

Сергей Гасанов

Структура и алгоритмы работы корректоров коэффициента мощности ON Semiconductor

В ИСТОЧНИКАХ ПИТАНИЯ ДЛЯ СВЕТОДИОДНОГО ОСВЕЩЕНИЯ

Технологии, позволяющие более эффективно использовать потребляемую мощность, получают все большее распространение, особенно при разработке источников питания для светодиодного освещения. В статье описаны внутреннее устройство и алгоритмы работы микросхем корректоров коэффициента мощности производства компании ON Semiconductor.

Введение

Большинство электронных балластов и импульсных преобразователей электрической энергии для получения постоянного напряжения из синусоидального напряжения сети используют мостовой выпрямитель с накопительным конденсатором. При этом выпрямительная цепь потребляет из сети ток в то время, когда мгновенное значение сетевого напряжения превышает (по модулю)

напряжение накопительного конденсатора. В результате ток, потребляемый из сети, имеет несинусоидальную форму и содержит высокие гармоники, что приводит к появлению реактивной составляющей мощности. Коэффициент мощности таких устройств невысок (значение, как правило, ниже 0,6), поэтому из сети нужно получить значительно больший уровень мощности, чем тот, который будет передан в нагрузку. В соответствии с современным мировым стандар-

том IEC 1000-3-2 источник питания мощностью более 75 Вт должен быть оснащен корректором коэффициента мощности, в противном случае ему будет закрыт доступ на рынок. Ожидается, что в скором времени пороговое значение достигнет 50 Вт. Кроме неэффективного потребления мощности, происходит искажение формы сетевого напряжения, а другие потребители электроэнергии вынуждены применять меры для защиты от сетевых помех (рис. 1).

Для снижения влияния потребителя тока на сеть применяются активные или пассивные корректоры. Пассивные представляют собой дроссели, чаще всего применяемые в устройствах небольшой мощности и некритичных к габаритным размерам. В остальных случаях целесообразно применение активных высокочастотных корректоров, часто называемых корректорами коэффициента мощности (Power Factor Correction, далее ККМ). К основным задачам ККМ можно отнести:

- придание потребляемому от сети току синусоидальной формы (снижение коэффициента гармоник);
- ограничение выходной мощности;
- защиту от короткого замыкания;
- защиту от пониженного или повышенного напряжения.

Фактически ККМ можно рассматривать как некий буферный каскад (схему), снижающий взаимное влияние питающей сети и источника питания. Наиболее популярная топология для коррекции коэффициента мощности — повышающий импульсный преобразователь напряжения. Данный преобразователь (рис. 2) состоит из: дросселя; ключевого элемента, роль

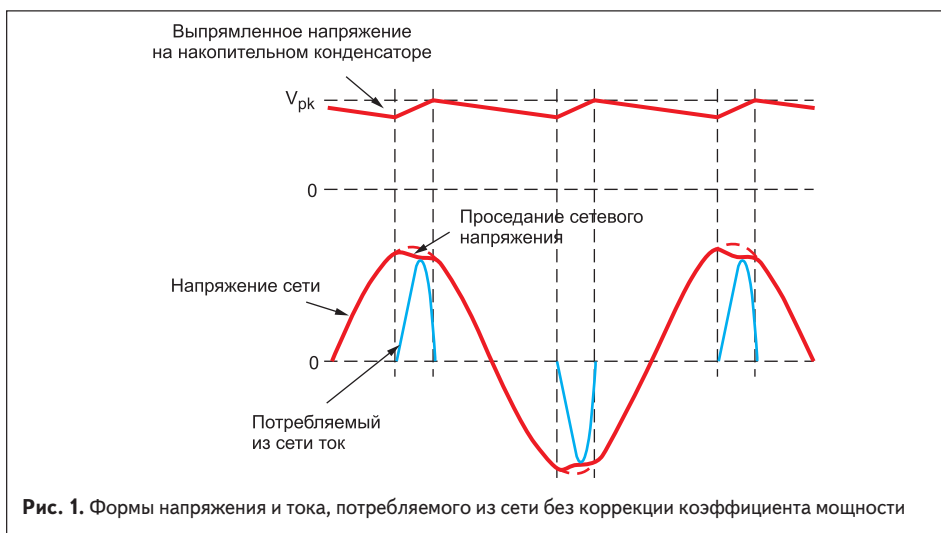


Рис. 1. Формы напряжения и тока, потребляемого из сети без коррекции коэффициента мощности

