

GREEN-MODE FLYBACK CONTROLLER UCC28610

Переведено для сайта <http://valvolodin.narod.ru>

ОСОБЕННОСТИ

- Каскодная конфигурация позволяет полностью интегрировать контроль тока без внешнего резистора
- За счёт каскодной конфигурации достигается быстрый старт с низкой потребляемой мощностью
- Частота и пиковый ток модулируются для оптимальной эффективности во всем рабочем диапазоне
- Зеленый режим (GM) взрывной пакетной коммутации улучшает эффективность на холостом ходу
- Расширенные пределы токовой защита RMS входного и выходного тока
- Тепловая защита
- Контроль времени перегрузки с повторением или защелкиванием отключения
- Программируемая защита от повышения выходного напряжения при повреждении опторазвязки
- Быстрое запираение ошибки восстановление
- Бессвинцовые корпуса 8-Pin SOIC и 8-Pin PDIP

ПРИМЕНЕНИЕ

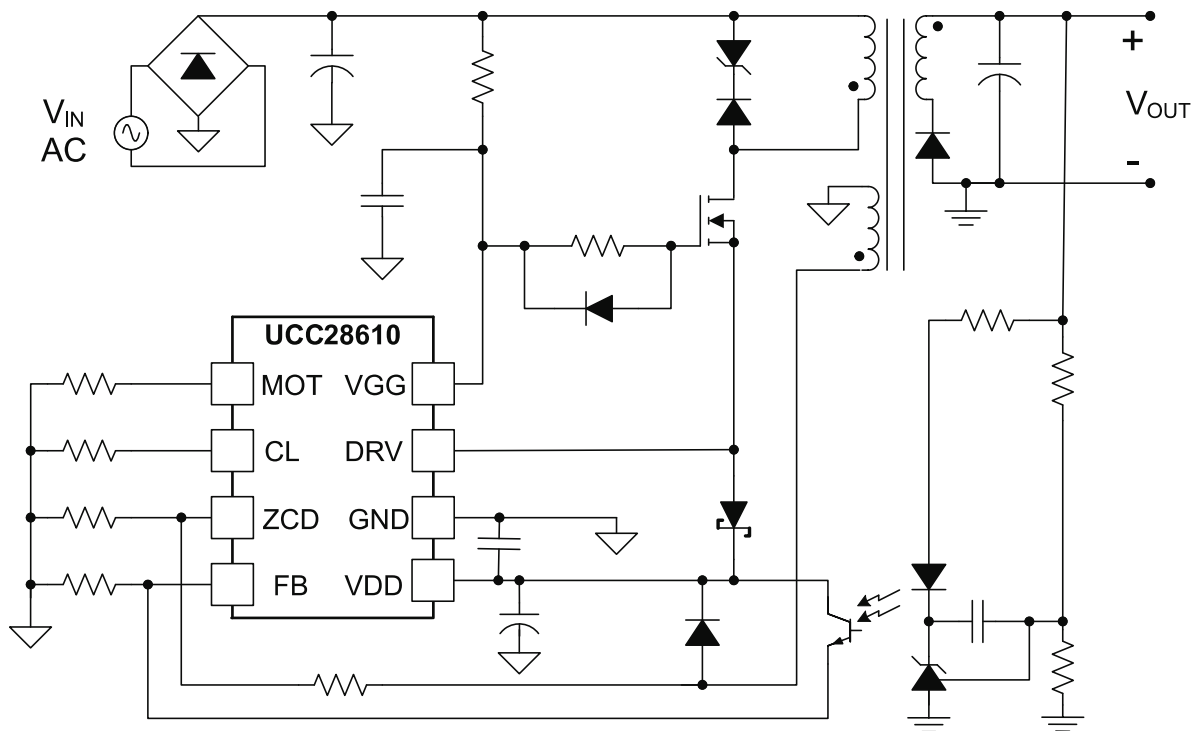
- Универсальный адаптер мощностью от 12 Вт до 65 Вт, с входным переменным и постоянным напряжением
- Высокоэффективные домашние или вспомогательные источники питания
- Оффлайн зарядные устройства
- Бытовая электроника (DVD-проигрыватели, телевизионные приставки, DTV, Игры, принтеры и т.д.)

ОПИСАНИЕ

UCC28610 обеспечивает новый уровень производительности и надежности для питания пользовательской электроники от переменного и постоянного тока.

Алгоритм модуляции ШИМ одновременно меняет частоту коммутации и первичный ток при сохранении разрывного или переходном режиме в течении всего рабочего диапазона. В сочетании с каскодной архитектурой, эти нововведения приводят к улучшению эффективности, надежности и стоимости системы, по сравнению с обычной архитектурой обратного хода.

UCC28610 предлагает предсказуемый максимальный пороговой мощности и зависимый от времени ответ на перегрузки, что позволяет безопасное обращение к требованиям всплеска энергии. Ответ на неисправность перегрузки программируется пользователем для режима повтора или защелкивания выключения. Дополнительные функции включают в себя защиту от выходного перенапряжения, программируемое максимальное время открытого состояния ключа и тепловая защита.



РЕКОМЕНДУЕМЫЕ УСЛОВИЯ ЭКСПЛУАТАЦИИ

Если не указано иное, все напряжения по отношению к земле, $-40^{\circ}\text{C} < T_J = T_A < 125^{\circ}\text{C}$. Компоненты на рис. 1.

		MIN	MAX	Единицы	
VDD	Входное напряжение	9	20	V	
VGG	Входное напряжение от низкоимпедансного источника	9	13		
I _{VGG}	Входной ток от низкоимпедансного источника	10	2000	μA	
R _{MOT}	Резистор к GND	Режим выключить/повторить	25	100	kΩ
		Режим отключить	150	750	
R _{CL}	Резистор к GND	24.3	100		
R _{ZCD1}	Резистор к вспомогательной обмотке	50	200		
C _{VGG}	Конденсатор VGG	33	200	nF	
C _{BP}	Блокирующий керамический конденсатор	0.1	1	μF	

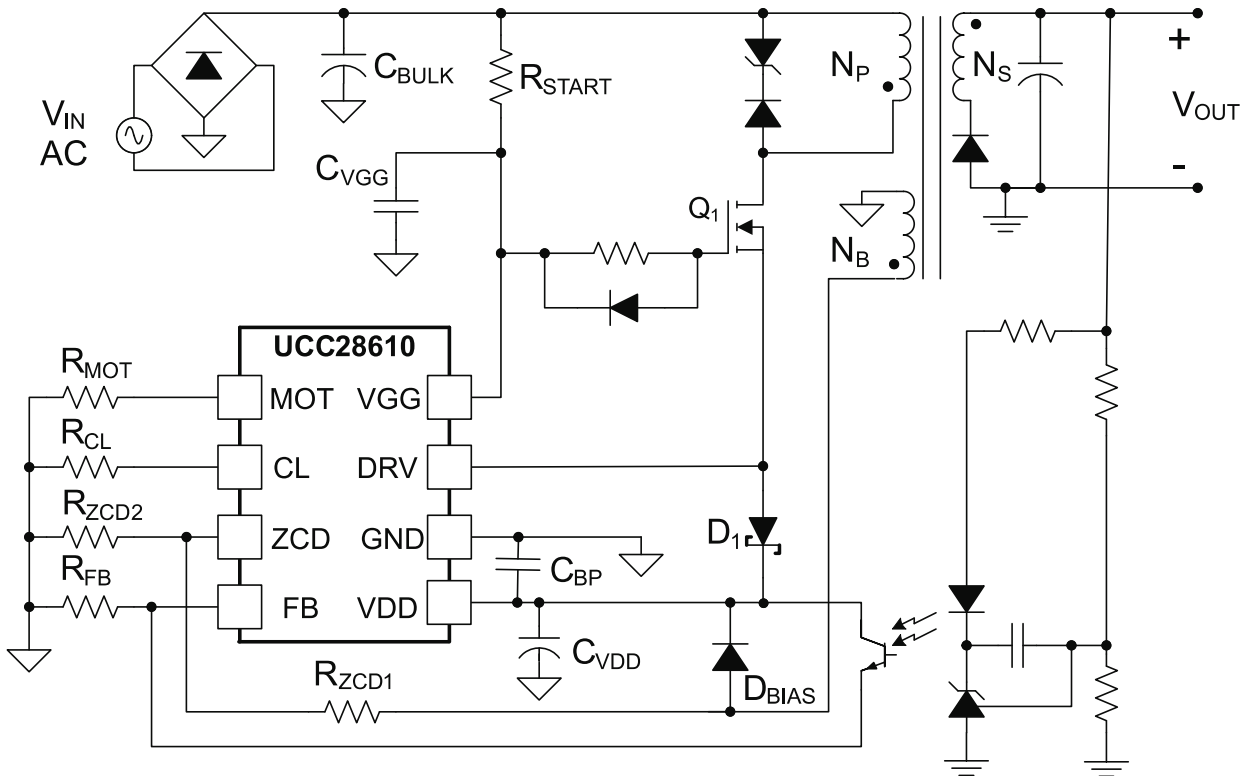


Рис.1. Рекомендуемые условия применения

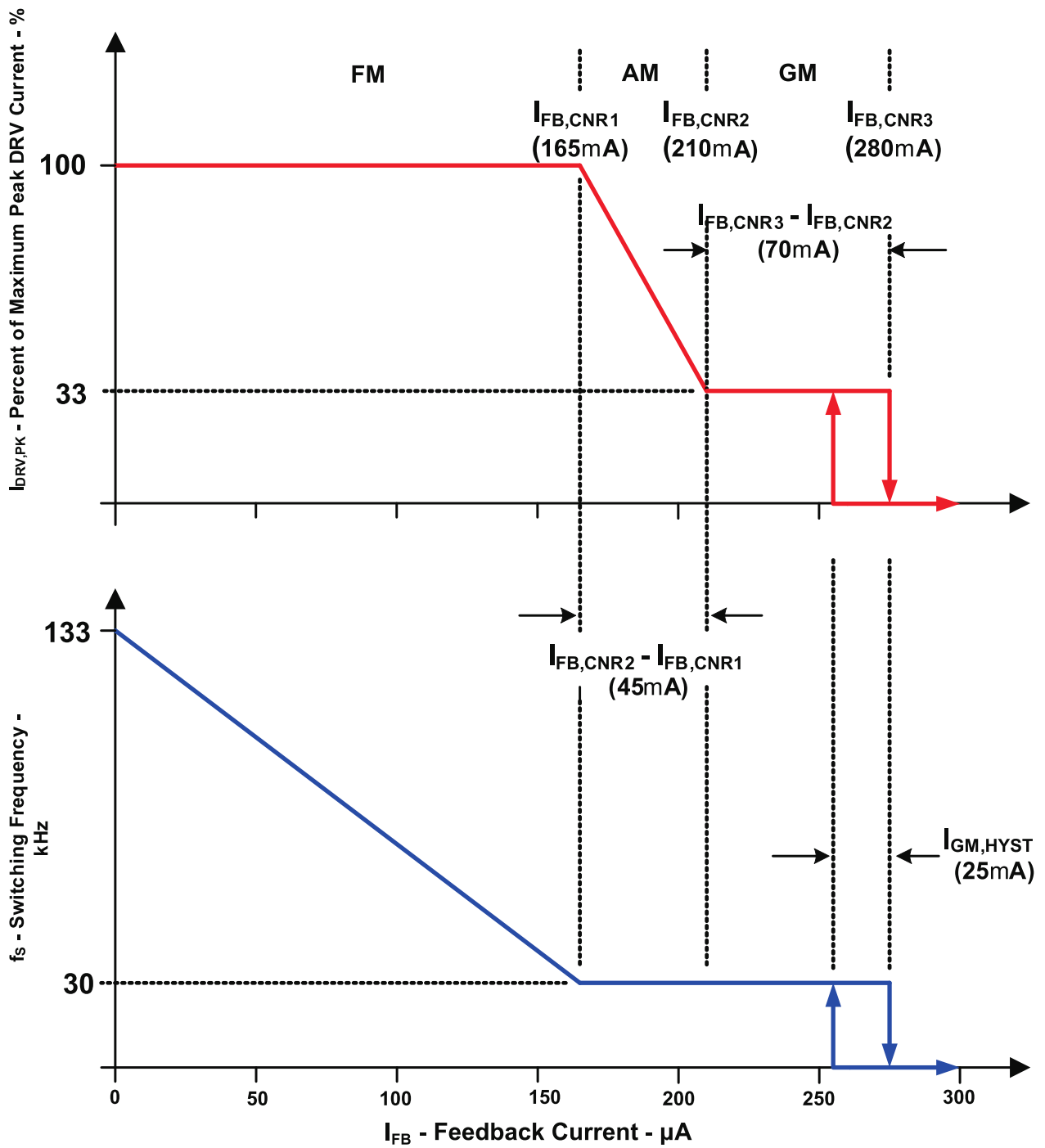
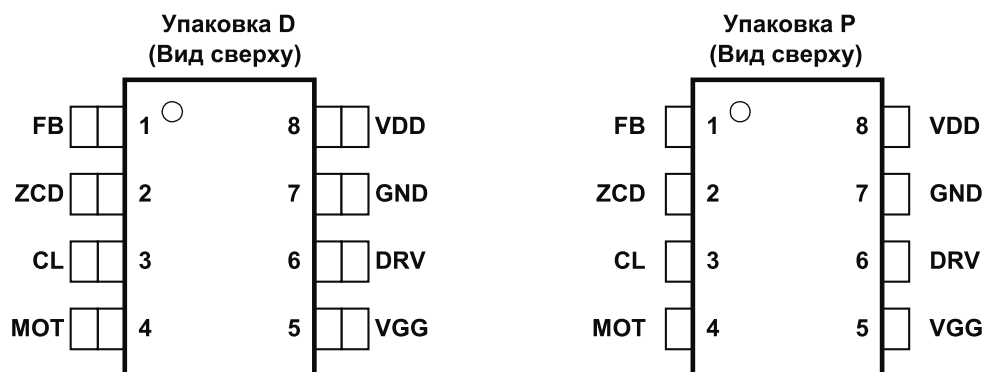


