

# Оценка эффективности синхронного выпрямителя

## квазирезонансного DC/DC-преобразователя

**Рассматривается преобразователь квазирезонансного типа с синхронным выпрямлением для нужд светодиодного освещения, который сочетает в себе лучшие свойства «мягкой» коммутации и низкой мощности потерь на этапе проводимости силовых полупроводниковых ключей с высокими динамическими показателями в переходных режимах. Решается задача определения области выходного напряжения, отвечающей требованиям высокой эффективности.**

**Иван Генералов**

generalov.ivan2012@yandex.ru

**Валерий Поляков**

promel2000@yandex.ru

Режим синхронного выпрямления обеспечивает более высокий КПД и удельные массогабаритные показатели высокочастотных регулируемых преобразователей [1]. В схемах с синхронным выпрямлением используются полевые транзисторы (MOSFET), которые заменяют диоды выпрямителя. Успех синхронного выпрямления обусловлен развитием современных технологий, обеспечивающих стремительное снижение стоимости силовых MOSFET, а также значительным уменьшением сопротивления открытого канала. Однако синхронное выпрямление не является оптимальным решением при достаточно высоких значениях выходного напряжения.

С точки зрения уменьшения потерь на этапе проводимости силовых ключей синхронное выпрямление успешно используется при низких значениях выходного напряжения и относительно

больших токах на выходе преобразователя. Однако в светотехнических приложениях при последовательном соединении светодиодов растет значение выходного напряжения. Это обстоятельство заставляет разработчиков при построении мощных светильников использовать многоканальные схемы питания, увеличивая на одно звено последовательную цепь преобразования энергии, что позволяет уравнивать значения токов по выходным каналам.

Представляет практический интерес сравнение эффективности различных способов преобразования на вторичной стороне трансформатора в зависимости от значения выходного напряжения. В качестве первого шага производится сравнение эффективности применения диодов и MOSFET с увеличением выходного рабочего напряжения. Ограничительным фактором является постоянство мощности.

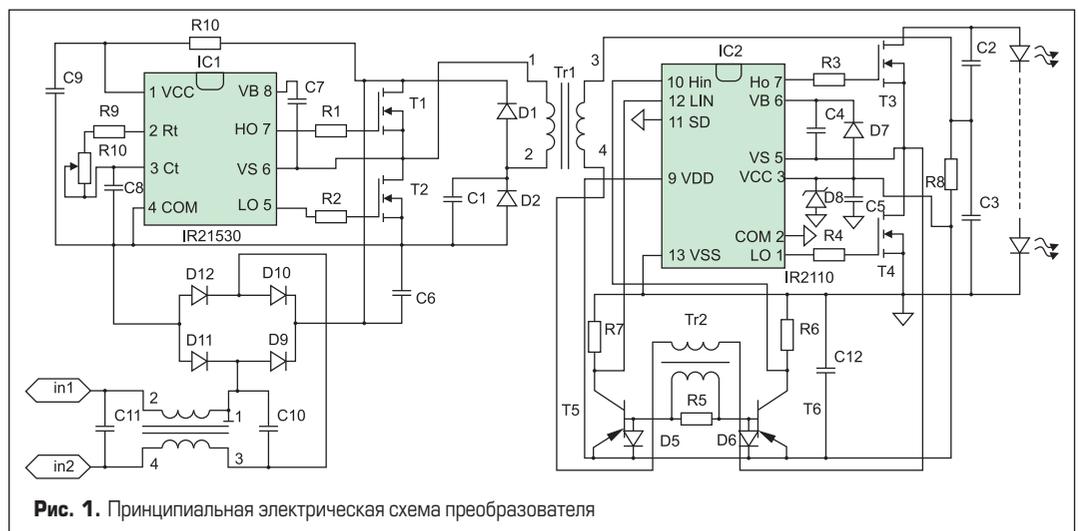


Рис. 1. Принципиальная электрическая схема преобразователя

Схемная реализация DC/DC-преобразователя на базе квазирезонансного инвертора представлена на рис. 1 [2]. Силовая схема последовательного квазирезонансного инвертора отличается от резонансного аналога наличием диодов, обеспечивающих ограничение напряжения на разделительном конденсаторе на уровне входного напряжения ( $V$ ) или нуля напряжения. При этом энергия, получаемая и отдаваемая конденсатором на этапе заряда, будет неизменна и составит:

$$W_C \leq 0,5 C_1 V^2, \quad (1)$$

где  $C_1$  — емкость разделительного конденсатора;  $V$  — напряжение питания инвертора. На резонансной частоте наблюдается максимальная длительность передачи энергии на периоде, это значит, что выходная мощность при этом будет максимальной.