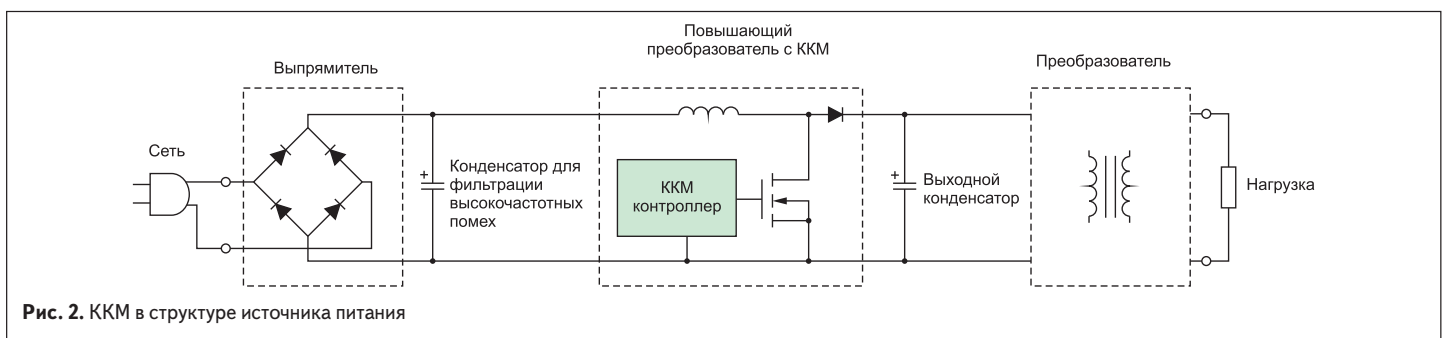


Рис. 2. ККМ в структуре источника питания

которого обычно играет силовой MOSFET; выпрямительного диода. К выводам ККМ-преобразователя присоединен накопительный конденсатор. Коммутациями MOSFET управляет специализированная микросхема — контроллер ККМ. В общем случае основная задача данной микросхемы — управление коммутациями ключевого элемента таким образом, чтобы источник питания потреблял из сети синусоидальный ток, совпадающий по фазе с сетевым напряжением. Распространенное решение для такого типа источников, как драйверы светодиодов, — включение после ККМ импульсного преобразователя, который стабилизирует ток в нагрузке, но может быть включен и понижающий преобразователь, стабилизирующий напряжение (рис. 2).

Для правильного применения ККМ-контроллеров в источниках питания необходимо понимать структуру и принципы работы этих микросхем. Данная статья призвана рассказать о некоторых решениях в ККМ-контроллерах, производимых фирмой ON Semiconductor.

Алгоритм работы ККМ с постоянной частотой преобразования

Данный алгоритм реализуют такие микросхемы, как NCP1650, NCP1652, NCP1654 и некоторые другие. На рис. 3 представлены внутреннее функциональное устройство и схема включения микросхемы NCP1650 в цепь ККМ.

Постоянное напряжение с выхода ККМ ($U_{\text{вых}}$), отмасштабированное с помощью резистивного делителя, поступает на вывод FB/SD (Feedback) микросхемы контроллера. Внутри микросхемы этот вывод соединен с инвертирующим входом усилителя рассогласования по напряжению (VOLTAGE ERROR AMPLIFIER). Неинвертирующий вход усилителя соединен с внутренним источником опорного напряжения 4 В. Сигнал на выходе усилителя рассогласования $V_{\text{error(dc)}}$ отражает расхождение между реальным и требуемым значением $U_{\text{вых}}$. Поскольку AC INPUT соединен с инвертирующим входом усилителя, то величина $V_{\text{error(dc)}}$ понижается при превышении напряжением $U_{\text{вых}}$ требуемого значения, и наоборот, $V_{\text{error(dc)}}$ повышается, когда $U_{\text{вых}}$ ниже заданного уровня. Таким образом, в импульсном преобразователе реализуется обратная связь по напряжению. В микросхеме контроллера реализована возможность использования цепи компенсации (присоединяется к выводу LOOP COMP). Данная цепь предназначена для того, чтобы скорость реагирования усилителя рассогласования была ниже, чем скорость изменения напряжения на выходе ККМ, — это нужно для предотвращения перерегулирования при скачкообразном изменении выходного напряжения.

