *F721C476MD* — 47 мкФ (20%), 16 В , 750 мОм , $0,19 \text{ А}$.

Выбор микросхемы контроллера

Свойства, которым должна удовлетворять микросхема понижающего контроллера:

- способность работать напрямую от входного напряжения;
- межимпульсное ограничение перегрузки по току;
- драйверы с двухтактным каскадом на полевых МОП-транзисторах.

На рынке имеется много микросхем понижающего контроллера, однако в данном примере мы используем микросхему *UC3873*. Внутреннее опорное напряжение, подаваемое на усилитель ошибки, составляет $1,5 \text{ В} \pm 2\%$.

Установка частоты функционирования (СЗ)

По спецификации определяем частоту по формуле:

$$C_1 = 1 / (15k \cdot f_{sw}) = 1 / (15k \cdot 100 \text{ кГц}) = 666 \text{ нФ}.$$

Ближайшее значение составляет 680 нФ .

Резистор считывания тока (R1)

В выбранной микросхеме контроллера используется защита с помощью межимпульсного опроса тока, при которой ключ сразу же размыкается при превышении порога в $0,47 \text{ В}$. Допустим 25% зазор между ожидаемым максимальным током и порогом защитного размыкания. Таким образом, защита будет срабатывать при токе $1,25 \cdot 2,8 \text{ А} = 3,5 \text{ А}$. Рассчитаем сопротивление резистора R1: $R1 = 0,47 \text{ В} / 3,5 \text{ А} = 0,134 \text{ Ом}$.

Ближайшее стандартное резисторов сопротивлением до 1 Ом равно $0,1 \text{ Ом}$.

Резисторный делитель напряжения на считывающих резисторах (R3 и R4)

R4 (нижний резистор): $R4 = 1,5 \text{ В} / 1 \text{ мА} = 1,49 \text{ кОм } 1\%$.

Это делает фактический ток считывания равным $1,006 \text{ мА}$.

R3 (верхний резистор): $R3 = (5,0 \text{ В} - 1,5 \text{ В}) / 1,006 \text{ мА} = 3,48 \text{ кОм } 1\%$.

Компенсация контура обратной связи по напряжению (см. Приложение Б)

Это — прямоходовый преобразователь, работающий в режиме напряжения. Чтобы получить оптимальную продолжительность переходных процессов, воспользуемся двухполюсной компенсацией с двумя «нулями».

Определение характеристики “схема управления выход”

Полос выходного фильтра определяется по индуктору фильтра и конденсатору и составляет спад -40 дБ/декаду . Его номинальная частота излома $A_{\text{ЧХ}}$ составляет:

$$f_{ip} = \frac{1}{21\pi\sqrt{L_o C_o}} = \frac{1}{21\pi\sqrt{(100\text{мкГн})(660\text{мкФ})}} = 619\text{Гц}.$$

Нулевая точка, обусловленная конденсатором выходного фильтра, равна (значение ESR дают два параллельно включенных конденсатора емкостью 120 Ом):

$$f_{zesr} = \frac{1}{2\pi E_{esr} C_o} = \frac{1}{21(60\text{МОм})(660\text{мкФ})} = 4020\text{Гц}.$$

Внутренний абсолютный коэффициент усиления схемы питания при перемен ном токе составляет:

$$A_{DC} = V_{in} / V_{error} = 14\text{В} / 3\text{В} = 4,66$$

$$G_{DC} = 20\text{Log}(A_{DC}) = 13,4\text{дБ}$$

Расположение компенсационных полюсов и “нулей” в усилителе ошибки

Частота перехода усиления в замкнутом контуре не должна быть сколько ни будь выше, чем 20% частоты переключения (или 20 кГц). Было обнаружено, что частоты перехода усиления в диапазоне от 10 до 15 кГц вполне достаточно для большинства приложений. Это дает длительность переходных процессов около 200 нс .

$$f_{xo} = 15 \text{ кГц}.$$

Первое, что следует принять, это то, что конечная цепь компенсации замкнуто го контура будет иметь непрерывный уклон -20 дБ/декаду . Чтобы достичь частоты перехода в 15 кГц , усилитель должен добавить усиление входного сигнала и “приподнять” амплитудную характеристику на графике Боде.

$$G_{xo} = 20 \text{ Log}(f_{xo} / f_{fr}) - G_{DC} = 20\text{Log}(15 \text{ кГц} / 619 \text{ кГц}) - 13,4 \text{ дБ} = G_2 = +14,3 \text{ дБ};$$

$$A_{xo} = A_2 = 5,2 \text{ (абсолютный эквивалент)}.$$

Это — усиление, необходимое на плато среднего диапазона (G2) для достижения желаемой частоты перехода.