В схеме рассматриваемого преобразователя синхронное выпрямление выполнено по схеме удвоения напряжения, что позволило обойтись одной вторичной обмоткой трансформатора и двумя ключами. Последовательное включение транзисторов T3 и T4 позволяет использовать для их управления двухканальный драйвер, реализующий задержку отпираания очередного ключа по отношению к моменту запирания предыдущего. Предотвращение одновременного открывания ключей исключительно важно для минимизации потерь на переключение и снижения уровня генерируемых помех.

Для определения моментов коммутации ключей синхронного выпрямителя используется датчик тока, выполненный на трансформаторе тока Tr2 и резисторе R5. Биполярные транзисторы T5 и T6 используются в данной схеме из-за малого напряжения, необходимого для их отпираания, по сравнению с пороговым напряжением логической единицы драйвера, что определяет малые размеры трансформатора тока Tr2. Данный метод управления ключами синхронного выпрямителя позволяет отказаться от применения дорогостоящих специализированных микросхем и использовать доступную и широко распространенную элементную базу.

Квазирезонансный преобразователь исследовался с применением программы схемотехнического моделирования LTSpice, в которой были получены результаты проведенных испытаний схемы. На рис. 2 представлены временные диаграммы, отражающие основные процессы в схеме при передаче энергии. Здесь  $V(c,N003)$  — это напряжение на вторичной обмотке трансформатора Tr1,  $V(f)$  — напряжение на резонансном конденсаторе C1,  $V(n009)$  — импульсы управления транзистором T2,  $I(L4)$  — ток вторичной обмотки трансформатора Tr1.

Схемы моделей преобразователя с диодным и синхронным выпрямлением представлены на рис. 3, 4.

С представленными схемами проводился эксперимент по измерению и регулированию мощности потерь в выпрямителе при номинальной мощности (вблизи резонанса) при трех значениях выходного напряжения (150, 100, 50 В).

