

# ОБРАТНОХОДОВОЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ДЛЯ СВЕТОДИОДНОГО ОСВЕЩЕНИЯ С РЕГУЛИРОВКОЙ ЯРКОСТИ НА БАЗЕ ТРИАКА

МИХАЭЛЬ ВАЙРИХ (MICHAEL WEIRICH), инженер, Fairchild Global Power Resource Center Europe

*В статье описывается схема обратноходового преобразователя с высоким коэффициентом мощности для систем светодиодного освещения с возможностью использования стандартных диммеров для регулировки яркости светодиодов на базе триака. Статья представляет собой перевод [1].*

Светодиоды для приложений общего освещения чрезвычайно популярны и быстро совершенствуются. Их допустимая мощность увеличивается. Сегодня на рынке можно найти многокристальные модули мощностью до 100 Вт.

Международные стандарты, подобные EN 61000-3-2, регламентируют обязательную коррекцию коэффициента мощности для входной мощности свыше 25 Вт. В новой директиве программы Energy Star для твердотельного освещения требуется, чтобы коэффициент мощности был не менее 0,9 для мощности свыше 3 Вт. Хотя это значение достигается с помощью пассивной коррекции коэффициента мощности, целесообразно найти эффективное решение, с помощью которого можно получить лучшие характеристики и массогабаритные показатели. Обратногоходовой преобразователь, который управляется так, чтобы входной ток имел почти идеальную синусоидальную форму, может быть наиболее экономичным решением, когда необходимо обеспечить изоляцию между входом и выходом.

Кроме высокого значения коэффициента мощности необходимыми условиями являются также высокая эффективность и длительный срок службы, сопоставимый со сроком службы светодиодов.

## ВЫБОР ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

Для изолированных источников питания мощностью до 100 Вт чаще всего применяют обратноходовые преобразователи (ОП) из-за их простоты (см. рис. 1). Принцип действия ОП хорошо известен, и мы не будем останавливаться на его описании.

Обычно импульсные источники питания могут работать в двух различных режимах: прерывистом режиме про-

водимости (Discontinuous Conduction Mode — DCM), когда MOSFET включается только после того, как ток в диоде  $D_{Rect}$  падает до нуля, и непрерывном режиме проводимости (Continuous Conduction Mode — CCM), когда MOSFET включен при наличии тока через диод  $D_{Rect}$ . Иногда встречается третий режим — граничный режим проводимости (Boundary Conduction Mode — BCM), когда MOSFET всегда включается сразу после того, как ток через диод становится равным нулю. Из названия этого режима следует, что режим BCM — граничный между режимами DCM и CCM.

Используя соответствующий метод управления и сделав некоторые изменения во входной цепи, можно обеспечить почти идеальное соответствие входного тока обратноходового преобразователя входному напряжению. Другими словами, для сети ОП будет являться почти активной нагрузкой. При реализации ОП с высоким коэффициентом мощности используются, главным образом, два метода управления. Первый метод — это хорошо известная из литературы схема, использующая BCM-контроллер с коррекцией коэффи-

циента мощности. При таком подходе нужно обеспечить высокое напряжение  $V_{DS}$  для того, чтобы достичь коэффициента мощности, близкого к 1.

При втором, менее известном подходе, источник питания работает в режиме DCM при постоянной частоте коммутации  $f_s$  и рабочем цикле, который является постоянным, по крайней мере, в течение одного полупериода сетевого напряжения. В этом случае коэффициент мощности хотя бы теоретически может достичь единицы без увеличения  $V_{DS}$ .

На рисунке 2 показаны временные соотношения работы обратноходового преобразователя с коррекцией коэффициента мощности в режиме DCM во время одного полупериода сетевого напряжения. Поскольку время включения MOSFET поддерживается постоянным, пиковое значение тока стока точно отслеживает форму входного напряжения. Из-за постоянной частоты  $f_s$  усреднение импульсного входного тока (с помощью фильтра электромагнитных помех источника питания) дает форму сигнала тока, пропорциональную входному напряжению. На рисунке 2 также показано,

