

Александр Пескин | apeskin@mail.ru

Светодиодные драйверы освещения на микросхемах HT7L5820/5821

фирмы HOLTEK

➔ Не так давно компания Holtek Semiconductor предложила новые микросхемы HT7L5820/5821, предназначенные для использования в драйверах светодиодных ламп, используемых в светильниках наружного освещения и внутренних потолочных светильниках. Благодаря высокому уровню функциональной интеграции, производителю удалось обеспечить значительную эффективность изделий при минимальном количестве внешних компонентов.

Микросхемы HT7L5820/5821 [1] представляют собой высокоинтегрированные устройства, содержащие контроллер активной коррекции фактора мощности (Power Factor Correction, PFC) и обратного ШИМ-контроллер с квазирезонансным регулятором тока, и имеют следующие особенности:

- широкий диапазон входного переменного напряжения (85–265 В);
- наличие встроенных полевых JFET (Junction gate field-effect transistor) с быстрым запуском;
- наличие встроенного каскада минимизации суммарных нелинейных искажений (Total Harmonic Distortion, THD);
- внутренний «мягкий» запуск ШИМ-контроллера длительностью 9,6 мс;
- высокий коэффициент мощности и компенсация максимальной или избыточной мощности;
- более высокая эффективность и более низкие электромагнитные помехи (Electromagnetic Interference, EMI) по сравнению с обычными ШИМ-системами без квазирезонансного регулятора тока и др.

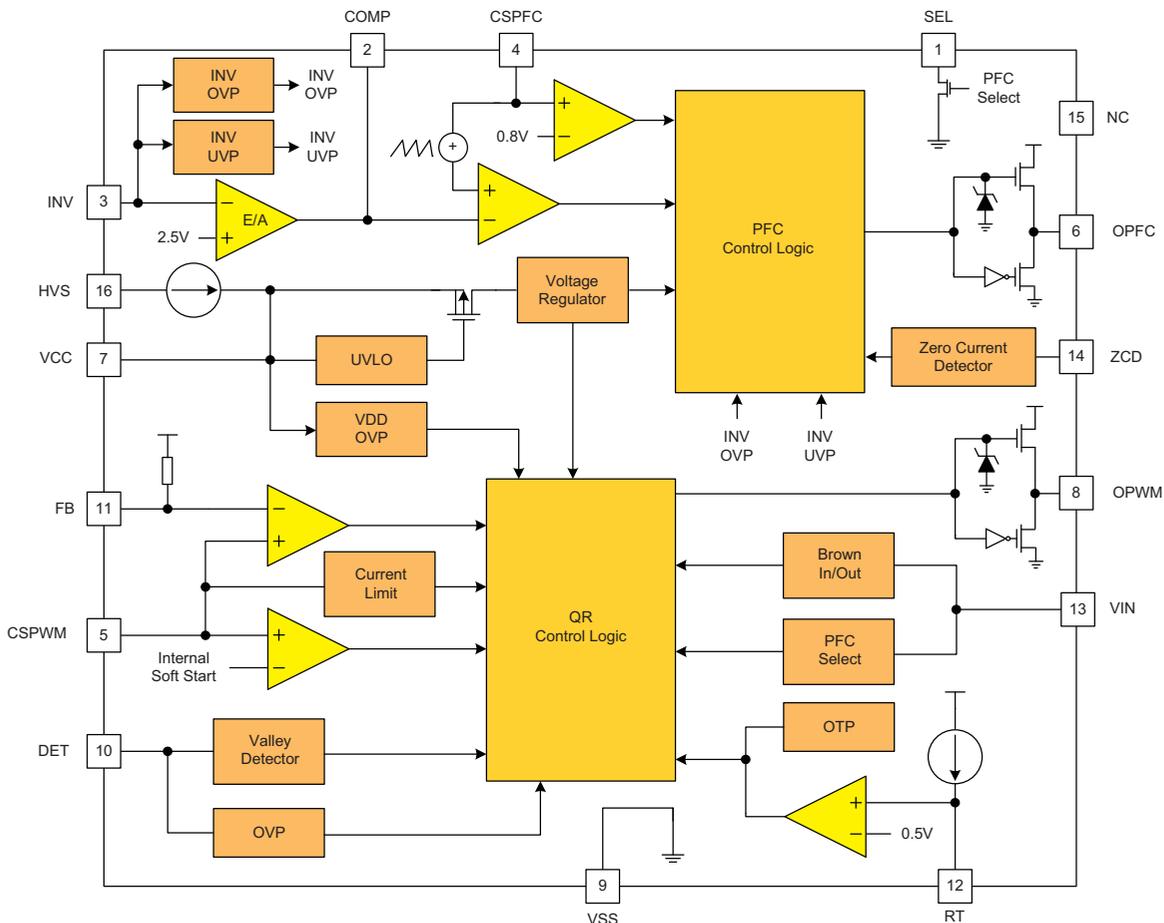


Рис. 1. Структурная схема микросхем HT7L5820/5821

Микросхемы обеспечивают ряд встроенных защитных функций с автоматическим восстановлением (HT7L5820) или с фиксацией состояния (HT7L5821):

- от пониженного (UVP) и повышенного питания (OVP);
- от перегрузки по току и напряжению (OLP);
- от короткого замыкания в нагрузке (SCP) и обрыва в ней;
- от превышения температуры (OTP) свыше +140 °С.

Структурная схема микросхем HT7L5820/5821 приведена на рис. 1, а типовая схема их включения — на рис. 2.

Назначение выводов микросхем HT7L5820/5821 приведено в таблице 1, а их расположение на корпусе 16NSOP-A, в котором они выпускаются, — на рис. 3.

Рассмотрим структурную схему микросхем (рис. 1) и типовую схему их включения (рис. 2) более подробно и начнем с узлов, относящихся к контроллеру PFC (схеме PFC).