Рис.2. Детали электрического состояния FB

Информация об устройстве

Конфигурация ножек



Описание ножек

Имя	Ножка	I/O	Описание
CL	3	I	(Current Limit - Ограничение тока) Эта ножка программирует первичный пиковый ток индуктора, который достигается в каждом цикле. Ток программируется величиной резистора между ножками CL и GND.
DRV	6	O	(DRive) Эта ножка управляет истоком внешнего высоковольтного MOSFET. Ножка DRV пропускает полный первичный ток преобразователя. Подключите диод Шоттки между DRV и VDD, чтобы обеспечить начальное смещение при включении устройства.
FB	1	I	(FeedBack – Обратная связь) Ток FB, I_{FB} , определяет режим работы UCC28610. Напряжение на выводе FB всегда 0,7В. Этот вывод только обнаруживает ток.
GND	7	-	(GrouND) Этот вывод является терминалом возврата тока для аналоговых и мощных сигналов в UCC28610. Этот терминал пропускает полный первичный ток преобразователя. Отделите обратный путь основного конденсатора от обратного пути FB, ZCD, TO и CL.
MOT	4	I	(Maximum On Time) Этот вывод имеет три функции: 1. MOT программирует разрешенное максимальное время открытого состояния ключа, T_{MOT} , внутреннего драйвера. 2. MOT программирует реакцию преобразователя к перегрузке и условий понижения входного питающего напряжения с попыткой выключить / повторить или защелкой отключения. 3. MOT можно использовать для внешнего отключения питания, соединив MOT с GND. Когда ножка освобождается, преобразователь стартует после задержки перезапуска t_{RETRY} . Функции 1 и 2 программируются с помощью резистора между MOT и GND.
VDD	8	-	Это вывод питания для UCC28610. Питание может быть получено от внешнего источника или вспомогательной обмотки. Этот вывод должен быть развязан с помощью керамического конденсатора 0.1 мкФ, помещенной между VDD и GND так близко к устройству, как это возможно.
VGG	5	-	Этот вывод обеспечивает постоянное напряжение для затвора внешнего высоковольтного MOSFET. Этот вывод должен быть развязан с керамический конденсатор 0,1 мкФ, помещенным между VGG и GND так близко к устройству, как это возможно. Этот вывод также иницирует стартовое смещение через высокоомный резистора, подключенный к основному входному напряжению.
ZCD	2	I	(Zero Current Detection – Детектор нулевого тока) Этот вывод имеет две функции: 1. ZCD определяет сброс трансформатора основываясь на правильном детектировании сигнала нулевого тока. 2. ZCD программирует функцию защиты от перенапряжения (OVP) функция, используя резистивный делитель на первичной стороне обмотки смещения трансформатора.

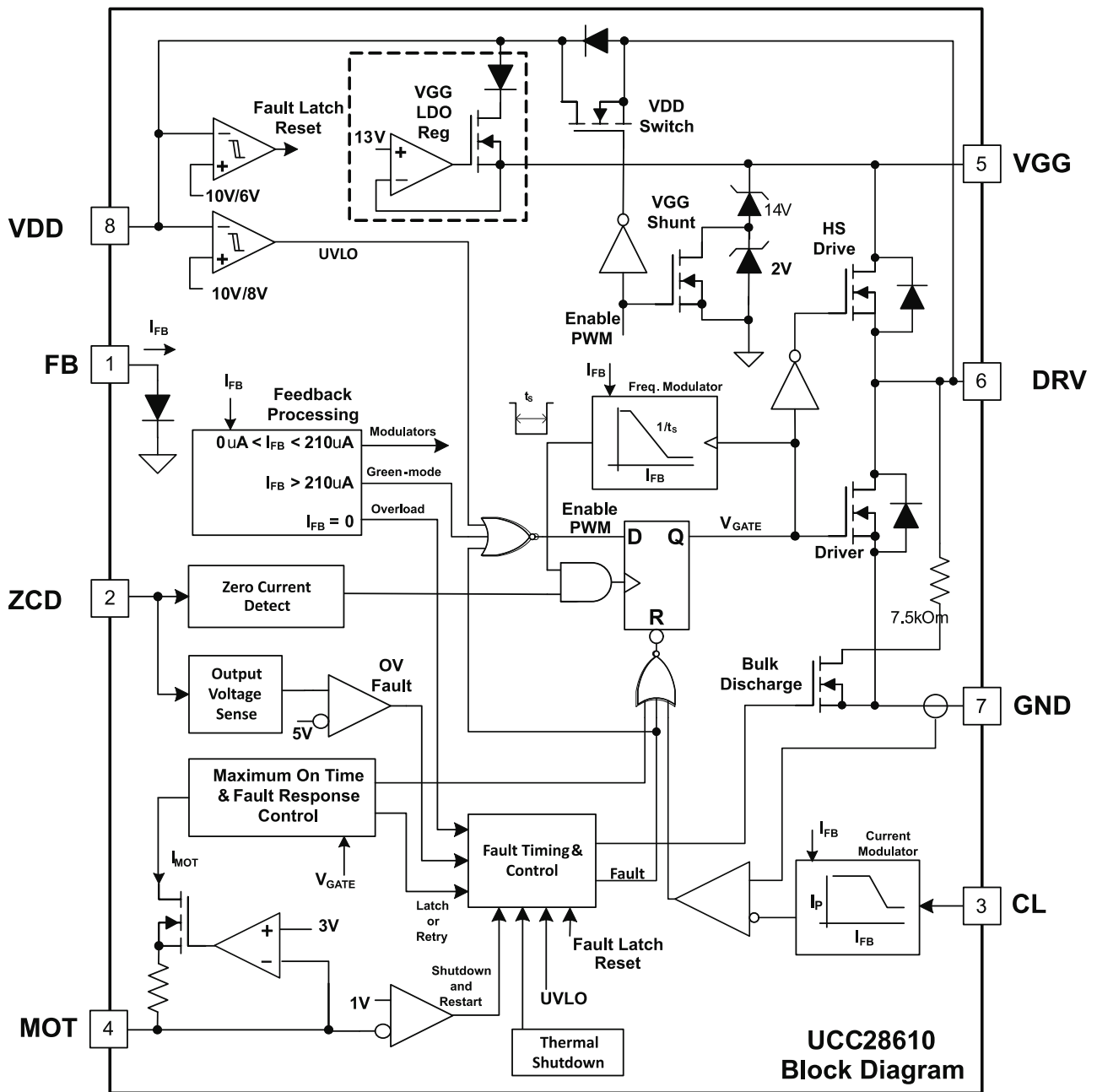


Рис.19. Упрощённая блок-схема

ИНФОРМАЦИЯ ПО ПРИМЕНЕНИЮ

Общие операции

Обратноходовый преобразователь является привлекательным для маломощных приложений AC/DC, поскольку он обеспечивает изоляцию выхода и широкий диапазон входного напряжения, используя минимальное количество компонентов. Эксплуатация обратноходового преобразователя в прерывистом режиме проводимости (DCM) особенно привлекательно, поскольку он устраняет обратные потери восстановления в выходной выпрямитель и это упрощает управление.

UCC28610 является обратноходовым контроллером для 12...65 Вт приложений питания AC/DC, которые требуют низкую потребляемую мощность на холостом ходу и высокую среднюю эффективность. Этот контроллер ограничивает конвертер для работы DCM. Это не позволяет непрерывного режима проводимости (CCM). Вынужденная работа в DCM является результатом уникальной характеристики безопасного ограничения тока, которая нечувствительна к изменениям линии переменного тока. Режим пикового тока Режим модулятора не нуждаются в компенсации наклона, так как преобразователь работает в DCM.

Работа UCC28610 облегчается посредством приведения в действие внешнего высоковольтного MOSFET через источник. Эта конфигурация называется каскадным драйвером. К его преимуществам относится быстрый запуск и малая входная мощность на холостом ходу, без подключения высокого напряжения к системе управления. Каскадный драйвер не влияет на общую работу обратноходового преобразователя.

Ножка обратной связи использует ток, а не напряжение. Эта уникальная функция минимизирует энергопотребление первичной стороны во время работы без нагрузки, избегая внешнего резистивного преобразования тока оптопары в напряжение .

Средняя эффективность оптимизируется UCC28610 между пиковой мощностью и 22% пиковой мощности с постоянным пиковым током и модуляцией времени выключенного состояния. Эта модуляция позволяет получить постоянную эффективность в диапазоне от 22% до 100% пиковой нагрузки, избавляя пользователя от необходимости над - дизайна для удовлетворения среднего уровня эффективности, который требуется стандартом EnergyStar™.

Выбор трансформатора

Чтобы начать дизайн источника питания, разработчик должен знать пиковую мощность, которая будет доставляться преобразователем, диапазон входного напряжения, выходного напряжения, а также оценку максимальной допустимой пульсации основного напряжения. Выберите максимальное допустимое напряжение для внешнего мощного MOSFET. Максимальное напряжение V_{DS} определяет отраженное вторичное напряжение, которое сбрасывает выходной обратноходовый трансформатор и коэффициент трансформации между первичной и вторичной обмотками. Упрощенная схема преобразователя и его временные диаграммы приведены на рисунке 20.

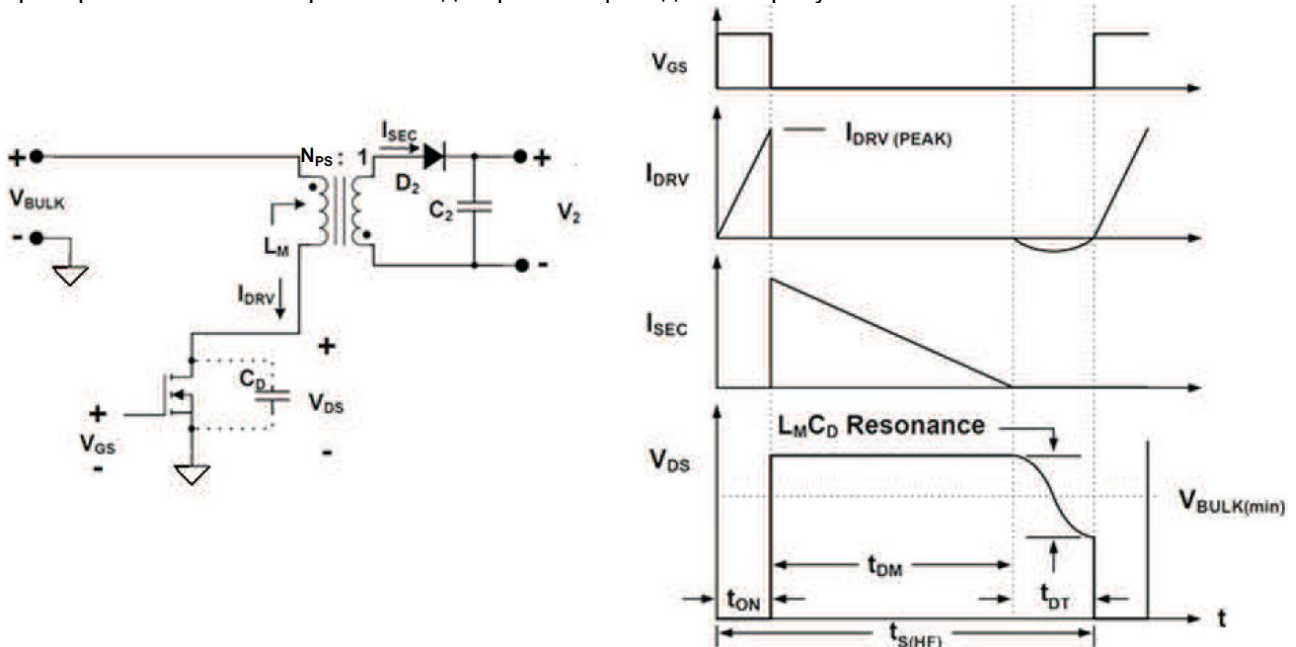


Рис. 20. Обратноходовый преобразователь и временные диаграммы при пиковой нагрузке и минимальном напряжении V_{BULK}

Пиковая мощность является максимальным уровнем мощности, который должен регулироваться системой управления преобразователя. Нагрузка, которая длится больше, чем постоянная времени контура управления (100 мкс - 300 мкс) непосредственно считается «пиковой мощностью». Нагрузка продолжительностью меньше постоянной времени контура управления можно усреднить по постоянной времени контура управления.