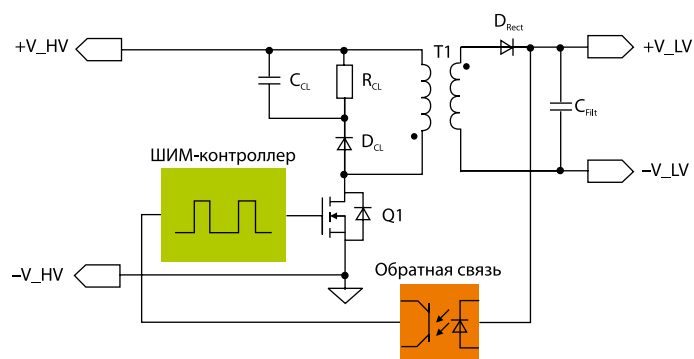


Рис. 1. Упрощенная схема импульсного источника питания на базе обратноходового преобразователя

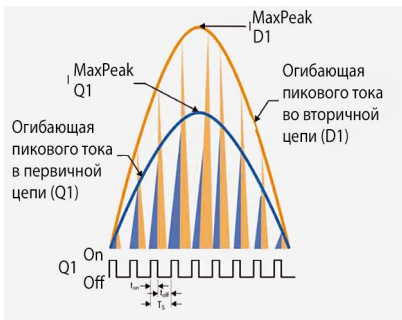


Рис. 2. Временная диаграмма работы и тока в обратнoходовом преобразователе с коррекцией коэффициента мощности в режиме DCM

что источник питания работает в граничном режиме на максимуме линейного напряжения, хотя он переходит глубже в DCM-режим, когда линейное напряжение падает до нуля.

Этот метод достижения высокого коэффициента мощности может быть идеально реализован с помощью ШИМ-контроллера напряжения. При этом режим DCM будет обеспечиваться путем подбора величины индуктивности трансформатора. Когда используется контроллер напряжения, то входное напряжение, которое служит опорным источником для пикового тока стока MOSFET, не требуется. С другой стороны, контроллер тока имеет много преимуществ для стандартных автономных приложений, поэтому современный контроллер напряжения для автономных приложений на рынке найти непросто.

Решением может стать применение одного из готовых контроллеров тока с постоянной частотой коммутации (например, FAN6862) и использование входного напряжения в качестве опорного для пикового тока ключа, как в контроллере с коррекцией коэффициента мощности FAN7527. Как и для FAN7527, в этом случае понадобится устройство умножения, т.к. синусоидальный опорный сигнал должен быть модулирован сигналом обратной связи для того, чтобы стабилизировать выходное напряжение или ток.

К счастью, есть простой способ сделать контроллер напряжения из контроллера тока. В обоих типах контроля выход усилителя ошибки сравнивается с линейно нарастающим сигналом, чтобы сгенерировать ШИМ-сигнал ключа. В токовом режиме этот линейно нарастающий сигнал генерируется прямо из тока ключа, а в режиме напряжения он формируется встроенным генератором с пилообразным выходным сигналом. Когда нарастающий сигнал, который поступает на токочувствительный вход контроллера тока, подается от генератора пилообразного сигнала вместо шунтирующего резистора, контроллер работает как раз в режиме напряжения. Конечно, линейный нарастающий сигнал должен быть синхронизирован с внутренним генератором кристалла.

Как показано на рисунке 3, это можно реализовать с помощью устранения соединения между токочувствительным шунтирующим резистором R2 и токочувствительным входом контроллера тока и введением цепи R1, C1 и Q2. Q2 — это р-канальный JFET со встроенным каналом, который соединяет токочувствительный вход с землей, когда потенциал на его затворе находится в состоянии низкого уровня. Когда внутренний генератор инициирует цикл переключения, выходное напряжение контроллера повышается до напряжения, равного примерно 15 В, включая Q1 и выключая Q2. Тогда конденсатор C1 заряжается через R1 от напряжения питания кристалла, передавая почти линейно нарастающее напряжение на токочувствительный вход контроллера. Как только линейно нарастающее напряжение достигает уровня, установленного цепью обратной связи, ШИМ-компаратор переключается и запускает драйвер затвора. Теперь Q1 — выключен, а Q2 снова включен и разряжает C1. Ясно, что рабочий цикл каждого периода переключения зависит только от напряжения обратной связи, а не от тока через Q1: контроллер работает как ШИМ-контроллер напряжения.

