

Импульсные источники питания

с низким уровнем пульсаций и помех

Статья посвящена проблемам создания источников вторичного электропитания (ИВЭ) для некоторых классов аппаратуры, требующих применения блоков питания с низким уровнем выходных пульсаций и помех. Приведены особенности проектирования импульсных источников с низким уровнем пульсаций и помех на выходе. Показано, что главным после выбора оптимальной структуры силовой части источника является выполнение высокоэффективного выходного фильтра и оптимизация конструкции и электро монтажа. Проводится оценка некоторых AC/DC-преобразователей с улучшенными показателями электромагнитной совместимости. Дается краткое описание одной из схем оптимальной структуры с точки зрения минимизации пульсаций и помех в спектре выходного напряжения преобразователя ИВЭ.

Саркис Эраносян, к. т. н.

sergera840@mail.ru

Владимир Ланцов

vlantsov@list.ru

Основные требования к электропитанию высокочувствительной аппаратуры

В настоящее время электропитание подавляющей части радиоэлектронной аппаратуры осуществляется от импульсных источников вторичного электропитания (ИВЭ). Такие источники имеют высокие значения КПД (от 70 до 86% и более) и массо-габаритных показателей (удельная мощность 100–400 Вт/дм³ и более). Однако они обладают повышенным уровнем как высокочастотных (ВЧ) помех на сетевом входе, так и ВЧ-пульсаций и импульсных помех на их выходе (как правило, порядка 0,5–2%). Вместе с тем некоторые классы аппаратуры требуют применения источников питания с гораздо более низким уровнем пульсаций и электромагнитных помех (*в дальнейшем — помехи*). В частности, такие источники требуются для электропитания прецизионной высокочувствительной аппаратуры: датчиков физико-химического состава веществ, спектральных приборов, усилительно-измерительных трактов (каналов) и т. п. Они необходимы для использования в аналоговых и аналого-цифровых устройствах и системах, в которых минимальный уровень сигнала составляет доли и единицы милливольт.

В самом деле, для 12-разрядного АЦП уровень шумов и помех, приведенный к входу, должен быть менее $1/2$ единицы младшего значащего разряда (МЗР). Иными словами, в АЦП при выходном напряжении ± 10 В (питание от ± 15 В) допустимое значение шумов и помех должно быть менее 0,5 мВ (от пика до пика — сокращенно «п-п») в рабочей полосе частот АЦП. Соответственно, для 14-разрядного АЦП уровень шумов и помех должен быть $< 0,1$ мВ п-п. При питании перспективных операционных усилителей (ОУ) типа rail-to-rail АЦП и ЦАП от напряжения ± 5 В, естественно, величина шумов

и помех должна быть еще меньше. Конечно, аналоговые микросхемы: ОУ, компараторы напряжения и перемножители напряжения, в том числе входящие в состав АЦП и ЦАП, — обладают большим коэффициентом подавления переменной составляющей по питанию ($K_{m.u} = 90$ –110 дБ). Однако значение этого коэффициента нормируется, как правило, на низкой частоте (например, при 20 Гц).

При спектре пульсаций и помех напряжения питания в сотни килогерц – единицы мегагерц величина их подавления в ОУ и других аналоговых микросхемах резко падает. Учитывая измерения для некоторых типов аналоговых микросхем, можно указать, что величина $K_{m.u}$ уменьшается приблизительно на 20 дБ на декаду, то есть $K_{m.u}$ может быть порядка 20–30 дБ при частотах 100–250 кГц. Это означает, что допустимые значения ВЧ-пульсаций напряжения питания, например АЦП, не должны превышать 3–5 мВ п-п для 12-разрядного АЦП и 1–2 мВ п-п — для 14-разрядного АЦП.

Краткий обзор источников вторичного электропитания для высокочувствительной аппаратуры

Рассмотрим кратко ИВЭ, применяемые для питания высокочувствительной аппаратуры. Достаточно часто для питания таких устройств специалисты используют низкочастотные (50/60 Гц) маломощные трансформаторные источники с линейными стабилизаторами напряжения. Такие источники без особых затруднений обеспечивают величину низкочастотных пульсаций порядка 3–10 мВ п-п. При необходимости, выбирая микросхемы прецизионных стабилизаторов напряжения или несколько усложняя обрамление стандартных микросхем стабилизаторов, можно достигнуть величины пульсаций порядка 0,1–1 мВ п-п. Отметим,

что в таких источниках принципиально отсутствуют ВЧ-пульсации и помехи.

Основные недостатки трансформаторных источников питания с линейными стабилизаторами хорошо известны, это: а) низкий КПД; б) низкая величина удельных массо-габаритных показателей.

Даже при использовании диодов Шоттки и микросхем стабилизаторов с малым падением напряжения между входом и выходом (Low Drop Out — LDO) КПД источников составляет не более: 45–48% — при выходном напряжении $U_{\text{вых}} = 5 \text{ В}$ и 54–58% — для $U_{\text{вых}} = 15 \text{ В}$. Указанные значения КПД приведены при условии, что питающее напряжение сети переменного тока изменяется в пределах 187–242 В эфф, то есть –15%, +10%. Если же требуется обеспечить работоспособность трансформаторных источников при изменении напряжения сети в более широких пределах, например 176–264 В эфф ($\pm 20\%$), то КПД заметно падает, а массогабаритные показатели значительно ухудшаются.

Применение повышенной сетевой частоты электропитания (400, 500, 1000 Гц), что характерно для подвижных объектов специального назначения (авиация, флот и др.), позволяет улучшить удельные массо-габаритные показатели источников не более чем в 1,3–1,6 раза.