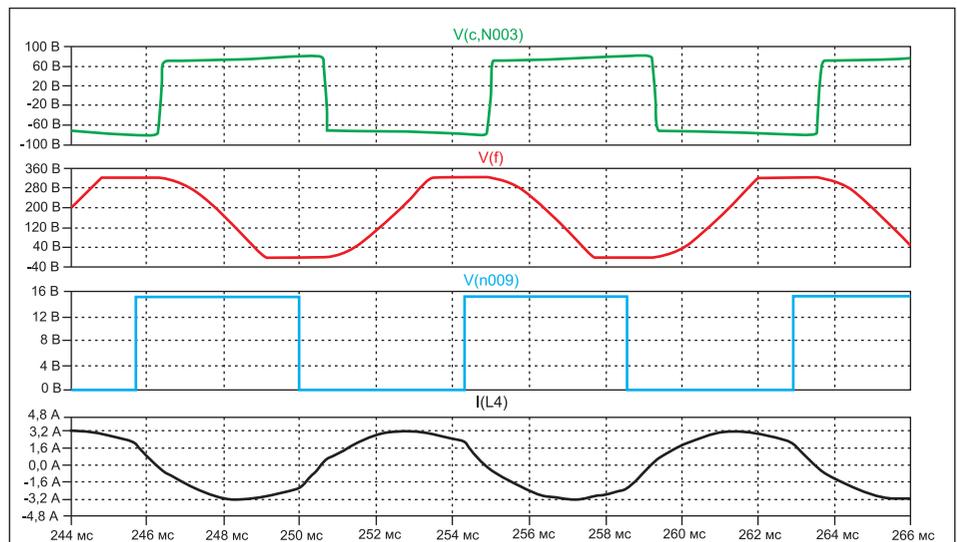


Рис. 2. Временные диаграммы напряжений и токов в преобразователе

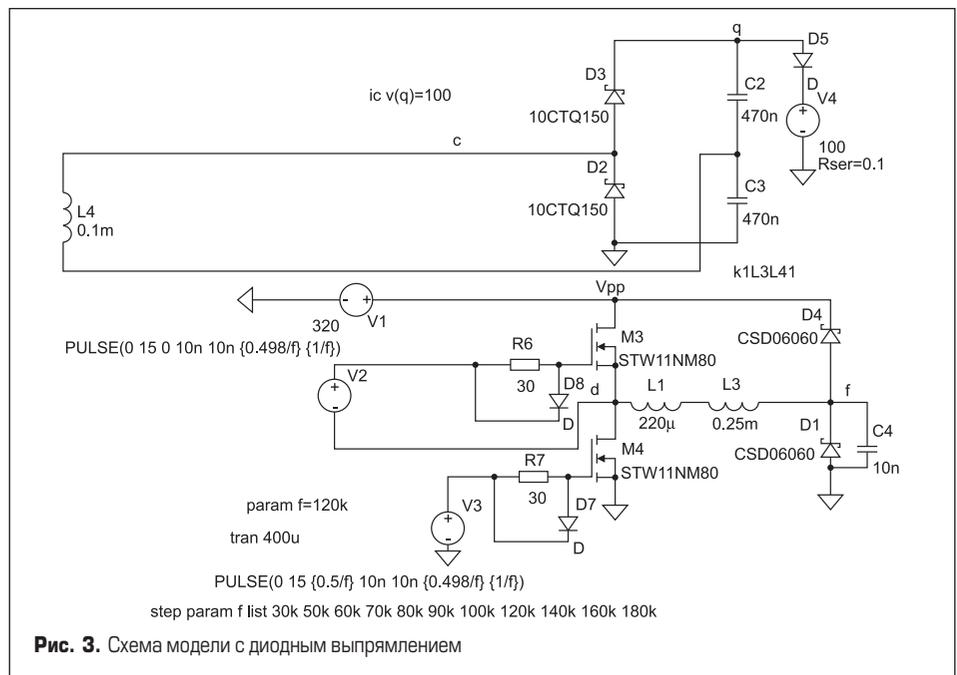


Рис. 3. Схема модели с диодным выпрямлением

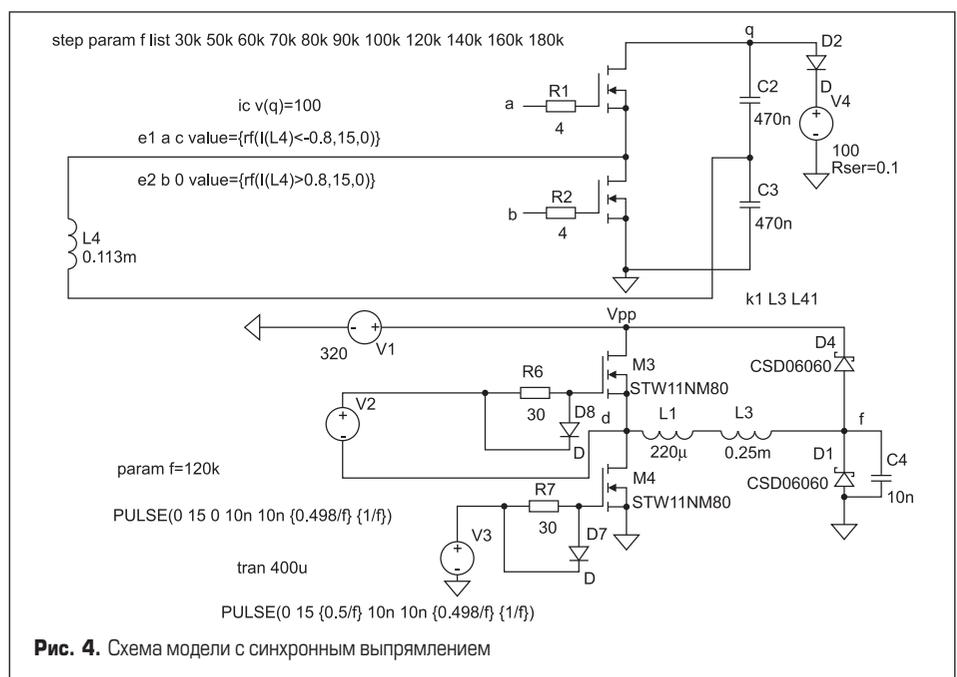


Рис. 4. Схема модели с синхронным выпрямлением

При каждом значении выходного напряжения использовался прибор на соответствующий класс напряжения (таблица).

Рис. 5 поясняет характер протекания электрических процессов на вторичной стороне, где:  $V(f)$  — напряжение на резонансном конденсаторе;  $V(d)$  — напряжение в точке соединения транзисторов T1 и T2 (рис. 1);  $V(c)$  — напряжение на выпрямительном приборе;  $I_d(M1)$  — ток выпрямительного прибора.