Усилитель сигналов ошибки E/A используется для регулирования выходного напряжения схемы PFC. Инвертирующий вход этого усилителя (вывод INV микросхемы) подключен к резистивному делителю, который, в свою очередь, через диод подключен к источнику выпрямленного

Таблица 1. Назначение выводов микросхем HT7L5820/5821

Номер вывода	Обозначение вывода	Описание вывода
1	SEL	Выход выбора режима схемы PFC
2	COMP	Подключение компенсационного конденсатора схемы PFC
3	INV	Инвертирующий вход усилителя сигналов ошибки схемы PFC
4	CSPFC	Измерительный вход определения тока внешнего MOSFET схемы PFC
5	CSPWM	Измерительный вход определения тока внешнего MOSFET схемы обратногоходового ШИМ-контроллера
6	OPFC	Выход управляющего сигнала для внешнего MOSFET схемы PFC
7	VCC	Напряжение питания
8	OPWM	Выход управляющего сигнала для внешнего MOSFET схемы обратногоходового ШИМ-контроллера
9	VSS	Общий провод
10	DET	Вывод обнаружения нулевого тока обратной связи
11	FB	Вход сигнала обратной связи с фототранзистора оптопары
12	RT	Вход подключения внешнего терморезистора защиты
13	VIN	Чувствительный вход подачи сетевого напряжения
14	ZCD	Вход детектора обнаружения нулевого тока схемы PFC
15	NC	Не используется
16	HVS	Вход первоначального запуска от сетевого напряжения

сетевого напряжения. Входное напряжение усилителя ошибки сравнивается с внутренним опорным напряжением 2,5 В, и выходной сигнал заряжает и разряжает компенсационный конденсатор, подключенный к выводу COMP микросхемы. Напряжение на этом конденсаторе определяет время включения контроллера PFC для регулирования выходного напряжения.

Всякий раз, когда напряжение на выводе INV будет ниже опорного, это приводит к увеличению крутизны усилителя

ошибки и, в свою очередь, увеличению рабочего цикла схемы PFC, что компенсирует медленное изменение напряжения на выводе COMP и, следовательно, приводит к более быстрому динамическому отклику схемы PFC.

С помощью вспомогательной обмотки индуктора схемы PFC, подключенной между общим проводом и выводом ZCD микросхемы, устройство выполняет обнаружение нулевого тока. При нормальной работе, когда MOSFET схемы PFC выключен, накопленная в индукторе энергия поступает на выход, и напряжение на выводе ZCD уменьшается. Когда оно становится ниже 0,7 В, срабатывает внутренний компаратор Zero Current Detector, и генерируется сигнал затвора MOSFET схемы PFC. Если на выводе ZCD сигнал не обнаружен, устройство обеспечивает перезапуск через 190 мкс после последнего сигнала управления PFC. Максимальное и минимальное напряжения вывода ZCD внутренне фиксируются на уровнях 5,7 и 0 В соответственно.

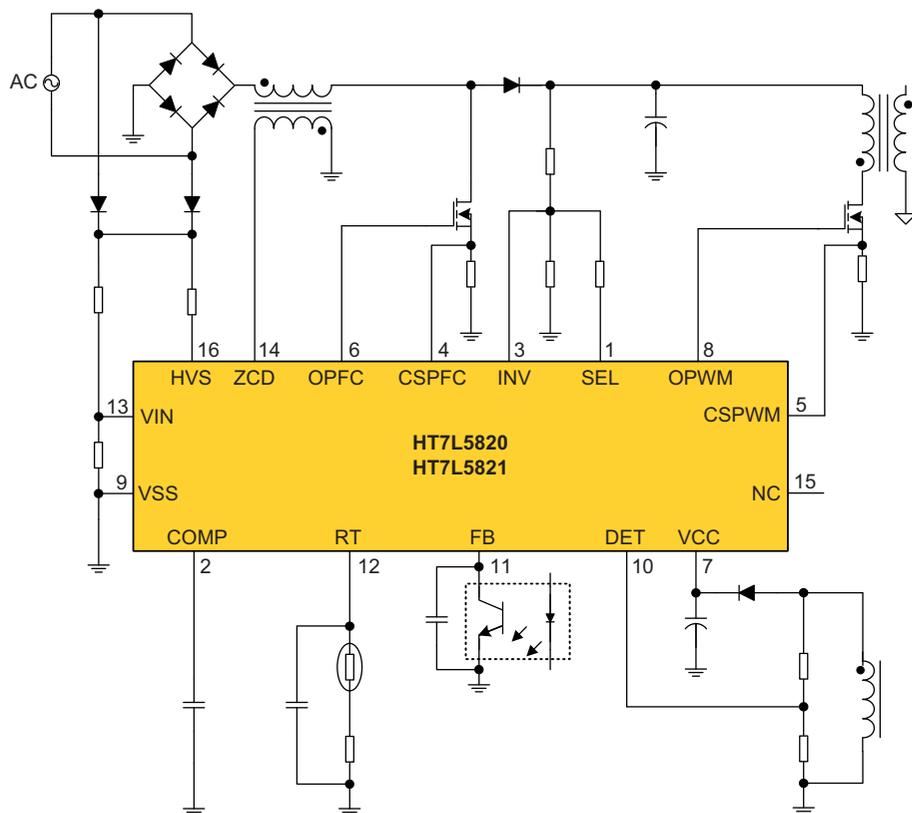


Рис. 2. Типовая схема включения микросхем HT7L5820/5821

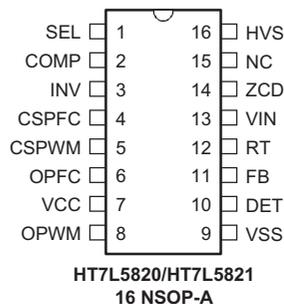


Рис. 3. Расположение выводов микросхем HT7L5820/5821 на корпусе 16NSOP-A (вид сверху)

В зависимости от уровня напряжения на входном выводе VIN микросхемы может быть включен или выключен встроенный переключатель, выход которого через вывод SEL управляет выбором режима схемы PFC.

