

# Закономерные тенденции синхронного выпрямления

Гари Бокок (Великобритания)

Перевод и дополнения – Виктор Жданкин (Москва)

Режим синхронного выпрямления обеспечивает более высокий КПД и удельные массогабаритные показатели высокочастотных регулируемых преобразователей. Поначалу он использовался лишь в наиболее передовых и дорогостоящих изделиях. Однако развитие технологий сделало возможным использование преимуществ синхронного выпрямления в устройствах, «чувствительных к стоимости». Статья поясняет, каким образом в настоящее время обеспечивается доступность высокоэффективных источников электропитания с выходными напряжениями 5 В и ниже в пределах популярного 130-ваттного диапазона.

## ЧТО ТАКОЕ СИНХРОННОЕ ВЫПРЯМЛЕНИЕ?

В схемах с синхронным выпрямлением используются коммутируемые полевые транзисторы (MOSFET), которые заменяют прямой и обратный диоды понижающего регулятора. Успех синхронного выпрямления обусловлен стремительным снижением стоимости силовых MOSFET, а также значительным уменьшением сопротивления открытого канала. Преимущества становятся очевидными при анализе потерь на токе 20 А.

Потери проводимости диода с номинальным напряжением 0,5 В в открытом состоянии (прямосмещённом):

$$20 \times 0,5 = 10 \text{ Вт},$$

тогда как потери проводимости MOSFET с сопротивлением открытого канала 14 мОм при 100°C:

$$20 \times 20 \times 14 = 5,6 \text{ Вт}.$$

В результате это обеспечивает 44-процентное увеличение КПД для 100-ваттного источника питания.

Несмотря на то что потери сокращаются почти вдвое, синхронное выпрямление не является идеальным решением для всех значений выходных напряжений, так как MOSFET с более высокими рабочими напряжениями, как правило, имеют и большее сопротивление открытого канала  $R_{DS}$ .

В стандартных схемных решениях синхронного выпрямления используются относительно сложные и дорогостоящие ИМС для коммутации MOSFET и обеспечения синхронизации и необходимого управления. Предотвращение одновременного открывания обоих ключей исключительно важно, чтобы минимизировать потери на переключение и генерацию помех. Мы коснёмся этих проблем ниже.

## ПРЕИМУЩЕСТВА СИНХРОННОГО ВЫПРЯМЛЕНИЯ

Несмотря на то что КПД часто используется как основной энергетический показатель качества источников электропитания, преимущества становятся более очевидными, если рассматривать не КПД, а потери. Рост КПД на 10% – с 80 до 90% – означает снижение потерь с 20 до 10 Вт при мощности 100 Вт. Это означает, что потери, а значит, и количество рассеиваемого тепла, сокращаются вдвое. Даже повышение КПД с 85% до 90% приводит к уменьшению потерь с 15 до 10 Вт (при 100-Вт мощности), что означает 33-процентное уменьшение рассеиваемого тепла.

Уменьшение рассеиваемой мощности позволяет обойтись без принудительного охлаждения или уменьшить размеры источника вторичного электропитания (ИВЭП). Кроме того, в тех случаях, когда ИВЭП установлен вблизи другой радиоэлектронной аппаратуры, он будет меньше нагревать

её. Поскольку частота отказов электронного оборудования обычно возрастает вдвое при увеличении температуры окружающей среды на 10°C, уменьшение рассеиваемой мощности ИВЭП может повысить общую надёжность системы. Меньшее выделение тепла также упрощает размещение или ориентацию ИВЭП, так как отпадает необходимость установки специальных теплоотводов, охлаждаемых свободным воздушным потоком.

Так как потери в диодах зависят от  $I \times V_{FD}$  (где  $V_{FD}$  – прямое падение напряжения на диоде), параллельное включение диодов не уменьшает рассеиваемую мощность, и при больших токах необходимы мощные диоды. Напротив, потери MOSFET зависят от  $I^2 \times R_{DS}$  (где  $R_{DS}$  – сопротивление открытого канала сток-исток), поэтому распределение тока между двумя MOSFET уменьшает каждый ток вдвое, а мощность рассеяния в каждом транзисторе – в 22, то есть вчетверо, уменьшая общую рассеиваемую мощность вдвое. Положительная температурная зависимость  $R_{DS}$  также благоприятно сказывается при разделении тока через MOSFET. Разнообразие вариантов исполнения MOSFET увеличивает гибкость конструирования, позволяя выбирать конструктивные параметры, высоту и т.д., что даёт возможность создавать устройства с меньшей стоимостью.