Временные диаграммы процессов коммутации ключей выпрямителя на вторичной стороне представлены на рис. 6, 7. Здесь можно отметить, что коммутация транзистора имеет место при малом напряжении  $V(c)$ , что обуславливает малые динамические потери на включение  $P_{on}$ ;

$$P_{on} = 0,5 C_{oss} U_{on}^2 f_{sw} \quad (2)$$

где  $f_{sw}$  — частота работы инвертора,  $U_{on}$  — напряжение на транзисторе в момент включения,  $C_{oss}$  — выходная емкость транзистора. При этом следует учесть, что канал транзистора открывается или закрывается при проводящем встречно параллельном диоде, значит, потери на коммутацию в канале силового прибора не существенны, и ими можно пренебречь.

Процесс выключения выглядит следующим образом (рис. 7).

Здесь отчетливо виден процесс восстановления диодной структурой запирающих свойств. На этом участке наблюдаются потери на выключение, приводящие к снижению эффективно-

сти выпрямителя. По этой причине при выборе прибора для синхронного выпрямления следует обращать внимание на динамические свойства диодной структуры транзистора. В таких случаях «паразитный» диод транзистора шунтируется диодом Шоттки с меньшим прямым падением напряжения, чем на диодной структуре. На рис. 7 видно, что напряжение на диоде становится обратным при некотором «отрицательном» токе и начинает нарастать со скоростью, пропорциональной току вторичной обмотки и заряду обратного восстановления диодной структуры полевого транзистора. Время запирающего диодной структуры определяется выражением:

$$t_{off} = \sqrt{2Q_{rr} \left| \frac{di}{dt} \right|}, \quad (3)$$

где:  $Q_{rr}$  — заряд обратного восстановления диодной структуры;  $S$  — коэффициент «жесткости» запирающего диода:  $|di/dt|$  — скорость уменьшения тока при запираении диода, которая выражается следующим образом:

$$\left| \frac{di}{dt} \right| = \frac{1}{n} \times \frac{V + n \frac{V_{out}}{2}}{L_1}, \quad (4)$$

где:  $n = w_1/w_2$  — коэффициент трансформации трансформатора;  $L_1$  — индуктивность рассеяния трансформатора, приведенная к первичной стороне;  $V$  — напряжение питания инвертора;  $V_{out}$  — выходное напряжение преобразователя.

Мощность потерь выключения в диодной структуре составит при этом:

$$P_{off} = Q_{rr} V_{out} f_{sw} \quad (5)$$

где  $f_{sw}$  — частота работы инвертора.

Следует отметить снижение потерь на выключение из-за ограничения  $di/dt$  индуктивностью рассеяния трансформатора  $Tp1$  на первичной стороне. Другим путем снижения потерь обратного восстановления диодной структуры является применение более сложной схемы управления выпрямителем, в которой транзисторы выключаются в нуле тока.

Амплитуду тока вторичной обмотки можно определить из следующего выражения:

$$I_m = \frac{1}{n} \times \frac{V - n \frac{V_{out}}{2}}{\sqrt{\frac{L_1}{C_1}}}, \quad (6)$$

где  $C_1$  — емкость резонансного конденсатора на первичной стороне. Таким образом, действующее значение тока вторичной обмотки можно определить как  $I_m/\sqrt{2}$ , а значение мощности потерь проводимости в канале прибора можно вычислить так:

$$P_{cond} = 0,25 R_{DSon} I_m^2. \quad (7)$$

$R_{DSon}$  является величиной, зависящей от температуры кристалла  $T_j$ :

$$R_{DSon}(T_j) = R_{DSonMAX}(+25^\circ C) \times \frac{1}{1 + \alpha/100(T_j - 25^\circ C)}, \quad (8)$$

