

Импульсный ИП со стабилизированным выходом и низким уровнем пульсаций

Часть 1

Алексей Кузьминов (Москва)

В статье описан сетевой импульсный источник питания со стабилизированным выходным напряжением ± 20 В / 10 А и относительно низким уровнем пульсаций: сетевой выпрямитель, активный фильтр на мощном полевом транзисторе, импульсный преобразователь на базе контроллера LM5033, высокочастотный выпрямитель, выходной помехоподавляющий дроссель, линейные стабилизаторы положительного и отрицательного напряжения на базе операционных усилителей и мощных полевых транзисторов.

Введение

Импульсные источники питания (ИИП), давно используемые в компьютерных блоках питания (БП), находят всё более широкое применение и в других областях бытовой электроники – от сварочных аппаратов и телевизоров до зарядных устройств мобильных телефонов и блоков питания слаботочных устройств. В последнее время ИИП повышенной мощности стали применяться как в лабораторных БП, так и в усилителях мощности звуковой частоты и в активных акустических системах.

Если требования к уровням звукового шума (например, охлаждающего вентилятора) и электромагнитных помех в компьютерных БП и зарядных устройствах невысокие, то в лабораторных устройствах и в системах высококачественного звуковоспроизведения они значительно выше. Это приводит к отказу от использования ИИП в данных устройствах и возвращению к традиционным БП на основе сетевых трансформаторов. Как правило, это происходит из-за того, что при конструировании ИИП до сих пор используются устаревшие магнитные материалы и элементная база. Сердечники трансформаторов из ферритов M2000HM

или M2500HMC1 обладают высокими потерями, а сердечники дросселей в помехоподавляющих LC-фильтрах из спечённого Mo-пермаллоя или альсифера имеют низкую индукцию насыщения $B_{max} < 0,5$ Тл и рабочую частоту не более 70 кГц. Кроме того, ИИП обычно строят либо по схеме прямоходового преобразователя, построенного по полумостовой схеме, либо по схеме обратногоходового преобразователя. И та, и другая топология не позволяет получить высокостабильное выходное напряжение с малым уровнем пульсаций (некоторые эксперты считают, что при реализации системы питания по двухступенчатой схеме с первичным ИИП и распределёнными вторичными линейными стабилизаторами напряжения такие проблемы отсутствуют – *прим. ред.*).

В описанном ИИП эти (и многие другие) проблемы решены, что позволило изготовить мощный, высокоэффективный ИИП со стабилизированными выходными напряжениями и низким уровнем пульсаций.

Структурная схема ИИП (см. рис. 1) в комментариях не нуждается, поэтому будет целесообразно перейти непосредственно к описанию отдельных блоков.

Сетевой выпрямитель и транзисторный фильтр

Назначение этого блока – подготовить высокое постоянное напряжение с небольшим уровнем пульсаций для импульсного преобразователя. Блок состоит из платы сетевого выпрямителя и платы транзисторного фильтра, а также нескольких компонентов, установленных непосредственно в корпусе ИИП (см. рис. 2). Для выпрямления сетевого напряжения используется диодный мост GBU25M (M1), рассчитанный на максимальное обратное напряжение 1000 В и ток 10 А. В одном из проводов сетевого напряжения установлен предохранитель (Пр.1), рассчитанный на номинальный ток 3,15 А (ВП4-5). Он имеет небольшой размер ($D \times L = 3 \times 7$ мм) и выводы для пайки. Для лучшей изоляции на выводы предохранителя надеты фторопластовые трубки, а на корпус – трубка из ПВХ. Разводка платы сетевого выпрямителя (как и остальных плат) сделана с помощью программы Sprint LayOut 6.0 (см. рис. 3). Все печатные платы изготовлены по технологии, описанной в других работах автора статьи [3, 4].

Последовательно со вторым сетевым проводом включён резистор марки C5-42B (R1). Его назначение – ограничить ток заряда сглаживающего конденсатора ($C_{сгл.}$) при включении устройства. Особенности этого резистора – жёсткие выводы и хорошая изоляция корпуса. На выводы резистора надеты фторопластовые трубки. Параллельно к резистору R1 подключено реле марки V23092-A1024-A302 (P1), которое своими контактами (11 и 14) замыкает резистор R1 и подаёт полноценное питание на ИИП. Это происходит только после того, как начнёт работать трансформатор и появится напряжение на ВЧ-выпрямителе (приблизительно через секунду после включения тумблера T1). Управляющая обмотка реле (контакты A1-A2) рассчитана на постоянное напряжение 24 В, а максимальный ток через контакты 11–14 составляет 6 А. Применение именно такого типа реле позволило устано-

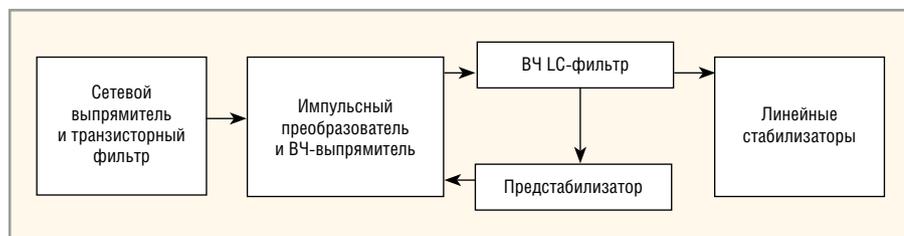


Рис. 1. Структурная схема ИИП

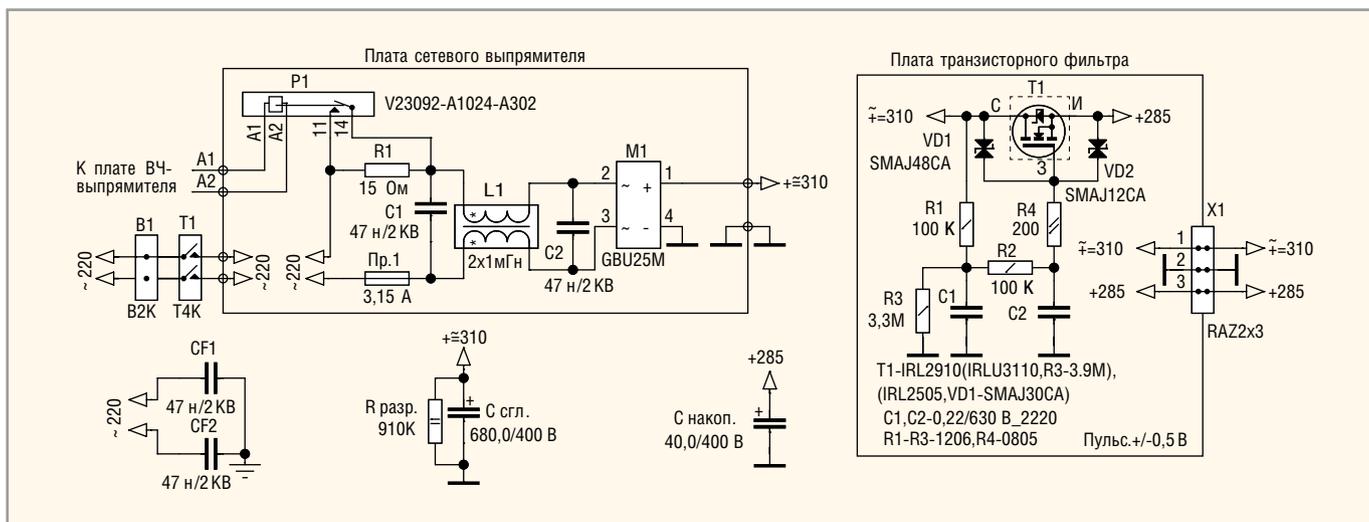


Рис. 2. Принципиальная электрическая схема сетевого выпрямителя с активным фильтром на мощном полевом транзисторе

вить его на плате под выпрямителем M1 (см. рис. 4).