## ПРОБЛЕМА НИЗКОГО ВЫХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Даже беглое исследование большинства источников питания показывает, что при выходном напряжении менее 5 В обнаруживаются трудности, так что достаточно проверить справочные данные, чтобы увидеть – или уменьшаются максимально допустимые мощности, или предусмотрен значительно больший воздушный поток, или разработчик вынужден применять особые способы теплоотвода.

Потери на сопротивлениях соединительных проводников в источниках с выходным напряжением 3,3 В и менее часто требуют введения стабилизации напряжения непосредственно на нагрузке (point-of-load), однако всё ещё существует спрос на модули ИВЭП с выходными напряжениями 5 и 3 В, которые просты в применении, компактны, надёжны и характеризуются высокими энергетическими показателями. Сконцентрировавшись на экономичном решении этой проблемы, компания XP ([www.xpplc.com](http://www.xpplc.com)) представила новую структуру синхронного выпрямления и несколько запатентованных методов снижения помех и обеспечения коррекции коэффициента мощности, чтобы упростить конструктивное исполнение системы. Новая технология применяется в модулях ИВЭП серии JPS130 компании XP.

### СИНХРОННОЕ ВЫПРЯМЛЕНИЕ ДЛЯ СТАНДАРТНЫХ КОНСТРУКЦИЙ

Необходимость управления переключением MOSFET требует применения в большей части существующих конструктивных решений сложных схем управления, высокая стоимость которых уменьшает преимущества, предоставляемые технологией синхронного выпрямления. Как правило, управление входом и выходом в подобных системах объединено. Однако, разделив управление входом и выходом (см. рис. 1), а также обеспечив стабильность напряжения первичной шины, ограничив коэффициент заполнения импульсов в каскаде высокочастотного регулируемого преобразователя, можно коммутировать выходные транзисторы MOSFET при помощи относительно простой и поэтому недорогой схемы управления. Этот каскад может управлять как выходом понижающего регулятора с демпферным диодом, так и выходом синхронного выпрямления, в котором вместо диодов применяются коммутируемые MOSFET. Поэтому можно создать единый ряд ИВЭП с разными выходными секциями для различных номинальных напряжений: с синхронным выпрямлением для 5- и 3,3-вольтовых модулей и с диодным выпрямителем для более высоких напряжений. Причём их

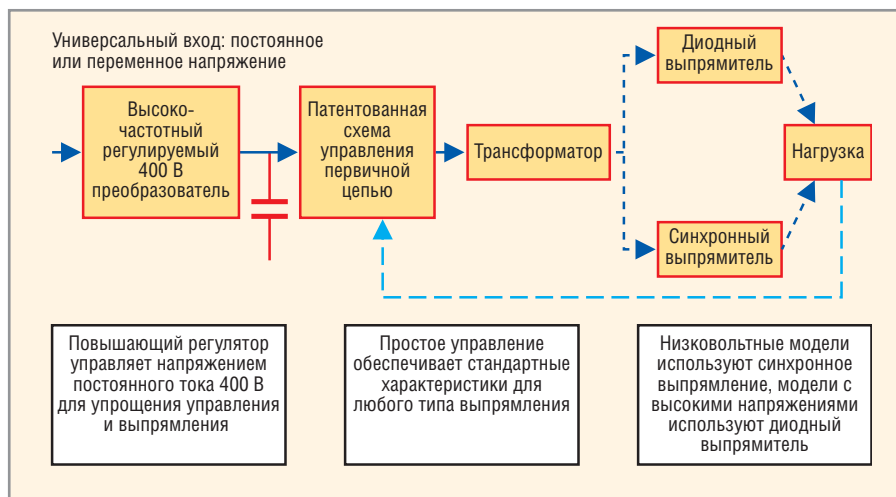


Рис. 1. Структурная схема разделения управления входом и выходом в источнике электропитания серии JPS130

стоимость снижается благодаря унификации.