Напряжение с выхода двухполупериодного выпрямителя (подается на выводы +Bus и -Bus) делится с помощью внешнего резистивного делителя и поступает на вывод микросхемы AC INPUT. Умножитель опорного напряжения

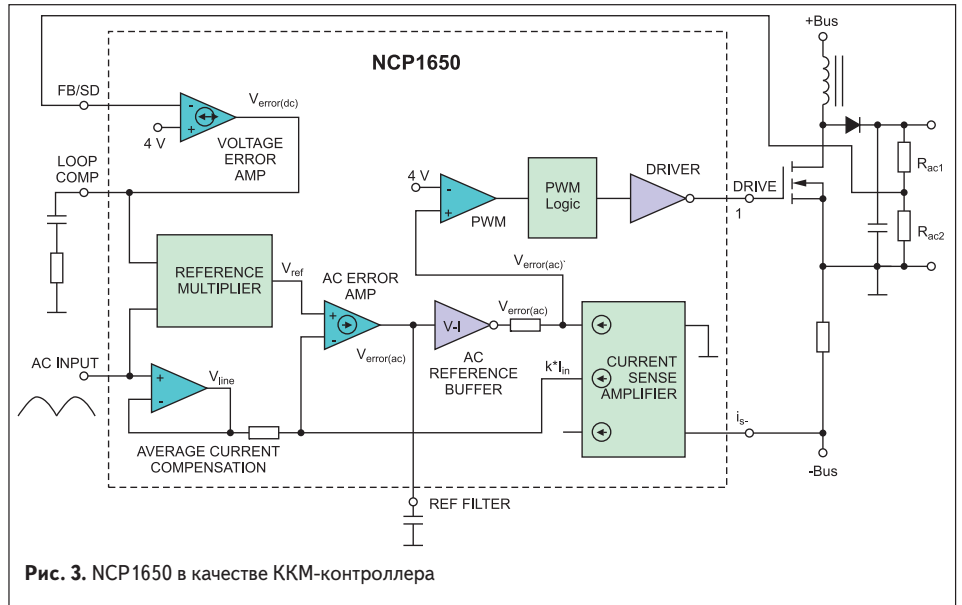


Рис. 3. NCP1650 в качестве ККМ-контроллера

(REFERENCE MULTIPLIER) производит перемножение напряжения AC INPUT и сигнала $V_{\text{error(dc)}}$. При этом величина $V_{\text{error(dc)}}$ играет роль коэффициента, который либо увеличивает, либо уменьшает (или оставляет прежним) амплитуду сигнала AC INPUT. Выходной сигнал умножителя опорного напряжения V_{ref} несет в себе информацию о форме входного напряжения и соответствии (либо несоответствии) уровня выходного напряжения ККМ требуемому значению.

Далее напряжение V_{ref} поступает на неинвертирующий вход усилителя рассогласования по переменной составляющей (AC ERROR AMPLIFIER). На инвертирующий вход этого усилителя рассогласования поступает сумма двух сигналов: $k \cdot I_{\text{in}}$ — сигнал с выхода усилителя обратной связи по току (CURRENT SENSE AMPLIFIER) и сигнал V_{line} , пропорциональный напряжению вывода AC INPUT. Усилитель рассогласования по своей сути является операционным усилителем (ОУ). Важное свойство любого ОУ — стремление потенциалов инвертирующего и неинвертирующего входов к уравниванию своих значений. Иначе: ОУ генерирует такое напряжение на своем выходе, чтобы потенциалы входов были равными. Исходя из этого свойства справедливо следующее соотношение:

$$V_{\text{ref}} = V_{\text{line}} + k \cdot I_{\text{in}}$$

Сигнал V_{ref} имеет форму выпрямленного сетевого напряжения (отрицательные полу волны зеркально отражены на положительную полуплоскость). Для простоты, условно, назовем эту форму синусоидальной. Сигнал V_{line} также имеет синусоидальную форму. Следовательно, $k \cdot I_{\text{in}}$ (отмасштабированный сигнал обратной связи по току) тоже будет иметь форму, близкую к синусоидальной, а это возможно в том случае, если средний ток дросселя будет синусоидальным. Мгновенное же значение тока дросселя будет состоять из чередующихся подъемов и спадов, что следует из механизма работы ККМ, который, по сути, является им-

пульсным преобразователем. Следует отметить, что под средним значением тока дросселя подразумевается его (тока) среднее значение за период цикла работы ККМ, а не за период сетевого напряжения.

Далее, напряжение с выхода усилителя рассогласования по переменной составляющей инвертируется и смещается до уровня +4 В в буфере опоры (AC REFERENCE BUFFER). Полученный сигнал суммируется с напряжением выхода усилителя обратной связи по току (рис. 4).

Данная сумма, обозначенная на схеме как $V_{\text{error(ac)}}$, поступает в блок, реализующий широтно-импульсную модуляцию сигнала управления MOSFET (вывод DRIVE). В составе ШИМ-блока имеется генератор импульсов фиксированной частоты.