На плате также установлен фильтр (L1, C1, C2), препятствующий проникновению в сеть ВЧ-помех от ИИП. Двухобмоточный дроссель L1, намотанный на ферритовом кольце, и конденсаторы C1 и C2 позаимствованы из БП компьютера. Параллельно конденсатору $C_{сгл}$ подключён резистор $R_{разр}$, предназначенный для разряда $C_{сгл}$ при выключении ИИП. Назначение конденсаторов CF1 и CF2 – снижение уровня пульсаций выходного напряжения ИИП. В качестве выключателя (T1) использован 4-контактный тумблер ПТ69-2В, корпус которого изготовлен из карболита; этот тумблер подключает к ИИП оба провода сетевого напряжения.

Активный фильтр выпрямленного и сглаженного сетевого напряжения реализован на мощном полевом транзисторе (IRLU2910, IRL2505 или IRLU3110) с низким пороговым напряжением. Назначение фильтра – подавление пульсаций выпрямленного и сглаженного конденсатором $C_{сгл}$ напряжения. Например, если максимальное значение входного напряжения фильтра составляет $U_{вх, макс} = +290$ В, минимальное значение $U_{вх, мин} = +270$ В, среднее значение $U_{вх, ср} = (U_{вх, макс} + U_{вх, мин}) / 2 = +280$ В, амплитуда пульсаций $U_{вх, А} = 10$ В, а размах пульсаций, соответственно, $U_{вх, P} = 2U_{вх, А} = 20$ В (это реальные измерения в схеме, показанной на рисунке 2 при входном токе 1,5 А), то значение среднего выходного напряжения фильтра приблизительно составляет $U_{вых, ср} \approx +270$ В, амплитуда пульсаций выходного напряжения $U_{вых, А} = 0,25$ В, а размах пульсаций $U_{вых, P} = 0,5$ В $\approx U_{вх, P} / 40$. Таким образом,

фильтр снижает входное напряжение до уровня чуть ниже его минимального значения $U_{вх, мин}$, а размах пульсаций – в 40 раз или на 32 дБ. В схеме, приведённой на рисунке 2, входное напряжение фильтра обозначено как 310 В, а выходное как 285 В, что соответствует работе фильтра при отсутствии нагрузки.

Принцип действия фильтра заключается в следующем. Прежде чем попасть на затвор транзистора, входное напряжение проходит через цепочки R1C1, R2C2 и резистор R4, ограничивающий динамический ток затвора транзистора (см. рис. 2). Для эффективной фильтрации постоянная времени τ , эквивалентная суммарной постоянной времени двух RC-цепочек, должна быть существенно больше периода пульсаций выпрямленного диодным мостом сетевого напряжения $T = 1/50$ Гц = 0,02 с. Постоянная времени каждой из RC-цепочек составляет 100 кОм \times $0,22$ мкФ = 0,022 с, а частота среза – 7,2 Гц. При этом расчётное подавление пульсаций с частотой 50 и 100 Гц составит примерно 17 и 23 дБ, соответственно. Если же цепочки установлены последовательно [1], то эквивалентная постоянная времени увеличивается, и подавление пульсаций возрастает вдвое.

Применение транзисторного фильтра на мощном n-p-n-транзисторе (KT812) для фильтрации выпрямленного и сглаженного сетевого напряжения для ИИП описано в работе «Блок питания УМЗЧ» [2]. В Интернете автору удалось найти только ещё одну схему ИИП с транзисторным фильтром на KT812. Так, в чём же особенности транзисторных фильтров и почему они редко используются в ИИП? Для ответа на этот вопрос необходимо рассмотреть

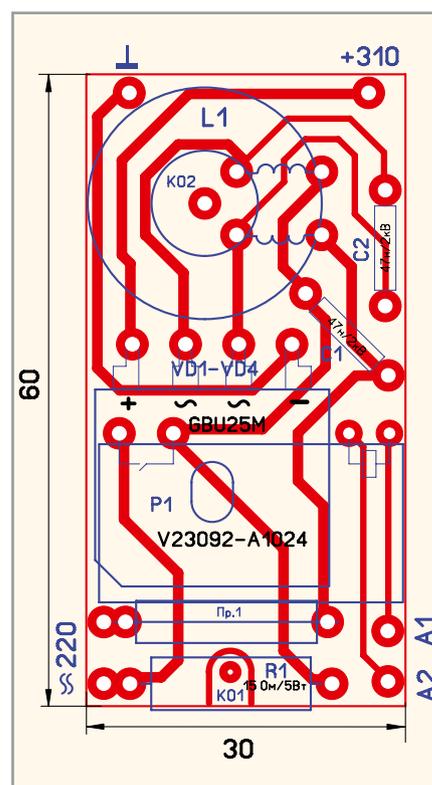


Рис. 3. Разводка платы сетевого выпрямителя

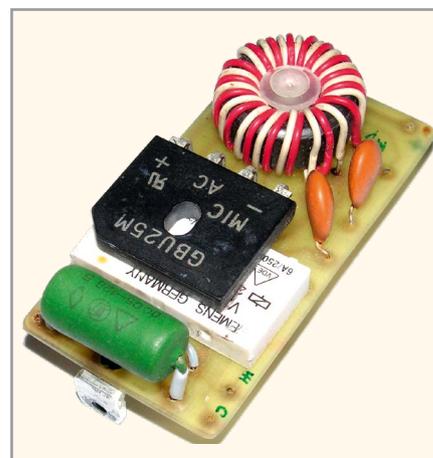


Рис. 4. Фотография платы сетевого выпрямителя

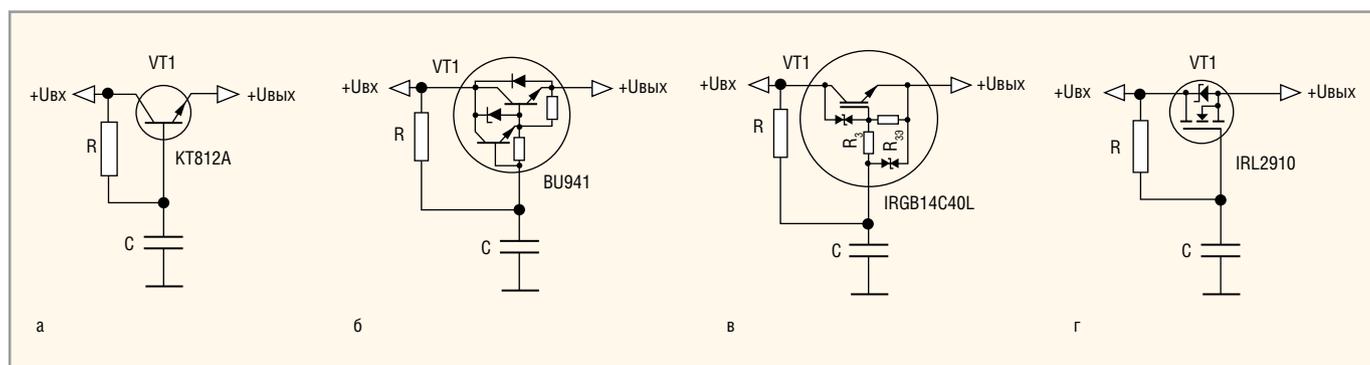


Рис. 5. Схемы простейших сглаживающих фильтров: а – на биполярном п-р-п-транзисторе; б – на составном п-р-п-транзисторе по схеме Дарлингтона; в – на IGBT-транзисторе п-проводимости; г – на полевом транзисторе п-проводимости

особенности использования транзисторных фильтров для выпрямленного и сглаженного высокого (+300 В) сетевого напряжения.

