

## ВЫСОКОПЛОТНЫЙ ИМПУЛЬСНЫЙ ИСТОЧНИК ВТОРИЧНОГО ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ АКТИВНЫХ ФАЗИРОВАННЫХ АНТЕННЫХ РЕШЁТОК

*канд. техн. наук, доц. Е. В. ГЛУШКО, Г. С. ЮРЧЕНКО, Д. А. ПЕТРИЦЕ*

*(Полоцкий государственный университет  
имени Евфросинии Полоцкой)*

*Представлена схема и конструкция импульсного источника вторичного электропитания активных фазированных антенных решёток (АФАР), с высоким КПД и низким уровнем коммутационных помех, отвечающая требованиям технического задания, реализованного на печатной плате, на СМД элементах, не требующая регулировки и контактирования к плате при тестировании посредством пайки.*

**Ключевые слова:** *вторичные источники питания, техника активного демпфирования, схемотехнические и конструктивные решения.*

Проектирование вторичных источников питания для АФАР сопряжено с рядом сложных технических проблем, ввиду которых реализация аналогов была выполнена по гибридной технологии с использованием большого количества точных изделий и печатных плат, в том числе микроэлектронного производства, что существенно увеличивало их стоимость и сроки изготовления [2].

Сложность задачи определена техническим заданием на проектирование данного устройства определяющим его основные параметры и характеристики.

Поэтому главной задачей разработчика является нахождение оптимальных схемотехнических и конструктивных решений, позволяющих решить проблему с минимальными габаритами и максимальными характеристиками параметров устройства.

С этой целью необходим глубокий анализ требований и параметров проектируемого изделия.

Кроме того надо учитывать, что наиболее перспективной для реализации таких проектов является техника активного демпфирования [1]. Техника активного демпфирования была предложена Брюсом Кэстеном еще в 1978г., но получила широкое распространение только в 90-х годах. Такое положение вещей обусловлено двумя факторами. Во-первых, возникла необходимость в получении высоких удельных мощностей в связи с развитием микроконтроллеров, повсеместным переходом на SMD-монтаж и, соответственно, резким уменьшением размеров аппаратуры. Во-вторых, появилась возможность относительно дешевых решений

для управления силовыми ключами и появлением дешевых и эффективных силовых MOSFET. Техника активного демпфирования оказалась чрезвычайно эффективной для построения источников питания, работающих на относительно высоких частотах – до 500кГц для преобразователей широкого применения, и как раз к 90-м годам появились дешевые ферритовые материалы, имеющие низкие удельные потери на таких частотах.

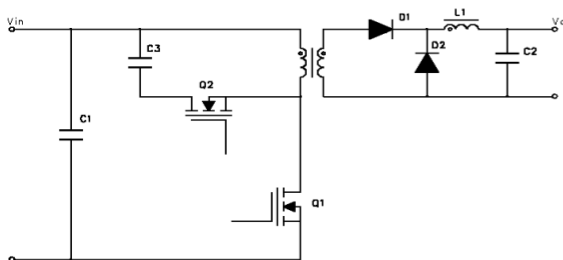


Рисунок 1.1. – Первый способ

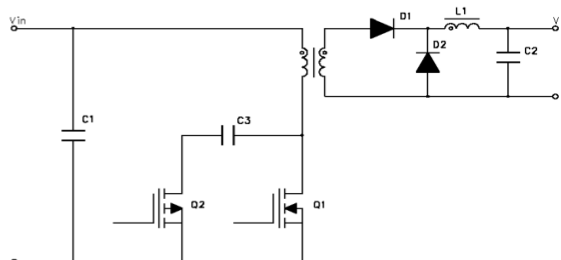


Рисунок 1.2. – Второй способ

С другой стороны, эта техника позволила чрезвычайно просто решить задачу синхронного управления выпрямительными ключами на вторичной стороне, что оказалось чрезвычайно актуальным для получения низких выходных напряжений.

На рисунках 1.1 и 1.2 представлены схемы двух способов реализации активного демпфера в прямоходовом конверторе

Эти два способа различаются типом дополнительного ключа и способом его включения. Как увидим далее, каждый из этих вариантов имеет свои плюсы и свои минусы. С точки же зрения процессов оба эти способа идентичны за исключением установившегося напряжения на C3. Поэтому по умолчанию будем рассматривать первый вариант.

Оба ключа Q1 и Q2 управляются противофазно с небольшими задержками между включенными состояниями каждого из ключей. Итак, имеем установившееся значение напряжения на демпфере Vcl:

Для первого варианта

$$V_{cl} = V_{in} \frac{D}{(1-D)}. \quad (1)$$

Для второго варианта

$$V_{cl} = V_{in} \frac{1}{(1-D)} = \frac{V_{in} \cdot D}{(1-D)} + V_{in}, \quad (2)$$

где  $D$  – величина рабочего цикла  $t_{on}/T$ .

С точки зрения напряжения на C3 вариант 1 более выгодный, но в ряде случаев, например при относительно низком значении  $V_{in}$  реализация второго варианта гораздо более простая – нет необходимости передавать управление

дополнительным ключом на "высокую" сторону – управление производится отрицательным сигналом относительно общей земли.