Механизм работы ШИМ-блока следующий. Появление импульса на выходе генератора переключает сигнал DRIVE в высокий уровень:

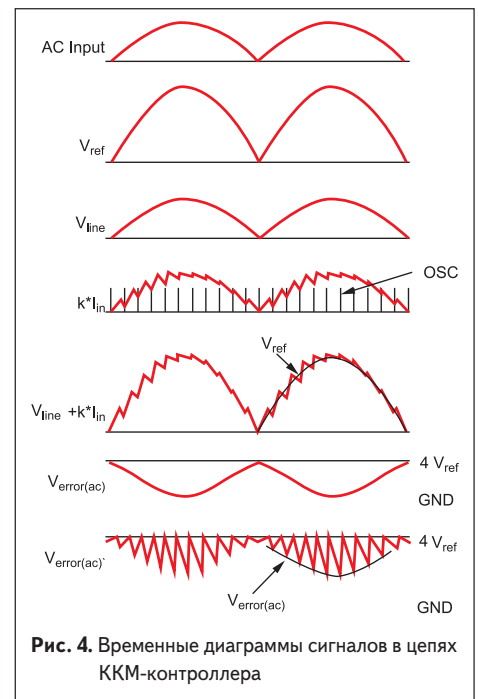


Рис. 4. Временные диаграммы сигналов в цепях ККМ-контроллера

силовой MOSFET включается, ток дросселя линейно нарастает. Дроссель при этом накапливает энергию, поступающую из сети. Напряжение $V_{error(ac)}$ также линейно нарастает, и после достижения им уровня 4 В происходит переключение сигнала DRIVE в нулевое значение — MOSFET выключается, ток дросселя линейно падает. Дроссель передает энергию в накопительный конденсатор на выходе ККМ. Напряжение $V_{error(ac)}$ также линейно падает.

На рис. 5, кроме описанных выше сигналов, присутствуют также:

- UVLO or SHUTDOWN — сигнал, который генерирует цепь защиты от пониженного напряжения питания микросхемы ККМ-контроллера. При достижении напряжением

питания значения ниже минимально допустимого данный сигнал переходит в высокий уровень, что приводит к остановке работы ШИМ-блока, коммутация MOSFET прекращается.

- OVERVOLTAGE COMPARATOR — выход компаратора для определения перенапряжения на выходе ККМ. При скачкообразном изменении нагрузки может произойти внезапный спад тока на выходе. При этом выходное напряжение способно существенно превысить максимально допустимое значение. Для предотвращения этого превышения сигнал с выхода компаратора останавливает генерацию импульсов управления MOSFET.

- OSCILLATOR BLANKING PULSE — тактовые импульсы на выходе генератора сигналов. Генерация очередного импульса инициирует коммутацию MOSFET.

- OSCILLATOR RAMP — пилообразное напряжение, используемое в цепи генератора тактовых импульсов для формирования частоты преобразования.

Сигнал обратной связи по току $k \cdot I_L$ несет информацию о токе дросселя, следовательно, если $k \cdot I_L$ стремится повторить по форме синусоидальное напряжение сети (как было сказано выше), то и ток дросселя также стремится к этому. Происходит коррекция, в результате которой коэффициент мощности стремится к единице.

Алгоритм коррекции коэффициента мощности с помощью режима предельной проводимости

Во время работы в режиме предельной проводимости (Critical Conduction Mode) ККМ функционирует на границе прерывистого (Discontinuous Conduction Mode) и непрерывного (Continuous Conduction Mode) режимов работы. Данный метод является идеальным решением для построения ККМ на основе повышающего преобразователя средней мощности, поскольку сочетает в себе работу с небольшим пиковым током дросселя (как в непрерывном режиме) и коммутацию силового ключа, когда ток дросселя имеет нулевое значение (как в прерывистом режиме).

Режим предельной проводимости имеет две фазы в цикле работы. Путь протекания тока дросселя I_L во время этих фаз показан на рис. 6. В течение первой фазы (рис. 6а) ключ замкнут (MOSFET включен), нагрузку питает накопительный конденсатор, а диод не дает ему разрядиться через MOSFET. Выпрямленное сетевое напряжение V_{IN} прикладывается к дросселю, ток дросселя при этом линейно нарастает с наклоном, равным V_{IN}/L , — дроссель запасает энергию. После размыкания ключа (выключение MOSFET) наступает вторая фаза (рис. 6б), ток протекает через дроссель, диод и нагрузку. Выпрямленное напряжение сети и ЭДС самоиндукции дросселя приложены в одном направлении и складываются в нагрузку V_{OUT} . Напряжение на дросселе будет равняться $V_{OUT} - V_{IN}$. Ток дросселя линейно уменьшается с наклоном $(V_{OUT} - V_{IN})/L$ до нуля — дроссель отдает накопленную энергию в нагрузку.