Входная секция спроектирована как подсистема импульсного повышающего регулятора, что позволяет конструкции использовать как постоянное, так и переменное (47...63 Гц) напряжение в диапазоне 85...264 В. Имеется встроенный активный корректор коэффициента мощности, обеспечивающий значение  $KM > 0,9$  (тип.), что соответствует стандартным для промышленности рабочим параметрам. Предусмотрены все типовые сервисные функции, такие как защита по току, защита от перенапряжения, выносная обратная связь. Помимо высокой величины показателя среднего времени наработки на отказ (MTBF – Mean Time Between Failure), существуют и другие преимущества, которые делают эти ИВЭП простыми и экономичными в эксплуатации.

### СКРЫТЫЕ ИЗДЕРЖКИ

Большинство системных разработчиков сталкивалось с необходимостью дополнительных затрат для обеспечения принудительного охлаждения и связанными с этим проблемами, такими как ненадёжность вентилятора и чрезмерный шум; поэтому некоторые рабочие характеристики требуют разъяснения для их правильного понимания. Модуль с одинаковыми габаритами обеспечивает в нагрузке 130 Вт при принудительном обдуве с интенсивностью 0,5 м³/мин (18 CFM) и 100 Вт при отводе выделяемой тепловой энергии конвекцией для любого из двух выходных напряжений 48 или 5 В. Это

возможно благодаря применению синхронного выпрямления для моделей с выходными каналами 5 В и ниже, в отличие от других серий, где 5- и 3,3-вольтовые выходы имеют одинаковый ток нагрузки. Модель JPS130 с 3,3-вольтовым выходом обеспечивает дополнительные 25% тока при 25 А по сравнению с 20 А для 5-вольтового модуля. Как можно видеть из рисунка 2, охлаждение конвекцией обеспечивает выходную мощность 100 Вт при температуре окружающей среды до 50°C для 48-, 24-, 15- и 12-вольтовых моделей, до 40°C – для 5-вольтовой модели и 80 Вт – при температуре до 50°C для 3,3-вольтовых моделей.

Источники электропитания оказывают влияние на электромагнитную совместимость (ЭМС) законченной системы. И хотя свой вклад вносят также нагруженность и способ прокладки проводов, однако чем меньше помехи, создаваемые ИВЭП, тем про-

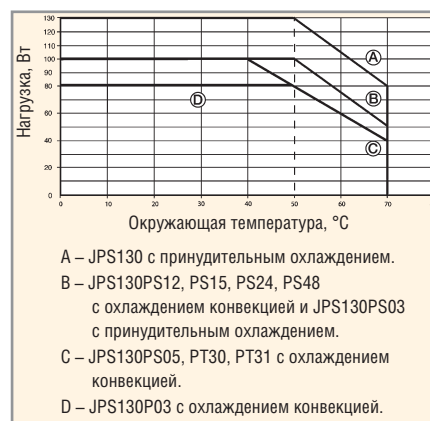


Рис. 2. Зависимость выходной мощности от нагрузки для различных моделей ИВЭП серии JPS130 и различных видов отвода тепловой энергии

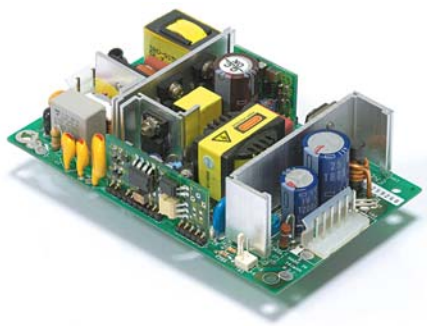


Рис. 3. Внешний вид модуля источника питания серии JPS130 фирмы XP

ще достигнуть ЭМС системы в целом. А так как процесс коммутации транзисторных ключей вносит значительный вклад в электромагнитные помехи, а также влияет на потери мощности в других компонентах, этот аспект при проектировании ИВЭП является определяющим.

На рисунке 3 показан внешний вид источников электропитания серии JPS130, а в таблице представлены их основные технические характеристики.