Таблица. Типы используемых приборов при моделировании схем рис. 3 и 4

Наименование прибора	Выходное напряжение, В	Предельные электрические характеристики	Статические параметры	Динамические параметры
PDS 3200	150	200 В, 3 А	$V_F = 0,8$ В	$C_T = 250$ пФ
10CTQ150	100	150 В, 10 А	$V_F = 0,73$ В	$C_T = 200$ пФ
PDS 5100	50	100 В, 5 А	$V_F = 0,68$ В	$C_T = 160$ пФ
Si 4490	150	200 В, 4 А	$R_{ds(on)} = 80$ мОм	$Q_{rr} = 250$ нКл, $C_{rss} = 230$ пФ
FDB 2532	100	150 В, 79 А	$R_{ds(on)} = 16$ мОм	$Q_{rr} = 327$ нКл, $C_{rss} = 135$ пФ
IRF 1312S	50	80 В, 95 А	$R_{ds(on)} = 10$ мОм	$Q_{rr} = 230$ нКл, $C_{rss} = 340$ пФ

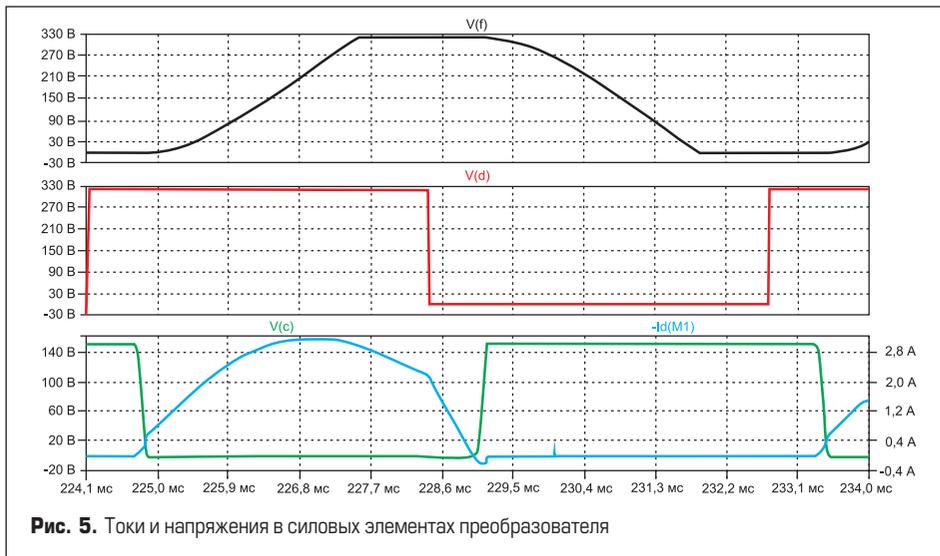


Рис. 5. Токи и напряжения в силовых элементах преобразователя

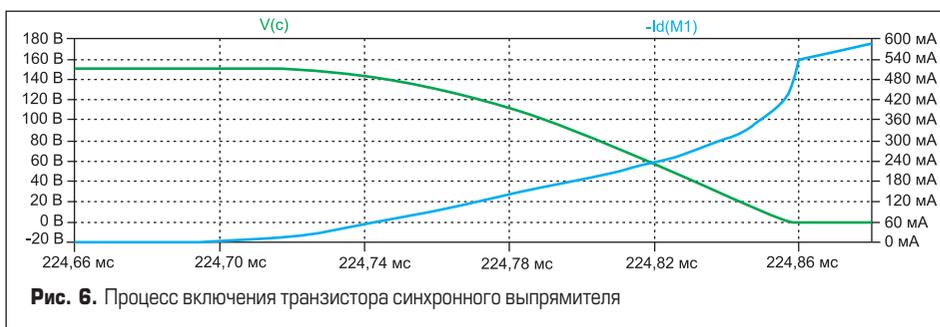


Рис. 6. Процесс включения транзистора синхронного выпрямителя

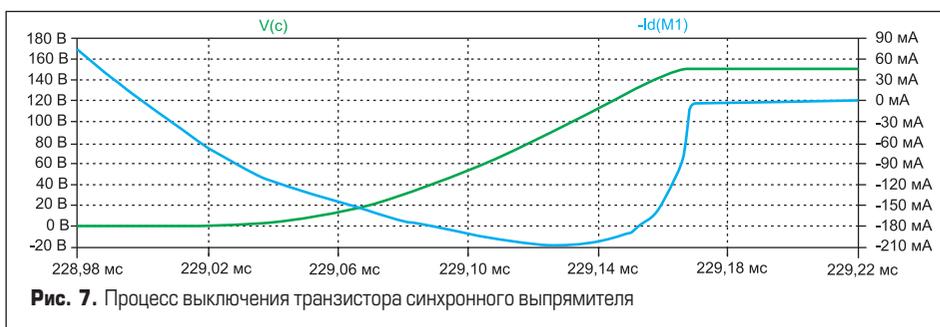


Рис. 7. Процесс выключения транзистора синхронного выпрямителя

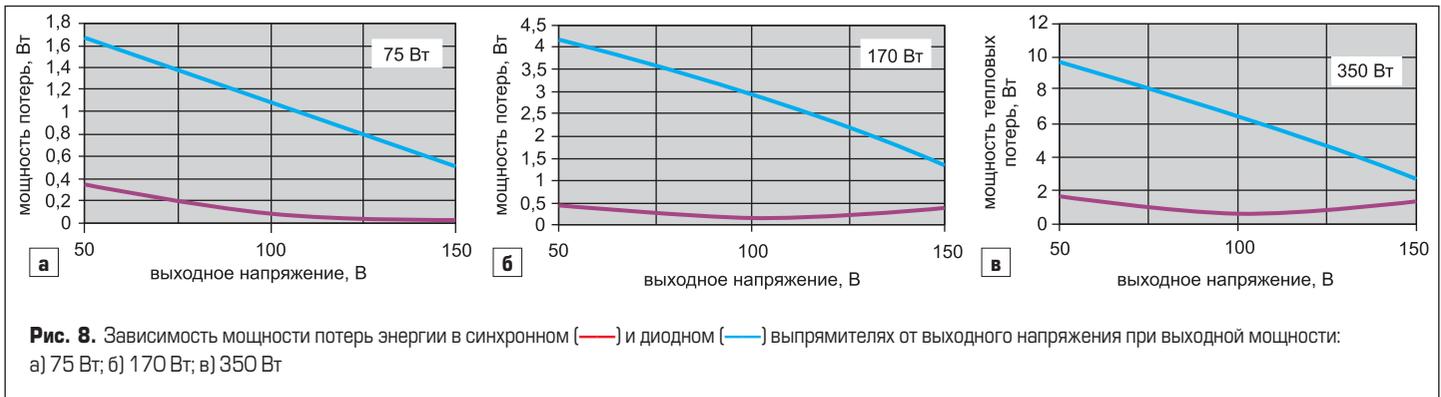


Рис. 8. Зависимость мощности потерь энергии в синхронном (—) и диодном (—) выпрямителях от выходного напряжения при выходной мощности: а) 75 Вт; б) 170 Вт; в) 350 Вт

где  $R_{DSonMAX}(+25\text{ }^\circ\text{C})$  — максимальное значение  $R_{DSon}$  при  $+25\text{ }^\circ\text{C}$ . Коэффициент  $\alpha$  (0,6–0,9) можно определить из справочной литературы.

Время выключения одного транзистора определяет момент времени для включения другого транзистора плеча выпрямления. Транзистор включится с низкими коммутационными потерями, а учитывая синусоидальный характер нарастания тока, можно получить значение тока, при котором транзистор синхронного выпрямителя включается или выключается (при управлении ключами выпрямителя по пороговому значению тока):