Использование в упомянутых целях импульсных ИВЭ позволяет кардинально решить проблемы существенного повышения КПД (до 75–86%) и существенного повышения (в 5–10) раз удельных массо-габаритных показателей. В то же время большая величина ВЧ-пульсаций и помех препятствует более широкому использованию ИВЭ в прецизионной аппаратуре. В самом деле, в типовых моделях импульсных ИВЭ стандартное значение уровня пульсаций и помех, измеряемое от пика до пика (мВ п-п), обычно не лучше 1%, то есть 50 мВ п-п (при $U_{\text{вых}} = +5 \text{ В}$), 120 мВ п-п (для $U_{\text{вых}} = \pm 12 \text{ В}$) и 150 мВ п-п (для $U_{\text{вых}} = \pm 15 \text{ В}$) [1–4]. В некоторых моделях импульсных двухканальных ИВЭ, например PD1212 фирмы Fran Mar [5] и NMUD1515 фирмы Newport [5], это значение уменьшено до 0,4–0,5%, то есть до 50 мВ п-п — для $\pm 12 \text{ В}$ и до 75 мВ п-п — для $\pm 15 \text{ В}$.

Подчеркнем, что для источников питания фирмы Astec [3] при этом оговариваются такие условия измерения величины пульсаций: полоса пропускания осциллографа — 20 МГц, параллельно нагрузке должны быть подключены высокочастотный электролитический конденсатор емкостью 10 мкФ и керамический — 0,1 мкФ. В некоторой спецаппаратуре (телекоммуникационная, высокочувствительная аппаратура передвижных объектов и т. п.) используется распределенная система электропитания, в которой напряжение +(24)27 В, полученное от сети переменного тока посредством AC/DC-преобразователя, является основным (магистральным). Необходимые напряжения +5, ± 5 , ± 12 , $\pm 15 \text{ В}$ образуются с помощью DC/DC-преобразователей, в которых уровень пульсаций может быть уже 0,1–0,3%.

Таким образом, актуальной становится задача проектирования и выпуска импульсных источников с низким уровнем пульсаций и электромагнитных помех.

Особенности проектирования импульсных источников питания с низким уровнем пульсаций и помех

В известных работах [6, 7] в основном рассмотрены общие вопросы электромагнитной совместимости (ЭМС) и проблемы ее обеспечения для импульсных ИВЭ. В частности, описаны: причины возникновения, виды и пути распространения помех в импульсных ИВЭ, методы и рекомендации по уменьшению помех на входе и на выходе до стандартных значений. При этом работа [6], посвященная в основном проблемам проектирования мощных импульсных ИВЭ для ЭВМ серии ЕС ЭВМ, не потеряла своего значения в аспекте обеспечения ЭМС и в наше время. В работе [7] более подробно излагается проблематика обеспечения ЭМС импульсных ИВЭ: характер и особенности возникновения помех в компонентах (активных, пассивных) преобразователей, рациональный выбор и расчет сетевых фильтров помех, выбор необходимых компонентов фильтров, оптимизация характеристик фильтров, рекомендации по рациональному заземлению. Рассмотрены методы, аппаратура и особенности измерения помех (кондуктивных и излучением). В то же время в указанных работах не рассмотрены конкретные особенности построения импульсных ИВЭ с низким уровнем ВЧ-пульсаций и помех на выходе. В работе авторов [8] показано, что для минимизации уровня выходных ВЧ-пульсаций и помех в импульсных ИВЭ в структурном плане наиболее предпочтительными являются:

1. Однотактные преобразователи напряжения (ОПН) — вследствие простоты схемной конфигурации, простоты сопряжения силовой и управляющей частей преобразователя, а главное — принципиального отсутствия явления сквозных токов.
2. Среди однотактных преобразователей обеспечить минимум помех легче в прямоходовых преобразователях (ОПН-П) с размагничивающей обмоткой или типа «косого» моста вследствие следующих факторов:
 - а) меньшая величина паразитных параметров (индуктивности L_p , емкости C_p) в силовом трансформаторе, поскольку он выполняет функцию только трансформатора, а не трансформатора-дросселя, как в обратногоходовом преобразователе ОПН-О;
 - б) независимость выбора индуктивности входного дросселя в выходном фильтре благодаря замечанию (а).
3. В прямоходовых преобразователях наименьшую величину коммутационных помех, в частности несимметричного вида, имеют квазирезонансные преобразователи (КвРП), у которых переключение силовых ключей происходит при нулевом токе.
4. Двухтактные схемы преобразователей (полумостовые, мостовые) отличаются большей сложностью и, несмотря на некоторые достоинства (например, удвоенная частота пульсаций на выходе), имеют такие существенные недостатки, как принципиальное наличие возможности сквозных токов че-

рез силовые ключи при их переключении. При протекании сквозных токов образуются кондуктивные помехи большой интенсивности, не говоря уже об увеличении динамических потерь мощности (то есть снижении КПД). Серьезные трудности представляет и явление подмагничивания силового трансформатора при работе на LC-фильтр, которое также может приводить к увеличению динамических потерь и уровня помех. (Главная причина этого явления — наличие индуктивности рассеяния L_s силового трансформатора).