Рассмотрим простейший фильтр на биполярном транзисторе п-р-п, использованный в работе «Сглаживающие фильтры на транзисторах» [1] (см. рис. 5а). Поскольку коэффициент усиления β у такого транзистора не более 10...30, то базовый ток должен быть достаточным для того, чтобы транзистор пропускал большой ток, вследствие чего сопротивление R должно быть небольшим. С другой стороны, для обеспечения требуемой постоянной времени $\tau = RC$, ёмкость конденсатора C должна быть значительной. Например, в статье «Блок питания УМЗЧ» [2] $R = 2,7$ кОм, $C = 50$ мкФ / 350 В. Чтобы резистор не нагревался, его мощность принята равной 2 Вт. Естественно, габариты такой RC-цепочки достаточно большие, а стоимость – высокая. Если использовать дорогой составной п-р-п-транзистор BU941, как, например, в блоке электронного зажигания автомобилей (см. рис. 5б), то номинал резистора можно увеличить, а мощность – уменьшить.

На рисунке 5в приведена схема фильтра на современных IGBT-транзисторах, также применяемых в электронном зажигании (IRGB14C40L, STGB10NB37LZ, STGD18N40LZ). Здесь габариты и стоимость RC-цепочки меньше, однако, из-за соединения затвора IGBT с эмиттером внутренним сопротивлением $R_{зз}$, схема может быть применена в ограниченном количестве случаев.

Схема фильтра на мощном полевом транзисторе (см. рис. 5г) может иметь, теоретически, любое значение R , поскольку статический ток затвора отсутствует. Однако на практике сопротивление R не должно пре-

вышать 100...200 кОм, так как имеет место и динамический ток, и ток утечки в конденсаторе C . Кроме того, стоимость современных мощных полевых транзисторов небольшая (например IRL2910 стоит всего 36–50 руб.). Таким образом, схема фильтра, изображённая на рисунке 5г, обеспечивает наилучшие массогабаритные показатели при минимальных затратах.

Проблема заключается в том, что ни одна из схем, приведённых на рисунке 5 (кроме схемы на рисунке 5в), в чистом виде использоваться не может из-за высокой вероятности выхода транзистора из строя. Дело в том, что при включении высокого входного напряжения, при наличии нагрузки в цепи эмиттера или истока, напряжение на базе или затворе транзистора в первый момент времени может возрасти почти до входного напряжения, то есть до +300 В. В результате транзисторы в схемах на рисунках 5а, 5б и 5г моментально сгорают из-за небольшого допустимого напряжения база–эмиттер или затвор–исток (как правило, не более 20...30 В). Однако транзистор фильтра на рисунке 5в не сгорит, так как между затвором и эмиттером и между затвором и коллектором установлены внутренние стабилитроны, ограничивающие напряжение.

Что мешает использовать стабилитроны, например, в схеме, приведённой на рисунке 5г? Тем более что вместо них можно применить дешёвые TVS-диоды (Transient Voltage Suppressor), называемые в отечественной литературе супрессорами или ограничительными диодами. Основное отличие супрессоров от стабилитронов заключается в том, что за очень короткое время они могут рассеять огромную мощность (например, SMAJ12CA и SMAJ48CA могут рассеять 400 Вт). Кроме того, супрес-

соры имеют практически мгновенную реакцию на повышение напряжения сверх рабочего порога (для SMAJ12CA и SMAJ48CA время срабатывания составляет от долей до единиц микросекунд).

В схеме фильтра, показанного на рисунке 2, для транзисторов IRL2910 и IRL3110 необходимо использовать супрессоры SMAJ12CA и SMAJ48CA, а для транзистора IRL2505 – супрессоры SMAJ12CA и SMAJ30CA. Выбор напряжения срабатывания супрессоров зависит от максимального напряжения затвор-исток и сток-исток полевых транзисторов. Например, максимальное напряжение затвор-исток у транзисторов IRL2910, IRL3110 и IRL2505 составляет ± 16 В, поэтому между затвором и истоком установлен супрессор на напряжение 12 В (SMAJ12CA). Максимальное напряжение между стоком и истоком у транзисторов IRL2910 и IRL3110 составляет 100 В. Поэтому между стоком и затвором установлен супрессор на напряжение 48 В (SMAJ48CA). В свою очередь, для транзистора IRL2505 с максимальным напряжением сток-исток 55 В подойдёт супрессор на 30 В (SMAJ30CA).

Вернёмся к схеме фильтра, показанной на рисунке 2. Резистор $R3$ необходим для сдвига уровня выходного напряжения фильтра до минимального значения входного напряжения с учётом пульсаций ($U_{вх.мин}$). При отсутствии резистора $R3$ конденсатор $C1$ будет заряжаться через резистор $R1$ до среднего значения входного напряжения ($U_{вх.ср}$), которое выше минимального значения напряжения ($U_{вх.мин}$) приблизительно на 10 В. Конденсатор же $C2$ будет заряжаться через резистор $R2$ до среднего значения напряжения на конденсаторе $C1$. Обозначим это напряжение как $U_{ср.с2}$. Это напряжение будет незначи-

тельно отличаться от $U_{\text{вх.ср}} = +280 \text{ В}$, хотя размах пульсации напряжения на С2 будет намного меньше и составит приблизительно 0,5 В. При установке R3 напряжение на С1 снизится, поскольку оно будет определяться делителем R1 / R3. Если выбрать R3 таким образом, чтобы $U_{\text{ср.С2}}$ было чуть ниже минимального входного напряжения ($U_{\text{вх.мин}}$) с учётом пульсаций, то среднее выходное напряжение фильтра всегда будет ниже минимального уровня пульсаций входного напряжения, а его размах будет определяться размахом пульсаций на конденсаторе С2.

Чтобы выбрать сопротивление R3, к выходу фильтра необходимо подключить осциллограф, вход которого переключён в положение переменного тока. Вместо R3 следует установить переменный резистор, например 5 МОм и, вращая его движок, наблюдать форму выходного напряжения. При максимальном значении переменного резистора размах пульсаций будет очень большим, однако по мере уменьшения сопротивления пульсации будут снижаться и примут форму, показанную на рисунке 6, которая похожа на синусоиду с небольшим пиком, отмеченным зелёным кружком. Такая форма напряжения соответствует применению транзисторов IRL2910 и IRL2505 при сопротивлении R3, равном 3,3 МОм (для IRLU3110 – 3,9 МОм). При дальнейшем уменьшении сопротивления выходное напряжение фильтра снижается, пик постепенно исчезает, и форма напряжения сглаживается до синусоиды.

Чем ниже выходное напряжение фильтра, по сравнению с входным, тем больше энергии должен рассеять транзистор. Например, при токе в 1 А и размахе синусоидальной пульсации входного напряжения 15 В мощность составит $(15/2)\sqrt{2} \text{ В} \times 1 \text{ А} = 10,6 \text{ Вт}$. Поэтому следует стремиться к тому, чтобы выходное напряжение фильтра было максимальным. Это случится в том случае, если это напряжение как можно ближе «подойдёт» к минимальному входному напряжению $U_{\text{вх.мин}}$ и даже «коснётся» его, индикатором чего служит небольшой пик, выделенный на рисунке 6 кружком. Но амплитуда пика не должна превысить размах пульсаций. Чем меньшее напряжение затвора по отношению к истоку требуется для открытия транзистора, тем выше будет выходное напряжение

фильтра. Поэтому в фильтрах используются транзисторы с «логическим» пороговым напряжением не более 1 В (в стандартных полевых транзисторах оно составляет 4...6 В).