**ПЕРЕКЛЮЧЕНИЕ ПРИ НУЛЕВОМ НАПЯЖЕНИИ С ОГРАНИЧЕНИЕМ АМПЛИТУД ВЫБРОСОВ**

Существует много работ (например, [1]), исследующих высокочастотный процесс преобразования напряжения с переключением транзисторов при нуле напряжения с ограничением амплитуд выбросов и

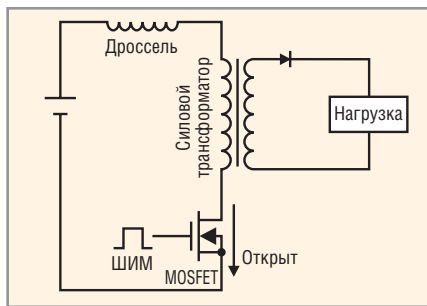


Рис. 4. Упрощённая схема метода регулирования посредством широтно-импульсной модуляции

СВЧ-помех при малых коммутационных потерях. Резонансные схемы, как правило, требовали или большого зазора в сердечнике основного трансформатора, или внешнего дросселя, но паразитные «звоны» в индуктивности рассеяния и паразитной ёмкости вносят дополнительные потери и нежелательные помехи.

В типовом ИВЭП контроллер осуществляет регулирование методом ШИМ с постоянной рабочей частотой и обратной связью по напряжению, а также дополнительной обратной связью по току дросселя (ДОСТД). Схема управления обеспечивает прохождение импульсов напряжения через силовой MOSFET, а регулирование выходного напряжения осуществляется изменением коэффициента заполнения импульсов. Передача энергии первичного источника через трансформатор в нагрузку происходит тогда, когда

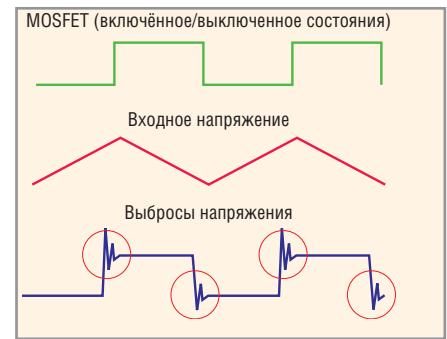


Рис. 5. Осциллограммы напряжений ШИМ-регулирования

MOSFET находится в режиме отсечки или полностью открыт. В промежуточных состояниях, будучи неспособным переключиться мгновенно, он рассеивает значительную мощность.

В период, когда транзистор MOSFET закрыт, входное напряжение, прикладываемое параллельно ему, постепенно увеличивается (см. рис. 4, 5). Когда MOSFET открывается, входное напряжение через трансформатор передаётся в нагрузку. При этом MOSFET подвергается воздействию выбросов напряжения, что снижает эффективность преобразования. Поскольку для того, чтобы MOSFET полностью открылся или закрылся, требуется некоторое время, при стандартном ШИМ-регулировании невозможно достичь высокой частоты переключения (иначе КПД будет неприемлемо низок), а значит, приходится использовать громоздкие и малоэффективные компоненты.

В структуре с коммутацией при нуле напряжения/нулевом токе (см. рис. 6) применяется пара MOSFET, которые включаются и выключаются в моменты времени, когда отсутствуют ток или напряжение. Процесс описывается временной диаграммой (см. рис. 7) и происходит в следующем порядке:

1. Входное напряжение прикладывается к ZVS MOSFET.
2. С начальным током в начальный момент времени  $t_0$  ZCS MOSFET открывается (нет тока – нет потерь, вызванных выбросами напряжения) и даёт току постепенно протекать в контур-накопитель. Как только в нём накопится энергия, напряжение на ZVS MOSFET падает до нуля.
3. ZVS MOSFET открывается при нулевом напряжении, и энергия отво-