В указанной работе [8] в общем виде приведен алгоритм проектирования импульсных ИВЭ с сетевым входом (AC/DC-преобразователей) с улучшенными показателями ЭМС. Рассмотрены электромагнитные процессы в преобразователях и их компонентах, приводящие к генерации помех. Кроме того, описаны особенности высокочастотного силового трансформатора и даны рекомендации по его конструктивному выполнению, в том числе для минимизации паразитных параметров (индуктивности L_p , собственной емкости обмоток C_{sp} , емкости между обмотками C_{sj}). Таким образом, при проектировании импульсных ИВЭ с низким уровнем ВЧ-пульсаций и помех рационально выбирать для них одноконтные преобразователи напряжения ОПН-П или ОПН-О.

В настоящей статье авторы более полно приводят конкретные особенности проектирования маломощных (до 50 Вт) импульсных ИВЭ с низким уровнем ВЧ-пульсаций и помех. Такие ИВЭ пригодны для электропитания высокочувствительной аппаратуры. Но предельно сделаем несколько замечаний. В целом при проектировании импульсных ИВЭ (AC/DC-преобразователей) с улучшенными показателями ЭМС необходимо:

- разработать оптимальное входное устройство на стороне сети переменного тока, осуществляющее уменьшение пусковых токов, ограничение импульсных перенапряжений и эффективное подавление кондуктивных ВЧ-помех (коэффициент подавления 40–80 дБ в полосе частот от 0,15 до 30 МГц) как со стороны сети, так и обратно в сеть — со стороны ИВЭ;
- выбрать рациональную структуру преобразователя — ОПН-П или ОПН-О с ШИМ-управлением или квазирезонансного преобразователя с ЧИМ-управлением, которая обеспечивала бы возможность минимизации внутренних коммутационных помех, но, главное, выходных ВЧ-пульсаций и помех;
- оптимально выбрать силовые транзисторы для преобразователя напряжения, способные эффективно работать на высокой частоте преобразования (100–250 кГц) с обеспечением безопасных режимов их переключения с минимизацией возникающих при переключении импульсных перенапряжений (выбросов, «пичков»);
- выбрать по быстрдействию фиксирующие (рекуперрующие) диоды, которые отводят в каждом цикле (периоде) энергию намагничивания силового ВЧ-трансформатора в цепь питания (+300 В) во избежание возникновения перенапряжений;

- *рассчитать фиксирующие цепи RCVD-цепи (snubber и clamper) для силового ключа* — в случае использования преобразователя с ШИМ-управлением; при этом snubber замедляет скорость нарастания напряжения на ключе, а clamper фиксирует напряжение в этой же точке схемы относительно потенциала питания (+300 В) и обеспечивает размагничивание сердечника силового трансформатора [9];
- *произвести расчет силового ВЧ-трансформатора с оценкой его паразитных параметров (L_p, C_{sp}, C_{sj}) с выбором конструктивных мероприятий по секционированию обмоток, установке (намотке) экранов и т. д.;*
- *выбрать быстродействующие выпрямительные диоды* соответственно высокой частоте преобразования;
- *оптимизировать выходной фильтр* в низковольтном выходном выпрямителе для обеспечения требуемой величины ВЧ-пульсаций и помех (требуемого коэффициента сглаживания/подавления);
- *разработать оптимальные конструктивные решения* (компоновка, электромонтаж и экранирование), чтобы свести к необходимому минимуму помехи из-за взаимного влияния входных/выходных цепей, а также выходных цепей между собой [11, 12].

В настоящее время для маломощных AC/DC-преобразователей в качестве корректора коэффициента мощности (ККМ/PFC) обычно используется пассивный ККМ. При мощности в несколько ватт это может быть последовательный резистор во входном устройстве, при большей мощности — специальный дроссель (индуктивность не менее 10 мГн), включаемый сразу после сетевого фильтра. В качестве силовых ключей обычно используются полевые транзисторы с изолированным затвором (МОПТ или MOSFET) с максимальным напряжением (UDSS) не менее 800 В, обладающие наилучшими параметрами при переключении ($R_{DSon}, C_{iss}, t_{d(on)}, t_r/t_f$ и др.). Низковольтные выпрямительные диоды при переключении генерируют широкий спектр помех значительной интенсивности, связанных прежде всего с процессом восстановления обратного сопротивления диодов. Основные контролируемые показатели при восстановлении обратного сопротивления диода — это время восстановления t_r и «мягкость» характеристики восстановления. Поэтому в указанных целях предпочтение заслуживают диоды Шоттки, имеющие малое падение напряжения в прямом состоянии ($UF = 0,35-0,9$ В) и высокое быстродействие ($t_r = 35-100$ нс). Однако у диодов Шоттки при их выключении имеет место неприятное явление: возникает высокочастотный «звон» [10], для подавления (ослабления) которого диоды должны шунтироваться не конденсаторами, а R_0C_0 -цепями (RC-поглотителями).

Величина C_0 должна составлять $C_0 = (3-10) \times C_{d0}$, где C_{d0} — паспортное значение емкости диода. Величина поправочного коэффициента тем меньше, чем больше собственная емкость диода. Величина R_0 определяется исходя из времени восстановления диода и подбирается при макетировании (настройке) преобразователя при контроле уровня генерируемых помех.

Оптимизация выходного фильтра ВЧ-пульсаций и помех заключается в выборе его схемы в зависимости от типа преобразователя, оптимального расчета фильтра и выборе типа компонентов. Покажем это применительно к схемам ОПН-П с ШИМ-управлением. Необходимые отличия для схем ОПН-П с ЧИМ-управлением поясним при описании конкретной схемы квазирезонансного ПН. При расчете надо учитывать паразитные параметры дросселей и конденсаторов или использовать их частотные характеристики.