Устройство оснащено функцией защиты от понижений (провалов) и превышений входного переменного напряжения с использованием резистивного делителя, подключенного к выводу VIN микросхемы. Когда входное напряжение падает, и напряжение V_{VIN} опускается ниже 0,9 В в течение 100 мс, активируется функция защиты UVP, и напряжение на выводе COMP фиксируется примерно на уровне 1,6 В. Поскольку более низкое напряжение на этом выводе приводит к уменьшенному времени включения схемы PFC, выходное напряжение уменьшается. Соответственно уменьшается напряжение и на выводе INV и, когда оно опускается ниже 1,2 В, устройство отключает все операции коммутации схемы PFC и ШИМ-контроллера, а напряжение V_{CC} входит в «икающий» (прерывистый) режим, который продолжается, пока напряжение V_{VIN} не превысит 1,25 В (типичное значение), и V_{CC} снова не достигнет уровня включения.

Вывод CSPFC микросхемы используется для определения тока внешнего переключающего MOSFET схемы PFC. Во время нормальной работы схемы напряжение на этом выводе сравнивается внутренним компаратором с пороговым напряжением 0,8 В, и когда напряжение на выводе становится больше, управляющая логика PFC Control Logic отключает выходной сигнал. Номинал измерительного резистора, подключенного к выводу CSPFC микросхемы (между стоком MOSFET и общим проводом), выбирается с учетом величины пикового тока MOSFET.

В каскады схемы PFC микросхемы встроены функции защиты от перенапряжения (OVP) и пониженного напряжения (UVP). Обе функции активируются, когда напряжение на выводе INV становится больше 2,65 В (в первом случае) или меньше 0,35 В (во втором), при этом немедленно прекращаются операции переключения контроллера PFC. Время отклика этих схем защиты устанавливается равным примерно 70 мкс, чтобы избежать ошибочных отключений.

Рассмотрим теперь узлы, относящиеся к квазирезонансному преобразователю с обратногоходовым ШИМ-контроллером (схеме квазирезонансного ШИМ-контроллера).

Для запуска используется вывод HVS микросхемы, на который через диод и стартовый резистор подается сигнал с линейного входа переменного тока. Используя встроенную высоковольтную схему запуска, устройство обеспечивает высокий ток зарядки внешнего удерживающего конденсатора, подключенного к выводу VCC микросхемы, что необходимо для уменьшения времени запуска контроллера. Когда напряжение на выводе VCC превысит напряжение включения, и устройство войдет в нормальный режим работы, высоковольтная цепь запуска отключается, чтобы избежать потерь мощности из-за потребления энергии в стартовом резисторе.

Блокировка напряжения питания при пониженном напряжении (UVLO) производится по выводу VCC микросхемы. Пороги общего включения (V_{CC-ON}), выключения ШИМ-контроллера ($V_{CC-PWM-OFF}$) и общего выключения (V_{CC-OFF}) фиксируются на уровнях 16, 10 и 8 В соответственно. Во время запуска удерживающий конденсатор заряжается током запуска до тех пор, пока напряжение питания V_{CC} не достигнет напряжения включения V_{CC-ON} .

Затем конденсатор продолжает подавать накопленное напряжение до тех пор, пока энергия не будет передана из вспомогательной обмотки трансформатора. Во время процесса запуска напряжение V_{CC} не должно опускаться ниже значения $V_{CC-PWM-OFF}$. Таким образом, образуется гистерезис схемы UVLO, который гарантирует, что используемый удерживающий конденсатор подходит для питания во время запуска. Графики, приведенные на рис. 4, иллюстрируют изменение напряжения питания V_{CC} во время работы в так называемом «икающем» режиме (внизу показаны периоды включения ШИМ-контроллера).

Известно, что работа в переключающем режиме при нулевом напряжении позволяет снизить потери на переключение и уменьшить уровень EMI. Это достигается путем включения MOSFET переключателя ШИМ-контроллера сразу после завершения размагничивания трансформатора на минимуме собственных колебаний, вызванных резонансом в LC-цепи на стоке MOSFET (отсюда и возникло понятие «переключение во впадинах»). Эта цепь состоит из индуктивности обмотки трансформатора и паразитной емкости на стоке MOSFET переключателя.

Для обнаружения впадин между импульсами, вывод DET микросхемы подключается к вспомогательной обмотке трансформатора с использованием резистивного делителя. Во время выключения MOSFET переключателя, когда ток в обмотке трансформатора падает до нуля, индуктивность обмотки и паразитные емкости конденсаторов переключателя начинают резонировать. По мере того как напряжение на стоке MOSFET переключателя падает, напряжение на вспомогательной обмотке также уменьшается. Затем подключенный к выводу DET внутренний детектор Valley Detector обнаруживает впадину сигнала переключения с тем, чтобы осуществить переключение напряжения именно в ней. Это обеспечивает устойчивую работу квазирезонансного ШИМ-контроллера и, как уже было сказано, минимизирует потери при переключении и уменьшает EMI. Максимальное и минимальное напряжения на выводе DET фиксируются внутри микросхемы на уровнях 5,7 и -0,4 В соответственно.