Усиление на первом наборе компенсационных “нулей”, составляет:

$$G_1 = G_2 + 20\text{Log}(f_{ez2}/f_{ep1}) - +14,3 \text{ дБ} + 20\text{Log}(310 \text{ Гц} / 4020 \text{ Гц}) = -8 \text{ дБ};$$

$$A_1 = -0,4 \text{ (абсолютный эквивалент)}.$$

Для компенсации двухполюсного фильтра поместим два “нуля” на половине частоты полюса фильтра:

$$f_{ez1} = f_{ez2} = 310 \text{ Гц}.$$

Первый компенсационный полюс будет размещен на частоте ESR конденсатора (4020 Гц):

$$f_{ep1} = 4020 \text{ Гц}.$$

Второй компенсационный полюс используется лишь для поддержания высокочастотной устойчивости путем уменьшения усиления на частоте перехода:

$$f_{ep2} = 1,5f_{xo} = 22,5 \text{ кГц}.$$

Теперь можно начать расчет величины сопротивлений и емкостей компонентов внутри усилителя ошибки:

$$C_7 = \frac{1}{2\pi(f_{xo})(A2)(R3)} = \frac{1}{2\pi(15\text{кГц})(5,2)(3,48\text{кОм})} = 586\text{нФ}.$$

$$\text{Принимает } C_7 = 560\text{нФ}.$$

$$R_2 = (A1)(R1) = (0,4)(3,48\text{кОм}) = 580\text{нФ. Принимает}$$

$$R_2 = 1,5\text{кОм}.$$

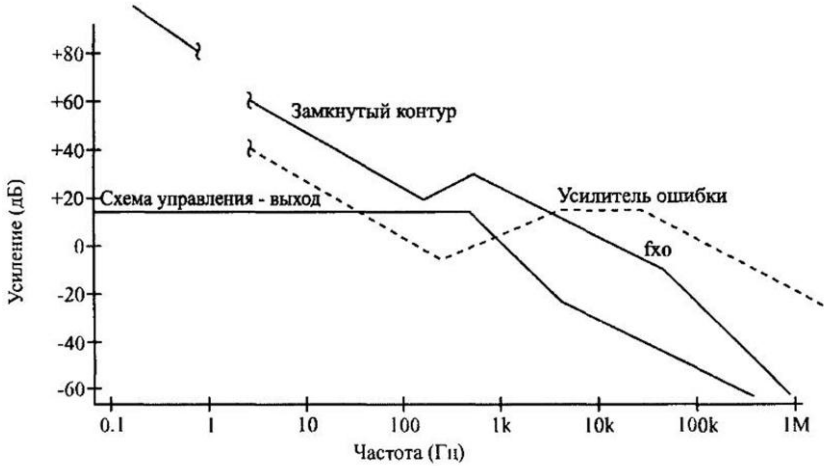
$$C_6 = \frac{1}{2\pi(f_{ez1})(R2)} = \frac{1}{2\pi(310\text{Гц})(1,5\text{кОм})} = 2,9\text{мкФ} \text{ или } 2,2\text{мкФ}$$

$$R_5 = R2 / A2 = (1,5\text{кОм}) / (0,4) = 3,75\text{кОм} . \text{Принимает } R_5 = 3,9\text{кОм} .$$

$$C_{10} = \frac{1}{2\pi(f_{ez2})(R5)} = \frac{1}{2\pi(22,5\text{кГц})(3,9\text{кОм})} = 1814\text{нФ} .$$

Принимает $C_{10} = 1800\text{нФ} .$

Все вышесказанное демонстрирует рис. 3.65.



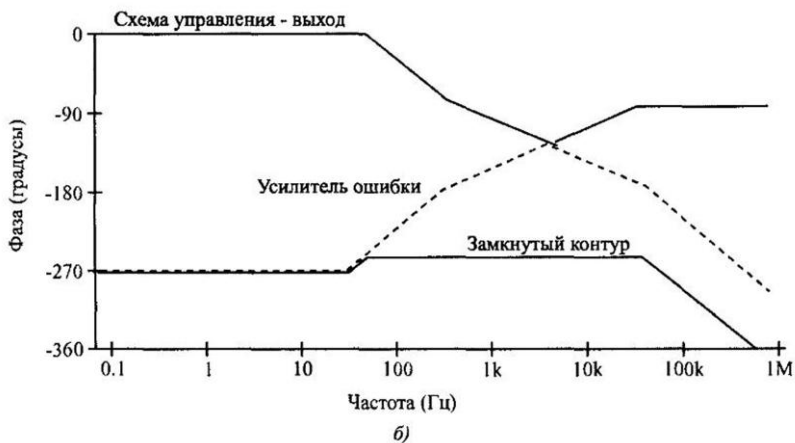


Рис. 2. Графики Боде усиления и фазы для рассмотренного примера понижающего преобразователя: а — диаграмма усиления; б — фазовая диаграмма

Недорогой обратноходовой преобразователь с ШИМ на 28 Вт

Область применения

Такой источник питания предназначен для обеспечения питания некоторого измерителя из состава оборудования технологического контроля. Этот измеритель получает свое питание от повышающего источника питания на +24 В, который также обеспечивает трансформаторную изоляцию устройства от напряжения входной шины. Схема рассматриваемого преобразователя показана на рис. 3.66.