$$I = I_m \sin\left(\frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} \times t_{off}\right) \quad (9)$$

Зная ток, при котором закрывается канал полевого транзистора, можно оценить время проводимости диодной структуры на периоде и определить потери в диодной структуре:

$$P_{diode} = 0,5V_f \frac{I^2}{\left|\frac{di}{dt}\right|} f_{sw}, \quad (10)$$

где  $V_f$  — падение напряжения на проводящей диодной структуре транзистора синхронного выпрямителя.

Таким образом, главную роль в потерях энергии в ключах синхронного выпрямителя играют процессы выключения диодной структуры транзистора, а также сопротивление открытого канала. При повышении напряжения уменьша-

ются токи через диод транзистора, уменьшается заряд обратного восстановления, что снижает потери. С другой стороны, у полевых транзисторов увеличивается сопротивление открытого канала с ростом напряжения, что увеличивает потери. Эти обстоятельства поясняют причину неоднозначности преимуществ синхронного выпрямления по отношению к диодному с повышением выходного напряжения.

Отмеченная выше особенность иллюстрируется рис. 8 (а–в), на котором приведена зависимость мощности потерь в синхронном выпрямителе и диодах Шоттки при постоянстве мощности в нагрузке и частоте инвертора 120 кГц. Выбор частоты диктовался практическими соображениями по нахождению компромисса между массо-габаритными параметрами и динамическими потерями в силовых элементах преобразователя. Исследование зависимости мощности потерь в выпрямителях от выходного напряжения проводилось при трех значениях выходной мощности преобразователя (75, 170, 350 Вт), перекрывающих диапазон, характерный для мощных светодиодных светильников.