**КВАЗИРЕЗОНАНСНЫЙ РЕЖИМ РАБОТЫ**

Рассмотренный обратнoходовой преобразователь — это так называемый преобразователь с жестким переключением (hard switching). Это означает, что MOSFET выключается, когда ток стока имеет большую величину, и включается, когда напряжение стока велико. Поскольку спадающий/возрастающий ток и возрастающее/спадающее напряжение перекрываются в каждом цикле переключения, их произведение не является пренебрежимо малым, и рассеивается заметная величина мощности, которую называют потерями на переключение при каждом переходном процессе. В обратнoходовом преобразователе в режиме DCM ток отсутствует, когда включается MOSFET, но внутренняя емкость транзистора  $C_{DS}$  должна быть разряжена, а энергия, накопленная на этой емкости, должна быть рассеяна. Если учесть, что накопленная энергия равна  $0,5 \times C_{DS} \times V_{DS}^2$ , то становится ясным, что лучше всего включать MOSFET при как можно меньшем значении  $V_{DS}$ .

Можно заметить, что в обратнoходовом преобразователе с жестким переключением, работающем в режиме DCM, наблюдаются колебания напряжения стока сразу после полной передачи энергии во вторичную цепь и размагничивания трансформатора. Эти колебания вызваны индуктивностью в первичной цепи трансформатора  $L_p$  и емкостью сток-исток  $C_{DS}$  MOSFET. Квазирезонансная топология контролирует сигналы на стоке транзистора и детектирует минимум этих колебаний при включении MOSFET. При таком методе потери на переключение снижены и могут быть уменьшены за счет увеличения напряжения  $V_{DS}$  при выключении.

Не углубляясь в детали, можно сказать, что недостаток традиционного метода квазирезонансной коммутации заключается в увеличении частоты коммутации при уменьшении нагрузки, поскольку коммутация синхронизируется также с процессом размагничивания трансформатора. Последнее происходит тем быстрее, чем ниже уровень тока нагрузки. Даже если при квазирезонансной коммутации потери на переключение снижаются, работа на высокой частоте при малой нагрузке в таких условиях ухудшает баланс нагрузки.

Вследствие этого современные квазирезонансные контроллеры используют улучшенный механизм детектирования минимального напряжения стока. Например, в FAN6300A имеется определенное минимальное время, равное 8 мкс, когда схема синхронизации заблокирована. Только по истече-