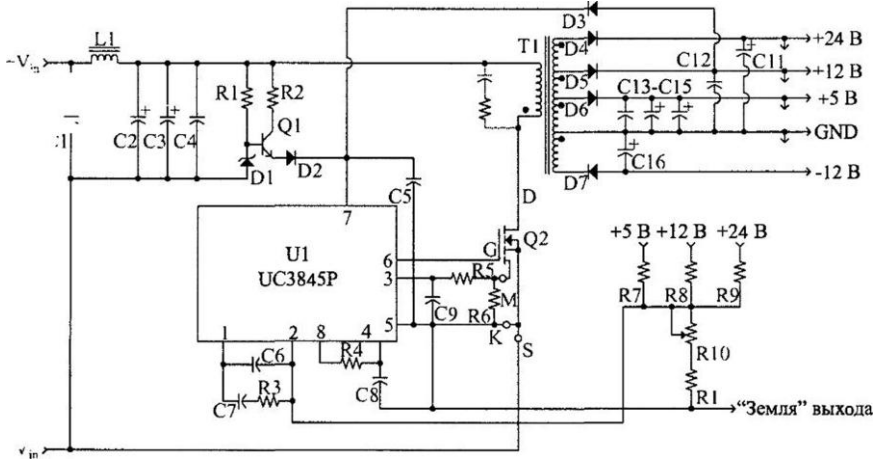


Рис. 3. Схема обратного преобразователя с ШИМ на 28 Вт, работающего в токовом режиме

Спецификации

Напряжение V_{out} :

- +5 VDC при максимальном токе 2 А, минимальный ток — 0,5 А;
- +12 VDC при токе 0,5 А;
- -12 VDC при токе 0,5 А;
- +24 VDC при токе 0,25 А.

Напряжение V_{in} :

- 18-36 VDC — требуемый рабочий диапазон;
- +24 VDC — номинальное напряжение входной линии.

Предпроектные оценки “черного ящика” (см. раздел 3.4)

$$P_{out} = (5 \text{ В} \cdot 2 \text{ А}) + (12 \text{ В} \cdot 0,5 \text{ А}) + (12 \text{ В} \cdot 0,5 \text{ А}) + (24 \text{ В} \cdot 0,25 \text{ А}) = 28 \text{ Вт};$$

$$P_{in} = P_{out} / \text{КПД} = 28 \text{ Вт} / 0,75 = 37,3 \text{ Вт};$$

$$I_{in(\text{high})} = P_{in} / V_{in(\text{low})} = 37,3 \text{ Вт} / 18 \text{ В} = 2,07 \text{ А};$$

$$I_{in(\text{hop})} = P_{in} / V_{in(\text{nom})} = 37,3 \text{ Вт} / 24 \text{ В} = 1,55 \text{ А}.$$

Полученные величины указывают, что для первичной обмотки трансформатора следует использовать провод #18 по стандарту AWG или эквивалентный ему.

$$I_{pk} = 5,5 \cdot P_{out} / F_{in(\text{min})} = 5,5 \cdot 28 \text{ Вт} / 18 \text{ В} = 8,55 \text{ А}.$$

Выбираем частоту работы источника питания равной 40 кГц ($T_{on(\text{max})} = 12,5 \text{ мкс}$).

Проектирование обратного трансформатора (см. раздел 3.5.5)

$$L_{pri} = V_{in(\text{min})} \cdot T_{on} / I_{pk} = 18 \text{ В} \cdot 12,5 \text{ мкс} / 8,55 \text{ А} = 26,3 \text{ мкГн}.$$

Проверяем энергетическую пропускную способность сердечника:

$$P_{out(\text{est})} = f_{pri} \cdot (I_{pk})^2 / 2 = 40000 \cdot 26,3 \text{ мкГн} \cdot (8,55 \text{ А})^2 = 38,45 \text{ Вт}.$$

Используем кольцевой МРР-сердечник. Процедура выбора размеров сердечника описана в разделе 3.5.5. Оценим требуемые размеры сердечника:

$$E_L = L_{pri} \cdot (I_{pk})^2 = 0,0263 \text{ мГн} \cdot (8,55 \text{ А})^2 = 1,92.$$

Со ссылкой на рис. 3.21 предлагаем элемент под номером 55310-A2 с проницаемостью, равной 125. Этот сердечник имеет величину A_L , равную 90 мГн/1000 Тл. Количество витков для первичной обмотки:

$$N_{pri} = 1000 \cdot (L_{pri} / A_L)^{1/2} = 1000 \cdot (0,0263 \text{ мГн} / 90 \text{ мГн})^{1/2} = 17,09.$$

Округляем значение N до 17 витков.