По рис. 8 (а–в) видно, что синхронный выпрямитель успешно конкурирует с диодным в интервале выходных напряжений до 150 В. Экстраполяция полученных зависимостей приводит к равенству потерь в диодном и синхронном выпрямителе при напряжениях 170–200 В.

Таким образом, можно утверждать, что требованиям высокой эффективности синхронного выпрямления в диапазоне мощностей 75–350 Вт соответствует диапазон напряжений до 150 В включительно.

На рис. 9 показаны зависимости эффективности применения синхронного выпрямления в процентах, вычисленные по формуле:

$$k_{эфф} = (P_{\delta}/P_{вх.\delta} - P_{синх}/P_{вх.синх}) \times 100\%, \quad (11)$$

где:  $k_{эфф}$  — коэффициент повышения эффективности использования синхронного выпрямителя по отношению к диодному;  $P_{\delta}$  — потери в диодном выпрямителе;  $P_{синх}$  — потери в синхронном выпрямителе;  $P_{вх.\delta}$  — мощность, потребляемая преобразователем с диодным выпрямителем;  $P_{вх.синх}$  — мощность, потребляемая преобразователем с синхронным выпрямителем.

### Заключение

- Синхронное выпрямление является эффективным средством снижения мощности потерь на вторичной стороне квазирезонансного DC/DC-преобразователя.
- Определяющую роль в потерях энергии в ключах синхронного выпрямителя играют процессы выключения диодной структуры транзистора и сопротивление открытого канала.
- На основе исследования схемотехнической модели квазирезонансного преобразователя с синхронным выпрямлением на вторичной стороне были получены критерии по оценке ожидаемых потерь, из которых следует, что используемые приборы должны обладать малыми  $R_{DSon}$  и  $Q_{rr}$ .
- Получена расчетная формула для тока, при котором следует подавать управляющие импульсы на ключи выпрямителя (9), исходя из условия наименьших потерь в диоде полевого транзистора, и выражения для оценки потерь в синхронном выпрямителе (5), (7), (10).
- Показано, что верхняя граница применимости синхронного выпрямления для современной элементной базы (полевых транзисторов и диодов Шоттки) находится в области до 150 В включительно при изменении мощности в нагрузке от 75 до 350 Вт.

### Литература

1. Скиннер Э. Выбор правильной структуры источника питания // Силовая электроника. 2010. № 1.
2. Ошурков И., Поляков В.. Квазирезонансный последовательный инвертор с комбинированным управлением для светодиодных приложений // Полупроводниковая светотехника. 2012. № 2.

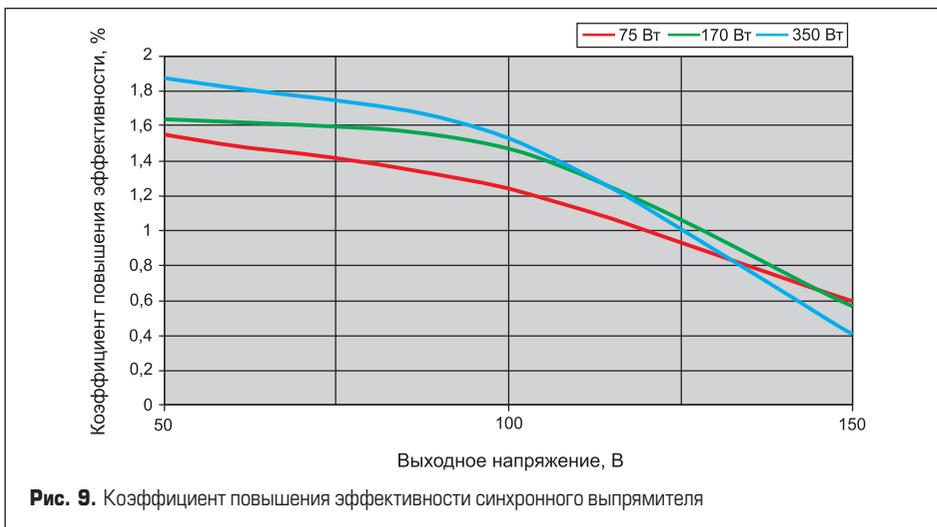


Рис. 9. Коэффициент повышения эффективности синхронного выпрямителя