#### *Преимущества техники активного демпфирования*

1. Перемагничивание трансформатора производится оптимальным напряжением, т. е. нет бесполезных потерь вольт-секундного интервала. Соответственно, имеем минимальные перегрузки компонентов по напряжению при максимально возможном для данной топологии коэффициенте трансформации

2. Энергия, запасенная в паразитных элементах - индуктивности рассеяния и емкости сток-исток силового ключа, не только не рассеивается, но и переходит из одного элемента в другой, снижая энергию переключения

3. Значительно снижается шум при переключении силового ключа, поскольку энергия его переключения значительно снижена

4. Из-за снижения энергии переключения ключа резко снижаются динамические потери

5. Рабочий ход ограничен только допустимыми перегрузками элементов по напряжению

6. Импульсное напряжение на силовом ключе связано нелинейно с величиной входного напряжения, и может достигать своего минимального значения в середине диапазона.

7. На силовом ключе отсутствуют выбросы напряжения, обусловленные индуктивностью рассеяния

8. Возможно переключение силового ключа в нуле напряжений

9. "Прямоугольные" формы напряжений позволяют легко и зачастую без дополнительных компонентов осуществить управление синхронными ключами на вторичной стороне

Как видим, большая часть свойств присуща некоторым другим реализациям прямоходовых конверторов в той или иной мере, но некоторые особенности присущи исключительно этой технике. Например, непосредственное управление синхронными ключами от обмотки трансформатора очень трудно, если не невозможно, реализовать больше ни в какой топологии.

Следующее уникальное свойство техники активного демпфирования заключается в использовании энергии, запасенной в индуктивности намагничивания/рассеяния для перезаряда паразитной емкости сток-исток силового ключа, и это свойство не только чрезвычайно полезно для уменьшения динамических потерь и шума в стандартных изделиях, но и открывает весьма интересные возможности в построении уникальных устройств. Например, появляется возможность разнесения первичной и вторичной обмоток на разные части магнитопровода для получения очень высокой электрической прочности изоляции. В этом случае индуктивность рассеяния приводит лишь к увеличению потерь вольт-

секундного интервала, но не к необходимости рассеивать всю колоссальную энергию, запасенную в индуктивности рассеяния. А возможность работать с большими рабочими циклами позволит минимизировать вредный эффект от потерь части вольтсекундного интервала.

Теперь о недостатках. Самый существенный минус – это повышенная сложность управления. Мы должны обеспечить противофазный сигнал с определенными задержками, причем один из сигналов должен или быть переброшен на "высокую" сторону, или иметь отрицательную полярность. К счастью, современные производители микросхем предлагают эффективные и весьма дешевые решения для управления ключом высокого уровня. Но это необходимо лишь для сетевых применений. Уже для стандартной телекоммуникационной сети 36-75VDC можно использовать P-channel транзистор, а отрицательная полярность управляющего сигнала легко получается с помощью конденсатора и диода. Правда, все равно нужен отдельный драйвер для разделения сигнала и обеспечения необходимых задержек.

Таблица. – Сравнение различных способов реализации прямоходовых конверторов

	С дополнительной обмоткой	Однотактный полумост	С резонансным перематничиванием (RC)	С активным демпфером
Энергия индуктивности рассеяния	Частично рассеивается	Рекуперируется	рассеивается	Используется для перезаряда паразитной емкости
Потери	Средние	Низкие	Высокие	Очень низкие
Максимальный DC	Обычно 0.5	0.5	>0.5	>0.5
Перегрузки силового ключа по напряжению	Высокие	Очень низкий	Высокий	Средние
Работает на повышенной частоте	Средне	Хорошо	Плохо	Очень хорошо
Насколько просто реализуется	Просто	Очень сложно	Очень просто	Сложно

Как видно из таблицы, наиболее конкурентоспособен технике активного демпфирования однотактный полумост. На самом деле у него единственное серьезное преимущество перед прямоходовым конвертором с активным демпфером – это чрезвычайно низкое максимальное напряжение на силовых ключах, всегда равное  $V_{in}$ . Но это достигается использованием двух последовательно включенных силовых ключей. И если при работе от высокого входного напряжения

(например, в сетевых блоках) эту особенность можно даже отнести к преимуществам, то в низковольтных применениях удвоенные потери на открытом канале становятся весьма неприятными. С другой стороны, в полумостовой схеме в любом случае мы вынуждены передавать сигнал управления на верхний ключ или с помощью драйвера верхнего уровня, или с помощью трансформатора, в то время как при использовании активного демпфера вполне можем обойтись P-channel транзистором, ассортимент которых для низковольтных (вплоть до –200 В) применений весьма велик.

Если говорить о высокоэффективных преобразователях, то для сетевых применений однотактный полумост может составить серьезную конкуренцию схеме с активным демпфированием, но только при достаточно высоком выходном напряжении, когда потери на диодном выпрямителе не сильно портят итоговый КПД. Для DC-DC конвертеров с относительно низким входным напряжением и низким выходным напряжением реализация техники активного демпфирования становится особенно эффективной.