Для снижения потерь при переключении в условиях «легкой» (небольшой) нагрузки или ее отсутствии используется механизм

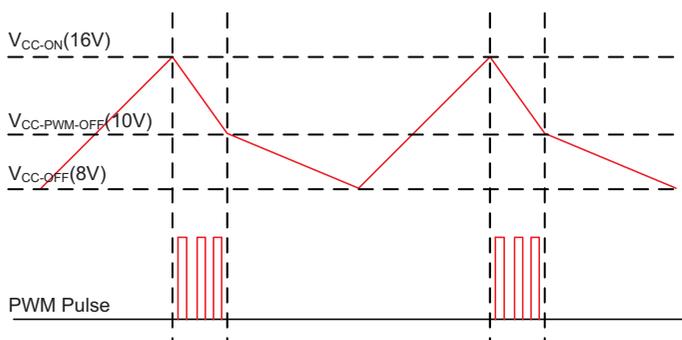


Рис. 4. Напряжение питания V_{CC} во время работы в «икающем» режиме

«зеленого» режима управления включением/выключением схемы. Устройство использует обратную линейную временную зависимость частоты переключения от напряжения на выводе FB микросхемы: она уменьшается с увеличением напряжения на этом выводе. Для уменьшения мощности в режиме ожидания при отсутствии нагрузки (или если она очень мала) напряжение на выводе FB также используется для управления включением/выключением ШИМ-контроллера. Когда напряжение на выводе FB падает ниже порогового значения, контроллер прекращает работу до тех пор, пока указанное напряжение не вернется к прежнему значению.

Каждый раз, когда переключается тот или другой внешний MOSFET, на соответствующем измерительном резисторе возникает всплеск напряжения, который может привести к ошибочному запуску устройства. Во избежание этого предусматривается гашение переднего фронта импульсов обратного хода LEB (Leading Edge Blanking). Во время периода гашения соответствующий токовый компаратор отключен и не может воздействовать на контроллер.

Чтобы предотвратить повреждение, устройства микросхемы имеют функцию защиты от перенапряжения OVP. Если напряжение на выводе VCC превысит предельное значение V_{CC-OVP} , которое длится в течение предельного времени $t_{VCC-OVP}$, контроллер останавливает все операции переключения и переходит в режим фиксации (в микросхеме HT7L5821) или с автовосстановлением (в HT7L5820) до тех пор, пока питающее напряжение не будет отключено.

Защита от перенапряжения реализуется путем определения (выборки) напряжения плато (временной период, на котором отсутствуют какие-либо сигнальные колебания) на ее выводе DET после ряда включений/выключений ШИМ-контроллера. Внутреннее гашение длительностью 4 мкс гарантирует обеспечение чистого плато при условии, что колебания на индуктивности вспомогательной обмотки после этого полностью затухают. Если напряжение выбранного плато превышает уровень отключения OVP 2,5 В, автоматически включается защита. Уровень защитного напряжения на выводе DET может быть определен соотношением номиналов резисторов подключенного к вспомогательной обмотке внешнего делителя R_{DET1} R_{DET2} (рис. 5).

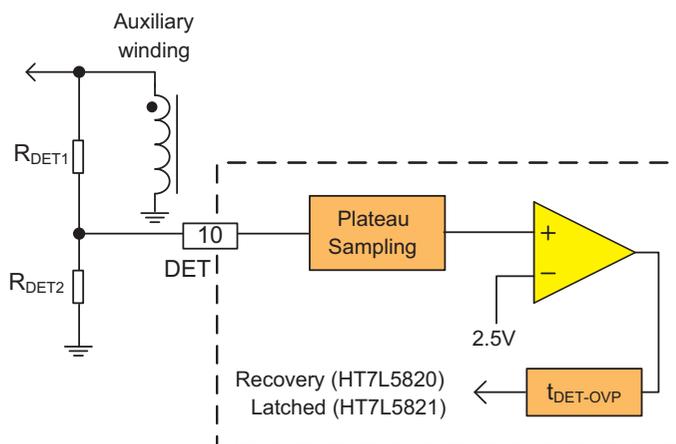


Рис. 5. К пояснению работы схемы защиты от перенапряжения

Для защиты микросхемы от повреждения в условиях обрыва цепи нагрузки или перегрузки выходного сигнала, она включает в себя функцию OLP. В этих случаях выходное напряжение уменьшается, ток транзистора оптрона (рис. 2) также уменьшается, и напряжение на выводе FB микросхемы увеличивается. Когда оно возрастает до 4,2 В в течение 50 мс, функция OLP активируется и останавливает все операции переключения.

Вывод RT микросхемы используется для защиты от перегрева OTP с помощью подключенного к нему терморезистора с отрицательным коэффициентом сопротивления (Negative Temperature Coefficient, NTC). Время срабатывания защиты обычно устанавливается равным примерно 100 мкс, если напряжение на выводе RT будет ниже 0,5 В. Однако, поскольку температура не может так быстро изменяться, время задержки срабатывания защиты устанавливается равным примерно 10 мс. Кроме того, чтобы избежать ложного запуска, напряжение срабатывания схемы OTP по выводу RT установлено на уровне 1 В, т. е. выше внутреннего порогового напряжения 0,5 В.

На рис. 6 показана типовая схема включения микросхемы HT7L5821 в приложении с контроллером BCM PFC (показан штриховой линией слева), поддерживающим режим граничной проводимости (Boundary Conduction Mode, BCM), и квазирезонансным обратнoходовым ШИМ-контроллером QR PWM (показан штриховой линией справа). Этот рисунок более наглядно, чем рис. 2, демонстрирует схемные взаимосвязи. Устройство обеспечивает высокую эффективность,

наилучшую производительность и низкое энергопотребление в режиме ожидания для приложений мощностью 40–200 Вт.

Расчет индуктивности контроллера BCM PFC производится по следующей формуле:

$$L_{pfc} = (\eta_{pfc} \times V_{ac\ max}^2) / (2 \times P_{out\ pfc} \times f_{sw\ pfc\ min}) \times (V_{o\ pfc\ max} - 1,414 \times V_{ac\ max}) / V_{o\ pfc\ max}$$

где: $V_{ac\ max}$ — максимальное входное переменное напряжение; $V_{o\ pfc\ max}$ — максимальное выходное напряжение схемы PFC; η_{pfc} — коэффициент эффективности мощности схемы PFC; $P_{out\ pfc}$ — выходная мощность схемы PFC; $f_{sw\ pfc\ min}$ — минимальная частота переключения схемы PFC.