**Основные технические характеристики ИВЭП серии JPS130 фирмы XP Pfc**

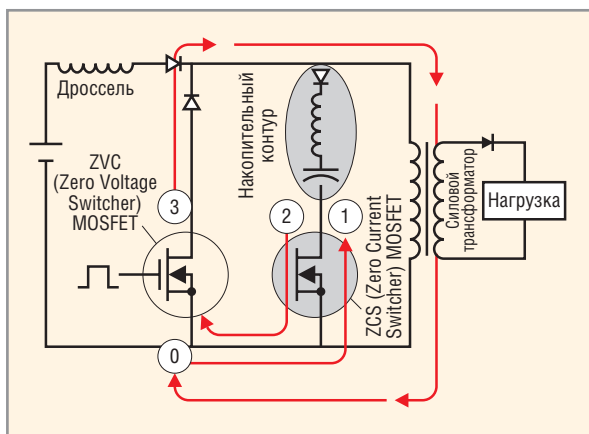
Модель	Выходное напряжение, В	Ток нагрузки, А		Выходная мощность, Вт	Общая пульсация (двойная амплитуда), мВ
		естественное воздушное охлаждение	принудительное воздушное охлаждение (интенсивность обдува 18CFM)		
JPS130PS03	3,3	25	30	50	100
JPS130PS05	+5,0	20	26	50	130
JPS130PS12	+12,0	9	10,8	120	130
JPS130PS15	+15,0	7	8,7	120	130
JPS130PS24	+24,0	4,5	5,4	200	130
JPS130PS48	+48,0	2,3	2,7	200	130
JPS130PT31	+5,0 <sup>1</sup>	11,5	15,0	50	130
	+12,0 <sup>2</sup>	3,0	4,0	100	
	-12,0 <sup>3</sup>	0,5	0,5	100	
JPS130PT30	+3,3 <sup>1</sup>	10,0	15,0	50	130
	+5,0 <sup>2</sup>	8,0	15,0	50	
	+12,0 <sup>3</sup>	0,5	0,5	100	

<sup>1</sup>Для обеспечения требований к стабильности напряжений дополнительных каналов, канал V1 должен быть нагружен минимум на 20%.

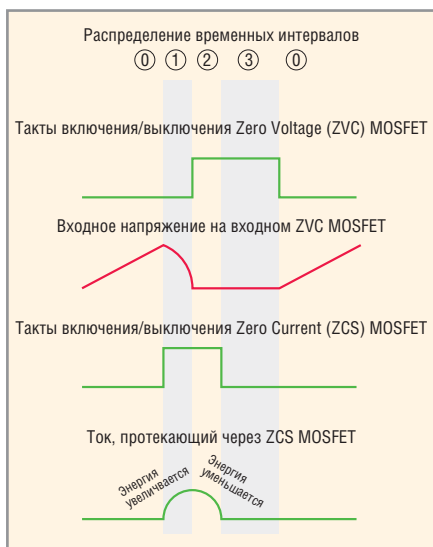
<sup>2</sup>Нестабильность по току дополнительных каналов определена в диапазоне 60% номинального значения ±40%.

<sup>3</sup>Пульсация выходного напряжения измерена в полосе пропускания 15 МГц; на каждом выходном канале установлен керамический высокочастотный конденсатор ёмкостью 0,47 мкФ и электролитический конденсатор ёмкостью 22 мкФ при номинальной нагрузке и номинальном входном напряжении.





**Рис. 6. Упрощённая схема структуры преобразователя с переключением при нуле напряжения**



**Рис. 7. Временная диаграмма процессов в структуре преобразователя с коммутацией при нуле напряжения**

дится через него из накопительного контура, пока ток не станет нулевым (Zero Current); тогда ZCS MOSFET запирается.

4. Пока ZVC MOSFET открыт, он даёт входному напряжению передаваться через трансформатор во вторичную цепь. ШИМ-контроллер изменяет коэффициент заполнения ZVC MOSFET и осуществляет регулирование выходного напряжения.

Применение патентованной схемы первичной цепи в ИВЭП серии XP, которая автоматически устраняет «звон» индуктивных и ёмкостных компонентов, позволило уменьшить помехи на 6 дБ, сократить потери мощности, понизить номинальное значение обратного напряжения для вторичного выпрямителя и поднять рабочую частоту. Это позволило достичь удельной мощности 420 Вт/дм<sup>3</sup> для моделей с выходными напряжениями от 5 до 48 В.