Временные диаграммы тока дросселя и напряжения стока MOSFET за один цикл работы преобразователя представлены на рис. 7. Поскольку в работе ККМ, реализующих режим предельной проводимости, частота коммутации силового MOSFET почти в 1000 раз больше, чем частота сетевого напряжения, то скорость изменения выпрямленного напряжения V_{IN} на интервале времени, соответствующем одному циклу работы повышающего импульсного преобразователя, незначительна. Для упрощения будем считать, что на данном интервале на выходе двухполупериодного выпрямителя будет постоянный уровень напряжения V_{IN} .

На рис. 8 показаны временные диаграммы работы ККМ-преобразователя в режиме предельной проводимости на протяжении периода сетевого

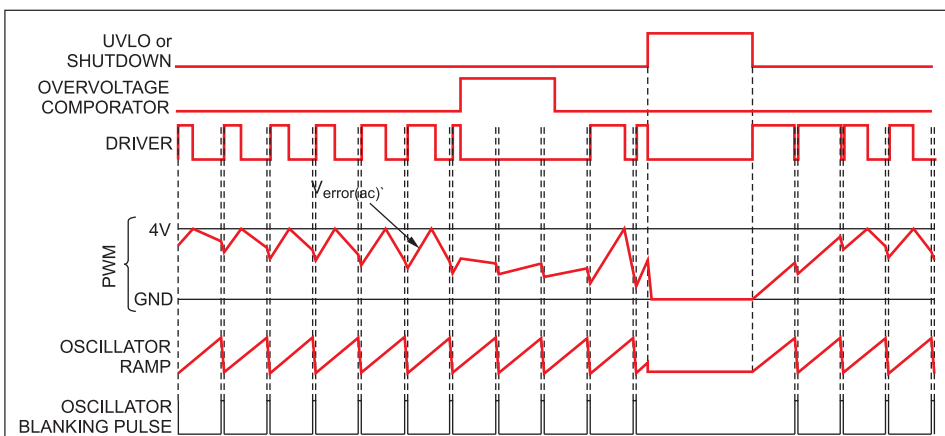


Рис. 5. Временные диаграммы, отражающие работу блока ШИМ

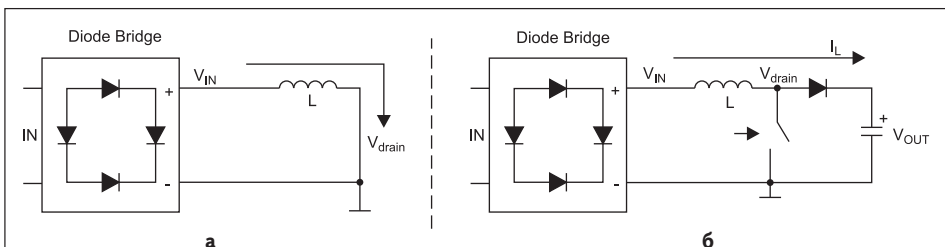


Рис. 6. Путь протекания тока дросселя I_L во время двух фаз работы повышающего импульсного преобразователя: а) первая фаза; б) вторая фаза (Diode Bridge — схематическое изображение мостового двухполупериодного выпрямителя; IN — вход сетевого напряжения; силовой MOSFET условно заменен изображением управляемого ключа; V_{drain} — напряжение на стоке MOSFET)