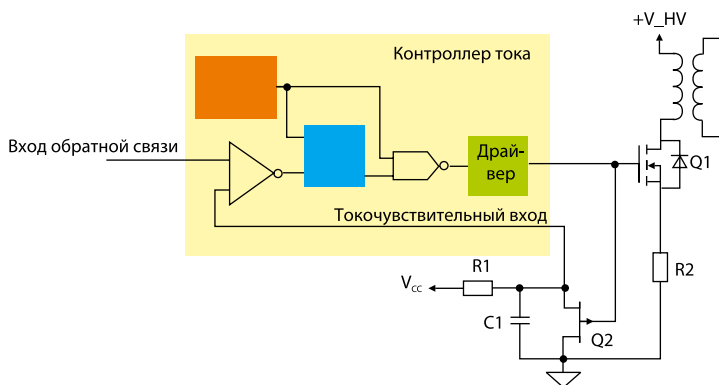


Рис. 3. Превращение ШИМ-контроллера тока в ШИМ-контроллер напряжения



		Акселерометры							
		Низкий шум/высокая производительность		Высокое разрешение/производительность					
Маленький размер 3-х осевой	-	LIS332AX/ AR <sup>1</sup> 100 µg/√Hz ±2g	LIS331AL 300 µg/√Hz ±2g	LIS33DE <sup>3</sup> 8-bit ±2/±8g	LIS331DL <sup>2</sup> 8-bit ±2/±8g	LIS331DLF/ M 6/8-bit ±2/±4/±8g	LIS331DLH <sup>1</sup> 12-bit ±2/±4/±8g	LIS331HH <sup>1</sup> 12-bit ±6/±12/±24g	LIS3DH <sup>1</sup> 12-bit ±2/±4/±8/±16g
		3 x 3 x 0.9	3 x 3 x 0.9	3 x 3 x 0.9	3 x 3 x 0.9	3 x 3 x 0.9	3 x 3 x 0.9	3 x 3 x 0.9	3 x 3 x 0.9
		LIS352AX/ AR 100 µg/√Hz ±2g	LIS302SG 200 µg/√Hz ±2g	LIS35DE <sup>3</sup> 8-bit ±2/±8g	LIS302DL <sup>2</sup> 8-bit ±2/±8g		LIS302DLH <sup>1</sup> 12-bit ±2/±4/±8g		New
	3 x 5 x 0.9	3 x 5 x 0.9	3 x 5 x 0.9	3 x 5 x 0.9		3 x 5 x 0.8			
	LIS344ALH <sup>1</sup> 2 50 µg/√Hz ±2/±6g	LIS344AL 275 µg/√Hz ±3.5g			LIS3LV02DL 12-bit ±2/±6g				
	4 x 4 x 1.5	4 x 4 x 1.5			4.4 x 7.5 x 0.9				
Маленький размер 2-х осевой	+	LIS244ALH 50 µg/√Hz ±2/±6g	LIS244AL 220 µg/√Hz ±2g	LIS202DL 8-bit ±2/±8g					
	+	4 x 4 x 1.5	4 x 4 x 1.5	3 x 5 x 0.9					
Analog I/F				Digital I/F (I <sup>2</sup> C/SPI)					

- 1: High performance
- 2: High runner
- 3: Cost sensitive

		Гироскопы			
		Yaw	Pitch and roll	Pitch and yaw	Yaw, pitch and roll
Увеличенный функционал		LY3200ALH ±2000°/s	LPR4150AL ±1500°/s	LPY4150AL ±1500°/s	L3G4200D ±2000°/s Digital
		LY3100ALH ±1000°/s	LPR450AL ±500°/s	LPY450AL ±500°/s	L3G4200D ±500°/s Digital
		LY330ALH ±300°/s	LPR430AL ±300°/s	LPY430AL ±300°/s	L3G4200D ±250°/s Digital
			LPR410AL ±100°/s	LPY410AL ±100°/s	
		LPR403AL ±30°/s	LPY403AL ±30°/s		
		3 x 5 x 1	4 x 5 x 1	4 x 5 x 1	4 x 4 x 1



ТЕХНИЧЕСКАЯ ПОДДЕРЖКА • СОПРОВОЖДЕНИЕ ПРОЕКТОВ • СКЛАД

**САНКТ-ПЕТЕРБУРГ**  
198099, Россия,  
Санкт-Петербург,  
ул. Калинина, д. 13  
Тел.: +7 (812) 325-36-85  
Факс: +7 (812) 786-85-79  
E-mail: micro@mtgroup.ru

**МОСКВА**  
Россия, Москва,  
ул. Красноармейская,  
д. 11, корп.1  
Тел.: +7 (495) 988-20-73  
Факс: +7 (495) 988-20-74  
E-mail: info@mosmtgroup.ru



НОВАЯ / РОССИЯ  
ЭЛЕКТРОНИКА  
19-21 АПРЕЛЯ 2011  
ФОРУМ И ВЫСТАВКА. МОСКВА. ЭКСПОЦЕНТР.  
ВСТРЕТИМСЯ...

нии этого времени возможно детектирование следующего минимального напряжения стока. В результате происходит детектирование не первого, а «энного» минимума напряжения стока. Если это минимальное время ожидания увеличивается при уменьшении уровня обратной связи, т.е. при уменьшении нагрузки, то можно еще уменьшить частоту коммутации, что позволяет получить высокую эффективность при малом токе нагрузки.

### СТАБИЛИЗАЦИЯ В ПЕРВИЧНОЙ ЦЕПИ

Светодиоды управляются постоянным током. Это обычно достигается за счет обратной связи по току с помощью схемы с оптической развязкой (см. рис. 1). Стандартным способом реализации такой схемы является использование операционных усилителей, которые нуждаются в стабилизированном напряжении питания, что существенно усложняет вторичную цепь. Помимо этого, оптопара — это компонент с ограниченным сроком службы при повышенной температуре, которая обычно наблюдается в типичных балластных приложениях.