## СИНХРОННОЕ ВЫПРЯМЛЕНИЕ ДЛЯ ВСЕХ

Сегодня синхронное выпрямление не является чем-то выдающимся, и сейчас для системных разработчиков настало время двигаться дальше и сконцентрироваться на том, что же данный источник питания даст для их системы и общего процесса разработки. Поскольку новая структура снимает вопрос технологии и стоимости синхронных ИВЭП стандартных систем, разработчики могут вновь обратиться к рассмотрению основных требований их систем, что предпочтительнее, чем рассмотрение синхронного выпрямления в качестве «чаши Грааля».

Несмотря на то что КПД является общим главным энергетическим показателем, рассмотрение фактических потерь мощности даёт лучшее сравнение разных ИВЭП и позволяет более глубоко проникнуть в суть таких факторов, как обеспечение тепловых режимов и общей надёжности. Также важно обратить внимание на такие вопросы, как необходимые запасы по ЭМС и коэффициент мощности, чтобы законченная система гарантированно соответствовала требованиям международных стандартов по ЭМС, была устойчивой к воздействию импульсных помех большой энергии, радиочастотному электромагнитному полю, электростатическим разрядам, динамическим изменениям напряжения электропитания.

В [2...18] можно дополнительно ознакомиться с методом синхронного выпрямления, коррекции коэффициента мощности (литература добавлена при переводе).

## ЛИТЕРАТУРА

1. Henze C.P., Martin H.C., Paraley D.W. Zero-Voltage Switching in High Frequency Power Converters Using Pulse Width Modulation. IEEE Applied Power and Electronics Conference Proceedings, 1998. P. 33–40.
2. Blake C., Guerra A. The Decision between Schottky Diodes and Synchronous Rectification Using FETs.
3. Yee H.P. Prediction Technology to Control Synchronous Rectifiers.
4. Synchronous Rectification. Application Note DC-006 DC/DC-converters, Beta Dyne.

5. IR Speeds Efficient Isolated DC-DC Converters Design with New Synchronous Rectification IC: International Rectifier, May 29, 2000.
6. Жикленков Д.В., Исаков М.С., Карзов Б.Н. Синхронное выпрямление в прямоходовой схеме преобразователя напряжения. Практическая силовая электроника. 2002. № 8 С. 23–26.
7. Карзов Б.Н., Кастров М.Ю., Малышков Г.М. МДП-транзисторы как диоды. Практическая силовая электроника. 2001. № 1. С. 29–31.
8. Васильев А., Худяков В., Хабзузов В. Анализ современных методов и технических средств коррекции коэффициента мощности у импульсных устройств. Силовая электроника. 2004. № 2. С. 72–77.
9. Кастров М., Герасимов А., Малышков Г. Однофазные корректоры коэффициента мощности в системах вторичного электропитания. Электроника: Наука, Технология, Бизнес. 2004. № 1. С. 16–20.
10. Григорьев В., Дулякин Е. Коррекция коэффициента мощности во вторичных источниках электропитания. Электронные компоненты. 2000. №№ 2, 3.
11. Хантер П. Улучшение характеристик импульсных источников питания путём коррекции коэффициента мощности. Электроника. 1992. № 11–12.
12. Коул Б.К. Решение проблемы коррекции коэффициента мощности. Электроника. 1989. № 13. С. 48–50.
13. Климов В.П., Смирнов В.Н. Коэффициент мощности однофазного бестрансформаторного импульсного источника питания. Практическая силовая электроника. 2002. № 5. С. 21–23.
14. Климов В.П., Федосеев В.И. Схемотехника однофазных корректоров коэффициента мощности. Практическая силовая электроника. 2002. № 8. С. 8–11.
15. Goryanskey I. Zero-Voltage Switching Quasi Square Wave Converters. Cinema&Photo Research Institute (NIKFI). Moscow, Russia, January 1998.
16. Кастров М.Ю., Карзов Б.Н., Овчинников Д.А. Преобразователи с переключением при нуле напряжения. Практическая силовая электроника. 2001. № 3. С. 7–12.
17. Кабелев Б.В. Регуляторы и преобразователи с коммутацией при нуле напряжения. Электроника: Наука, Технология, Бизнес. 1998. № 3–4. С. 83–86.
18. Лукин А.В. Высокочастотные преобразователи постоянного напряжения и их классификация. Электроника: Наука, Технология, Бизнес. 1998. № 1. С. 33–36.