При токе нагрузки 1,5 А размах пульсаций выходного напряжения составляет 0,5 В (при номиналах С1 и С2, указанных на рисунке 2). Как показано в статье «Сглаживающие фильтры на транзисторах» [1], размах пульсаций в наибольшей степени определяется номиналом С2. Увеличив номинал С2,

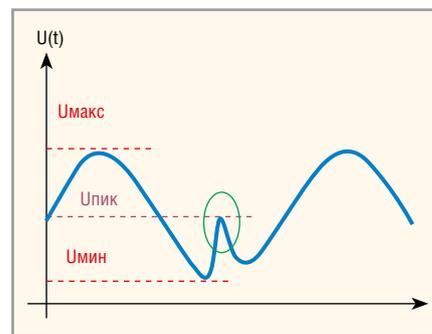


Рис. 6. График пульсационной составляющей выходного напряжения фильтра

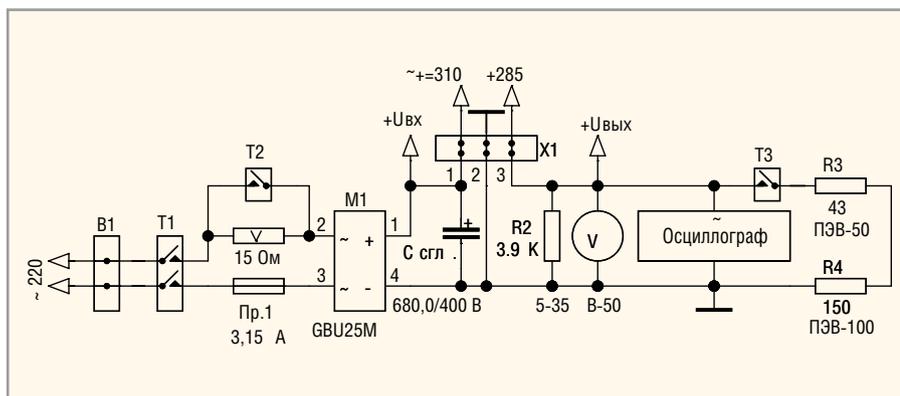


Рис. 7. Схема испытаний транзисторного фильтра

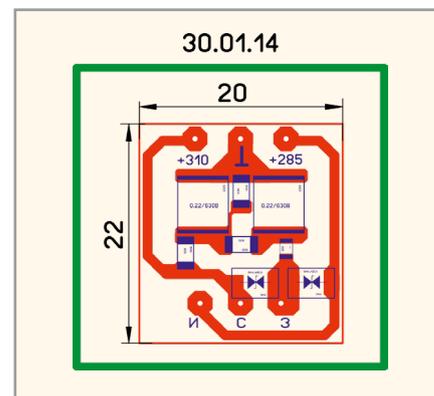


Рис. 8. Разводка платы активного фильтра



Рис. 9. Фотографии активных фильтров на транзисторах: а – IRL2910; б – IRL2505; в – IRLU3110 в корпусе I-Pak

например, в два раза, можно добиться уменьшения размаха пульсаций до 0,25 В. Однако это становится бессмысленным из-за естественных изменений сетевого напряжения. Увеличение номиналов C1 и C2 приведёт к увеличению постоянной времени τ , то есть к уменьшению скорости отслеживания входного напряжения. В результате может сложиться такая ситуация, что входное напряжение быстро снизилось, а конденсаторы не успели разрядиться до нужного уровня (и не закрыли транзистор). В этом случае амплитуда пульсаций резко возрастёт, так как при открытом транзисторе они легко пройдут на выход фильтра. Аналогичная ситуация может возникнуть, например, при скачкообразном увеличении тока нагрузки. В этом случае напряжение на истоке снизится по отношению к затвору, и пока конденсаторы будут медленно разряжаться, пульсации возрастут. Резистор R4 ограничивает динамический ток затвора транзистора, препятствуя скачкообразному изменению напряжения на затворе, из-за которого он может выйти из строя, несмотря на защитные TVS-диоды.

В работе «Сглаживающие фильтры на транзисторах» [1] показано, что раз-

мах пульсаций выходного напряжения фильтра не зависит от ёмкости конденсатора $C_{\text{накоп}}$, подключённого к выходу фильтра (в данном случае, 40 мкФ / 400 В), и определяется исключительно параметрами RC-цепочек. Зачем тогда нужен $C_{\text{накоп}}$? Дело в том, что в отличие от LC-фильтра, который запасает энергию E в ёмкости C ($E_C = CU^2/2$) и индуктивности L ($E_L = LI^2/2$), где U и I – напряжение на ёмкости и ток в индуктивности соответственно, транзисторный фильтр такую энергию не запасает. Импульсный преобразователь (см. далее) отбирает энергию в каждом такте своей работы, воздействуя на фильтр. Хотя в самом импульсном преобразователе предусмотрен конденсатор 0,68 мкФ, его ёмкости недостаточно. Эта проблема снимается введением накопительного конденсатора $C_{\text{накоп}}$.

Испытания фильтра проводились по схеме, приведённой на рисунке 7. На входной контакт разъёма X1(1) фильтра подавалось сетевое напряжение, выпрямленное M1 и сглаженное конденсатором $C_{\text{сгл}}$. Для защиты в одном проводе был установлен предохранитель Пр.1, рассчитанный на ток 3,15 А. Чтобы он не сработал от большого тока заряда конденсатора $C_{\text{сгл}}$ при включении пита-

ния, в другом проводе был установлен ограничительный резистор R1. Включение устройства производилось тумблером T1, подключающим (и отключающим) оба провода. Примерно через секунду после этого включался тумблер T2, закорачивающий резистор R1, в результате чего устройство получало полное сетевое питание.

К выходному контакту разъёма X1(3) был постоянно подключён резистор R2, который определял минимальный ток работы фильтра (около 73 мА); туда же подключались вольтметр и осциллограф, на котором наблюдались пульсации выходного напряжения. Нагрузкой фильтра служили резисторы R3 и R4, определяющие максимальный ток работы фильтра, соответствующий мощности в нагрузке около 400 Вт. Резисторы включались и выключались тумблером T3.

При выключенном тумблере T3 общей нагрузкой фильтра служило только сопротивление R2, то есть $R_{\text{общ}} = 3,9 \text{ кОм}$. При этом выходное напряжение было $U_{\text{вых}} = 285 \text{ В}$, выходной ток $I_{\text{вых}} = 285 \text{ В} / 3900 \text{ Ом} = 0,073 \text{ А}$, а мощность, выделявшаяся в нагрузке, $W_{\text{вых}} = U_{\text{вых}} \times I_{\text{вых}} = 285 \text{ В} \times 0,073 \text{ А} = 5,93 \text{ Вт}$. При включении тумблера $R_{\text{общ}} = R2 \parallel (R3 + R4) = 183,9 \text{ Ом}$, при этом выходное