Методом, который исключает необходимость использования сложной схемы во вторичной цепи и увеличивает срок службы устройства из-за отсутствия оптопары, является так называемая стабилизация в первичной цепи.

При таком методе используются тот факт, что два различных выходных напряжения обратного преобразователя определяются, в основном, коэффициентом трансформации,

равным отношению числа витков первичной и вторичной обмоток трансформатора. Если один из выходов, скажем тот, который генерирует  $V_{CC}$  для ШИМ-контроллера, стабилизирован, другие будут также относительно стабильными.

Когда речь идет о стабилизации выходного тока, то ситуация становится немного сложнее. Базовый расчет показывает, что время включенного состояния MOSFET должно меняться пропорционально квадратному корню напряжения нагрузки, чего достичь не так просто. Если изменение напряжения нагрузки ограничено более узким диапазоном, как в случае светодиода, то допустима линейная аппроксимация квадратного корня напряжения. Как это реализуется, становится понятным, если рассмотреть работу полной схемы светодиодного балласта.

### ПОЛНАЯ SCHEMA СВЕТОДИОДНОГО БАЛЛАСТА

Работу реальной схемы можно рассмотреть на примере принципиальной схемы, показанной на рисунке 4. Слева показаны фильтр электромагнитных помех и выпрямитель. Металлооксидный варистор (MOV) на входе ограничивает броски напряжения линии. Конденсатор C102 после выпрямителя имеет относительно малую емкость, чтобы обеспечить предполагаемое высокое значение коэффициента мощности. В результате, на входе реального обратного преобразователя не постоянное напряжение, а сигнал, состоящий из положительных

полуолн, повторяющий форму линейного напряжения.

Контроллер FAN6300A имеет встроенную схему запуска, которая может быть непосредственно подсоединена к выпрямляемому напряжению сети. При запуске конденсатор C105 заряжается примерно до 15 В, и контроллер начинает функционировать. Вместе с этим для того, чтобы ограничить рассеивание мощности, блокируется встроенная схема запуска. Когда контроллер находится в активном состоянии и запускает MOSFET Q101, напряжение питания генерируется на соответствующей обмотке трансформатора через D103 и отфильтровывается на конденсаторе C111. Поскольку напряжение на последней обмотке трансформатора пропорционально напряжению на стоке, сигнал синхронизации для квазирезонансного переключения может быть сформирован из этого напряжения. Как упоминалось выше, входное напряжение меняется от нуля до максимального напряжения линии, так же как и синхронизирующий сигнал. Цепь R105 и D107 формирует стабилизированный сигнал в течение всей полуолны.

Выходное напряжение стабилизируется с помощью цепи D104, R101 и Q103, а конденсатор C107 используется для частотной компенсации цепи обратной связи. Когда балласт работает в режиме постоянного тока, напряжение на выводе обратной связи ограничивается резистором R109.

Схема, которая служит для перевода контроллера в режим стабилизации напряжения, показана справа внизу на