После подстановки в формулу фактических значений параметров получим:

$$L_{pfc} = (0,9 \times 265^2) / [2 \times 124 \times (75 \times 10^3)] \times (415 - 1,414 \times 265) / 415 \approx 358 \text{ [мкГн]}.$$

Принцип работы квазирезонансного обратнoходового ШИМ-контроллера QR PWM иллюстрирует рис. 7:

- Во время включения внешнего MOSFET входное напряжение V_{IN} подается через первичную обмотку трансформатора (рисунок слева). Когда это происходит, ток MOSFET (I_{DS}) линейно растет, принимая пиковое значение I_{pk} (правый верхний рисунок), и накопленная энергия хранится в индуктивности первичной обмотки трансформатора L_m .
- Когда MOSFET выключается, эта накопленная энергия высвобождается на вторичную обмотку трансформатора, что открывает выпрямительный

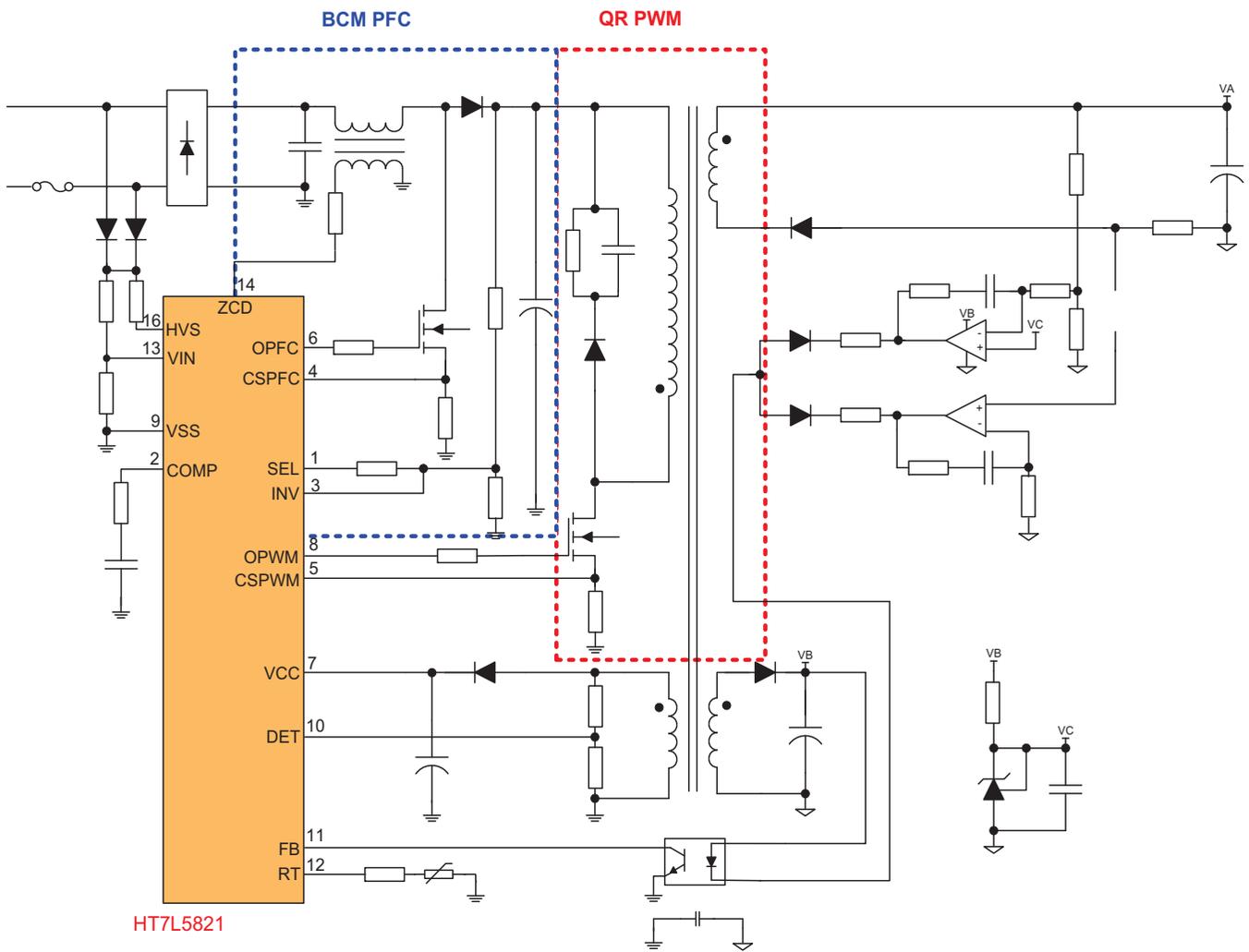


Рис. 6. Типовая схема включения микросхемы HT7L5821 в приложении с контроллером BCM PFC и квазирезонансным обратноходовым ШИМ-контроллером (QR PWM)