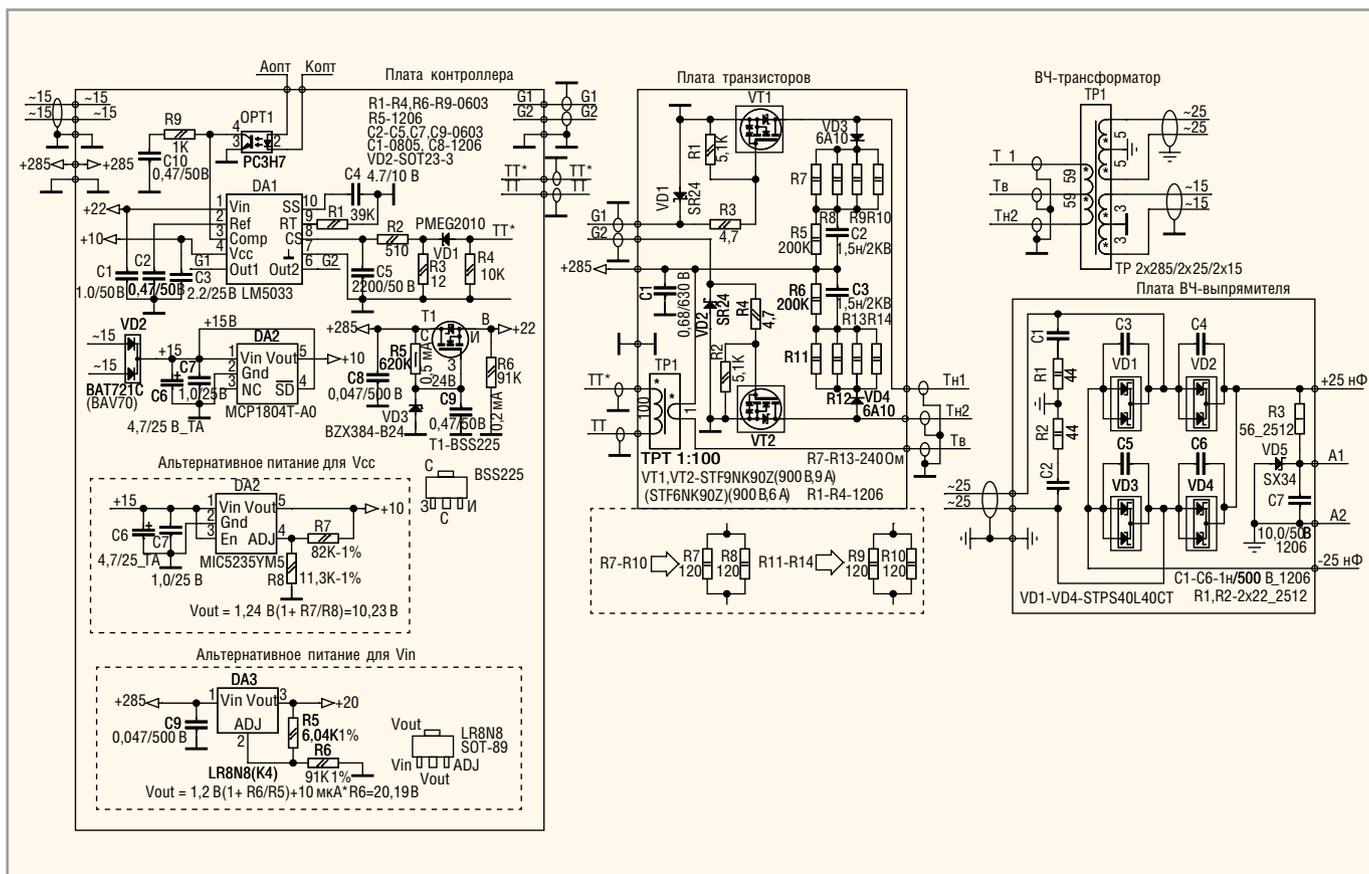


Рис. 10. Принципиальная электрическая схема импульсного преобразователя и ВЧ-выпрямителя

напряжение снижалось до $U_{\text{вых}} = 270 \text{ В}$, выходной ток увеличивался до $I_{\text{вых}} = 270 \text{ В} / 183,9 \text{ Ом} = 1,47 \text{ А}$, а выходная мощность составляла $270 \text{ В} \times 1,47 \text{ А} \approx 400 \text{ Вт}$.

Разводка платы фильтра не отличается сложностью (см. рис. 8), а использование компонентов для поверхностного монтажа позволило расположить все детали в габаритах $20 \times 22 \text{ мм}$. С одной стороны плата держится на трёх выводах транзистора, закреплённого на радиаторе через изолирующую керамическую (корпус TO220) либо гибкую (корпус I-Pak) прокладку; с другой – на жёстких медных проводниках, впаянных в разъём из карболита на корпусе теплоотвода (см. рис. 9). Работа платы проверялась с тремя теплоотводами, способными долговременно рассеивать, соответственно, 10 Вт (охладитель O111-60, см. рис. 9а), 6 Вт (см. рис. 9б) и 4 Вт (см. рис. 9в), нагреваясь не более чем до 50°C . В источнике был использован самый большой теплоотвод (см. рис. 9а).

Какие же преимущества даёт транзисторный фильтр, снижающий уровень пульсаций выпрямленного сетевого напряжения? Во-первых, он обеспечивает точность измерения тока в трансформаторе, устраняя дро-

жание фронта импульса на измерительном входе CS (Current Sense) контроллера. При максимальных нагрузках ИИП, когда амплитуда импульса приближается к пороговому значению, пульсация пикового напряжения может привести к ложному срабатыванию защиты.

Во-вторых, в отсутствие транзисторного фильтра выходное напряжение высокочастотного преобразователя подвержено амплитудной модуляции. Если промодулированное удвоенной сетевой частотой напряжение попадает на вход линейного стабилизатора, это приводит к росту мощности на регулирующем транзисторе и дополнительному выделению тепла.

Следует отметить, что эффективность описанного транзисторного фильтра эквивалентна применению пассивного LC-фильтра с индуктивностью в единицы генри и ёмкостью в несколько тысяч микрофард.

Импульсный преобразователь и ВЧ-выпрямитель

Импульсный преобразователь (см. рис. 10) предназначен для преобразования постоянного высокого напряжения $+285 \text{ В}$ в последовательность импульсов частотой

около 60 кГц и амплитудой, равной входному высокому напряжению (285 В). Эти импульсы подаются на первичную обмотку силового ВЧ-трансформатора, коэффициент трансформации которого составляет около 12. Снятые с вторичной обмотки трансформатора импульсы поступают на ВЧ-выпрямитель. Преобразователь выполнен по двухтактной схеме, преимущество которой состоит в относительно небольших входных токах и симметрии подачи входных напряжений на две первичные полуобмотки, результатом чего является полное перемагничивание сердечника трансформатора в каждом такте, что препятствует его насыщению.

Импульсный преобразователь включает в себя плату контроллера, плату транзисторов, плату ВЧ-выпрямителя и, собственно, ВЧ-трансформатор (см. рис. 10). На плате контроллера установлена микросхема LM5033. Традиционно используемые до сих пор 16-выводные контроллеры UC3825 (K1156EY2P) и TL494 (K1114EY4) морально устарели. В настоящее время выпускаются недорогие и простые 8–10-выводные контроллеры, требующие минимум внешних элементов.

В качестве примера можно привести контроллер UCC2808 компании Texas Instruments, его аналог от компании Micrel (MIC3808) и более новые контроллеры UCC28083 и MIC3838/3839. Но наибольшего внимания, на взгляд автора, заслуживают современные 10-выводные контроллеры компании Texas Instruments LM5030, и особенно LM5033, который и был выбран для ИИП.

Для питания в контроллере LM5033 предусмотрено два вывода: Vin(1) и Vcc(4). Вывод Vin предназначен для начального питания контроллера, когда включено сетевое питание, но ВЧ-трансформатор ещё не заработал. Диапазон напряжения питания составляет 15...90 В. Потребление тока по выводу Vin(1) не превышает 7 мА. Вывод Vcc предназначен для питания контроллера в штатном режиме, когда уже работает трансформатор с дополнительной обмоткой для питания контроллера. Диапазон напряжения питания по этому выводу составляет +10...15 В при токе потребления 7 мА.