Количество витков вторичной обмотки для выхода с самым низким уровнем выходного напряжения (+5 В) (имеется в виду выпрямитель Шотки):

$$N_{sec} = \frac{N_{pri} (V_o + V_D) (1 - \delta_{\text{max}})}{V_{in(\text{min})} \cdot \delta_{\text{max}}}$$

$$N_{(+5B)} = 17 \cdot (5,0 + 0,5 B) \cdot 50\% / (18 B - 50\%) = 5,19.$$

Округляем значение N_{sec} до 5 витков. Другие обмотки будут иметь следующее количество витков (подразумевая выпрямители на диодах с накоплением заряда):

$$N_2 = \frac{(V_2 + V_{D2})N_1}{V_1 + V_{D1}}$$

$$A_{(+12B)} = (12,0 + 0,9 B) 5 / (5,0 + 0,5 B) = 11,73.$$

Округляем значение $N_{(+12B)}$ до 12 витков (для входа $-12 B$ — то же самое).

$$A_{(+24B)} = (24,0 + 0,9 B) 5 / (5,0 + 0,5 B) = 22,6.$$

Округляем значение $A_{(+24B)}$ до 23 витков. Знание рассогласования на каждом выходе составляет:

- $\pm 12 B$ — +0,3 В;
- $+24 B$ — +0,4 В (приемлемо).

Был выбран автотрансформаторный тип вторичной обмотки. Это означает, что обмотки с более высоким уровнем напряжения будут включать обмотки с более низким уровнем напряжения. Количество витков и диаметр проводов:

- $+5 B$ — 5 витков, провод #17 по AWG (используем 3 жилы провода #22);
- $+12 B$ — 7 витков, провод #21 по AWG;
- $-12 B$ — 12 витков, провод #21 по AWG;
- $+24 B$ — 11 витков, провод #26 по AWG;
- первичная обмотка — 17 витков, провод #19 по AWG (используем 2 жилы провода #22).

Методика намотки трансформатора

Применять бифилярную намотку для всех обмоток трансформатора неэкономично. Вместо этого применим методику выборочной бифилярной намотки. Первичная обмотка будет свита с обмоткой $+24 B$, а обмотки $+12 B$ и $-12 B$ до намотки на сердечник будут свиты друг с другом. Обмотка $+24 B$ будет действовать как ограничительная обмотка для первич-

ной, понижая всплески напряжения в моменты размыкания ключа.

Обмотка $+5 В$ наматывается первой и равномерно распределяется по окружности кольцевого сердечника. Следующей наматывается связка первичной обмотки и обмотки $+24 В$ — равномерно по кругу сердечника. Последней на сердечник наматывается связка обмоток $+12 В$ и $-12 В$. Эта обмотка может физически “вдавливаться” в предыдущую обмотку.

Для целей производства типичный подход к монтажу заключается в том, чтобы разместить готовый сердечник на контактной колодке и залить сборку сердечника герметизирующим компаундом. В результате сборка будет защищена от случайных повреждений, и ее можно легко разместить на печатной плате.

Выбор ключа и выпрямителей

Ключ

В данном случае есть явное преимущество в использовании мощного полевого МОП-транзистора: у него меньше потери драйвера и переключений.

$$V_{DC(min)} > (V_{out} + V_D) \cdot (N_{pri} / N_{sec}) + V_{in(max)} > (24,4 + 0,9 В) \cdot (17 / 23) + 36 В > 54,7 В.$$

В этом значении не учитываются любые всплески, обусловленные рассеянием L . Принимаем величину

$$V_{DC(min)} = 100 В.$$

Для обратноходовых преобразователей лучшее значение номинала среднего тока, протекающего через ключ, I_D примерно в 1,5 раза больше максимального среднего входного тока источника. Выбор другой величины приведет к потерям. Благодаря переопределению тока, потерю $I^2 R_{DC(on)}$ (потеря на электропроводность) можно уменьшить с очень незначительным увеличением стоимости и ухудшением входной емкости.

$$I_{D(min)} > 1,5 \cdot 2,07 А = 3,11 А.$$

Используем транзистор MTP10N10M. Выбор мощного полевого МОП-транзистора со считыванием тока обусловлен

тем, что необходимо реализовать схему управления, работающую в токовом режиме, и это снизит потери на считывание на три порядка.