Из опыта авторов для однозвенного LC-фильтра на высокой частоте (100–250 кГц) можно реально получить величину коэффициента сглаживания (подавления) ВЧ-пульсаций порядка 40–50 дБ. В двухзвенном фильтре второе звено фильтра обычно имеет меньшую по сравнению с первым звеном величину коэффициента сглаживания по ВЧ-пульсациям порядка 20–30 дБ. В большей степени значение второго звена — подавить коммутационные помехи за счет применения малоиндуктивных дросселей с малой паразитной индуктивностью L_s и высокочастотных конденсаторов (желательно танталовых и керамических). Такие конденсаторы обладают низким импедансом на высоких частотах за счет малой величины эквивалентного последовательного сопротивления ESR и эквивалентной последовательной емкости ESL. Таким образом, общий коэффициент подавления ВЧ-пульсаций может составить порядка 60–80 дБ (1000–10 000).

Несимметричные кондуктивные помехи («иголки», «пички») подавляются благодаря включению на выходе симметрирующих керамических или проходных конденсаторов небольшой емкости ($< 0,1$ мкФ) между положительной и отрицательной выходными шинами и корпусом источника питания. Эффективно использование последовательно включенных одновитковых дросселей (проводник через ферритовую бусинку) и фильтров ВЧ-помех (например, Б14, Б23БВ). Напомним, что величина несимметричных кондуктивных помех на выходе практически не рассчитывается, а оценивается специалистами исходя из аналогов и личного опыта. В этом аспекте очень важную роль играют заземление и конструктивные меры: оптимальная разводка электромонтажа, экранирование узлов и всего блока в целом.

В связи с изложенным авторы посчитали, что для читателя будет полезно ознакомиться с примером построения ИВЭ с малыми значениями выходных пульсаций и помех. Причем следует заметить, что в данном случае не важно, на какую мощность рассчитан преобразователь, так как в основе получения малых пульсаций на выходе ИВЭ лежит выбор структуры преобразователя квазирезонансного типа. При этом на всех выходах ИВЭ практически полностью отсутствуют ВЧ-помехи («выбросы»). Более низкие значения пульсаций основной частоты преобразования могут быть достигнуты применением второго звена ВЧ-фильтра, а также рациональным монтажом и применением элементов экранирования всего блока питания.

Импульсный ИВЭ мощностью 15 Вт с малым уровнем пульсаций и помех на основе одноканального квазирезонансного преобразователя

В середине 1990-х годов одним из авторов был разработан импульсный ИВЭ, предназначенный для питания всех узлов и блоков новой телевизионной камеры на ПЗС-матрице (ЦВТК). В разработке этого блока принимали участие известные специалисты Простаков В. Г. и Киреев А. В. Один из вариантов этого ИВЭ должен подключаться к сети переменного напряжения $220 \text{ В} \pm 15\%$, 50 Гц. Этот вариант импульсного ИВЭ при мощности 15 Вт должен иметь четыре выходных канала со следующими параметрами:

1. Канал 1 ($U_{\text{вых1}}$): $U_{\text{вых1}} = +5 \text{ В}$ / ток нагрузки $I_{n1} = (1-1,5) \text{ А}$ / нестабильность $\leq \pm 0,1 \text{ В}$ (2%) / пульсации $U_{\text{вых1}} \sim 0,05 \text{ В}$ пик-пик (размах или сокращенно В п-п);
2. Канал 2 ($U_{\text{вых2}}$): $U_{\text{вых2}} = +12 \text{ В}$ / $I_{n2} = (0,2-0,3) \text{ А}$ / нестабильность $\leq \pm 0,1 \text{ В}$ (0,8%) / пульсации $U_{\text{вых2}} \sim 15 \text{ мВ}$ п-п;
3. Канал 3 ($U_{\text{вых3}}$): $U_{\text{вых3}} = -12 \text{ В}$ / $I_{n3} = (0,06-0,12) \text{ А}$ / нестабильность $\leq \pm 0,1 \text{ В}$ (0,8%) / пульсации $U_{\text{вых3}} \sim 15 \text{ мВ}$ п-п;
4. Канал 4 ($U_{\text{вых4}}$): $U_{\text{вых4}} = 25 \text{ В}$ / $I_{n4} = (0,06-0,12) \text{ А}$ / нестабильность $\leq \pm 0,7 \text{ В}$ (2,8%) / пульсации $U_{\text{вых4}} \sim 15 \text{ мВ}$ п-п.

Основная особенность источника питания состоит в том, чтобы обеспечить низкий уровень пульсаций выходного напряжения для каналов 2, 3, 4 ($U_{\text{вых2}}, U_{\text{вых3}}, U_{\text{вых4}}$), которые должны быть не более 15 мВ п-п (размах) в полосе частот до 20 МГц. В относительных единицах для напряжения 12 В амплитуда переменной составляющей не должна превышать $\approx 0,06\%$ выходного напряжения. Так как источник питания камеры ЦВТК на начальной стадии разработки предназначался для проведения исследовательских работ с целью определения предельных параметров (по чувствительности) новой телевизионной камеры, в нем должна быть предусмотрена возможность регулировки напряжений $U_{\text{вых2}}, U_{\text{вых3}}$ в пределах (9–12) В.

При разработке этого источника питания на первом этапе проектирования было принято решение применить в качестве основного схемного решения для получения требуемых пульсаций выходных напряжений одноканальный прямоходовый квазирезонансный преобразователь напряжения (КвРП) по структуре прямоходового преобразования. Этот тип преобразователей имеет наименьший уровень импульсных помех, передаваемых на выходные каналы, питающие наиболее чувствительные функциональные узлы потребителя [13].