Минимальный период переключения, когда преобразователь работает в режиме частотной модуляции (FM), называют $T_{S(HF)}$. Этот период коммутации должен равняться сумме интервалов переключения при минимальном входном напряжении, максимальной нагрузке, как показано на рис. 20 и описано в уравнении 1. Интервалы переключения t_{ON} есть время проводимости MOSFET; t_{DM} есть время размагничивания трансформатора и t_{DT} продолжительность мёртвого времени, равное половине резонансного цикла, после обесточивания трансформатора.

$$t_{S(HF)} = t_{ON} + t_{DM} + t_{DT} \quad (1)$$

Решение для коэффициента трансформации N_{PS} , используя максимально допустимую V_{DS} , максимального питающего напряжения, предполагаемого всплеска напряжения из-за индуктивности рассеяния и желаемого регулируемого выходного напряжения конвертера V_{OUT} .

$$N_{PS} = \frac{V_{DS} - \sqrt{2} \cdot V_{IN(max)} - V_{leakage_spike}}{V_{OUT}} \quad (2)$$

Пусть “мертвое время”, t_{DT} , 5% от общего минимального периода переключения допускает варианты в выходной емкости HVMOSFET и значение индуктивности рассеяния:

$$t_{DT} = 0.05 \times t_{S(HF)} \quad (3)$$

Использование вольт-секундного баланса, устанавливает вольт-секунды на равные с вольт-секундами для размагничивания и решим для времени открытого ключа:

$$V_{BULK(\min)} \times t_{ON} = V_{OUT} \times N_{PS} \times t_{DM} \quad (4)$$

$$t_{DM} = t_{S(HF)} - t_{ON} - t_{DT} \quad (5)$$

$$t_{ON} = \frac{V_{OUT} \times N_{PS} \times (t_{S(HF)} - t_{DT})}{V_{BULK(\min)} + (V_{OUT} \times N_{PS})} \quad (6)$$

Максимальная входная мощность, P_{IN} , к преобразователю, в дополнение к тому равна выходной мощности, деленную на общую эффективность, всегда равна:

$$P_{IN} = \frac{P_{OUT}}{\text{efficiency}} = \frac{(V_{BULK(\min)} \times t_{ON})^2}{2 \times L_M \times t_{S(HF)}} \quad (7)$$

Решите для значения первичной индуктивности:

$$L_M = \frac{(V_{BULK(\min)} \times t_{ON})^2}{2 \times P_{IN} \times t_{S(HF)}} \quad (8)$$

Это уравнение является приблизительным значением первичной индуктивности, что является лучшим выбором для минимизации RMS тока первичной стороны. В реальной схеме, когда резонанс и задержка индуктивности рассеяния могут быть измерены, значение индуктивности намагничивания может потребовать повторного вычисления для оптимизации низкого напряжения переключения. Выберите CL резистор, RCL, основываясь на константе максимальной мощности контроллера, K_P . Разброс L_M следует рассматривать (например как 10% ниже для типичной индуктивности) и минимальное значение L_M должно быть использовано для вычисления значения резистора CL. Чтобы избежать отключения контроллера защитой от перегрузки во время нормального рабочего диапазона, используйте минимальное значение K_P из таблицы электрических характеристик:

$$R_{CL} = 33.2k\Omega \times \sqrt{\frac{K_P \times L_M}{P_{IN}}} \quad (9)$$

После выбора R_{CL} , пиковый ток DRV вычисляется с помощью уравнения 10:

$$I_{DRV(PK)} = \frac{100kV}{R_{CL}} \quad (10)$$

Для высокой эффективности, коэффициент трансформации обмотки смещения, N_{PB} , должен быть разработан для поддержания напряжения питания VDD выше VGG зажима, который равен $VGG_{(DISABLED)}$, когда преобразователь находится в режиме вспышек. Если VDD разрядится ниже этого значения, минус пороговое напряжение HVMOSFET, HVMOSFET включится и линейно подает ток VDD от шины высокого напряжения, а не из обмоток смещения. Добавление стабилитрона на VDD защитит VDD от превышения его абсолютного максимального рейтинга в случае всплеска из-за индуктивности рассеяния.

Смещение и пуск каскада

UCC28610 использует каскадный драйвер и смещение для управления высоковольтным MOSFET и обеспечивают начальное смещение при пуске. Таким образом, внешний высоковольтный MOSFET обеспечивает функцию пуска в дополнение к функции коммутации мощности во время работы преобразователя. Архитектура каскада использует низковольтный ключ работающий между землей и истоком высоковольтного MOSFET (HVMOSFET) настроенного в конфигурации с общим затвором, как показано на рис. 21. Есть несколько ключевых моментов, которые следует отметить.

1. На затвор внешнего HVMOSFET подано постоянное напряжение.
2. HVMOSFET приводится через исток, а не затвор.
3. Весь ток первичной обмотки проходит через внутренний низковольтный MOSFET драйвера (DRV и GND ножки).

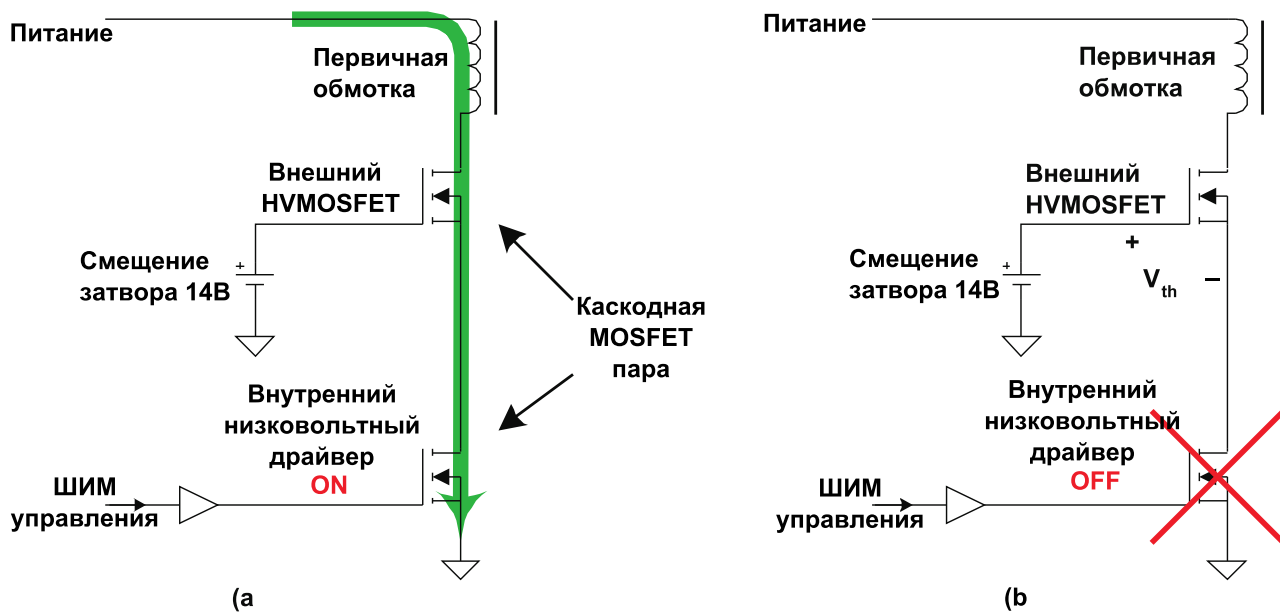


Рис. 21. Каскодная архитектура

UCC28610 объединяет низковольтный ключ в виде 90 мОм FET наряду с измерением тока и драйвером. HVMOSFET вынужден отслеживать быстрый внутренний низковольтный драйвер. Заряд сток-затвор в HVMOSFET не влияет на скорость отключения, потому что затвор подключен к низкоомному источнику постоянного тока. Результат каскодной конфигурации в очень быстром выключении HVMOSFET, который держит низкими динамические потери MOSFET. Каскодная схема драйвера хорошо известна для высокой скорости напряжения затвора. Эта топология может иметь небольшую пропускную способность сигнала по частоте 100 МГц, и это может демонстрировать высокочастотный звон. Высокочастотный звон может вызвать проблемы EMI и стать разрушительным в некоторых ситуациях. Суб- интервалы во время и сразу после переходов включения и выключения особенно восприимчивы к осцилляциям. Для избежания или решений см. в разделе приложений Разрешение высокочастотного звона. Каскодная конфигурация позволяет уникальную последовательность пуска, которая является быстрой и с малыми потерями. Пуск смещения использует низкий уровень отбираемого тока от сети переменного тока или выпрямленной и отфильтрованной линии переменного тока, или питающего напряжения (через R_{START}), как показано на рис. 22. Этот ток заряжает небольшую VGG конденсатор, C_{VGG} , поднимая затвор HVMOSFET. Контакт VGG, как правило, потребляет около 6 мкА ($I_{VGG(SREG)}$) в течение этого времени, что позволяет получить маленький ток смещения и еще зарядить VGG конденсатор. HVMOSFET выступает в качестве источника последовательно включенного напряжения VGG и порогового напряжения HVMOSFET. Затем, по мере продолжения роста VGG, HVMOSFET увеличит напряжение DRV. В течение этого времени сигналы UVLO и разрешение PWM низкие. Это включает переключатель VDD соединяющей VDD к DRV, позволяя VDD расти с истоком HVMOSFET и зарядкой C_{VDD} . Внешний диод Шоттки, D1, требуется между DRV и VDD. Этот диод проходит потенциально высокие токи переключения, которые могли бы течь через тело диода внутреннего VDD ключа.

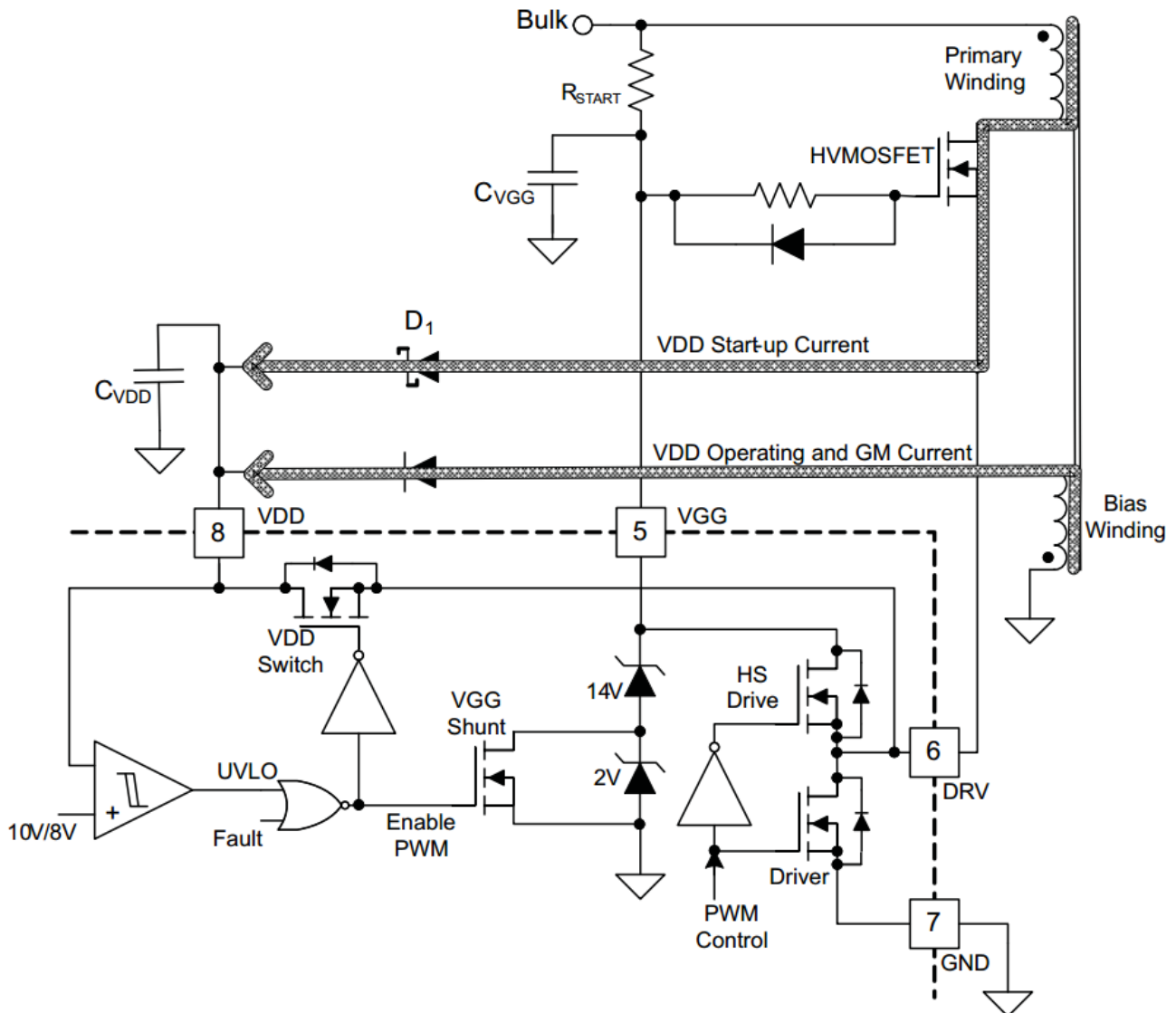


Рис. 22. Пусковые токи для каскодной архитектуры

Для достижения низкого потребления на холостом ходу, выбрать количество витков в обмотке смещения так, что V_{DD} выше $16\text{ В} - V_{TH}$ для HV MOSFET. Напряжение обмотки смещения между 17 В и 20 В, как правило, достигает минимальные потери. Обмотка смещения часто отслеживает выброс напряжения во время отключения индуктивности рассеяния первичной обмотки. Поместите стабилитрон 20 В между V_{DD} и GND в приложениях, где большие нагрузки вызывают избыточное напряжение V_{DD} .