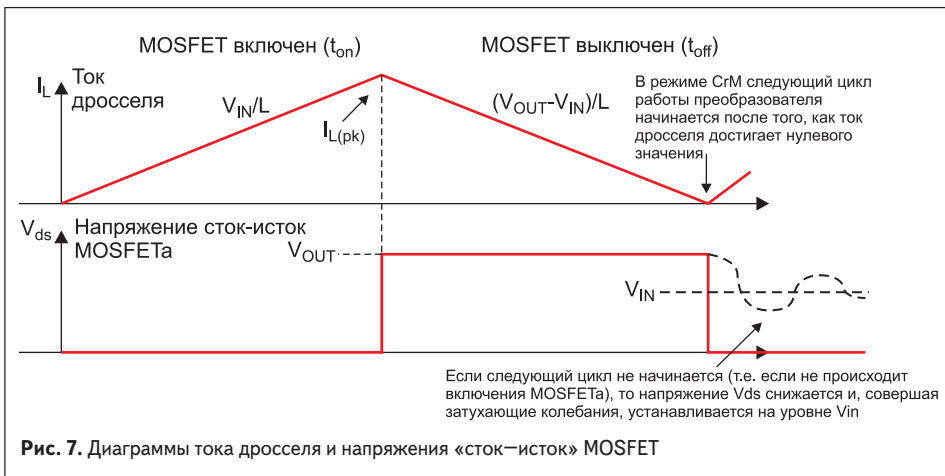
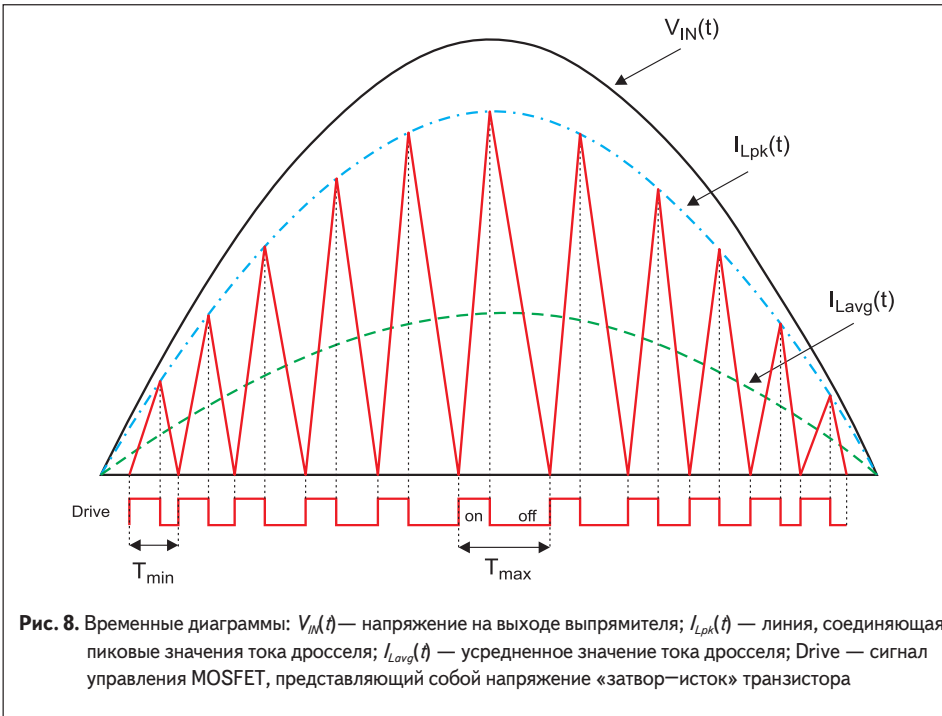