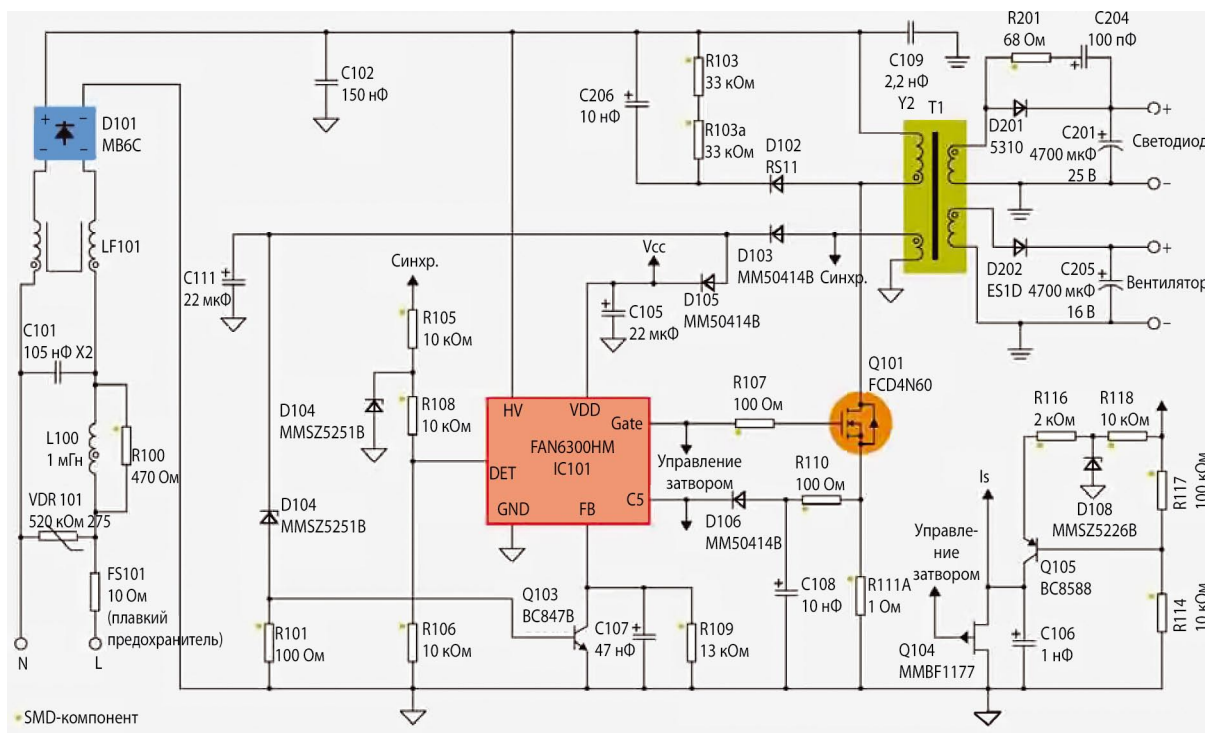


Рис. 4. Полная электрическая схема светодиодного балласта с высоким коэффициентом мощности и возможностью регулировки яркости

рисунке 4. В отличие от рисунка 3, в ней конденсатор заряжается от источника тока, который увеличивает ток заряда, когда входное напряжение, и, следовательно,  $V_{CC}$  падает. Это обеспечивает линейное снижение времени включенного состояния при уменьшении выходного напряжения, что весьма точно аппроксимирует постоянный ток на выходе. Частота коммутации равна 100 кГц, что обеспечивает передачу энергии с помощью трансформатора типа EF20.

Цепь R111A, R110, C108 и D106 обеспечивает защиту от перегрузки по току для Q101 и является бездействующей в нормальном режиме работы. Во вторичной цепи имеются два выхода: первый (14 В/1,4 А) — для управления светодиодным модулем, второй (5 В/0,2 А) — для вентилятора, встроенного в радиатор светодиодного модуля. Их суммарная выходная мощность — 21 Вт.

Как уже было сказано, рабочий цикл должен быть практически постоянным в течение полуволны сетевого напряжения, т.е. цепь обратной связи должна иметь низкое быстродействие с частотой перегиба ниже 25 Гц. Это достигается с помощью достаточно высоких емкостей конденсаторов C105 и C111. Медленная реакция цепи обратной связи не является проблемой, т.к. светодиод — не слишком динамичная нагрузка.

Схема балласта была смонтирована на двух печатных платах, которые помещаются в цилиндр диаметром 48 мм и высотой 42 мм. Эти печатные платы спроектированы так, чтобы их можно было разместить на радиаторе Nuventix MR16.

При напряжении на входе 230 В<sub>RMS</sub> и выходной мощности 21 Вт была получена эффективность 85%. Из-за относительно высокого выходного тока каскад выпрямления во вторичной цепи является одним из основных источников потерь мощности. Если балласт спроектировать для работы с более высоким выходным напряжением и более низким током, эффективность слегка повысится.

Как показали измерения на схеме, коэффициент мощности составил 0,98, а общие гармонические искажения входного тока — 7%. Осциллограммы входного напряжения и тока показаны на рисунке 5.