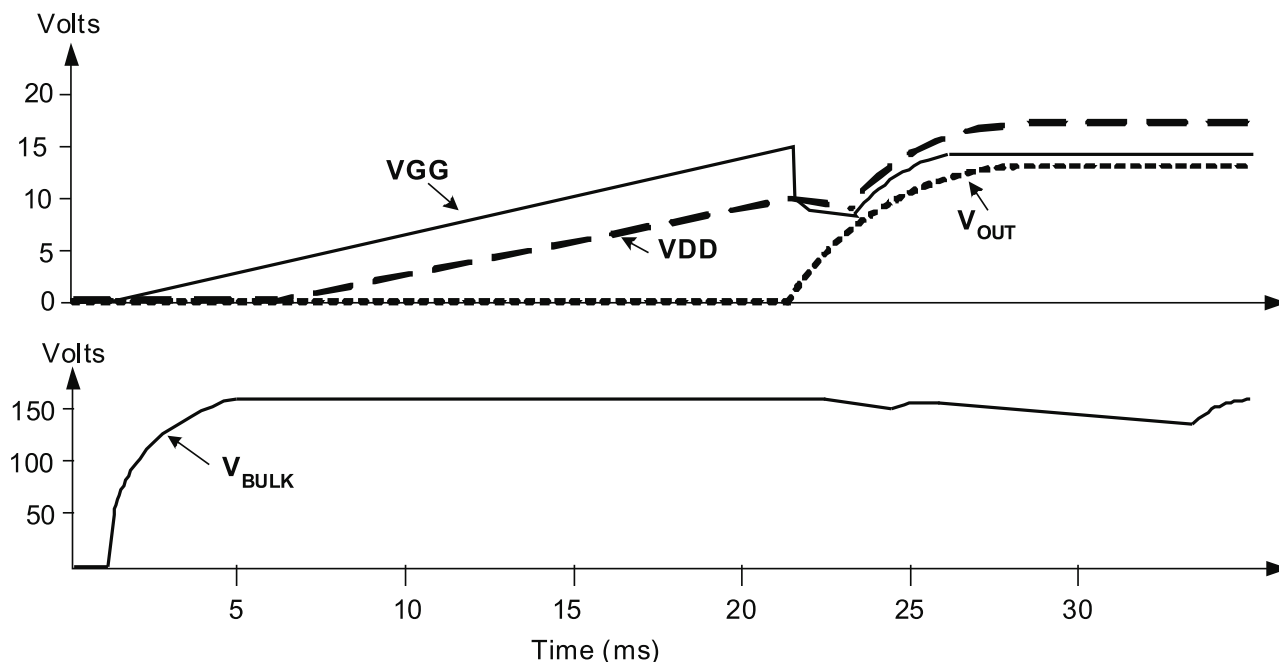


Рис. 23. Типичная пусковая временная диаграмма для обмотки смещения напряжением 17В

Типовые пусковые диаграммы показаны на рис. 23. По мере повышения V_{GG} , V_{DD} будет следовать, минус пороговое напряжение HV MOSFET. Когда V_{DD} достигает приблизительно 10 В, UCC28610 инициирует переключение. Ток смещения, I_{VDD} , возрастает до своего рабочего уровня, и эта питается от V_{DD} конденсатора. Время запуска может быть меньше 200 мс, при выборе V_{GG} конденсатора в диапазоне от 33 нФ до 1000 нФ и выбора R_{START} имеющего ток 15 мкА при минимальном напряжении переменного тока. Выберите конденсатор C_{VDD} имеющий достаточную емкость, чтобы обеспечить рабочий ток смещения в контроллер для времени, которое требуется вспомогательной обмотки, чтобы взять питание на себя. Работа вспышками на холостом ходу может ввести требование для дополнительной C_{VDD} емкости.

Напряжение на V_{GG} является шунт регулируемым до 16В, когда ШИМ действие отключено. Это снижается к 14В при переключении в ограничение максимального напряжения на затворе внешнего HV MOSFET. Внешний HV MOSFET должен иметь пороговое напряжение менее 6 В для обеспечения возможности надлежащего запуска.

Функция обратной связи

Модуляция и режимы управляются путем применения тока к FB ножке. FB ножка обычно используется для обратной связи сигнала ошибки выхода в модулятор. UCC28610 использует внутреннее зеркало тока для применения FB тока к блоку обработки обратной связи, а затем на модулятор частоты и блок модулятора тока. Напряжение на ножке FB является константой 0,7 В. AC фильтрация выхода оптопары должна быть применена в FB ножке, как показано на рис. 24. Частота среза фильтра на рис. 24 должно быть не менее чем в десять раз выше максимальной частоты коммутации преобразователя, как указано в уравнении 11. Резистор 100 кОм, R_{FB} , между эмиттером оптопары и GND предотвращает шум земли от сброса таймера перегрузки посредством смещения FB ножки с отрицательным током. Оптопара с низким коэффициента передачи тока (CTR) требуется чтобы дать производительность на холостом ходу лучше, чем устройством с высоким CTR из-за тока смещения вторичной опоры. Низкий CTR также предлагает лучшую помехозащищенность, чем устройство с высоким CTR.

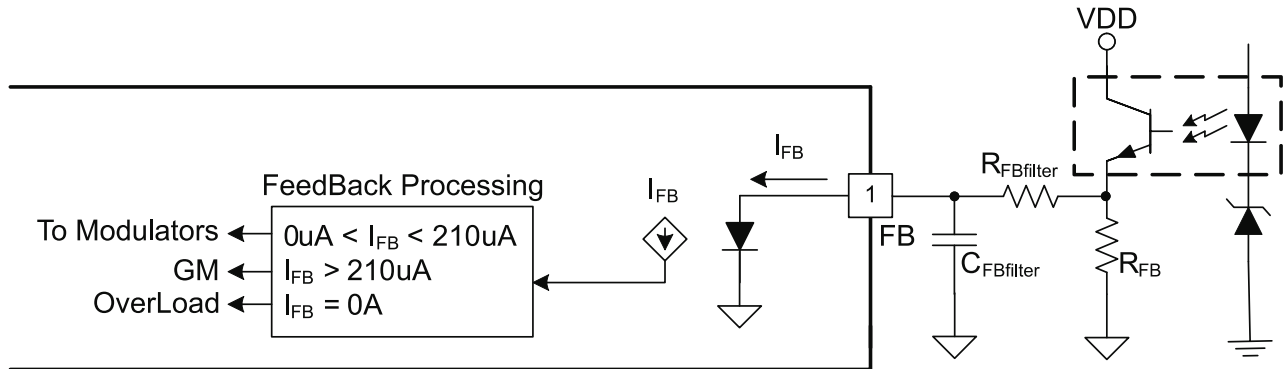


Рис. 24. FB Подробнее

$$f_{FB} = \frac{1}{2 \times \pi \times R_{FBfilter} \times C_{FBfilter}} \quad (11)$$

Режимы модуляции

При нормальных условиях эксплуатации, ток FB командует режим работы UCC28610, как показано на рис. 25 и рис. 26. Ток FB командует UCC28610 работать преобразователю в одном из трех режимов: режим частотной модуляции (FM), режиме амплитудной модуляции (AM) и зеленом режиме (GM). Преобразователь работает в режиме FM при большой мощности нагрузки (от 22% до 100% пиковой регулируемой мощности). Пик тока HV MOSFET достигает своего максимального запрограммированного значения и FB ток регулирует выходное напряжение, варьируя частоту коммутации, которая обратно пропорциональна t_s . Частота коммутации модулируется от 30 кГц (22% пиковой мощности) до 133 кГц (100% пиковой мощности), время открытого состояния постоянно и пиковый ток I_{DRV} постоянный. Максимальный программируемый ток HV MOSFET, $I_{DRV,PK(max)}$, устанавливается при помощи резистора на ножке CL, как описано в уравнении 10.

Преобразователь работает в режиме AM при умеренных уровнях мощности (от 2,5% до 22% от пиковой регулируемой мощности). FB ток регулирует выходное напряжение путем модуляции амплитуды пикового тока HV MOSFET от 33% до 100% максимального запрограммированного значением, пока частота переключения фиксируется на примерно 30 кГц. UCC28610 модулирует напряжение на выводе CL от 3В до 1В для управления изменением пикового тока, как показано на рис. 25 и рис. 26.

Преобразователь работает в GM при незначительной нагрузке (от 0% до 2,5% от максимальной регулируемой мощности). FB ток регулирует выходное напряжение в зеленом режиме с гистерезисными пакетами импульсов используя FB токовые пороги. Пиковый ток HV MOSFET составляет 33% от максимального запрограммированного значения. Частота коммутации в пакете импульсов составляет примерно 30 кГц. Продолжительность между пакетами регулируется динамикой управления источника питания и гистерезисом FB. UCC28610 снижает внутреннюю мощность смещения между пачками в целях экономии энергии во время низкой нагрузки и без нагрузки.

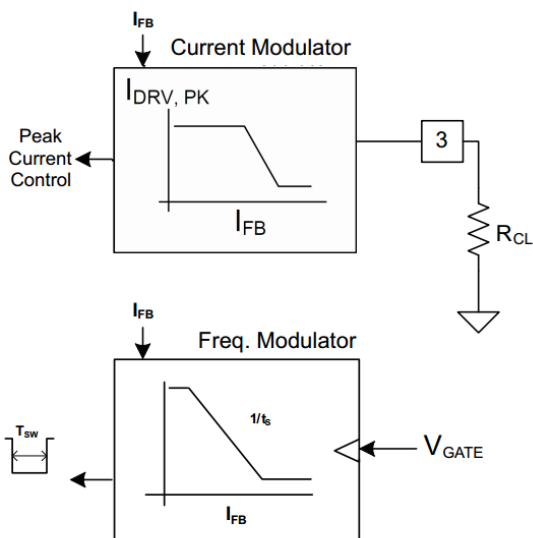


Рис. 25. Блоки управления модуляцией

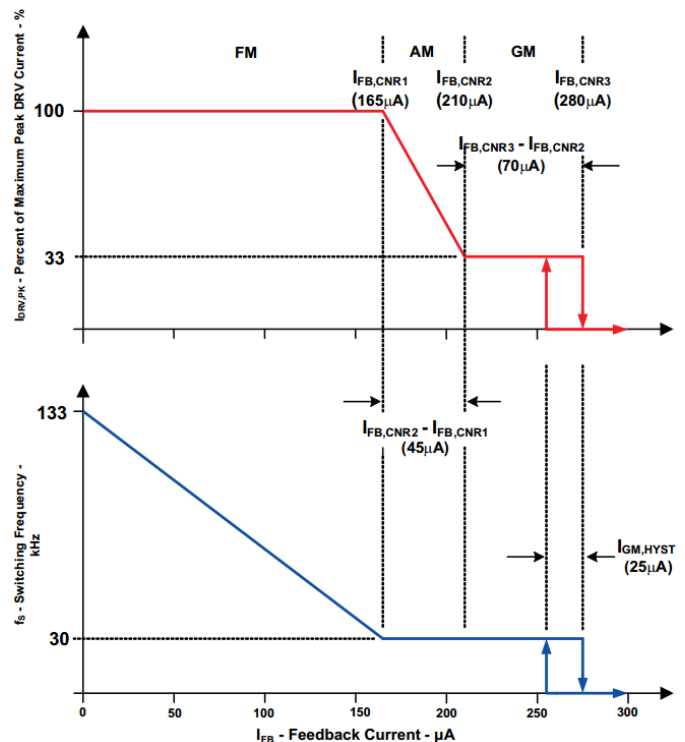


Рис. 26. Диаграмма управления с режимами работы

Измерение первичного тока

UCC28610 использует технологию токового зеркала для измерения первичного тока в модуляторе тока. См. Рис. 27. Весь первичный ток проходит через ножку DRV, через драйвер MOSFET и ножку GND. Ток драйвера MOSFET масштабируется и отражается в компаратор ШИМ, где он сравнивается с током CL. В начале каждого цикла переключения, гасящий импульс $t_{\text{BLANK, (Ilim)}}$, длительностью примерно 220 нс, применяется до ограничителя внутреннего тока, чтобы позволить драйверу включить транзистор без ложной ограничения на переднем крае емкостных токов, обычно присутствующих в цепи.