Рис. 7. Диаграммы тока дросселя и напряжения «сток-исток» MOSFET

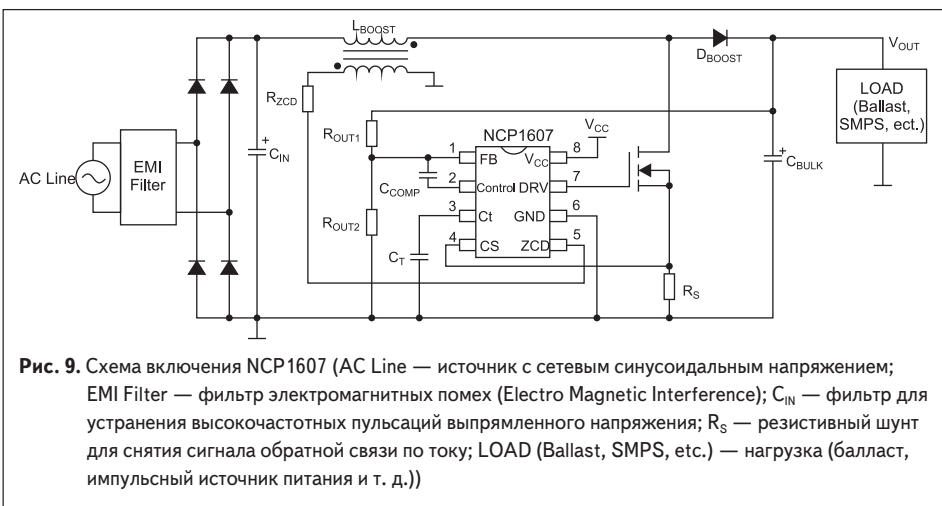


напряжения (ККМ в структуре источника питания изображен на рис. 2). Интервал времени t_{on} , в течение которого MOSFET включен, жестко фиксирован. Поскольку скорость нарастания тока дросселя зависит от мгновенного значения напряжения на выходе выпрямителя ($\Delta I_L/\Delta t = V_{IN}/L$), то за одно и то же время t_{on} пиковое значение I_{Lpk} до которого дорастет ток дросселя, будет различаться на разных участках полуволны сетевого напряжения. В момент времени, когда мгновенное значение выпрямленного сетевого напряжения V_{IN} максимально, пиковое значение тока дросселя I_{Lpk} будет также максимальным, а когда значение V_{IN} равно нулю, I_{Lpk} также будет равен нулю. Интервал времени t_{off} на протяжении которого MOSFET выключен и ток дросселя спадает от величины I_{Lpk} до нуля, будет переменным. Скорость спада тока дросселя на этом интервале определяется соотношением $(V_{OUT} - V_{IN})/L$. Совокупность пиковых значений тока дросселя повторяет по форме половину синусоидального напряжения, а значит, среднее значение тока дросселя $I_{Lavg}(t)$ будет также синусоидальным. Коэффициент мощности

стремится к единице, т. к. потребляемый схемой ток по форме стремится повторить сетевое напряжение. Период работы рассматриваемого импульсного преобразователя складывается из двух величин — t_{on} и t_{off} одна из которых (t_{on}) постоянная, а другая (t_{off}) меняется на протяжении периода сетевого напряжения. Из-за этого контроллеры ККМ, которые реализуют описываемый режим предельной проводимости, относят к типу устройств с переменной частотой преобразования.

Фирма ON Semiconductor производит ряд ККМ-контроллеров, которые поддерживают работу в режиме предельной проводимости: MC33260, MC33262, NCP1607, NCP1608, NCP1611, NCP1612. Схема включения одного из них в повышающем преобразователе напряжения изображена на рис. 9.

Сопротивления R_{OUT1} и R_{OUT2} — элементы резистивного делителя выходного напряжения V_{OUT} . Выход данного делителя — сигнал обратной связи по напряжению (кратного V_{OUT}), который подается на вывод микросхемы FB. Внутри



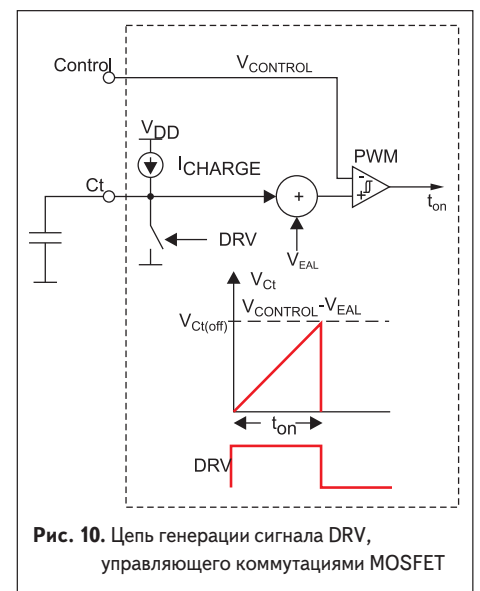
микросхемы вывод FB связан с инвертирующим входом усилителя рассогласования. Структура и функционирование усилителя рассогласования соответствуют аналогичному узлу VOLTAGE ERROR AMPLIFIER, изображенному на рис. 3. Также присутствует возможность добавления цепи компенсации (включается между выводами FB и Control). Задача этой цепи та же, что и у цепи компенсации ККМ-контроллера, изображенного на рис. 3: предотвращение перерегулирования при скачкообразном изменении напряжения на выходе повышающего импульсного преобразователя.

Цель формирования времени коммутации MOSFET (рис. 10), состоит из:

- подключаемого внешнего конденсатора к выводу Ct;
- источника тока (величиной I_{CHARGE}), заряжающего данный конденсатор;
- управляемого ключа, останавливающего зарядку после окончания времени t_{on} ;
- сумматора;
- компаратора.

Когда конденсатор C_t заряжается, напряжение на нем V_{Ct} линейно нарастает до тех пор, пока сумма V_{Ct} и V_{EAL} (минимальный уровень сигнала на выходе усилителя рассогласования) не сравняется со значением $V_{CONTROL}$, после чего на выходе компаратора появится низкий уровень напряжения. Емкость C_t коммутируется на «землю» и быстро разряжается (ключ, осуществляющий данную коммутацию C_t на «землю», управляется инвертированным сигналом с выхода компаратора). Интервал времени от начала заряда C_t до момента срабатывания компаратора будет соответствовать интервалу времени, на которое замыкается ключевой элемент. Впоследствии сигнал с выхода компаратора преобразуется в напряжение «затвор–исток» MOSFET, которое управляет коммутациями полевого транзистора.