Выпрямители:

$$V_{R(\min)} > V_{out} - [-V_{in(\max)} \cdot (N_{sec} / N_{pri})] > +5 B + 36 B \cdot (5 / 17) = 15,6 B;$$

$$I_{F(\min)} \approx I_{out(\max)} = 2 A.$$

Используем выпрямитель *IN5824* (3 A).

Для выхода $\pm 12 B$ расчет выполняется аналогичным образом. Используем *MUR110* (D5 и D7). Для выхода $+24 B$ также используем *MUR110* (D4).

Секция выходного фильтра (см. раздел 3.6)

Емкостей конденсаторов выходного фильтра определяются по формуле (3.38):

$$C_{out(\min)} = \frac{I_{out(\max)} \cdot (1 - \delta_{(\min)})}{f \cdot V_{ripple(pk-pk)}}$$

$$C_{out(+5B)} = 480 \text{ мкФ при } 10 B.$$

Используем два параллельно включенных танталовых конденсатора (*C 14* и *C 15*) по 220 мкФ каждый при $10 B$, чтобы уменьшить высоту и ESR.

$$C_{out(\pm 12B)} = 122 \text{ мкФ при } 20 B.$$

Используем танталовые конденсаторы (*C 12* и *C 16*) на 150 мкФ , $35 B$.

$$C_{out(24B)} = 60 \text{ мкФ при } 35 B.$$

Используем два конденсатора по 47 мкФ при $35 B$ (*C 11*)

Схема управления

Для выбора схемы управления необходимо составить список наиболее важных аспектов проекта. Составьте также список “важные, но несущественных” аспектов.

Существенные аспекты:

- небольшое количество элементов;
- управление в токовом режиме;
- выход драйвера на полевом МОП-транзисторе (двухтактный);
- один выходной драйвер;
- низкая стоимость.

Важные, но несущественные:

- блокировка недостаточного напряжения;
- низкий порог считываемого тока I_{sense} ;
- 50%-ное ограничение рабочего цикла.

Если просмотреть список популярных микросхем контроллера, то окажется, что всем перечисленным выше требованиям удовлетворяет устройство *UC3845P*.

В спецификации компании Motorola под названием “Линейные и интерфейсные микросхемы” основные схематические реализации даны в виде рисунков. Проектировщику остается только определить величины для резистора и конденсатора схемы синхронизации, а также резистора считывания тока. Все другие компоненты имеют отношение к напряжению V_{cc} и компенсации обратной связи, которые будут проектироваться позже. Если требуется, чтобы источник работал на номинальной частоте 40 кГц , то с помощью графика “Резистор синхронизации и частота осциллятора” определяем:

$$C_t = C8 = 2000 \text{ нФ};$$

$$R_t = R4 = 22 \text{ кОм};$$

$$R_{sense} = V \cdot I_s \cdot (n / I_{PK}) = 0,6 \text{ В} \cdot (8,5 \text{ А} / 1800) = 127 \text{ Ом}.$$

$$\text{Принимаем } R_{sense} = 120 \text{ Ом}.$$

Это значение, несомненно, потребует подстройки на этапе макетирования.

Секция обратной связи по напряжению (см. раздел 3.9)

Для того чтобы улучшить перекрестную стабилизацию нескольких выходов, требуется считывать какую-то часть всех положительных выходных напряжений. Для этого необходимо исследовать технологию схем, которые должны получать мощность от выходов. Гипотетические нагрузки в данном случае будут следующими:

- $+5\text{ В}$ — микроконтроллер и логика 74НС с допустимым отклонением $\pm 10\%$ по V_{DD} ;
- $\pm 12\text{ В}$ — имеет центрованную аналоговую цепь операционного усилителя; эти выходы проявляют устойчивость к пульсациям в их напряжениях питания;
- $+24\text{ В}$ — интерфейсы внешнего процесса, которые имеют предел линии с низким уровнем сигнала $+18\text{ В}$. Логика $+5\text{ В}$ должна быть отрегулирована самым тщательным образом.

Вначале выбираем ток считывания делителя напряжения — номинальное значение 1 мА . Определяем сопротивления резистора в нижнем плече делителя напряжения ($R10 + R11$):

$$R10 + R11 = V_{ref} / I_{sense(est)} = 2,5\text{ В} / 1\text{ мА} = 2,5\text{ кОм}.$$

Округляем это значение до $2,7\text{ кОм}$.