#### РЕГУЛИРОВКА ЯРКОСТИ

Поскольку балласт работает в режиме напряжения и имеет особую цепь обратной связи, выходная мощность пропорциональна среднеквадратичному значению входного напряжения. Если входное напряжение уменьшится, то выходная мощность, а точнее говоря, яркость свечения светодиодов также уменьшится.

Балласт был протестирован совместно с электронными диммерами различных типов. Так называемые троник-диммеры (или диммеры с отсечкой фазы), которые

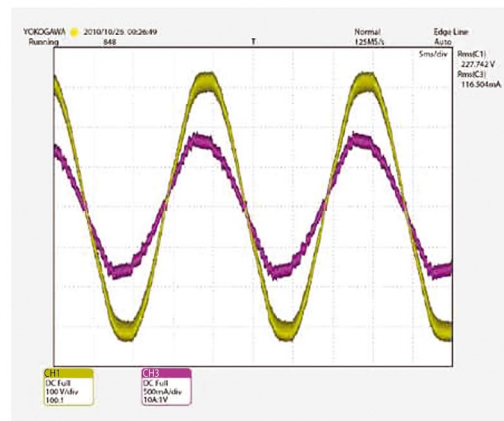


Рис. 5. Осциллограммы входного напряжения (CH1) и тока (CH2) балласта

предназначены для использования с электронными трансформаторами для галогенных ламп, работают отлично, т.к. коммутирующим элементом в них является не триак, и его работа не связана с определенной величиной тока удержания.

Многие стандартные диммеры на базе триака с отсечкой фазы также работают хорошо, хотя в этом случае ситуация сложнее. Поскольку для работы триаков требуется определенный ток удержания, который связан с минимальной управляемой мощностью, те диммеры, которые имеют малую величину минимальной мощности (например, в 20 Вт), подходят лучше, чем диммеры с высоким значением минимальной мощности. В действительности это не отличается от использования ламп накаливания с диммерами на базе триака. Но поскольку 20-Вт светодиоды могут быть использованы вместо 75-Вт ламп накаливания, могут возникнуть трудности при встраивании диммера, рассчитанного на минимальную нагрузку 50 Вт.

Другой проблемой при работе с некоторыми диммерами может стать переходный процесс в виде затухающих колебаний («звон») на входном фильтре и конденсаторе C102, что может вызвать аварийное отключение и перезапуск триака. В этом случае помогает гасящая цепь, состоящая из резистора номиналом 470 Ом/2 Вт, последовательно включенного с пленочным конденсатором номиналом 100 нФ/400 В. Эту цепь следует вводить только при необходимости, т.к. она рассеивает некоторую мощность и ухудшает эффективность устройства.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Michael Weirich. Triac Dimmable Primary Side Regulated Flyback // LED Professional, Jan/Feb 2011.

#### СОБЫТИЯ РЫНКА

##### НОВОЕ ИМЯ: TYSCO ELECTRONICS СТАЛА TE CONNECTIVITY

Фирма TySCO Electronics со штаб-квартирой в Швейцарии решила изменить название на TE Connectivity Ltd. Утверждение швейцарскими органами ожидается к концу месяца. Биржевое сокращение (NYSE), а именно — TEL — остается неизменным. По утверждению исполнительного директора Тома Линча (Tom Lynch), новое название фирмы лучше отражает профиль предприятия. TE Connectivity предлагает пассивные элементы, электромеханику и аналоговые компоненты. В общей сложности это свыше 500 тыс. продуктов, продажи которых обеспечили годовой оборот в размере 12,1 млрд долл.

[www.elcomdesign.ru](http://www.elcomdesign.ru)

ООО  
СМП



ИНТЕРНЕТ-МАГАЗИН  
[www.SMD.ru](http://www.SMD.ru)

электронные  
**для поверхностного  
монтажа**

**НОВОЕ В ПРОГРАММЕ ПОСТАВОК**

- катушки индуктивности 6x6 мм, до 12 А
- разъем микро USB



Москва, ул. Балтийская, 13; e-mail: [sale@smd.ru](mailto:sale@smd.ru)  
Тел.: (499) 158-7396, (495) 940-6244, (499) 943-8780