Учитывая изложенное реализуем схему с активным демпфированием в соответствии с рис. 1.1. Для обеспечения реализации схемы преобразователя с активным демпфированием учитывая требования технического задания выбираем контроллер LM5025.

ШИМ-контроллер LM5025 содержит все функции, необходимые для реализации силовых преобразователей с использованием техники активного демпфирования, устройство может быть сконфигурировано для управления ключами с P или N-каналами.

Предусмотрено два управляющих выхода, основной (OUT\_A) и активный переключатель управления (OUT\_B). Выход активного ключа может быть настроен либо на указанное время перекрытия (для приложений P-канального транзистора) или мертвое время (для N-канала). Этот контроллер обеспечивает частоту преобразования до 1 МГц и ШИМ регулировку выходного напряжения с задержкой распространения менее 100 нс.

LM5025 обеспечивает работу в диапазоне входных напряжений от 13 В до 90 В. Дополнительные функции включают в себя: блокировку при пониженном напряжении (UVLO), плавный пуск, возможность внешней синхронизации генератора, защиту от короткого замыкания и тепловое отключение. Формируем электрическую схему устройства.

Контроллер LM5025 импульсом OUT\_A открывает основной ключ VT2, ток стока которого протекая через обмотку 3-4 трансформатора T3 обеспечивает выходные токи во вторичных обмотках 5-6, 7-8 и, соответственно, в выходных нагрузках. По окончании импульса OUT\_A, VT2 закрывается и в течении мёртвого

времени (задержкой между задним фронтом OUT\_A и передним фронтом OUT\_B) током самоиндукции обмотки 3-4 через обратный диод транзистора VT1 обеспечивается зарядка ёмкости C18. Импульсом OUT\_B с DA1/9 открывается VT1 и разряжает ёмкость C18 обеспечивая размагничивание магнитопровода трансформатора Т3. Стабилизация выходного напряжения основного канала 8.5 В обеспечивается ключём LM431А, который при достижении выходного напряжения 8.5 В открывается и через оптрон U1 ,обнуляет 13 вывод контроллера и обеспечивает закрытие ключа VT2 и, соответственно, прекращает рост выходного напряжения. Фильтрация выходных напряжений обеспечивается цепочками L2, C22, C27 и L3, C23, C28. Синхронизация частоты преобразования обеспечивается через развязывающий трансформатор Т1.

Учитывая напряжение питания 300 В и токи коммутации первичной обмотки в качестве силовых ключей выбраны транзисторы SPD06N80C3. Для реализации трансформатора использован магнитопровод N87 фирмы Epcos, имеющий малый уровень потерь на частоте 500 кГц, в три раза ниже по сравнению с магнитопроводом M2500HMC1.

Трансформатор рассчитан с помощью программы Forward , учитывая толщину скинслоя 0.1мм, обмотки выполнен многожильными проводами диаметром 0.2 мм.

По результатам расчёта трансформатора индуктивность дросселя основного канала 0.72 мкГн, выбран дроссель XAL1580-302 (индуктивность 3 мкГн, допустимый ток 34 А), конструктивно выполненный в СМД варианте, увеличение индуктивности по сравнению с расчётной обеспечивает уменьшение пульсаций выходного напряжения.

Для выпрямления выходного напряжения в низковольтных источниках напряжения использованы диоды Шотки, обеспечивающие малое прямое падение напряжения (0.49 В при токе 30 А). Выбран сдвоенный диод STPS40L45CG в корпусе ТО-247АС, имеет номинальный средний ток 30 А и максимальное обратное напряжение 60 В. В качестве выходного – конденсатор К53-72 10В 470мкФ 10% достаточно низкое ЭПС (40 мОм) и выдерживающий достаточно большие токи пульсаций. Учитывая необходимость обеспечивать выходной импульсный ток (41 А) длительностью 1 мс при скважности 5 ставим 3 таких конденсатора параллельно включённых, а для снижения уровня высокочастотных пульсаций параллельно установлены керамические конденсаторы С24. Для канала 7.5 В Выбран диод с барьером Шотки MBRAF360Т3G и стабилизатор LT1764А.



Таким образом разработано высокотехнологичное устройство на одной печатной плате, соответствующее требованиям Т.З., выполненное на СМД элементной базе, обеспечивающее возможность проведения монтажа на автомате поверхностного монтажа и последующей конвекционной пайке, обеспечивающие высокое качество и надёжность и не требующее регулировки, а также пайки к изделию в процессе тестирования и испытаний за счет подключения к входным и выходным печатным ламелям платы специального контактирующего устройства.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Синани А. И., Алесеев О. С., Винярский В. Ф. Активные ФАР. Концепция разработки и опыт разработки. – Антенны, 2005, N 2(93). – С. 64–68.
2. Бахрах Л. Д., Зайцев Д. Ф. Фазированные антенные решетки на основе распределенных оптических антенных модулей // Доклады АН. 2004. Т. 394. N4. С. 465–468.
3. Воскресенский Д. И. Бортовые цифровые антенные решетки и их элементы. – М.: Радиотехника, 2013. С. 208–209.