С этой целью структура блока питания была разбита на два отдельных преобразователя. Первый (обозначим его КвРП-1) формирует выходное напряжение первого канала: +5 В, а второй (КвРП-2) — многоканальный и формирует выходные напряжения для других каналов источника — соответственно +12, –12 и +25 В.

Упрощенная электрическая схема блока питания приведена на рис. 1.

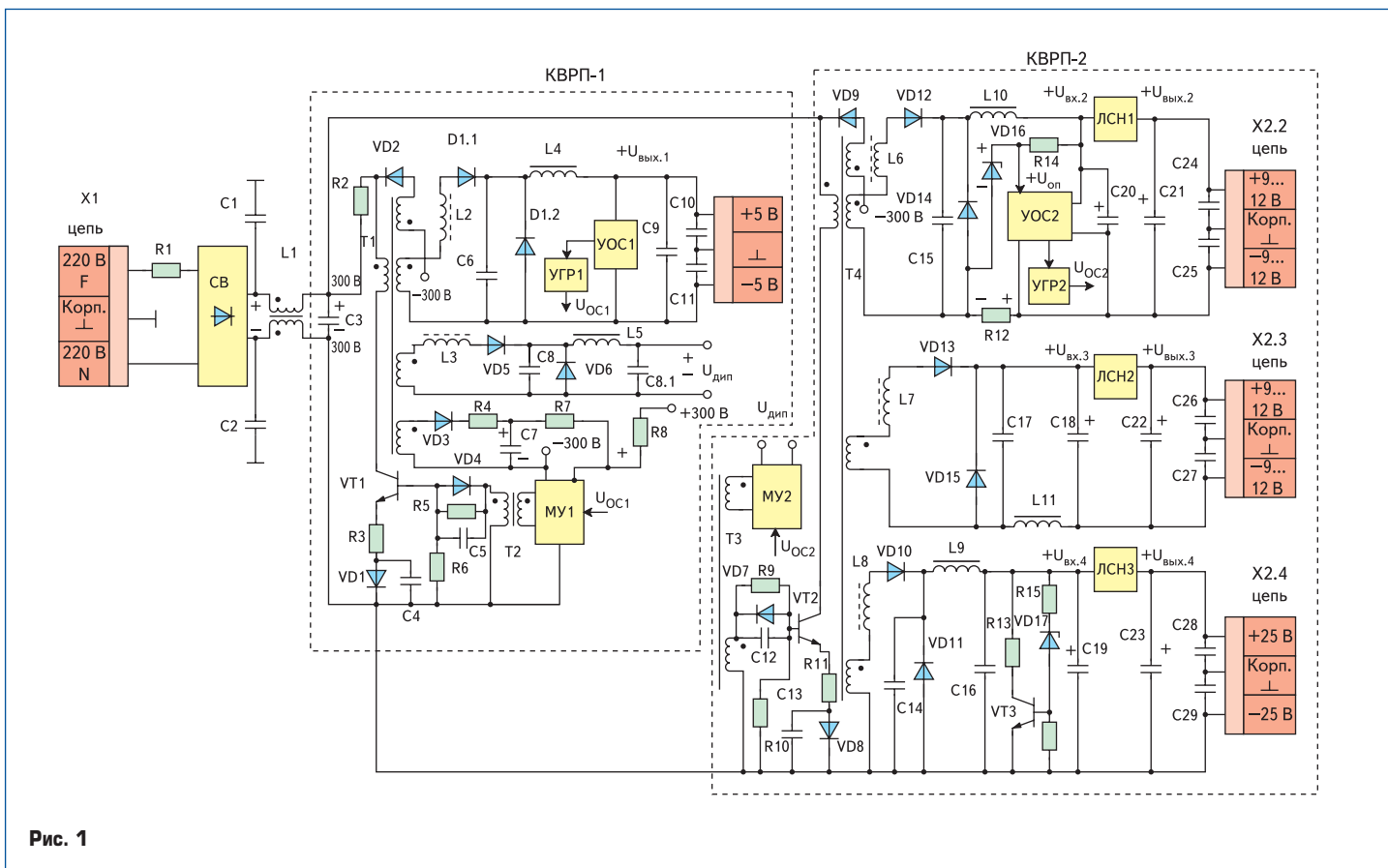


Рис. 1

Как видно из рисунка, входное сетевое напряжение поступает на разъем X1, «~220 В» («L» — Line, или фаза) и «~220 В» («N» — нейтраль). На этом же разьеме имеется клемма заземления («⊥»). Далее это напряжение через пусковой токоограничивающий терморезистор R1, мостовой сетевой выпрямитель (CB) и помехоподавляющий фильтр (конденсаторы C1, C2 и дроссель L1) подается на входной емкостной фильтр на конденсаторе C3. С этого конденсатора напряжение +300 В подается на входы преобразователей КвРП-1 и КвРП-2. Напряжение +300 В через резистор R2 поступает на первый квазирезонансный преобразователь на силовом транзисторе VT1 и силовом трансформаторе T1. Основная силовая вторичная обмотка T1 через резонансный дроссель L2 и диод D1.1 соединена с резонансным конденсатором C6, параллельно которому включен коммутирующий (нулевой) диод D1.2. Выходной сглаживающий фильтр канала « $U_{\text{вых1}}$ » образован дросселем L4 и конденсатором C3. На выходных клеммах разъема X2.1 установлены помехоподавляющие керамические конденсаторы C10 и C11, общая точка которых соединена с клеммой «⊥». В задачу КвРП-1 входит также формирование вспомогательного источника питания « $U_{\text{Дип}}$ » для питания схемы управления КвРП-2.