Теперь добавим к делителю потенциометр на 1 кОм для подстройки конечных выходных напряжений на последнем этапе тестирования. Этот потенциометр подключается как реостат с подвижным контактом, соединенным с верхним выводом. Недостаток потенциометров заключается в том, что подвижный контакт создает “шум” в разомкнутых контурах. Подсоединение потенциометра описанным способом приводит к падению выходных напряжений при открывании подвижного контакта, В противном случае источник перейдет к своему максимальному рабочему циклу и выведет из строя нагрузки. Предположим, что потенциометр настроен на среднее положение; тогда сопротивлению становится равным:

$$R10 = 2,7\text{ кОм} - 500\text{ Ом} = 2,2\text{ кОм}.$$

Реальный считываемый ток будет:

$I_{sense(ast)} = V_{ref} / (R_{10} + R_{11}) = 2,5 \text{ В} / 2,7 \text{ кОм} = 0,96 \text{ мА}$
 (примем это значение).

Выбираем пропорции считываемого тока, который должен извлекаться из каждого выхода: +5 В — 60%; +12 В — 20%; +24 В — 20%. Определяем сопротивления резисторов в верхнем плече делителя:

$$R_{u-sense} = (V_{out} - V_{ref}) / (1\% \cdot I_{sense(ast)});$$

+5В: $R_7 = (5,0 - 2,5 \text{ В}) / (0,6 \cdot 0,96 \text{ мА}) = 4340 \text{ Ом}$ (принимаем 4,7 кОм);

+12В: $R_8 = (12,3 - 2,5 \text{ В}) / (0,2 \cdot 0,96 \text{ мА}) = 51 \text{ кОм}$;

+24В: $R_9 = (24,4 - 2,5 \text{ В}) / (0,2 \cdot 0,96 \text{ мА}) = 114 \text{ кОм}$ (принимаем 110 кОм).

Вопрос компенсации контура обратной связи оставим на потом.

Секция входного фильтра (см. раздел 3.12)

Емкость конденсатора входного фильтра рассчитывается по формуле:

$$C_{in} = \frac{2P_{out}}{f_{in}(V_{ripple(p-p)})} = \frac{2(37,3 \text{ Вт})}{4000 \text{ Гц}(1 \text{ В}_{p-p})} = 186 \text{ мкФ}$$

Выбираем два оксидно-электролитических алюминиевых конденсатора с параметрами 100 мкФ, 50 В каждый и включаем их параллельно с керамическим конденсатором на 0,1 мкФ, 100 В.

Поскольку у нас имеется единственный входной провод с общим заземлением, используем кольцевой МРР-сердечник. Исследуя “Нормальные кривые намагничивания”, предоставленные производителем, находим, что 20 Э обеспечивают смещение постоянного тока менее, чем на половину магнитной индукции насыщения сердечника. Рекомендованная величина магнитной проницаемости составляет 125 р. Примерный размер сердечника должен быть равен магнитному элементу под номером 55120-А2, использующему две жилы провода #20 по AWG. Необходимое количество витков определим по формуле:

$$N = \frac{H \cdot l_{in}}{0,4 \cdot \pi \cdot (2,04A)} = 32 \text{витка}.$$

Секция запуска (см. раздел 3.10)

Несмотря на то, что входная линия имеет достаточно низкий уровень сигнала, чтобы извлекать весь ток смещения для запуска схемы управления и полевого МОП-транзистора, это приведет к напрасной трате примерно $1,2 \text{ Вт}$ мощности или потере $4,2\%$ КПД. Лучше использовать схемой запуска, которая обеспечивает ток от входа только в моменты запуска или ограничения перегрузки по току. В течение нормального функционирования схема управления и полевой МОП-транзистор могут получать питание от выхода на $+12 \text{ В}$ (см. схему на рис. 3.59):

- $D1$ — используем стабилитрон $1N5241$ на 11 В , 500 мВт ;
- $R1 = (18 \text{ В} - 11 \text{ В}) / 0,4 \text{ мА} = 17,5 \text{ кОм}$ (принимаем 18 кОм);
- $Q1$ — используем $MPSA05$;
- $R2 = (18 \text{ В} - 12 \text{ В}) / 0,5 \text{ мА} = 1,2 \text{ кОм}$;
- $D2$ — используем $1N4148$;
- $D3$ — используем $MBR030$.

Компенсация контура обратной связи (см. Приложение Б)

Чтобы добиться самой лучшей стабилизации выхода и минимальной длительности переходных процессов, воспользуемся методом компенсации с одним полюсом и “нулем”. Кривые характеристики “схема управления — выход” для обратного преобразователя, управляемого в токовом режиме, имеют однополюсную природу, поэтому для компенсации следует использовать указанный выше метод. Выход $+5 \text{ В}$ — это выход самой большой мощности, который опрашивается наиболее интенсивно, поэтому он является первичным. Параметры

полюса фильтра, нуля ESR и усиления постоянного тока таковы:

$$A_{DC} = \frac{(36B - 5B)^2}{36B \cdot 2,5B} \cdot \frac{5}{17} = 3,14; G_{DC} = 20 \text{Log}(3,14) = 9,94 \text{дБ}$$

$$f_{fp(hi)} = \frac{1}{2\pi(5B/2A)(440 \text{мкФ})} = 144 \text{Гц}$$

(при номинальной нагрузке 2А);

$$f_{fp(low)} = \frac{1}{2\pi(5B/0,5A)(440 \text{мкФ})} = 36,2 \text{Гц}.$$

(при малой нагрузке 0,5А)

Кривые характеристики “схема управления - выход” показаны на рис. 3.67.