При появлении питания на выводе Vcc, питание от вывода Vin автоматически отключается (ток через вывод снижается до 150 мкА и менее). Такое раздельное питание LM5033 – большое преимущество перед упомянутыми выше контроллерами, которые имеют только один вывод для питания, что усложняет схему. На вывод питания Vin подаётся напряжение +22 В, которое формирует простейший стабилизатор на высоковольтном полевом транзисторе BSS225 (T1). На вход этого стабилизатора подаётся входное напряжение +285 В. Для стабилизации напряжения затвора T1 используется стабилитрон BZX384-B24 (VD3) с рабочим напряжением 24 В и токозадающий резистор R5. Конденсаторы C8 и C9 снижают уровень пульсации выходного напряжения стабилизатора, а резистор R6 определяет его минимальный начальный ток.

Второй вариант получения напряжения питания для вывода Vin – использование специализированной микросхемы высоковольтного стабилизатора с регулируемым выходным напряжением LR8N8 (DA3). Схема включения LR8N8 (показанная на рисунке 10 в прямоугольнике, очерченном пунктиром) состоит из делителя напряжения R5-R6, подключён-

ного к соответствующим выводам стабилизатора. Выходное напряжение этого стабилизатора V_{out} определяется соотношением резисторов делителя и опорным напряжением (1,2 В). При номиналах R5 и R6, указанных на рисунке 10, $V_{out} = 1,2 (1 + R6 / R5) + R6 \times 10 \text{ мкА} \approx 20 \text{ В}$.

По сравнению с упомянутым стабилизатором на полевом транзисторе BSS225, схема на интегральном стабилизаторе LR8N8 имеет интегрированную защиту по максимальному току, не превышающему 10...30 мА. Стоимость транзистора BSS225 составляет 25–30 руб., LR8N8 приблизительно в 2,5 раза дороже. В любом случае, стабилизированное напряжение +22 В (или +20 В) подключается к выводу Vin контроллера. К этому же выводу подключен конденсатор C1, снижающий уровень пульсации входного напряжения.

Для питания контроллера в штатном режиме на ВЧ-трансформаторе предусмотрены две полуобмотки со средней точкой. Переменное напряжение относительно средней точки составляет 12...16 В в зависимости от тока нагрузки силовой части трансформатора. Эти два напряжения, условно обозначенные как «~15», вместе со средней точкой подключаются к плате контроллера. Средняя точка соединяется с «землёй» контроллера, а напряжения подаются на выпрямитель из двух диодов Шоттки (VD2), с объединённых катодов которых снимается выпрямленное напряжение. Сглаженное конденсаторами C6 и C7 оно подаётся на вход стабилизатора DA2.

В качестве стабилизатора можно использовать либо микросхему MCP1804T-A0 с фиксированным выходным напряжением +10 В, либо MIC5235YM5 – с регулируемым выходным напряжением (этот вариант питания показан в прямоугольнике на рисунке 10). Выходное напряжение (V_{out}) этого стабилизатора зависит от соотношения сопротивлений делителя R7/R8 и внутреннего опорного напряжения (1,24 В). При номиналах R7 и R8, указанных на рисунке 10, оно рассчитывается по формуле $V_{out} = 1,24 \text{ В} (1 + R7 / R8) = 10,23 \text{ В}$.

В контроллере LM5033 имеется вывод Ref(2), с которого может быть снято опорное напряжение (+2,5 В). Этот вывод используется самим контроллером для внутренних нужд, поэтому к нему подключен конденсатор C2 для

снижения уровня пульсаций от наводок. Такой вывод опорного напряжения имеется у некоторых из вышеперечисленных контроллеров (например, MIC3838/3839).

Длительностью импульсов ШИМ управляет вывод контроллера Comp(3), соединённый внутри контроллера с входом компаратора. Внутри контроллера к этому выводу подключён подтягивающий резистор номиналом 5 кОм, соединённый с внутренним напряжением +5 В, что позволяет подключать напрямую к этому выводу коллектор фототранзистора оптрона. В плате контроллера в качестве оптрона используется PC3H7 (OPT1), с которым связан предварительный стабилизатор (см. далее). Цепь R9C10 снижает уровень пульсаций напряжения на коллекторе фототранзистора оптрона, возникающих от ВЧ-наводок. Следует отметить, что аналогичный вывод Comp имеется во всех вышеперечисленных контроллерах, однако без подтягивающего к питанию резистора. Поэтому при подключении оптрона к этому выводу требуются дополнительные элементы, что усложняет схему.

Для управления затворами двух силовых транзисторов предназначены выводы OUT1(5) и OUT2(6). Максимальный (пиковый) выходной ток этих выводов может достигать 1,5 А (как втекающий, так и вытекающий), что даёт возможность подключать их напрямую к затворам силовых транзисторов без каких-либо драйверов. В схеме на рисунке 10 сигналы G1 и G2 с выводов OUT1 и OUT2 соответственно подключаются к затворам силовых транзисторов через ограничительные резисторы с рекомендованным номиналом 4,7 Ом.

Все упомянутые ранее контроллеры имеют аналогичные выводы (OUT1 и OUT2), однако у них втекающий ток не превышает 1 А, а вытекающий – 0,5 А, чего в некоторых случаях недостаточно. Поэтому для повышения надёжности включения и выключения силовых транзисторов приходится использовать дополнительные микросхемы драйверов.

Для защиты от превышения тока и короткого замыкания в контроллере предусмотрен специальный токоизмерительный вход CS(8). Если напряжение на этом входе превысит 0,5 В, работа контроллера останавливается, оба вывода OUT1 и OUT2 переводятся

в Z-состояние, и контроллер переводится в режим «мягкого» запуска (Soft Start). Следует отметить, что никаких других функций, кроме защиты от превышения тока, вход CS не выполняет и не влияет на длительность импульсов ШИМ. В остальных упомянутых в статье контроллерах наличие на входе CS двух компараторов и разряжающего транзистора, связанных с контуром ШИМ, не позволяет сделать полноценное устройство защиты от превышения тока и короткого замыкания. Это явилось причиной, по которой автор статьи отказался от их использования.

Токоизмерительный трансформатор с коэффициентом трансформации 1:100 установлен на плате транзисторов. Сигналы с выходной обмотки этого трансформатора (ТТ и ТТ*) подключены к плате контроллера. Номиналы резисторов R2–R4, конденсатора C5 и диод VD1 подобраны таким образом, что при превышении выходного тока ИИП, равного 15 А, срабатывает защита, и контроллер переходит в режим «мягкого» запуска.

Контроллер LM5033 имеет вход SS(10) (Soft Start). Этот вывод LM5033 полезен тем, что позволяет регулировать время «мягкого» запуска, то есть время от включения питания ИИП при подаче высокого входного напряжения до входа в штатный режим работы. Вывод SS контроллера имеет внутреннее подключение к источнику тока 10 мкА и схему логики, которая переводит контроллер в режим «мягкого» запуска, если напряжение на выводе SS превысит 0,5 В. На плате контроллера к этому входу подключён конденсатор C4 (4,7 мкФ), который заряжается током 10 мкА в течение 0,3...0,5 с. При срабатывании защиты по току контроллер периодически (каждые 0,3...0,5 с) входит в режим «мягкого» запуска. Поскольку к выходным шинам ИИП подключены светодиоды (красный – для индикации положительного напряжения, зелёный – для отрицательного), при срабатывании защиты по току они будут мигать с частотой 2–3 Гц. Вывод SS в остальных контроллерах отсутствует, а время перехода в режим «мягкого» запуска (и обратно) составляет сотые доли секунды.