$U_{\text{Дип}}$ формируется следующим образом. Напряжение вторичной обмотки T1 через резонансный дроссель L3 и диод VD5 поступает на резонансный конденсатор C8, параллельно которому включен диод VD6, а в качестве фильтра использованы дроссель L5 и конденсатор C8.1. Силовой транзистор VT1 управляется от модуля управления УУ1, который включает модулятор импульсов ЧИМ, формирователь импульса управления с трансфор-

маторным (T2) выходом. Ширина этого импульса равна длительности полуволны резонансного тока ($Tp/2$), которая определяется следующим образом:

$$Tp/2 = \pi \sqrt{Lp \times Cp}.$$

Разумеется, периоды (Tp) резонансной частоты для каналов $U_{\text{вых1}}$ и $U_{\text{Дип}}$ должны быть равными. Следует отметить, что в определенном смысле КвРП-1 по отношению к схеме КвРП-2 является ведущим. В связи с этим в схеме УУ1 предусмотрен узел, который обеспечивает запуск силовой части КвРП-1 с уровня входного сетевого напряжения 120 В 50 Гц. На этот узел стартового запуска через резистор R8 поступает выпрямленное напряжение +300 В. Таким образом, на схему ведомого преобразователя КвРП-2 поступает вспомогательное напряжение $U_{\text{Дип}}$, которое обеспечивает электропитание УУ2, опережающее по времени силовое напряжение +300 В, что позволяет значительно упростить его систему управления.

Цепь обратной связи канала « $U_{\text{вых1}}$ » состоит из усилителя УОС1, с выхода которого через устройство гальванической развязки УГР1 (транзисторный оптрон) сигнал $U_{\text{оц1}}$ подается на вход модулятора импульсов ЧИМ, входящего в УУ1 МУ1. Вспомогательное питание схемы управления УУ1 МУ1 после процесса запуска КвРП-1 осуществляется от схемы, подключенной к вспомогательной обмотке трансформатора T1. Схема выполнена по структуре прямого преобразователя с RC-фильтром на элементах VD3, R4, C7, R7.

Силовая часть КвРП-2 построена аналогично структуре КвРП-1. Напряжение +300 В поступает через силовой трансформатор T4 на силовой транзистор VT2. Импульсное на-

пряжение с трех вторичных обмоток T4 поступает на входные цепи трех однотактных выпрямителей, на выходах которых формируются постоянные напряжения каналов « $U_{\text{вых2}}$ », « $U_{\text{вых3}}$ » и « $U_{\text{вых4}}$ » соответственно. Причем в каждом из каналов вначале образуется три постоянных напряжения предварительной системы стабилизации, обозначенные на схеме как $U_{\text{вх2}}$, $U_{\text{вх3}}$ и $U_{\text{вх4}}$. Поскольку каналы « $U_{\text{вых2}}$ » и « $U_{\text{вых3}}$ » должны иметь регулировку выходного напряжения, для получения стабильного напряжения на выходных разъемах X2.2, X2.3, X2.4 в цепи всех трех каналов включены узлы линейных стабилизаторов ЛСН1, ЛСН2, ЛСН3 соответственно. Разумеется, периоды резонансной частоты (Tp) для всех каналов должны быть равными, что определяется выбором параметров резонансных элементов (Lp , Cp): L6, C15; L7, C17; L8, C14 для каналов « $U_{\text{вых2}}$ », « $U_{\text{вых3}}$ » и « $U_{\text{вых4}}$ » соответственно.

Обратная связь предварительной системы стабилизации КвРП-2 взята с напряжения $U_{\text{вх2}}$. Усилитель сигнала обратной связи УОС2 получает уставку опорного напряжения $U_{\text{он}}$ в виде алгебраической суммы двух напряжений на стабилитроне VD16 и напряжения на резисторе R12, которое пропорционально току нагрузке канала $U_{\text{вых2}}$. Сигнал выхода УОС2 через УГР2 поступает как $U_{\text{оц2}}$ на вход модулятора импульсов ЧИМ, входящего в УУ2. В УУ2 также есть формирователь импульсов управления с трансформаторным (T3) выходом, который выдает включающие импульсы для базовой цепи силового транзистора VT2.

Необходимо обратить внимание на некоторые особенности разработки многоканального преобразователя квазирезонансного типа. На этапе проектирования разработана специ-

альная методика инженерного расчета параметров перекрестной неустойчивости напряжений $U_{\delta x2}$, $U_{\delta x3}$ и $U_{\delta x4}$ каналов, благодаря которой был определен канал формирования сигнала обратной связи. Кроме того, это позволило расчетным путем определить оптимальные коэффициенты трансформации вторичных обмоток силового трансформатора КвРП-2. В результате использования этой методики было доказано, что некоторое ухудшение неустойчивости (до 4%) предварительного напряжения $U_{\delta x2}$ позволяет значительно улучшить перекрестную неустойчивость напряжений $U_{\delta x3}$ и $U_{\delta x4}$ других каналов. Поэтому в сигнал U_{on} была введена составляющая, которая пропорциональна току нагрузки стабилизируемого канала $U_{\delta x2}$. С целью предотвращения чрезмерного увеличения напряжения $U_{\delta x4}$, возникающего при сбросе тока нагрузки в этом канале, была введена цепь автоматической («гибкой») подгрузки канала. Цепь выполнена в виде балластного резистора R13, маломощного транзистора VT3, который открывается с помощью стабилизатора VD17 и ограничительного резистора R15.