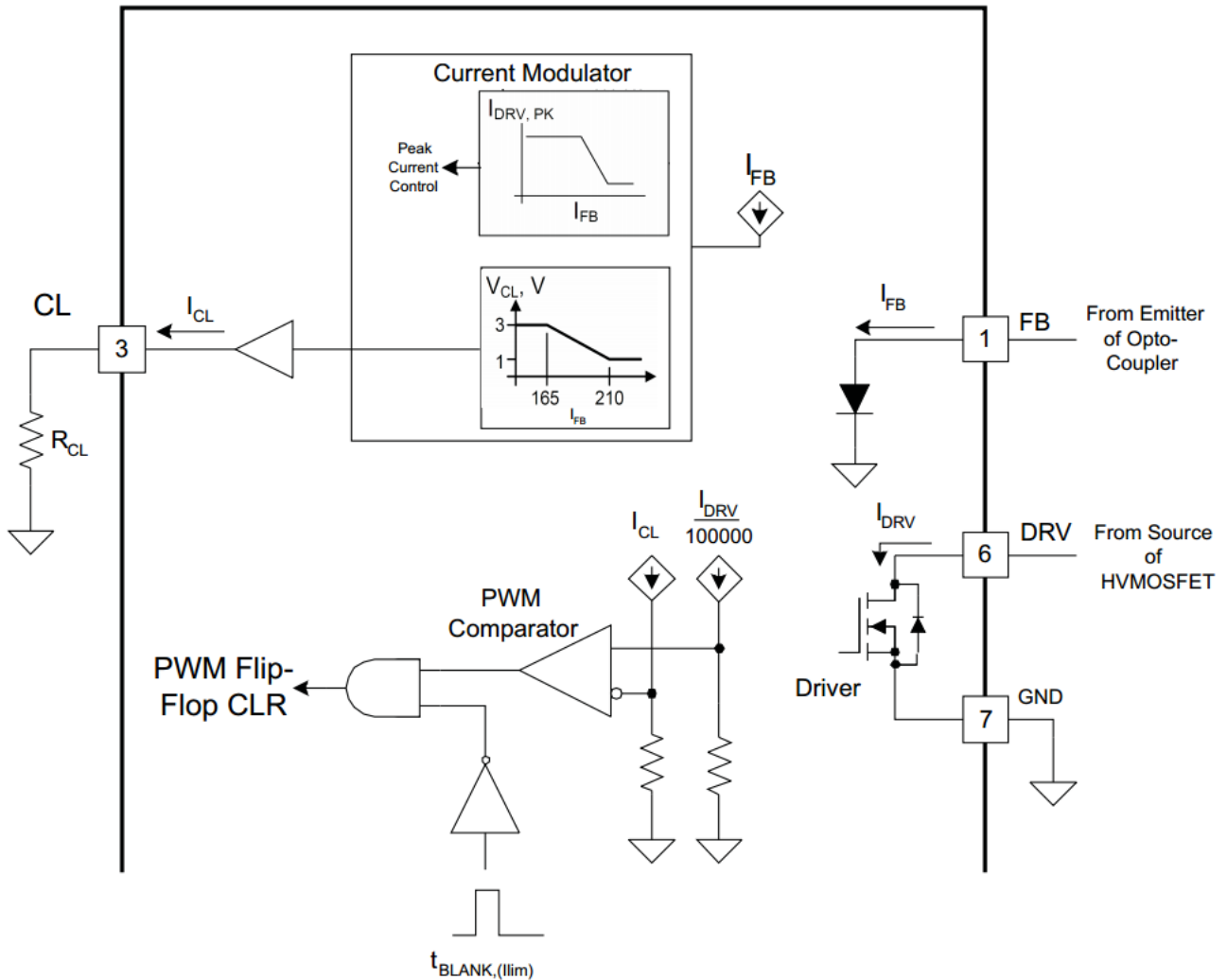


Рис. 27. Ножка CL и датчик тока DRV

Обнаружение пересечения нуля

Модулятор требует три условия для того, чтобы инициировать следующий цикл переключения:

1. Время после последнего фронта включения должно быть равно или больше, чем время, которое запрошено процессором обратной связи как определено обратной связью по току, I_{FB} .
2. Время с момента последнего фронта включения должны быть больше, чем минимальный период, который построен в UCC28610 (номинально 7,5 мкс, что равно 133 кГц).
3. Сразу после пересечения нуля с веру в низ напряжения на ZCD. Или, это будет больше, чем $t_{WAIT,ZCD}$ (~ 2,4 мкс) с момента обнаружения последнего перехода через ноль.

Каждому циклу переключения предшествует по меньшей мере одно обнаружение пересечения нуля ножки ZCD. Модулятор позволяет резонансное кольцо демпферировать между импульсами, если период должен превышать предел демпфирования, что позволяет длинные паузы между импульсами во время работы на холостом ходу.

Частота коммутации не должна превышать 133 кГц (номинально). Это устанавливает максимальный уровень мощности так, что он будет постоянным для всех питающих напряжений, превышающих минимальное значение напряжения линии.

Рис. 28 иллюстрирует установку временных диаграмм цикла переключения в диапазоне рабочих условий. UCC28610 предназначен, чтобы всегда держать ток индуктора прерывистым. Это предотвращает хвост тока во время пуска или короткого замыкания и вмещает контроль максимальной мощности.

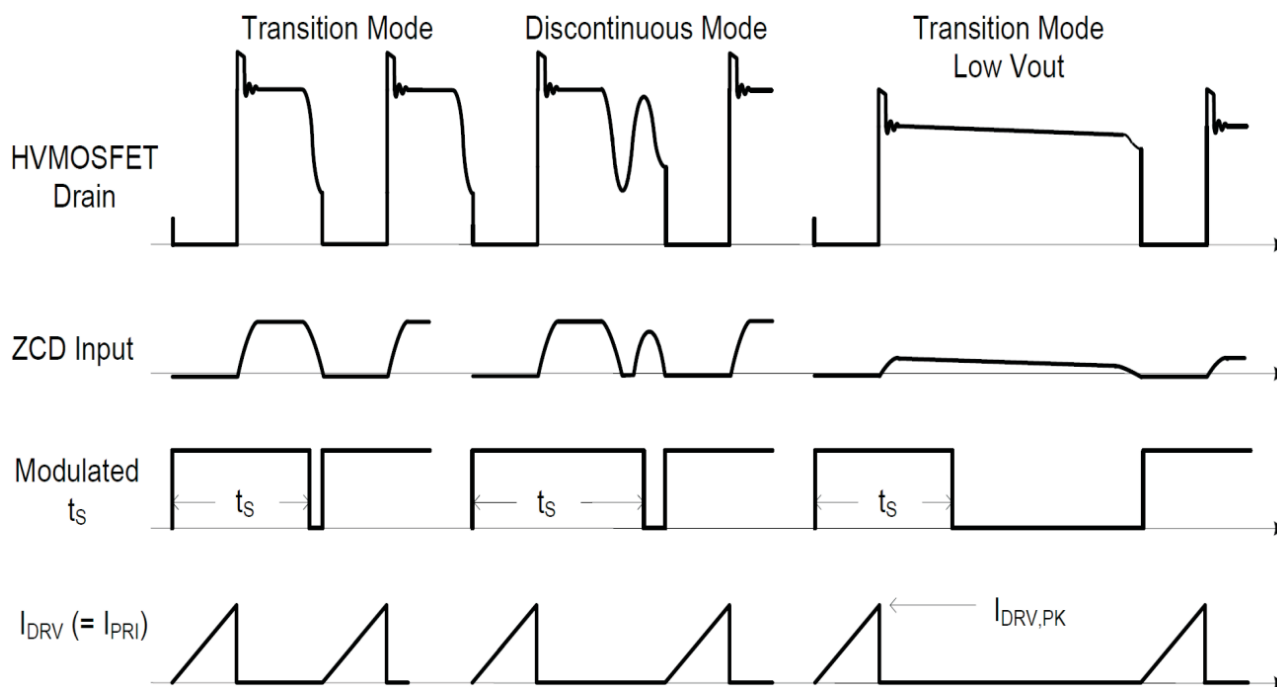


Рис. 28 . Временные диаграммы цикла переключения

Для обнаружение пересечения нуля используется резистивный делитель параллельно обмотке смещения, как показано на рис. 29. Обмотка смещения работает в фазе с выходной обмоткой. ZCD функция обнаруживает размагничивание трансформатора, когда напряжение ZCD, при движении сверху вниз, пересекает ZCD порог 20 мВ, ZCD_{TH} . Напряжение на ZCD штифта внутренне фиксируется на уровне -160мВ (ZCD_{CLAMP}). Небольшая задержка, от 50нс до 200нс, может быть добавлена с C_{ZCD} выровнять включения первичного ключа с резонансной долиной напряжения на первичной обмотке.

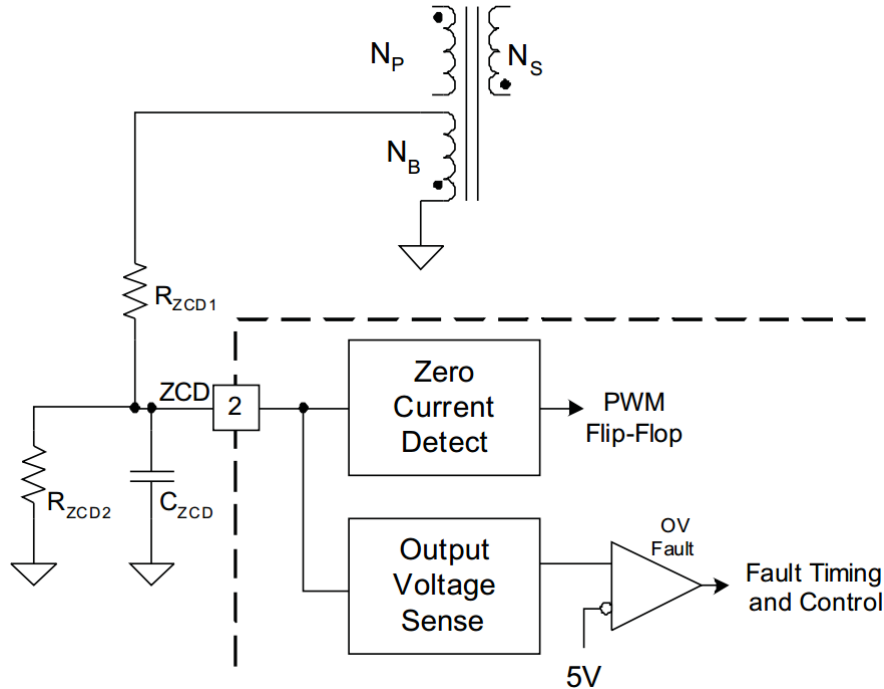


Рис. 29. Обнаружение пересечения нуля.

$$R_{ZCD1} = \frac{V_{OUT} + V_F}{100\mu A} \times \frac{N_B}{N_S} \quad (12)$$

$$R_{ZCD2} = \frac{ZCD_{(OVP)} \times R_{ZCD1}}{\left(V_{OUT(pk)} \times \frac{N_B}{N_S} \right) - ZCD_{(ovp)}} \quad (13)$$

Зеленый режим работы

Во холостого хода работа UCC28610 циклы между двумя состояниями: GM - вкл и GM -выкл. Подробности приведены на рис. 30. В течении GM-вкл. состояния, контроллер активен пока модулятор выдает вспышку одного или нескольких импульсов. В состоянии GM-выкл. контроллер уменьшает свой рабочий ток и действие переключения подавляется. Темп и продолжительность вкл. и выкл. состояний контролируются током в FB ножке, как это цикл между двумя порогами гистерезиса, разделенных I_{FB,GM_HYST} , тока нагрузки, конденсатор выходного фильтра, и детали цепи обратной связи.

В течении состояния GM-выкл. Ток питания VDD уменьшается примерно до 550 мкА, $I_{VDD(GM)}$. Сигнал разрешения ШИМ низкий, когда подавляет переключение, устанавливает шунт-регулятор VGG до $\sim 16V$, $VGG_{(DISABLED)}$, и включает ключ VDD. Узел VGG быстро заряжает до 16 В и низкий VDD ток подается от конденсатора VDD.