Частота перехода на усилении должна быть меньше, чем $f_{sw}/5$ или $f_{xo} < 40 \text{кГц}/5 = 8 \text{кГц}$.

Определим усиление, необходимое для повышения функции замкнутого контра до 0 дБ при заданной частоте перехода (см. формулу (Б.24)):

$$G_{xo} = 20 \text{Log}(f_{xo}/f_{mi}) - G_{DC} = 20 \text{Log}(8000/144) - 9,94 \text{дБ} = 24,95 \text{дБ}$$

(необходимо только для графика Боде);

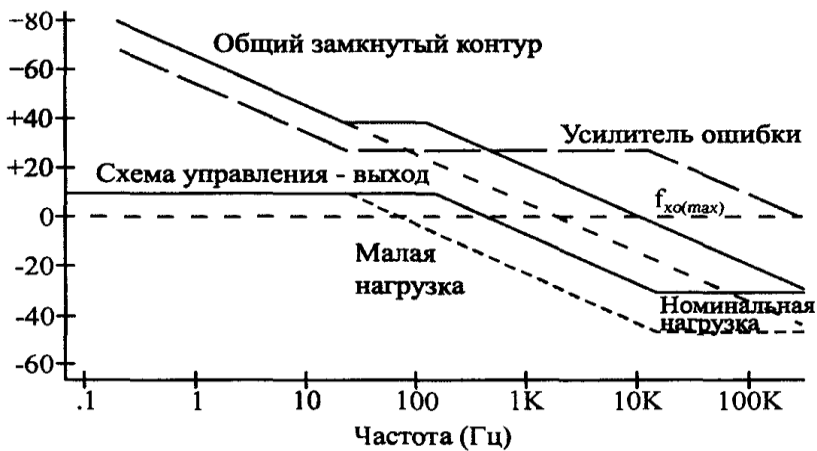
$$A_{xo} = 52,4 \text{ (абсолютное усиление — потребуется позже)}.$$

Найдем “нуль” компенсационного усилителя ошибки в месте наименьшего продления полюса фильтра:

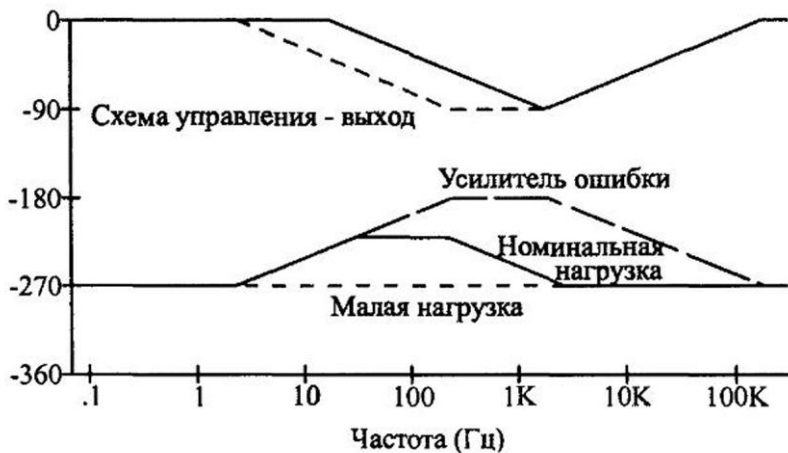
$$f_{ez} = f_{fp} = 36,2 \text{Гц}.$$

Найдем полюс компенсационного усилителя ошибки при самой низкой предполагаемой частоте “нуля”, обусловленной значением ESR конденсатора:

$$f_{ep} = f_{p(EST)} = 20 \text{кГц (приблизительно)}.$$



а)



б)

Рис. 4. Графики Бode усиления и фазы для примера проекта 3.15.2 {с компенсацией}: а — диаграмма усиления; б — фазовая диаграмма

Зная сопротивление резистора в верхнем плече делителя напряжения +5 В (4,7 кОм), получаем:

$$C_7 = \frac{1}{2\pi(f_{xo})(A_{xo})(R_1)} = \frac{1}{2\pi(8\text{Гц})(52,4)(4,7\text{кОм})} = 80\text{нФ}.$$

Принимаем

$$C_7 = 82 \text{ нФ} \quad R_3 = A_{\text{хо}} R_7 = 52,4(4,7 \text{ кОм}) = 246 \text{ кОм}.$$

Принимаем $R_3 = 270 \text{ кОм}$

$$C_6 = \frac{1}{2\pi f_{\text{cr}} R_2} = \frac{1}{2\pi(36,2 \text{ Гц})(270 \text{ кОм})} = 0,16 \text{ мкФ}.$$

Принимает $C_6 = 0,015 \text{ мкФ}$

На этом завершается проектирование элементов компенсации контура обратной связи. Кривые для усилителя ошибки и общие графики также показаны на рис. 3.67.