В соответствии со схемой (рис. 1) разработана рабочая документация на источник вторичного питания (ИВЭ-220/+5/±12/25), по которой был изготовлен опытный образец и проведены комплексные испытания при работе блока на цифровую телевизионную камеру.

Приведем некоторые типы из основных использованных в блоке компонентов:

- силовые транзисторы VT1, VT2 — типа KT859A;
- силовые трансформаторы T1, T4 выполнены на феррите M1500HM3 (K16×8×6) × 2 и работают на основной частоте 150 кГц;
- резонансный конденсатор C6 — керамический, типа K10-47-100 В ±5%—МПО;
- резонансные конденсаторы C8, C14, C15, C17 — полистирольные, типа K71-7-250В-xxx — ±1%;
- резонансные дроссели L2, L3, L6, L7, L8 — высокочастотные, типа ДМ-3-хх, ДМ-2,4-хх;
- выпрямительные диоды D1.1, D1.2 — диодная сборка, типа КД238ВС;
- выпрямительные диоды VD10–VD15 — эпитаксиально-планарные диоды типа 2Д237Б.

В качестве линейных стабилизаторов напряжения ЛСН1–ЛСН3 использованы интегральные стабилизаторы типа КРЕН8А, КРЕН8В в соответствующем включении.

Анализ совместных испытаний опытного образца блока питания при работе на реальную нагрузку показал, что образец блока ИВЭ-220/+5/±12/25 полностью соответствует требованиям технического задания. В частности, при всех изменениях сетевого напряжения и токов нагрузки каналов получены следующие результаты:

- канал $U_{\delta x1}$ (+5 В): неустойчивость ≤ ±0,06 В, пульсации $U_{\delta x1} \sim = 40$ мВ п-п;
- канал $U_{\delta x2}$ (+12 В): неустойчивость ≤ ±0,02 В, пульсации $U_{\delta x2} \sim = 8$ мВ п-п;
- канал $U_{\delta x3}$ (-12 В): неустойчивость ≤ ±0,06 В, пульсации $U_{\delta x3} \sim = 12$ мВ п-п;

- канал $U_{\delta x4}$ (25 В): неустойчивость ≤ ±0,4 В, пульсации $U_{\delta x4} \sim = 14$ мВ п-п.

Кроме того, в процессе испытаний установлено, что при расстоянии (10–20) мм между телевизионной камерой и блоком питания увеличиваются пульсации (наводки по эфиру), в основном низкой частоты — 100 Гц.

Таким образом, при работе телевизионной камеры вблизи блока питания требуется его эффективное экранирование. Поэтому рассмотрим вопросы экранирования ИВЭ подробнее, так как для многих высокочувствительных к электромагнитным помехам функциональных приборов экранирование является необходимым элементом в конструкции блока питания.

Экранирование импульсных источников питания

Эффективность действия экранов, предназначенных для ослабления действия ВЧ-помех на функциональные устройства, расположенные рядом с сетевым импульсным источником питания, определим как уменьшение экраном величины напряженности магнитного и/или электрического полей. Эффективностью экранирования (Θ) называется отношение величины напряженности электрического ($E_{эл}$) и магнитного (H_m) полей в экранируемом пространстве при отсутствии и наличии экрана [14]:

$$\Theta = E_{эл} / E'_{эл} = H_m / H'_{эл}, \quad (1)$$

где $E_{эл}$ и H_m — напряженности падающей волны, а $E'_{эл}$ и $H'_{эл}$ — напряженности прошедшей волны непосредственно на выходе экрана. В радиоэлектронике эффективность экранирования (K_3) выражают в децибелах (дБ).

$$K_3 = 20 \lg \Theta \quad (2)$$

Для электромагнитной волны, падающей на металлическую поверхность экрана, существуют два вида потерь. Волна частично отражается от поверхности, а преломленная волна по мере распространения в среде ослабляется (потери на поглощение).

Общая эффективность экранирования материала равна сумме потерь на поглощение $K_{ногл}$ и потерь на отражение $K_{отр}$ при условии пренебрежения явлением многократного отражения в тонких экранах.

$$K_3 = K_{ногл} + K_{отр} \quad (3)$$

При прохождении электромагнитной волны в среде ее амплитуда уменьшается экспоненциально. В результате этого тока, индуцируемые в среде, вызывают потери, в итоге происходит нагрев вещества экрана. Расстояние, которое волна должна пройти до того, как будет ослаблена в «е» ($\approx 2,72$) раз, то есть до 37% своего первоначального значения, характеризуется глубиной проникновения или глубиной скин-слоя (Δf).

Глубину скин-слоя в миллиметрах можно определить как:

$$\Delta f = 66 / \sqrt{F \times \mu \times \sigma_{отн}}, \quad (4)$$

где F — частота волны; μ — относительная магнитная проницаемость; $\sigma_{отн}$ — относительная удельная проводимость, равная $\sigma_{мат} / \sigma_{медь}$ (в числителе — удельная проводимость материала экрана, а в знаменателе — удельная проводимость меди).

В таблице 1 приведены данные для глубины проникновения (глубины скин-слоя) Δf некоторых материалов, применяемых для экранов.