Вывод RT(9) является входом генератора, задающего частоту работы контроллера. Он оснащён встроенным конденсатором. Если к этому выводу подключить резистор, образует-

ся RC-цепочка, постоянная времени которой определяет период генерации. В справочном листке контроллера LM5033 приведена номограмма, по которой можно определить номинал резистора R в зависимости от требуемой частоты. Например, при $R = 39 \text{ кОм}$ (R9, см. рис. 2) частота генерации будет около 60 кГц. Аналогичный вывод RT со встроенным конденсатором есть только у контроллера UCC38083. У остальных микросхем встроенного конденсатора нет, и этот

вывод обозначен как RC; к нему необходимо подключать и конденсатор, и резистор.

Микросхема LM5033 выпускается в двух разных корпусах с десятью выводами: VSSOP-10 (LM5033MM) и WSON-10 (LM5033SD). В последнем корпусе выводы, как таковые, отсутствуют. Вместо них установлены контактные площадки. Корпус WSON-10, на взгляд автора, предпочтительнее, так как он немного больше, а выводы разнесены шире (0,8 мм), чем у корпуса VSSOP-10 (0,5 мм). В связи

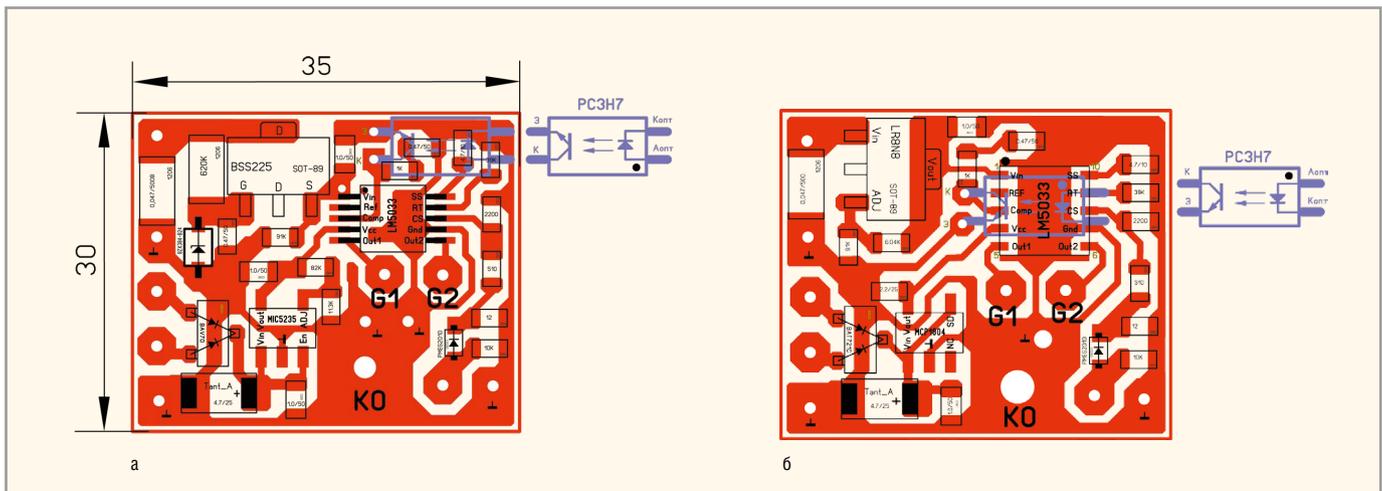


Рис. 11. Разводка платы контроллера на базе: а – LM5033MM, BSS225 и MIC5235; б – LM5033SD, LR8N8 и MCP1804-A0

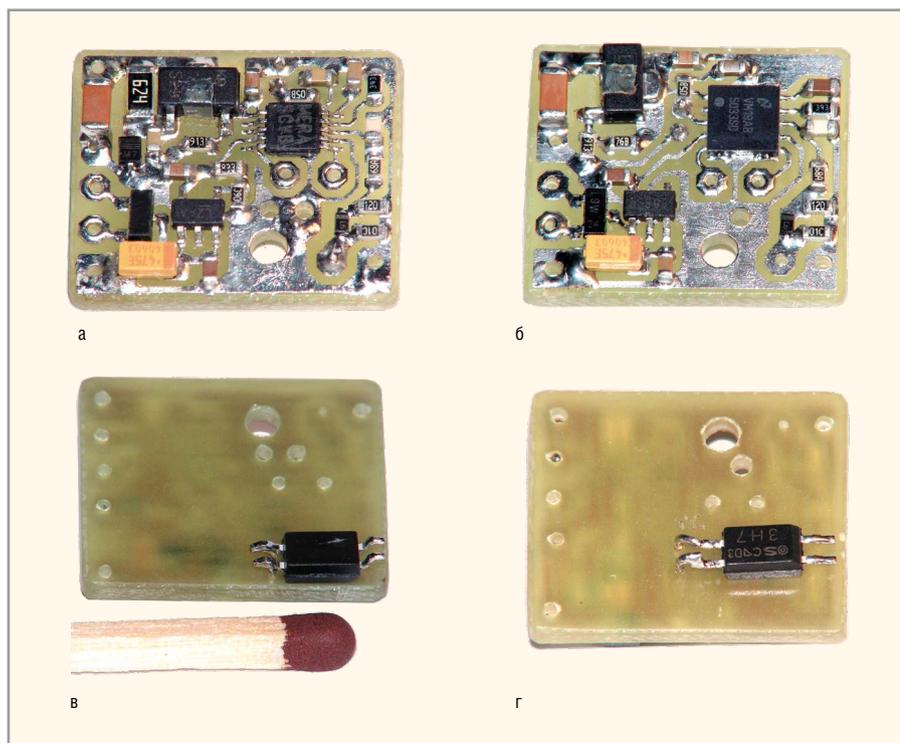


Рис. 12. Фотографии плат контроллера на базе: а – LM5033MM, BSS225 и MIC5235, б – вид с обратной стороны; в – LM5033SD, LR8N8 и MCP1804-A0; г – вид с обратной стороны

с этим сделаны два варианта разводки плат контроллера: для корпуса VSSOP-10 (см. рис. 11а) и для корпуса WSON-10 (см. рис. 11б).

Применение компонентов для поверхностного монтажа позволило разместить элементы контроллера на плате размером 30 × 35 мм. Это сделано не столько для экономии места, сколько для того, чтобы минимизировать длину проводников, подключённых к контроллеру, и тем самым снизить ВЧ-наводки, препятствующие правильной работе. На плате с контроллером LM5033MM для питания V_{in} используется транзистор BSS225, а для питания V_{cc} – стабилизатор

MIC5235. На плате с контроллером LM5033SD для питания V_{in} используется высоковольтный стабилизатор LR8N8, а для питания V_{cc} – стабилизатор MCP1804-A0. Оба варианта платы показали идеальную работу в составе ИИП.

Оптроны установлены на стороне, противоположной стороне расположения дорожек, и припаяны к двум штырькам, впаянным в плату с обратной стороны. Такой штырёк представляет собой медный провод диаметром 0,5 мм с некоторым утолщением. Он запрессовывается в отверстие платы такого же диаметра, а затем припаяется к плате,

в результате чего получается жёсткое крепление для оптронов (см. рис. 12в и 12г). На разводке (см. рис. 11) голубым цветом показано, как следует подключать оптроны к каждой плате, так как они подключаются противоположно.