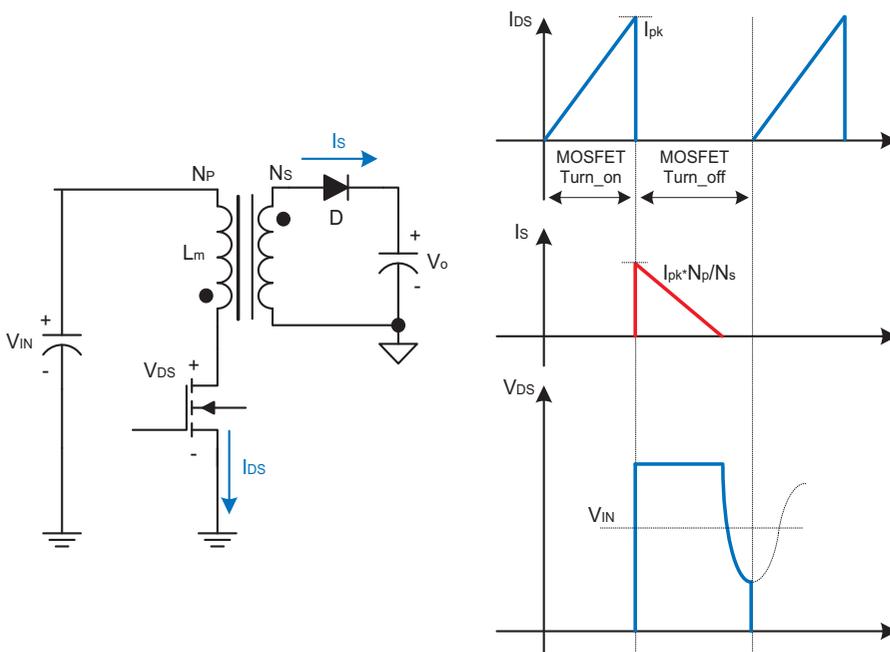


Рис. 7. К пояснению принципа работы квазирезонансного обратноходового ШИМ-контроллера

диод D. При этом на конденсаторе формируется выходное напряжение V_O , а ток диода I_S уменьшается линейно до нуля из-за высвобождаемой энергии (рисунок справа в середине). В конце всего периода разрядки вся энергия, накопленная в индуктивности L_m , передается на выход, а выходное напряжение отражается на первичной стороне как $(V_O - V_D) \times (N_p / N_s)$, где N_p и N_s — число витков первичной и вторичной обмоток трансформатора соответственно.

- Когда ток диода I_S достигает нуля, это приводит к появлению резонанса в контуре, состоящем из индуктивности первичной обмотки трансформатора L_m и выходной емкости MOSFET C_{oss} и формированию импульса напряжения амплитудой $V_O \times (N_p / N_s)$. Квазирезонансный режим достигается путем включения MOSFET и его дальнейшего

переключения при минимальном напряжении на нем в его открытом состоянии, когда напряжение V_{DS} достигает своего минимального значения, как это показано на рисунке справа внизу.

На базе рассматриваемых микросхем строятся драйверы, используемые во всевозможных наружных и потолочных светильниках. В качестве примера рассмотрим устройство выполненного на микросхеме HT7L5821 драйвера наружного освещения 120W 15S 2200mA [2].

Основные параметры драйвера приведены в таблице 2, а его принципиальная схема — на рис. 8.

На входе драйвера включен предохранитель F1 на ток 2 А, защитный терморезистор RTH1 и состоящий из емкостной сборки TVR1, дросселей L1, L2 и конденсатора C1 сетевой фильтр. Через диод D3 и резистивный делитель R3 R4 R12 R13 часть сетевого напряжения подается на вывод 13 микросхемы (чувствительный вход VIN), а через диод D4 и соединенные последовательно пусковые резисторы R6, R7 — на ее вывод 16 (вход первоначального запуска HVS).

Переменное напряжение питающей сети выпрямляется диодным мостом D1 и конденсатором C2. Выпрямленное напряжение через фильтр L3 C3 и первичную обмотку индуктора L4 подается на резистивный делитель R11 R5 R18, с нижнего плеча которого (резистора R18) часть напряжения подается на вывод 13 микросхемы — инвертирующий вход усилителя сигналов ошибки схемы PFC.

Таблица 2. Основные параметры драйвера

Параметр	Значение
Диапазон входного переменного напряжения, В	90–265
Выходная мощность, Вт	120
Максимальная выходная мощность, Вт	124
Диапазон частот входного переменного напряжения, Гц	47–63
Диапазон выходного постоянного напряжения на светодиодной линейке, В	36–54
Выходной ток, мА	2200 (тип.)
Максимальный выходной ток, мА	2300
Максимальная пульсация выходного тока, мА	25
Потребляемая мощность без нагрузки, Вт	<0,5
Эффективность мощности, %	>89,5
Коэффициент мощности	>0,97
Суммарные гармонические искажения, %	15
Потери мощности в дежурном режиме, Вт	0,3
Потери мощности в режиме срабатывания защиты от короткого замыкания, Вт	1

Выпрямленное напряжение подается также на сток N-канального MOSFET Q1 типа TK10A60D (ток 10 А, напряжение 600 В) фирмы Toshiba, являющегося коммутирующим транзистором схемы PFC. Транзистор управляется формируемым на выводе 6 микросхемы сигналом OPFC, который подается на его затвор. Между стоком MOSFET и общим про-

водом включен измерительный резистор R16, с которого сигнал обратной связи, пропорциональный току через MOSFET, подается на вывод 4 микросхемы (вход CSPFC).

Со вторичной обмотки индуктора L4 снимается сигнал на вывод 14 микросхемы (вывод ZCD) — вход детектора обнаружения нулевого тока схемы PFC.

Постоянное напряжение питания через диод D5 и первичную обмотку трансформатора T200 подается на сток N-канального MOSFET Q100 типа SPA11N65C3 (ток 11 А, напряжение 650 В) фирмы Infineon Technologies, являющегося коммутирующим тран-