Во время GM-вкл. состояние UCC28610 контролирует пиковый первичный ток до 33% от $I_{DRV,PK(max)}$, при темпе 30 кГц. При переключении, шунтовый регулятор VGG тянет напряжение VGG до $\sim 14V$. VDD заряжается от вспомогательной обмотки в течение этого времени, пока VDD не разрядится ниже 14В. Выходное напряжение преобразователя заряжается, пока сеть обратной связи не заставит FB ток в GM выкл. порог, $I_{FB,CNR3}$, и ставит контроллер обратно в GM выкл. состояние.

При очень малых нагрузках время между ШИМ вспышками может быть длинным. Чтобы получить минимальную мощность холостого хода, важно, чтобы не разряжать VDD ниже 16В больше, чем на пороговое напряжение HV MOSFET или HV MOSFET будет включен и линейно питает VDD током от высоковольтной шины питания. Напряжение VDD может быть продлено за счет увеличения C_{VDD} емкости без существенного влияния на время запуска.

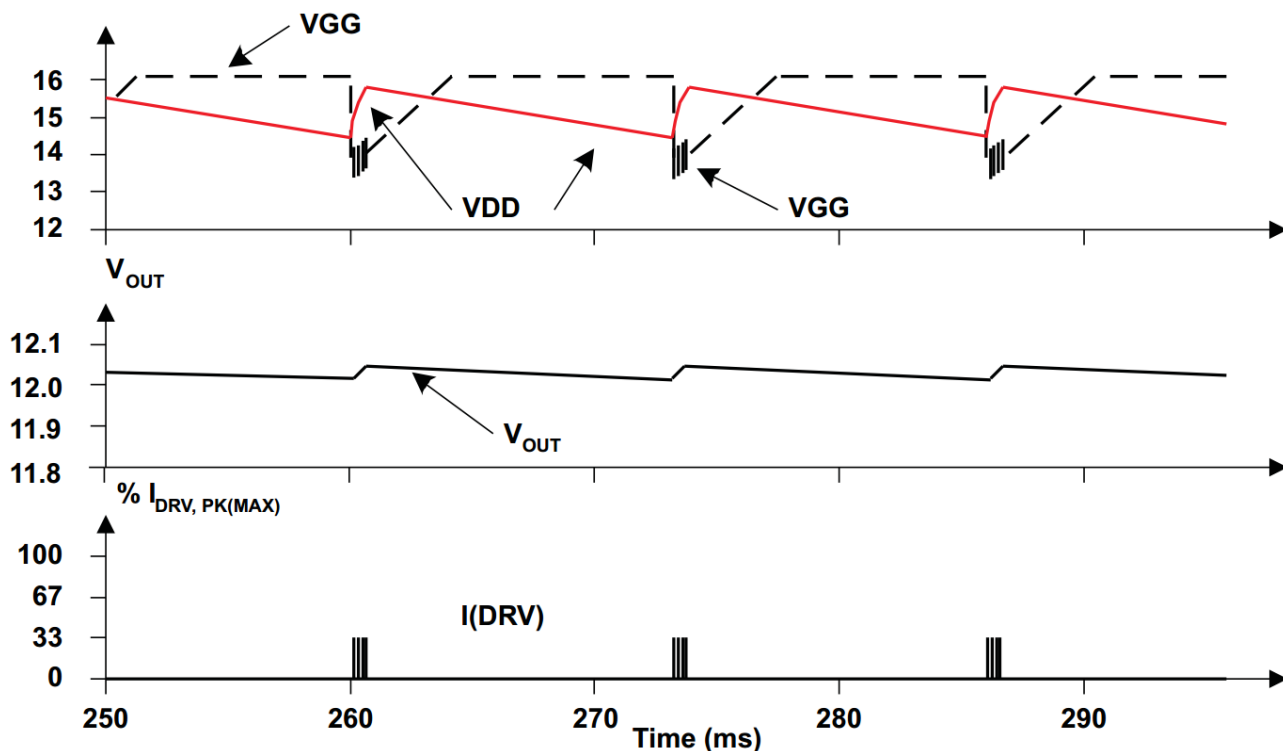


Рис. 30. Работа в зеленом режиме

Ограничение максимальной мощности преобразователя

Предложенный диапазон пиковой мощности для UCC28610 составляет от 12 Вт до 65 Вт при работе преобразователя от сети переменного тока (от 90 VAC до 265 VAC входного напряжения линии), с помощью внешнего MOSFET высокого напряжения с номинальным напряжением 600 В. Это диапазон питания может зависеть от применения и максимального напряжения внешнего MOSFET. В конечном счете, пиковый первичный ток является ограничивающим фактором, поскольку этот ток должен пройти через UCC28610. Ограничение на пике первичного тока накладывает ограничение на пик первичной мощности. Пиковая мощность должна быть менее 65 Вт, не средняя мощность. Пиковая мощность определяется как самый высокий уровень мощности, когда контроллер должен поддерживать регулирование.

На всех уровнях власти, программа UCC28610 контролирует предел мощности с индуктивности первичной обмотки, пиковый ток и максимальную частоту переключения (133 кГц). Максимальная пиковая входная мощность определяется уравнением 14. Точность ограничения мощности в два раза более чувствительна к $I_{DRV(pk)}$ ошибке, чем ошибки L_M и $f_{S(max)}$. Если нагрузка требует больше энергии, чем запрограммировано, выходное напряжение снижения и таймер перегрузки инициируется.

$$P_{IN(max)} = \frac{L_m \times I_{DRV(pk)}^2 \times f_{S(max)}}{2} \quad (14)$$

Ограничение минимальной мощности преобразователя

Динамика датчика тока DRV накладывает 12Вт ограничение минимального уровня мощности для этого контроллера. Предельный уровень мощности находятся DRV тековых оценок для типичных универсальных адаптеров переменного тока, которые используют 600В MOSFET. Диапазон мощности и диапазон связанного с ним пикового тока приведены в уравнении 15.

$$P_{IN} \geq 12 \text{ Вт}$$

$$I_{DRV,PK(min)} \geq 1 \text{ А} \quad (15)$$

Минимальный уровень мощности из-за потери линейности токового зеркала, как показано на рис. 31. Запрограммированный $I_{DRV,PK}$ уровень между 0,66 А и 1 А (с помощью $100 \text{ кОм} \leq R_{CL} \leq 150 \text{ кОм}$) позволяет только 2:1 диапазон модуляции амплитуды пикового тока DRV. Амплитуда I_{DRV} модулируется линейно, если $I_{DRV,PK}$ программируется в пределах рекомендованного рабочего диапазона ($1,0 \text{ А} < I_{DRV,PK} < 4,1 \text{ А}$, что соответствует $100 \text{ кОм} > R_{CL} > 24,3 \text{ кОм}$ соответственно).

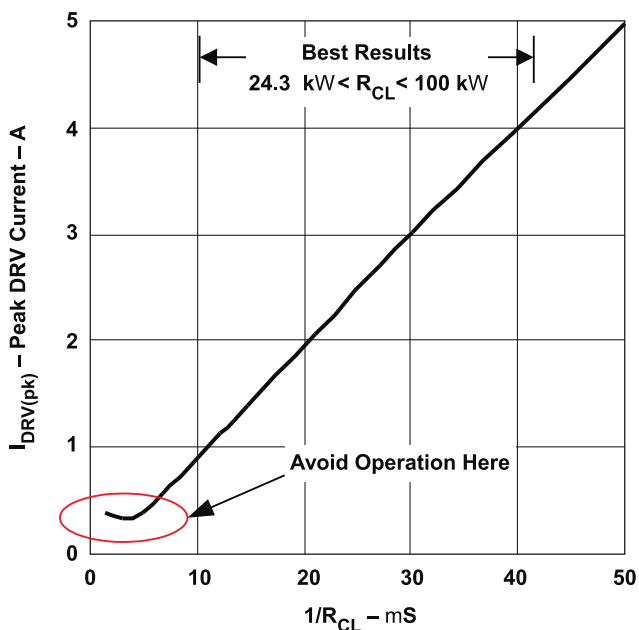


Рис. 31. Динамический рабочий диапазон

Восстановление после неисправности

UCC28610 реагирует на запрограммированную перегрузку, если перегрузка длится дольше, чем T_{OL} (номинально 250 мс). Реакция на ошибку перегрузки либо (1) защелка выключения или (2) выключение/повторная попытка после повтора задержки 750 мс. Реакция на перегрузку программируется с помощью ножки MOT. Вынуждение функции DCM предотвращает насыщение трансформатора и ограничивает среднее и действующее значения выходного тока вторичной обмотки трансформатора. Даже в условиях короткого замыкания нагрузки, выходной ток трансформатора ограничен до уровней, которые показаны в уравнении 16, где N_{PS} представляет собой отношение первичных на вторичных витков. Типичное поведение для короткого замыкания нагрузки показана на рис. 32.

$$I_{SECONDARY,AVG(SHORTEDLOAD)} = \frac{N_{PS} \times I_{DRV(PEAK)}}{2}$$

$$I_{SECONDARY,RMS(SHORTEDLOAD)} = \frac{N_{PS} \times I_{DRV(PEAK)}}{\sqrt{3}} \quad (16)$$

В режиме выключение/повтор коммутация будет вновь включена после 750 мс повторной задержки. В режиме защелки выключения, нагрузка 7,5 кОм активирована в DRV ножке при активации состояния неисправности. Внутренняя нагрузка 7.5 кОм обращает ток от основного конденсатора через HV MOSFET и первичную обмотку трансформатора. Напряжение смещения VDD также регулируется HV MOSFET в состоянии защелки выключения. После того, как сеть переменного тока удаляется, ток 2,8 мА, $I_{DRV,DSCH}$, разрядит основной конденсатор. В конечном счете, VDD будет разряжен, когда основное напряжение становится достаточно низким. Нормальный запуск цикла может произойти, если входное напряжение применяется после VDD опускается ниже уровня сброса отказа, $V_{DD(Fault Reset)}$, что равно примерно 6В.

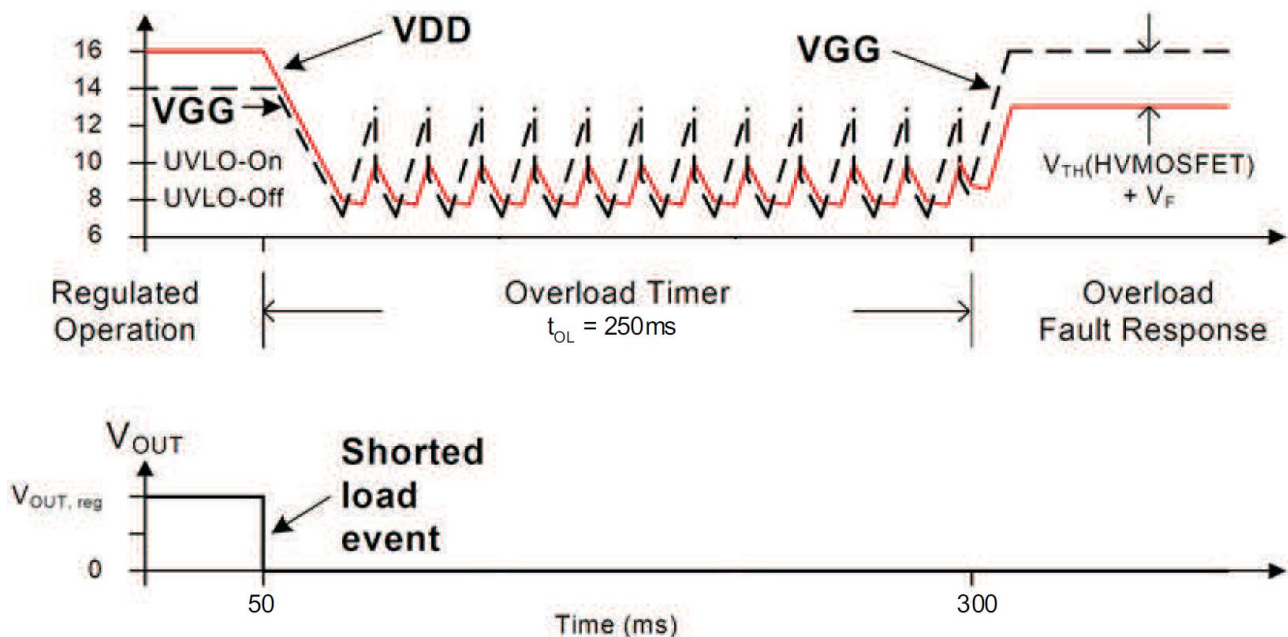


Рис. 32. Поведение при перегрузке с коротким замыканием выхода

Максимальное время открытого состояния ключа и тёмный выход

Вынуждение DCM функции обеспечивает защиту от чрезмерных первичных токов в том случае, если входное напряжение становится очень низким. Самые высокие возможные вторичные токи могут быть описаны с помощью уравнения 16. UCC28610 добавляет дополнительную защиту, позволяя пользователю запрограммировать максимум открытого состояния ключа.