- $C1, C4 — 0,1 \text{ мкФ}, 100 \text{ В}$, керамические;
- $C2, C3 — 100 \text{ мкФ}, 50 \text{ В}$, оксидно-электролитические алюминиевые;
- $C5 — 10 \text{ мкФ}, 20 \text{ В}$, танталовый;
- $C6 — 0,015 \text{ мкФ}$, керамический;
- $C7 — 82 \text{ нФ}, 50 \text{ В}$, керамический;
- $C8 — 0,022 \text{ мкФ}, 50 \text{ В}$, керамический;
- $C9 — 470 \text{ нФ}, 50 \text{ В}$, керамический;
- $C10 — 47 \text{ мкФ}, 35 \text{ В}$, танталовый;
- $C11 — 100 \text{ мкФ}, 20 \text{ В}$, танталовый;
- $C12 — 0,1 \text{ мкФ}, 50 \text{ В}$, керамический;
- $C13, C14 — 220 \text{ мкФ}, 10 \text{ В}$, танталовые;
- $C15 — 100 \text{ мкФ}, 20 \text{ В}$, танталовый;
- $D1 — 11 \text{ В}, 500 \text{ мВт}$, стабилитрон $1N5241$;
- $D2 — 1N4148$;
- $D3 — MBR030$;
- $D4, D5, D7 — MUR110$;
- $D6 — 1N5824$;
- $L1 —$ индуктор — см. текст выше;
- $Q1 — MPSA05$;
- $Q2 —$ мощный полевой МОП-транзистор $МТР10N10M$;
- $R1, R4 — 18 \text{ кОм}; 0,25 \text{ Вт}$;

- $R2$ — 1,2 кОм; 0,5 Вт;
- $R3$ — 270 кОм; 0,25 Вт;
- $R5$ — 1 кОм; 0,25 Вт;
- $R6$ — 120 Ом; 0,25 Вт;
- $R7$ — 4,7 кОм; 0,25 Вт;
- $R8$ — 51 кОм; 0,25 Вт;
- $R9$ — НО кОм; 0,25 Вт;
- $R10$ — 1 кОм, переменное сопротивление;
- $R11$ — 2,2 кОм; 0,25 Вт;
- $T1$ — трансформатор — по заказу;
- $U1$ — микросхема UC3845AN.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Хрусталёва З.А. Источники питания радиоаппаратуры [Текст]: учебник для студ. учреждений сред. проф. образования/ З.А. Хрусталёва, С.В.Парфёнов. - М.: Издательский центр «Академия», 2009. - 240с.
2. Браун М. Источники питания. Расчет и конструирование [Текст]: пер. с англ. / М. Браун. – К.: МК-Пресс, 2005. – 288 с.
3. Гончаров А. Особенности применения модулей вторичного электропитания с расширенным диапазоном входного напряжения [Текст] / А. Гончаров, О. Негреба // Современная электроника. – 2006. - №7. - С.40-42.
4. Семенов Б. Ю. Силовая электроника: от простого к сложному [Текст] / Б. Ю. Семенов. – М.: СОЛОН-Пресс, 2005. – 416 с.
5. Шихов С. Планарные трансформаторы на основе многослойных печатных платах [Текст] / С. Шихов // Компоненты и технологии. – 2003. - №6. - С.106-112.
6. Шихов С. Проектирование планарных силовых трансформаторов [Текст] / С. Шихов // Компоненты и технологии. – 2003. - №7. - С.106-111.

СОДЕРЖАНИЕ

Тематика практических работ	1
Библиографический список	24

МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ

к практическим занятиям по дисциплинам «Проектирование вторичных источников питания РЭС» и «Источники питания приборов» для студентов направления 11.03.03 «Конструирование и технология электронных средств» и 12.03.01 «Приборостроение» очной и заочной форм обучения

Составители:

Самодуров Александр Сергеевич

Компьютерный набор А.С. Самодурова

Подписано к изданию _____.

Уч.-изд. л. _____.

ФГБОУ ВО «Воронежский государственный технический университет»

394026 Воронеж, Московский проспект, 14