У транзистора BSS225 и микросхемы LR8N8 центральные выводы удаляются (они дублируются выводами с противоположной стороны корпуса), а заусенцы зачищаются надфилем. После этого на место выводов приклеиваются кусочки фторопластовой ленты, после чего транзистор и микросхема припаиваются к плате. Такая технология предотвращает пробой центрального вывода (+300 В) на соседние. Плата контроллера прикручивается к карболитовому уголку пластмассовым винтом M2 через единственное крепёжное отверстие КО (см. рис. 11) диаметром 2 мм (см. рис. 12). Этот уголок крепится ко дну корпуса винтом M3. Расположение платы контроллера должно быть, по возможности, дальше от трансформатора и платы транзисторов.

Провода высоковольтного питания (+285 В, см. рис. 10) представляют собой два скрученных провода МГТФ 0,05 и MC16-13 0,05 (чёрного цвета, чтобы не перепутать полярность). Все остальные кабели должны быть экранированными, а на экран должна быть надета трубка из ПВХ. Экраны кабелей следует соединить с «землёй» платы.

Плата транзисторов является основным элементом ИИП. Её критически важными элементами являются коммутирующие транзисторы и снабберы (от англ. snubber – демпфер, амортизатор), которые представляют собой цепочки,

состоящие из резисторов, конденсаторов и диодов.

ВЫБОР ТРАНЗИСТОРОВ

В двухтактной схеме на центральную точку соединения входных полуобмоток трансформатора подаётся высокое входное напряжение около 300 В, а крайние точки полуобмоток попеременно коммутируются транзисторами на «землю». Когда один из транзисторов открыт, второй закрыт и испытывает двойное обратное напряжение, равное 600 В. При выключении одного из транзисторов за счёт большой индуктивности трансформатора возникает выброс напряжения, амплитуда которого может достигнуть не только значения напряжения питания (то есть 300 В), но и значительно его превысить. Отсюда следует, что транзистор должен быть рассчитан на тройное напряжение питания, то есть 900 В. Другим важным параметром транзистора является максимальный ток. Если максимальный коммутируемый ток составляет, например, 1,5 А (при этом мощность составляет $1,5 \text{ А} \times 300 \text{ В} = 450 \text{ Вт}$), то транзистор должен иметь 3–6-кратный запас по току, то есть быть способным пропускать ток 6...9 А.

При обеспечении параметров напряжения и тока транзистор должен быстро включаться и выключаться. Время включения и время выключения транзистора должно быть меньше так называемого мёртвого времени (Dead Time), которое установлено в контроллере LM5033 в пределах 85...185 нс (среднее значение 135 нс). Поэтому время включения и время выключения транзистора не должны превышать 85 нс при некотором запасе в 20...30 нс. В противном случае возможно появление сквозного тока через транзисторы, что мгновенно выводит из строя и транзисторы, и контроллер.

Транзисторы должны иметь как можно меньшее значение входной ёмкости и, по возможности, небольшое сопротивление в открытом состоянии. В них между истоком и стоком должен быть установлен защитный диод, а также защитные стабилитроны – между истоком и затвором. Желательно, чтобы транзисторы имели полностью изолированный корпус, чтобы не применять различные изолирующие прокладки.

Подобные транзисторы существуют, а некоторые из них имеют гораз-

до лучшие характеристики. В таблице 1 приведены основные параметры высоковольтных быстродействующих полевых транзисторов, с которыми экспериментировал автор. Все транзисторы имеют защитные стабилитроны между истоком и затвором, диод между истоком и стоком и выпускаются в полностью изолированном корпусе TO-220FP.

Наиболее жёсткий режим работы транзисторов по максимальному обратному напряжению имеет место при минимальном токе нагрузки и максимальной длительности импульсов ШИМ. Такой режим работы, в общем, является искусственным, поскольку максимальная длительность импульсов соответствует максимальному току нагрузки, а при минимальном токе нагрузки длительность импульсов минимальна. Амплитуда выброса $A_{\text{имп}}$ напряжения при выключении транзистора здесь максимальна и пропорциональна входному напряжению $A_{\text{имп}} \sim U_{\text{вх.макс}}$.

В менее жёстком режиме транзисторы работают при максимальном токе нагрузки, так как они коммутируют максимальный ток. Поскольку амплитуда выброса $A_{\text{имп}}$ также максимальна (она пропорциональна скорости максимального изменения тока $A_{\text{имп}} \sim \Delta i / \Delta t$), транзисторы, помимо высокого обратного напряжения, испытывают ещё и дополнительную нагрузку по току. Амплитуда выброса обратно пропорциональна времени выключения Δt транзисторов, которое зависит от марки транзистора. Из таблицы 1 видно, что время выключения транзистора, например STF7N95K3 составляет 36 нс.

При работе в указанных режимах транзисторы испытывают не только максимальное обратное напряжение, но и максимальный нагрев, и если они выдерживают такие режимы работы, то при работе в штатном режиме надёжность может быть гарантирована. Эксперименты с транзисторами показали, что наименьший нагрев испытывает транзистор STF9NK90Z.

Транзистор STP6NK90ZFP стоит на втором месте (его нагрев чуть больше, но всё-таки приемлемый), а транзистор STF7N95K3 нагревается сильно. Причина такого поведения была выяснена по осциллограммам напряжений на стоке транзисторов: у транзистора STF7N95K3 амплитуда выброса $A_{\text{имп}}$ при прочих равных условиях приблизительно в 1,5 раза выше. Столь большой выброс объясняется, вероятно, наименьшим временем выключения этого транзистора (36 нс), поэтому использовать его не рекомендуется. Из двух других наилучшим вариантом является STF9NK90Z. Однако, по опыту автора, более дешёвые транзисторы STP6NK90ZFP в ИИП работают не намного хуже.

Продолжение следует.

ЛИТЕРАТУРА

1. Мачинский В., Штильман В. Сглаживающие фильтры на транзисторах. Радио. № 4. 1965.
2. Жучков В., Зубков О., Радутный И. Блок питания УМЗЧ. Радио. № 1. 1987.
3. Кузьминов А. Метод фоторепродуцирования для изготовления фотошаблона печатных плат в домашних условиях. Технологии в электронной промышленности. № 5–7. 2010.
4. Кузьминов А. Изготовление устройств на печатных платах с высоким разрешением в домашних условиях. Технологии в электронной промышленности. № 8–10. 2010.
5. Кузьминов А. Мощный стабилизатор двухполярного напряжения для УМЗЧ. Радио. № 5. 2012.
6. Кузьминов А. Использование мощных полевых транзисторов и операционных усилителей в прецизионных регуляторах и стабилизаторах напряжения. Современная электроника. № 7. 2012.
7. Larry Meares. Designing R2CD Snubbers Using Standard Recovery Diodes. Intusoft, 2013 (www.intusoft.com)
8. Уильямс Д. Минимизация прохождения помех от импульсного стабилизатора напряжения через линейный стабилизатор. Компоненты и технологии. № 2. 2007.



Основные параметры некоторых высоковольтных транзисторов

Тип транзистора	$U_{\text{обр. макс.}}$, В	$I_{\text{ср. макс.}}$, А	$T_{\text{вкл.}}$, нс	$T_{\text{выкл.}}$, нс	$C_{\text{вх.}}$, пФ	$R_{\text{ск.}}$, Ом	Средняя розничная цена, руб.
STP6NK90ZFP	900	5,8	17	45	1350	1,56	40
STF9NK90Z	900	8	22	55	2115	1,1	60
STF7N95K3	950	7,2	14	36	1031	1,1	60