Функция максимального времени открытого состояния ключа (MOT-Maximum On-Time) вызывает преобразователь реагировать, как будто есть перегрузка, если нагрузка достаточно велика во время просадки линии. В условиях низкой линии, функция MOT ограничивает время открытого состояния первичного ключа, который ограничивает пиковый ток в первичной ступени питания. Рис. 33 показывает, как период MOT, t_{MOT} , программируется в диапазоне от 1,5 мкс до 5 мкс для обоих диапазонов резисторов программирования. Резистор диапазона определяет реакцию регулятора на устойчивую перегрузку - в защелку выключения или отключить/повторить, что такой же ответ на состояния проседания линии или затемнения выхода.

Использование ножки MOT для внешнего отключения

Многие приложения требуют возможности для отключения питания внешними средствами. Эта функция легко реализуется путем подключения коллектора и эмиттера NPN транзистора между MOT и GND, соответственно. NPN -транзистор может быть фото-транзистором из оптоизолятора для изолированных приложений.

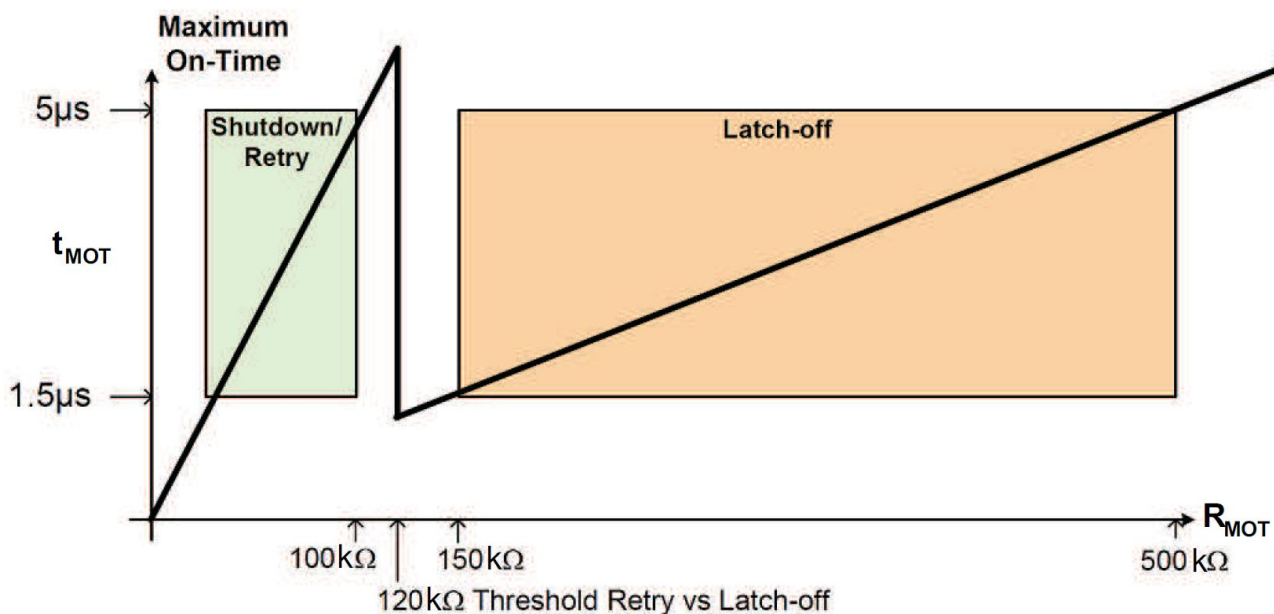


Рис. 33. Программирование ответа MOT и ошибки перегрузки

Для ответа защелка выключения на перегрузки по току или понижению напряжения:

$$R_{MOT} = t_{MOT} \times \left(1 \times 10^{11} \frac{\Omega}{s} \right) \quad (17)$$

где:

$$150k\Omega \leq R_{MOT} \leq 500k\Omega$$

$$1.5\mu s \leq t_{MOT} \leq 5\mu s \quad (18)$$

Для ответа отключить/повторить на перегрузку по току или понижению напряжения:

$$R_{MOT} = t_{MOT} \times \left(2 \times 10^{10} \frac{\Omega}{s} \right) \quad (19)$$

где:

$$25k\Omega \leq R_{MOT} \leq 100k\Omega$$

$$1.5\mu s \leq t_{MOT} \leq 5\mu s \quad (20)$$

Обнаружение перенапряжения

Контроллер UCC28610 мониторит выходное напряжение путем отбора проб напряжение на вспомогательной обмотке. Время выборки имеет фиксированную задержку 1 мкс, $t_{BLANK,OV}$, после выключения внутреннего драйвера. Это позволяет делать выборку вспомогательной обмотки после того, как напряжение обмотки смещения оседает от переходного процесса. Это же задержка используется для бланкирования входа ZCD, чтобы избежать непреднамеренного обнаружения пересечения нуля должны звон быть достаточно большим, чтобы переступить порог ZCD пересечения нуля.

Порог перенапряжения выхода (OV) устанавливается с помощью коэффициента трансформации вспомогательной обмотки к выходной вторичной и резистивного делителя на входной контакт ZCD. UCC28610 всегда будет вводить состояние защелки отключения, если обнаружит состояние OV. Питание VDD должен проходить ниже порога ошибки сброса в рестарт в порядке восстановления. Функционирование функции обнаружения перенапряжения показана на рис. 34.

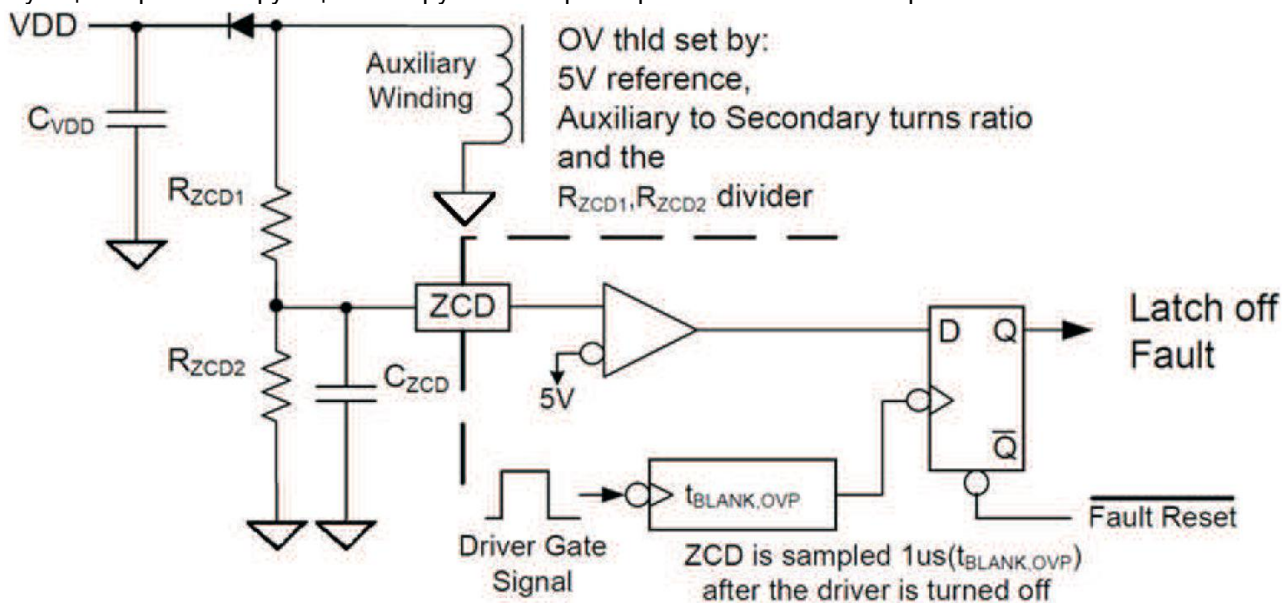


Рис. 34. Выход защиты от перенапряжения с ножки ZCD

Решение для высокочастотного звона

Цепи каскадного драйвера хорошо известны высокой скоростью усиления по напряжению. Эта топология может иметь небольшую полосу пропускания сигнала свыше 100 МГц, и это может демонстрировать высокочастотный звон. Внутренний MOSFET HS драйвера короткий затвор к источнику внешнего HV MOSFET, в течение интервала выключения цикла переключения. Это предотвращает HV MOSFET от нежелательного возбуждения резонансного контура LC в преобразователе (основной индуктивности трансформатора и паразитной емкости стока). Высокочастотный звон может появиться в встроенный мертвый времени между выключением DRV и включения HS-драйвера. Большое количество энергии передается через силовых компонентов в течение этого мертвого времени. Чрезмерное высокочастотный звон может вызвать проблемы EMI и стать разрушительным в некоторых ситуациях.

Идентификация высокочастотного звона

Высокочастотный звон является результатом паразитных емкостей мелодий с паразитной индуктивности между истоком HV MOSFET и ножкой DRV. Низкое пороговое напряжение высоковольтного MOSFET и большой пиковый тока DRV могут сделать звон хуже. В ситуациях разрушительного звона, преобразователь может легко включиться и достичь регулирования первый раз, но никогда не включиться вновь.

Звон можно наблюдать в одном или обоих из следующих условий:

- Самое первое событие выключения HV MOSFET во время холодного запуска преобразователя ($V_{GG} > V_{DD}$).
- Срез выключения HV MOSFET в условиях устойчивого состояния, где преобразователь переключает HV MOSFET при запрограммированном $I_{DRV,PK}$ уровне ($V_{DD} > V_{GG}$).

Устранение HF звона

Проблемы высокочастотного звона в каскодных драйверах MOSFET можно часто избежать. Многие преобразователи не имеют этой проблемы, потому что они используют HVMOSFET с большим V_{th} , большим $R_{DS(ON)}$, низким коэффициентом проходной проводимости или работают на малом токе. Проблемы звона можно избежать путем минимизации паразитной индуктивности. След между истоком HVMOSFET и ножкой DRV должен быть очень коротким, менее 1 см. Не добавляйте зонд тока обратной связи к свинцу истока HVMOSFET. Не ставьте ферритовых колец на свинец истока HVMOSFET.

Если звона нельзя избежать, наиболее эффективным и действенным методом для решения звона во переходные процессы при коммутации являются:

1. Феррита чип или шарик включенный в затвор HVMOSFET,
2. Небольшой конденсатор, подключенный от DRV к GND и
3. Затворный резистор выключения. Эти три метода можно использовать по отдельности или в сочетании, как показано на рис. 35.

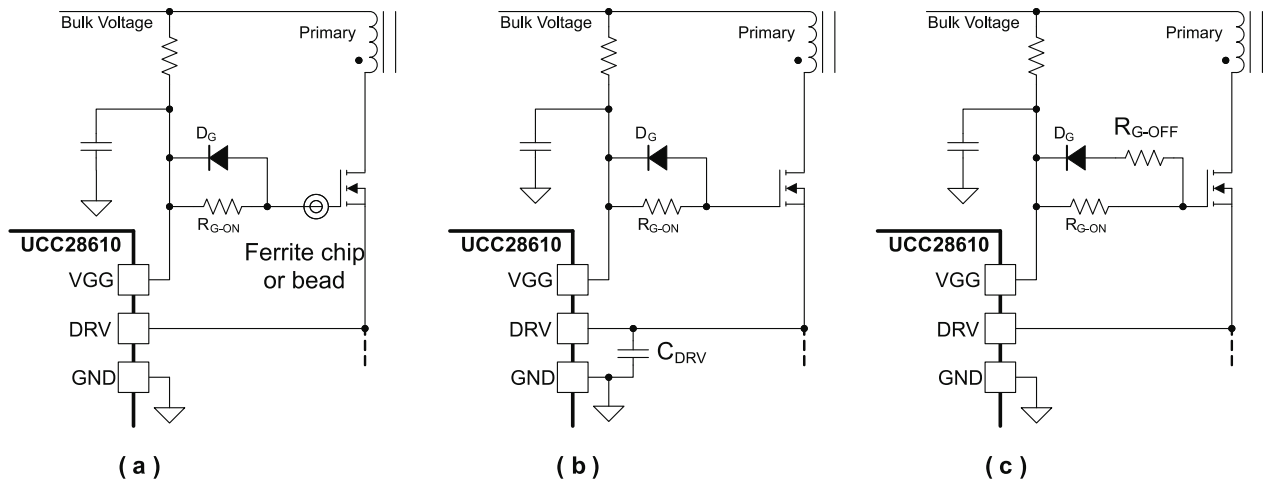


Рис. 35. Решения высокочастотного звона, (а) ферритовый чип, (б) CDRV и (с) RG-OFF

Решение с ферритовым чипом или бисером

Ферритовый чип или шарик, соединённый с затвором HVMOSFET обеспечивает лучший результат, потому что он подавляет звон в схемах затвора, истока и стока HVMOSFET с минимальными добавочными потерями. Выберите ферритовый чип адекватности сопротивления в звенящей диапазоне частот (например, 60 Ω на частоте 100 МГц) . Пиковый ток ферритового чипа или шарика должен быть достаточным для тока разрядки исток - затвор, которая происходит во время переходного процесса выключения. Чрезмерно большое реактивное сопротивление шарика может привести к низкочастотным всплескам VGG при пиковой нагрузке. Как правило, хорошие результаты могут быть достигнуты при 0603 ферритовом чипе.