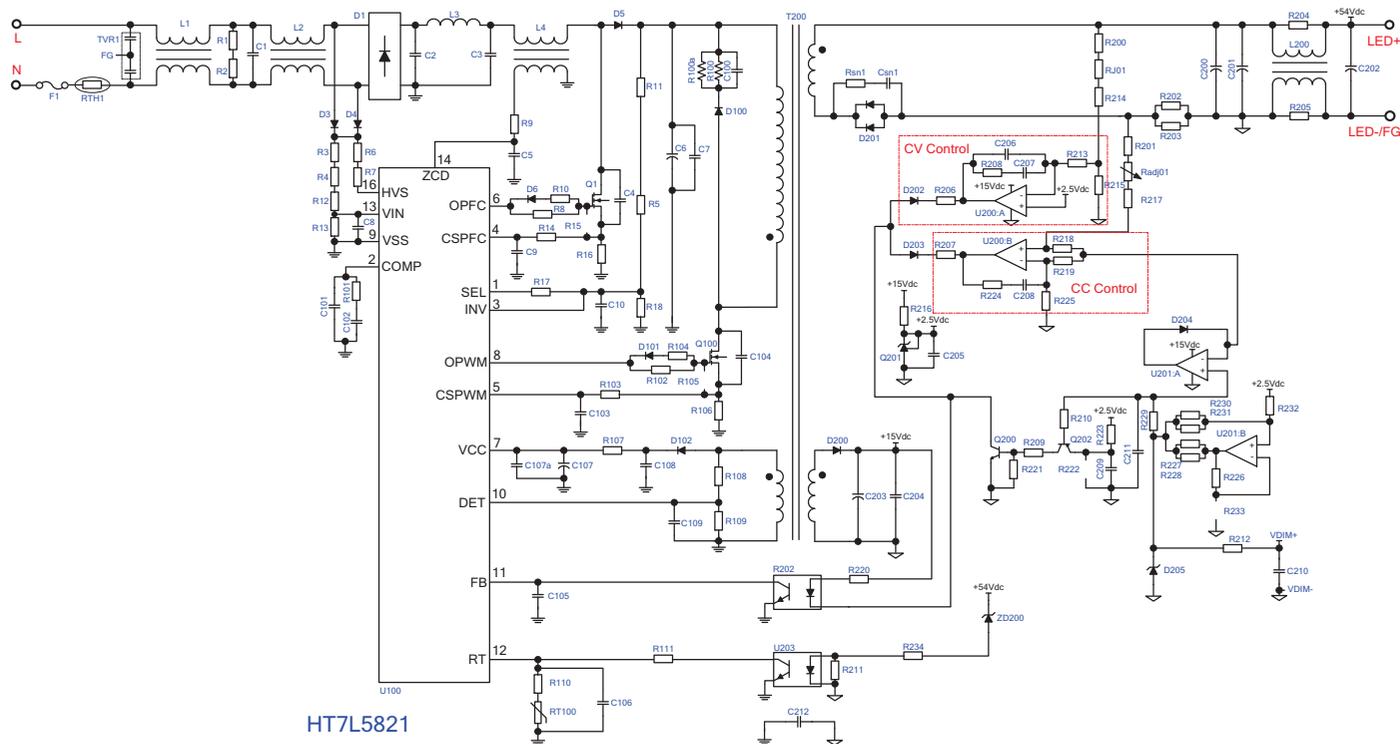


Рис. 8. Принципиальная схема драйвера наружного освещения 120W 15S 2200mA



Рис. 9. Внешний вид платы драйвера со стороны крупных деталей и экрана

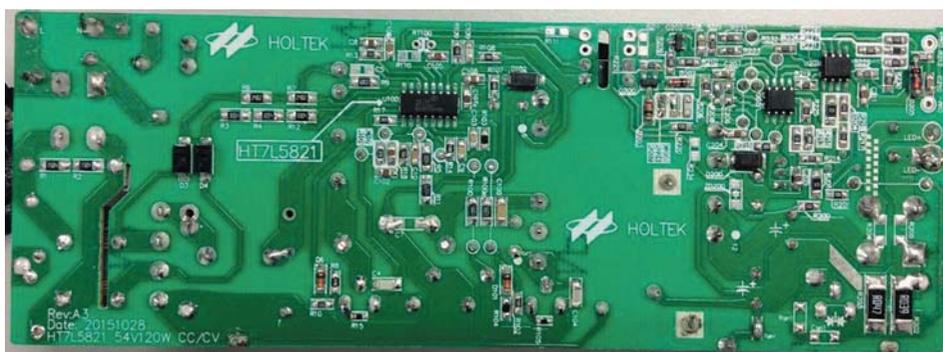


Рис. 10. Внешний вид платы драйвера со стороны печатных проводников с расположением некоторых мелких деталей на ней

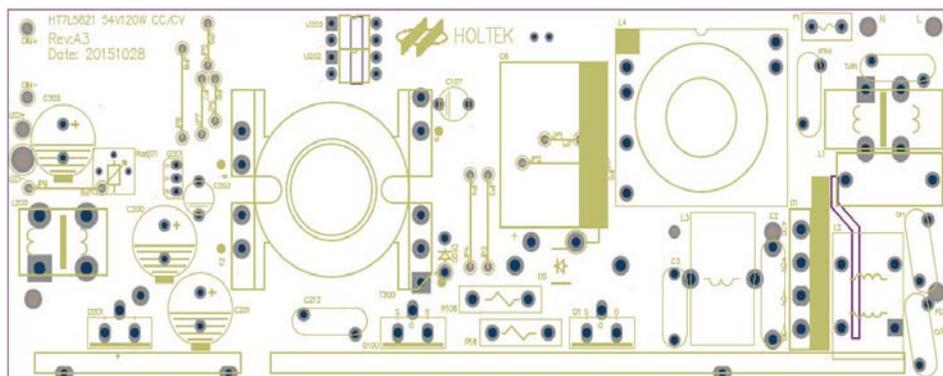


Рис. 11. Расположение деталей на плате драйвера (вид сверху)

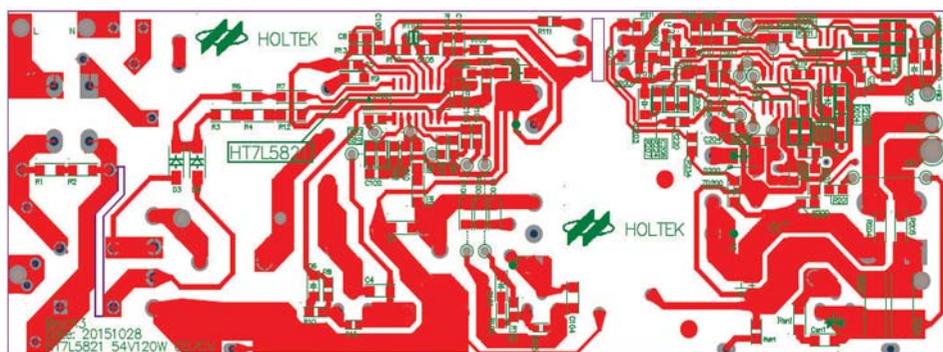


Рис. 12. Рисунок печатной платы с маркировкой деталей на ней

зистором схемы квазирезонансного ШИМ-контроллера. Этот транзистор управляется формируемым на выводе 8 микросхемы сигналом OPWM, который подается на его затвор. Между стоком этого MOSFET и общим проводом включен измерительный резистор R106, с которого сигнал обратной связи, пропорциональный току через MOSFET, подается на вывод 5 микросхемы (вход CSPWM).