Таблица 1

Частота F, МГц	Глубина скин-слоя Δf , мм, для материалов экрана		
	алюминий	медь	сталь
10 ⁻⁴	8,5	6,6	0,66
10 ⁻³	2,7	2,1	0,203
10 ⁻²	0,84	0,66	0,076
10 ⁻¹	0,28	0,203	0,02
1	0,076	0,073	0,0076
10	0,025	0,02	0,002

Потери на поглощение в дБ определим по формуле [15]:

$$K_{ногл} = 0,131 \times h_3 \times \sqrt{F \times \mu \times \sigma_{отн}}, \quad (5)$$

где h_3 — толщина экрана в мм.

Значения относительной удельной проводимости и относительной магнитной проницаемости различных материалов приведены в таблице 2.

Таблица 2

Материал	$\sigma_{отн}$	μ
Серебро	1,05	1
Медь отожженная	1,0	1
Алюминий	0,61	1
Латунь	0,26	1
Никель	0,2	1
Олово	0,15	1
Сталь	0,1	1000
Сталь нержавеющая	0,02	500

Анализ выражения (5) для стальных, медных и алюминиевых экранов дает следующие значения $K_{ногл}$ при толщине экрана 0,25 мм (таблица 3).

Таблица 3

Частота F, МГц	$K_{ногл}$, дБ, при $h = 0,25$ мм для материала экрана		
	сталь	медь	алюминий
0,5	231,5	23,15	18,1
1,0	327,5	32,75	25,6
10	1035,5	103,55	81
100	3275	327,5	255,8

Потери на отражение электрического поля $K_{отр.эл}$ найдем по формуле [15]:

$$K_{отр.эл} = 20 \lg [(4,5 \times 10^9) / (F \times r \times |Z_3|)], \quad (6)$$

где $|Z_3|$ — модуль полного сопротивления экрана, вычисляемый, в свою очередь, по формуле:

$$|Z_3| = 3,68 \times 10^{-7} \times \sqrt{F \times \mu / \sigma_{отн}},$$

а r — расстояние от источника помех до экрана, м.

Таблица 4

Частота F, МГц	K _{отр.эл} , дБ			K _{отр.м} , дБ		
	медь	алюминий	сталь	медь	алюминий	сталь
0,5	193,9	191,7	150,9	28,5	26,3	-
1,0	184,8	182	144,8	31,5	19,4	-
10	154,9	152	114,9	41,5	39,4	1,5
100	124,8	122,7	84,8	51,5	49,4	11,5

В свою очередь, потери на отражение магнитного поля по [15] определяются в соответствии с выражением:

$$K_{отр.м} = 14,6 + 10 \times \lg [F \times r^2 \times (\sigma_{отн} / \mu)] \quad (7)$$

Анализ выражений (6) и (7) для малогабаритных высокочастотных ИВЭ, в которых расстояние от экрана, выполненного из различных металлов, до источников электромагнитных помех достаточно мало (например, $r = 7$ мм), дает следующие значения $K_{отр.эл}$ и $K_{отр.м}$ (таблица 4).

В заключение отметим, что электрическое и магнитное поле экранируется одними и теми же конструкциями, но действуют они по-разному. Токи, протекающие по экрану под влиянием магнитного поля, значительно превосходят токи, наблюдаемые при экранировании электрического поля. Объясняется это тем, что токи, возбуждаемые магнитным полем, протекают в коротком замкнутом поверхностном слое тела самого экрана, сопротивление которого невелико. В то же время в цепь тока, протекающего при электрическом экранировании, всегда включено большое сопротивление паразитной емкости между экранируемой точкой и экраном.

Важное замечание: малые отверстия почти не ухудшают качество экрана, так как магнитное поле, выходящее из малого отверстия, может быть обнаружено, но только вблизи отверстия. Для всех высоких частот, начиная с 0,1 МГц, экран из любого применяемого металла толщиной 0,5–1,5 мм действует весьма эффективно. В связи с этим при выборе материала экрана необходимо руководствоваться соображениями механической прочности, стойкости против коррозии, удобства пайки и т. п.

Литература

1. Источники электропитания 2006, «Александр Электрик». Информационный диск. www.aeip.ru
2. Проспект фирмы НПП «ПИК», 2007. www.nppik.ru
3. Catalog ASTEC. 2006, Edition 7. Power Solutions. www.astec.com
4. www.artesyn.com
5. www.farnellinone.com
6. Мкртчян Ж. Основы построения устройств электропитания ЭВМ. М.: Радио и связь, 1990.
7. Векслер Г., Недочетов В., Пилинский В. и др. Подавление электромагнитных помех в цепях электропитания. К.: Техника, 1990.
8. Ланцов В., Эраносян С. Электромагнитная совместимость импульсных источников питания: проблемы и пути их решения. Часть 3 // Силовая электроника. 2007. № 2.
9. Ланцов В., Эраносян С. Импульсные источники вторичного электропитания с универсальным входом // Современная электроника. 2007. № 7.
10. Барнс Дж. Электронное конструирование: методы борьбы с помехами / Пер. с англ. М.: Мир, 1990.
11. Эраносян С. Сетевые блоки питания с высокочастотными преобразователями. Л.: Энергоатомиздат, 1991.
12. Дмитриев С. Как снизить шумы DC/DC-преобразователей C&D Technologies, мощностью 10–25 Вт // Компоненты и технологии. 2004. № 4.
13. Ланцов В., Эраносян С. Электромагнитная совместимость импульсных источников питания: проблемы и пути их решения. Часть 1 // Силовая электроника. 2006. № 4.
14. Волин М. Л. Паразитные процессы в радиоэлектронной аппаратуре. М.: Радио и связь, 1981.
15. Отт Г. Методы подавления шумов и помех в электронных системах. М.: Мир, 1979.