Решение с DRV конденсатором

Конденсатор между DRV и GND может уменьшить звон на VGG. Выберите DRV конденсатор экспериментально путем наблюдения эффекта на ножке VGG в течение первого среза выключения и во время среза выключения при работе на полной нагрузке. Конденсатор должен быть не менее 3,3нФ так, что он не оказывает значительного снижения эффективности. Используйте конденсатора с низкой Q, такие, как один с Y5V диэлектрика. Этот метод не будет полностью демпфировать звон еще он может обеспечить достаточную защиту от паразитной индуктивности между источником HVMOSFET и ножкой DRV.

Решение с затворным резистором выключения

Затворный резистор запирающего в диапазоне от $0 \Omega < R_{G-OFF} < 5 \Omega$ может демпфировать звон. Сопротивление выключения ограничено в целях предотвращения паразитной индуктивности истока HVMOSFET от перезарядки VGG через тело диода MOSFET HS драйвера, в дополнение к любому пиковому току проблем ошибок, которые будут вызваны дополнительной задержки. Эффект демпфирования от резистора затвора работает лучше в приложениях с низким током и небольшой индуктивностью истока.

Гораздо большее сопротивление может быть терпимо в течение перехода включения HVMOSFET из-за работы DCM . Рекомендуемое сопротивление включения $0 \Omega < R_{G-ON} < 200 \Omega$ для того, чтобы предотвратить задержки включения от интерференции в долине переключения.

Термовыключение

UCC28610 защищает себя от перегрева с внутренней схемой тепловой отключения. Если температура перехода превышает точку термовыключения, T_{SD} , UCC28610 инициирует событие отключения и разрешения повторения после времени повтора, t_{RETRY} . Отключение/Повтор циклы продолжаться, если температура перехода составляет не менее чем T_{SD} минус T_{SD_HYST} .

Типичная схема и разводка

Можно спроектировать блок питания на односторонней плате с помощью UCC28610. Рис. 36 и Рис. 37 показывают пример типичной разводки и дизайна, соответственно. Правильное использование земляных полигонов может решить EMI и тепловые проблемы. Для достижения наилучших результатов, создать бесшумный земляной полигон для компонентов, связанных с контактами 1 по 4. Это дает экранирование управляющих сигналов. Кроме того, не продлить земляной полигон под радиаторами, термисторами или снабберами, так чтобы эти компоненты не нагревали UCC28610.

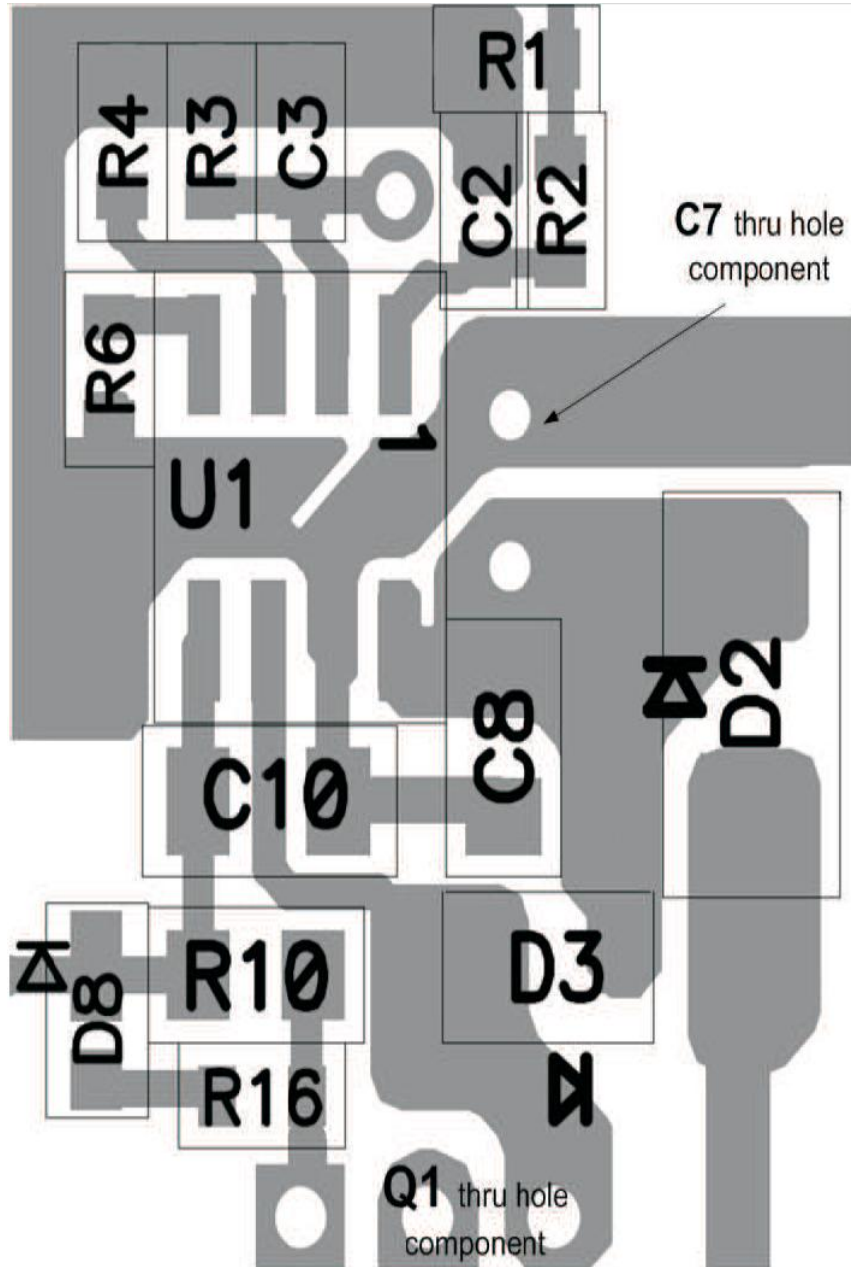


Рис. 36. Типичная разводка устройства на односторонней PCB

Примечание

Позиционные обозначения соответствуют компонентам, показанным в схеме на рис. 37

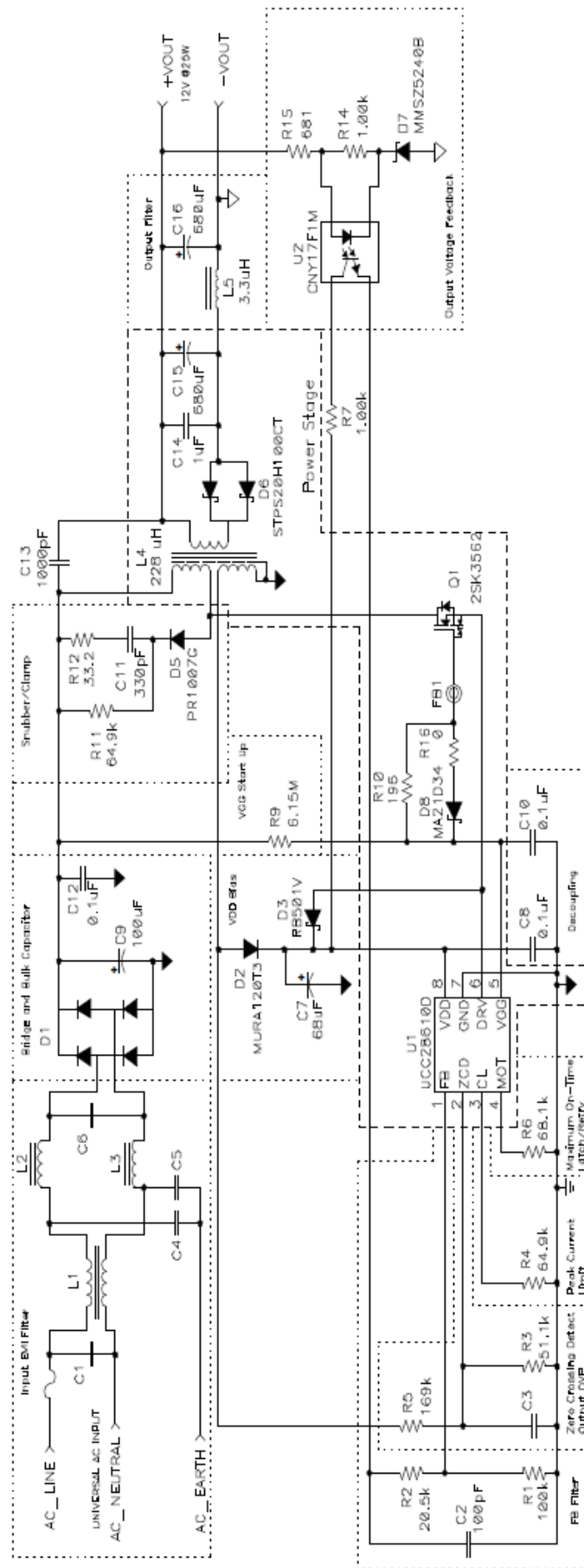


Рис.37. Схема типового дизайна.

Терминальные компоненты

Для справки по обозначениям см. Рис. 1.

Таблица 1. Терминальные компоненты

Имя	Терминал	Описание
CL	3	$R_{CL} = 33.2k\Omega \times \sqrt{\frac{K_p \times L_M}{P_{IN}}}$ $I_{DRV(pk)} = \frac{100kV}{R_{CL}}$ <p>Где $K_p = 0.54W/\mu H$ L_M – минимальное значение первичной индуктивности $P_{IN} = P_{OUT}/\eta$ η - эффективность</p>
DRV	6	<p>Q1, мощный MOSFET с адекватным напряжением и током, V_{VGS} должен иметь не менее 20В. D1, диод Шоттки, на напряжение не менее 30В, включенный между DRV и VDD</p>
FB	1	$R_{FB} = 100k\Omega$
GND	7	Блокировочный керамический конденсатор к VDD, $C_{BP} = 0.1\mu F$
MOT	4	<p>Для реакции защелки отключения при ошибках перегрузки: t_{MOT} = использовать максимальное программируемое время открытого ключа после задержки 250ms.</p> $R_{MOT} = t_{MOT} \times \left(1 \times 10^{11} \frac{\Omega}{s} \right)$ <p>Где</p> <ul style="list-style-type: none"> $150k\Omega \leq R_{MOT} \leq 500k\Omega$ <p>Для реакции отключения-повтора при ошибке перегрузки:</p> $R_{MOT} = t_{MOT} \times \left(2 \times 10^{10} \frac{\Omega}{s} \right)$ <p>Где</p> <ul style="list-style-type: none"> $25k\Omega \leq R_{MOT} \leq 100k\Omega$ и $t_{MOT} \leq 5\mu s$
VDD	8	$C_{VDD} = \frac{I_{VDD(GM)} \times t_{BURST}}{\Delta VDD_{BURST}}$ <p>Где: $\Delta VDD_{(BURST)}$ является разрешенной пульсацией VDD в течении работы вспышками; t_{BURST} расчётный период вспышек; Типовое значение C_{VDD} примерно 47μF V_{BIAS} должно иметь напряжение больше чем:</p> $V_{BIAS} \geq V_{OUT} \frac{N_{PS}}{N_{PB}} + \frac{V_{BULK(max)}}{N_{PB}}$ <p>Где: V_{DBIAS} есть максимальное обратное напряжение диода D2 $V_{BULK(max)}$ есть выпрямленное напряжение CBULK при максимальном сетевом напряжении</p>
VGG	5	<p>Минимизировать длину подключения C_{VGG} к GND C_{VGG} = по крайней мере 10x C_{GS} HVMOSFET, обычно $C_{VGG} = 0.1\mu F$</p>
ZCD	2	$R_{ZCD1} = \frac{V_{OUT} + V_F}{100\mu A} \times \frac{N_{PS}}{N_{PB}}$ $R_{ZCD2} = \frac{ZCD_{(ovp)} \times R_{ZCD1}}{\left(V_{OUT(pk)} \times \frac{N_{PS}}{N_{PB}} \right) - ZCD_{(ovp)}}$ <p>Где: $ZCD_{(ovp)}$ - является порогом ошибки перенапряжения при ZCD; N_{PS} - отношение витков первичной обмотки к виткам вторичной обмотки;</p>

		<p>См. Рисунок 1 для всех компонентов местях в таблице 1. См. Рисунок 1 для всех компонентов местях в таблице 1. См. Рисунок 1 для всех компонентов местях в таблице 1. N_{PB} - отношение витков первичной обмотки к виткам обмотки смещения; V_{OUT} - среднее выходное напряжение вторички; V_F – прямое смещение напряжения вторичного выпрямителя; $V_{OUT,PEAK}$ – желаемый уровень ошибки перенапряжения выхода.</p>
<p>Примечание 1: См. таблицу <i>Электрические характеристики</i> для всех констант и измеренных значений, если не указано иное.</p> <p>Примечание 2: См. Рис.1 для всех компонентов расположенных в таблице 1.</p>		