При работе ШИМ-контроллера на вторичной и вспомогательных обмотках трансформатора T200 формируются последовательности импульсов. Импульсы со вторичной обмотки трансформатора выпрямляются двумя соединенными параллельно диодами D201 и конденсаторами C200, C201. После фильтра, состоящего из дросселя L200 и резисторов R204, R205, на конденсаторе C202 формируется постоянное выходное напряжение LED+, равное 54 В (+54Vdc на рис. 8) и предназначенное для питания линейки светодиодов.

Импульсы с первой вспомогательной обмотки трансформатора (нижняя левая на рис. 8) выпрямляются диодом D102 и конденсатором C108. После интегрирующей цепи R107 C107 C107a формируется подаваемое на вывод 7 микросхемы (вывод VCC) постоянное напряжение питания V_{CC} , которым питается микросхема в процессе регулярной работы.

Другая вспомогательная обмотка трансформатора (нижняя правая на рис. 8) используется для регулирования по цепи обратной связи. Формируемые на ней импульсы выпрямляются диодом D200 и конденсаторами C203, C204, и полученное таким образом постоянное напряжение, равное примерно 15 В (+15Vdc), подается на анод диода оптрона U202.

Катод диода связан с выходами двух операционных усилителей U200:A и U200:B, входящих в состав микросхемы U200 типа LM2904 фирмы STMicroelectronics. На инвертирующий вход первого усилителя, являющегося контроллером напряжения, с нижнего плеча (R215) резистивного делителя R200 R101 R214 R215 подается часть выходного напряжения +54Vdc. Усилитель отслеживает изменение этого напряжения и с выхода подает сигнал на катод диода оптрона, регулируя ток через него, и, следовательно, ток транзистора оптрона. Тем самым, по цепи обратной связи через вывод 11 микросхемы (вывод FB) происходит

регулирование и стабилизация выходного напряжения.

На неинвертирующий вход второго усилителя, являющегося контроллером тока, через резисторы R201, Radj01, R217 подается сигнал с соединенных параллельно резисторов R202, R203, падение напряжения на которых определяет ток через нагрузку драйвера. Усилитель отслеживает изменение этого напряжения, и по указанной выше цепи происходит регулирование и стабилизация выходного тока.

Включающая в себя два таких же операционных усилителя микросхема U201 того же типа и производителя и каскады на транзисторах Q200, Q202 предназначены для стабилизации напряжения 2,5 В (+2,5Vdc). Это напряжение форми-

руется из напряжения +15Vdc с помощью делителя, состоящего из резистора R216 и шунт-регулятора, выполненного на управляемом стабилитроне Q201 типа TL431 фирмы Texas Instruments. Каскады на указанных транзисторах предназначены и для возможности регулировки яркости свечения, для чего на драйвер может подаваться напряжение диммирования VDIM+.

К выводу 12 микросхемы (вывод RT) подключен терморезистор RT100, предназначенный для защиты от перегрева. Этот же вывод используется для дополнительной стабилизации выходного напряжения +54Vdc, для чего к нему подключен коллектор транзистора оптрона U203, а на анод диода оптрона

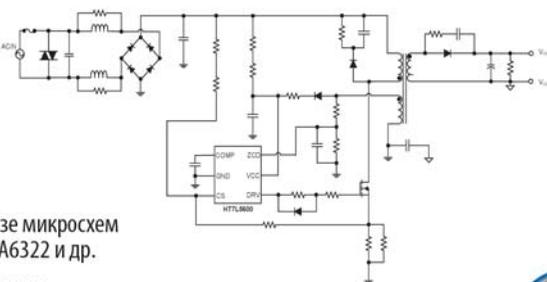
через стабилитрон ZD200 подается это напряжение.

Внешний вид платы драйвера наружного освещения 120W 15S 2200mA со стороны крупных деталей и экрана показан на рис. 9, а со стороны печатных проводников с расположением некоторых мелких деталей на ней — на рис. 10. Расположение деталей на плате драйвера (вид сверху) показано на рис. 11, а рисунок печатной платы с маркировкой деталей на ней — на рис. 12. ●

Литература

1. www.holtek.com/documents/10179/f853f343-91d4-4e73-bb18-65df6e4d705f
2. www.holtek.com/documents/10179/116745/an0396ev110.pdf

- Микроконтроллеры компании HOLTEK (Taiwan) для создания бюджетных решений в области управления и питания светодиодных светильников и ламп
- Микроконтроллеры для создания изолированных и неизолированных источников питания трубчатых и цокольных LED ламп, светодиодных линеек и светильников
- Микроконтроллеры для создания LED-драйверов на базе микросхем популярных серий HT7L5600, HT7L4811, HT7L5821, HT7A6322 и др.
- Бесплатные образцы, демо-платы и техническая поддержка



HOLTEK Официальный дистрибьютор в России – компания «Чип Селект»

CHIPSELECT
электронные компоненты

info@chipselect.ru
Тел.: (495) 921-37-65;
(495) 640-19-74

СУПЕР ЦЕНЫ

www.chipselect.ru