От емкости C_t зависит скорость нарастания напряжения на нем. Данная скорость определяется соотношением I_{CHARGE}/C_t , из которого следует, что чем меньше номинал C_t , тем выше скорость заряда C_t , следовательно, тем быстрее происходит переключение компаратора и тем меньше время коммутации t_{on} , а значит, меньше мощность, выдаваемая в нагрузку импульсного



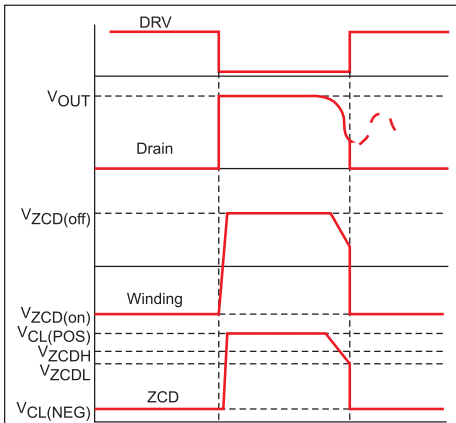


Рис. 11. Временные диаграммы: DRV — сигнал управления MOSFET; Drain — напряжение на стоке транзистора; Winding — напряжение на выходе дополнительной обмотки дросселя (датчика нулевого тока); ZCD — подтянутое (смещенное до заданного уровня) значение сигнала датчика нулевого тока внутри микросхемы

преобразователя. И наоборот, чем больше номинал C_t , тем больше интервал времени t_{on} коммутации MOSFET и тем больше мощность, передаваемая в нагрузку.

Вывод ZCD нужен для определения момента времени, когда ток дросселя достигнет нулевого значения (MOSFET выключен). Определить этот момент можно, отследив, что напряжение на дросселе начало спадать (рис. 11). Поскольку

величина напряжения на дросселе высока, используется дополнительная обмотка, имеющая магнитную связь с дросселем, и напряжение для вывода ZCD снимается уже с нее. Эта дополнительная обмотка условно называется датчиком нулевого тока дросселя (Zero Current Detector). Интервал времени от момента выключения MOSFET до момента, когда ток дросселя становится равным нулю, определяет время паузы — t_{off} .

Когда MOSFET включен, напряжение стока (V_{drain}) близко к нулевому уровню, падение напряжения на дросселе равно мгновенному значению выпрямленного напряжения сети. При этом напряжение на дополнительной обмотке отрицательное ($V_{ZCD(on)}$), т. е. ЭДС дросселя обратно по знаку выпрямленному напряжению сети. Далее, когда MOSFET выключен, значение напряжения стока высокое, напряжение дополнительной обмотки положительное ($V_{ZCD(off)}$). Когда ток дросселя спадает до нуля, напряжение дополнительной обмотки начинает также спадать (и совершать затухающие колебания вокруг нулевого уровня в случае, если MOSFET не включится). Спад сигнала ZCD из значения выше V_{ZCDH} до значения ниже V_{ZCDL} вызывает срабатывание внутренней логики микросхемы и приводит к подаче сигнала на включение MOSFET.

Заключение

Режим предельной проводимости является более прогрессивным решением для построения высокопроизводительных источников питания средней мощности, таких как: драйверы светодиодов; компактные ИП для плоских

ЖК и светодиодных телевизоров, автономные ИП и т. д. Более высокий КПД обеспечивается схемами, которые работают в данном режиме за счет того, что коммутации управляемого ключа осуществляются тогда, когда ток дросселя равен нулю, а значит, существенно снижены потери на переключение. Также в этом режиме значительно ниже пиковое значение тока дросселя, чем в прерывистом режиме работы ККМ, реализующем первый алгоритм коррекции. Как следствие, можно использовать менее мощные компоненты в ККМ (диод, MOSFET).

Кроме того, дальнейшее развитие микросхем, работающих в режиме предельной проводимости, позволяет использовать некоторые улучшения метода. К подобным улучшениям, например, относится: режим обратного управления частотой по току (Current Controlled Frequency Fold-Back), обеспечивающий одинаковое значение коэффициента мощности на всем диапазоне нагрузок ККМ; режим Skipped Mode, оптимизирующий КПД на малом токе нагрузки. Данные улучшения реализованы в микросхемах NCP1611 и NCP1612. ●

Литература

1. Finkel A. Implementing Cost Effective and Robust Power Factor Correction with the NCP1607. www.onsemi.com
2. Turchi J. Power Factor Correction Stages Operating in Critical Conduction Mode. www.onsemi.com
3. NCP1650. Power Factor Controller. Datasheet.
4. NCP1607. Cost Effective Power Factor Controller. Datasheet.