

Повышение эффективности и плотности мощности источников питания

с помощью 600-В GaN-транзисторов

Современные высококачественные источники питания (ИП) уже весьма эффективны. Примерно два года назад были анонсированы серверные ИП класса Titanium, общая эффективность которых при половинной нагрузке превышает 96% (согласно стандарту 80 PLUS). Столь высокий коэффициент полезного действия этих источников обусловлен уже имеющимися на сегодня полевыми транзисторами и диодами Шоттки на основе карбида кремния (SiC). А что же дальше? Несколько компаний объявили о начале выпуска 600–650-В транзисторов на основе нитрида галлия (GaN) на кремниевой подложке. Можно ли, имея эти новые приборы, добиться еще большей эффективности ИП и увеличить их плотность мощности? Если да, то каким образом?

**Эрик Персон
(Eric Persson)**

Начнем с рассмотрения ограничений, существующих существующим кремниевым полевым транзисторам (FET), а также зададимся вопросом, что следует в них изменить, чтобы получить более близкий к идеалу, с точки зрения разработчиков ИП, ключ. Управлять потерями на проводимость несложно: использование FET большой площади или параллельное включение нескольких FET позволяет снизить эффективное сопротивление $R_{DS(on)}$ до чрезвычайно малых значений. Но, разумеется, здесь необходим компромисс. Чем больше площадь транзистора или чем большее их количество включено параллельно, тем выше емкость (и, соответственно, заряд), что ведет к увеличению зависящих от рабочей частоты потерь при переключениях. Поэтому для минимизации уровня суммарных потерь в заданном диапазоне рабочих частот разработчики ИП должны правильно сбалансировать потери на проводимость и переключение. Кроме того, в некоторых топологиях на частотно-зависимые потери значительное влияние оказывают динамические характеристики встроенного в FET диода. И именно здесь могут найти свою нишу такие

новые приборы, как GaN-FET. Если сравнивать их с самыми лучшими современными кремниевыми (SiC-FET), то оказывается, что при заданном значении $R_{DS(on)}$ у ключей на основе нитрида галлия ниже выходной заряд Q_{OSS} , ниже заряд затвора Q_g и значительно ниже заряд обратного восстановления Q_{rr} . Более того, для GaN-приборов характерна гораздо более линейная зависимость заряда от напряжения, чем у FET, выполненных по технологии с суперпереходом (Superjunction, SJ); по этой технологии изготовлено большинство применяемых сегодня в ИП высоковольтных FET). Линейность Q_{OSS} играет ключевую роль в уменьшении задержек (deadtime), что, в свою очередь, позволяет достичь большей эффективности на высоких частотах.

Новые решения

Новое поколение GaN-приборов — транзисторы с высокой подвижностью электронов (High Electron Mobility Transistor, HEMT), описание которых можно найти в многочисленных публикациях, появившихся в последнее время. В целях

снижения стоимости HEMT изготавливают на подложках из кремния (Si), а не из SiC или из чистого GaN, что хотя и проще, но значительно дороже.

HEMT — приборы с горизонтальной структурой, которые могут изготавливаться либо как транзисторы, работающие в режиме обогащения (Enhancement-Mode Transistor), либо как транзисторы, работающие в режиме обеднения (Depletion-Mode Transistor) [1]. Для разработчиков силовой электроники нормально разомкнутый силовой ключ (имеется в виду, что FET заперт, когда напряжение на его затворе равно нулю) гораздо удобнее нормально замкнутого, даже несмотря на то, что нормально замкнутый ключ мог бы иметь несколько лучшие характеристики. Это связано с тем, что в случае нормально замкнутых ключей очень сложно управлять токами при подаче и снятии питания. Чтобы нормально замкнутое устройство гарантированно случайно не открылось на этапе инициализации схемы управления или при ее отключении, потребуется, например, использовать главный (Master) отпирающий ключ или схему предварительного формирования опорных напряжений. Сначала для силовой электроники были разработаны 600-В GaN-HEMT, работающие в режиме обеднения. Чтобы решить проблему нормально замкнутого ключа, обедненный HEMT объединили с низковольтным кремниевым MOSFET, сформировав нормально разомкнутый гибридный прибор, называемый каскодным GaN-транзистором [2, 3] (рис. 1). Вероятно, разработать обогащенные 600-В GaN-HEMT (которые по своей природе нормально разомкнуты) было гораздо труднее. Тем не менее как раз сейчас такие приборы начали появляться на рынке.

Каскодные транзисторы и транзисторы, работающие в режиме с обогащением, представляют собой два разных способа создания высококачественных 600-В нормально разомкнутых силовых ключей на основе GaN. Между ключами, выполненными этими способами, имеются определенные отличия (главным образом в управлении затвором и характеристиках обратной проводимости). Однако, у ключей обоих типов, если сравнивать их с лучшими кремниевыми FET, близкими по напряжению и $R_{DS(on)}$, существенно улучшен параметр Q_{rr} встроенного диода, и они характеризуются значительно меньшими значениями Q_{OSS} и Q_g . Ключевые параметры этих приборов приведены в сравнительной таблице. Данные были взяты из недавно опубликованных статей, докладов и технических материалов и, предполагая, что произведение $R \times Q$ есть величина постоянная, нормализованы к типовому значению $R_{DS(on)} = 100$ мОм. Постоянство $R \times Q$ не всегда типично для конкретного прибора. Тем не менее оно позволяет отследить, чем отличаются параметры транзисторов, изготовленных разными производителями на базе разных технологических платформ.

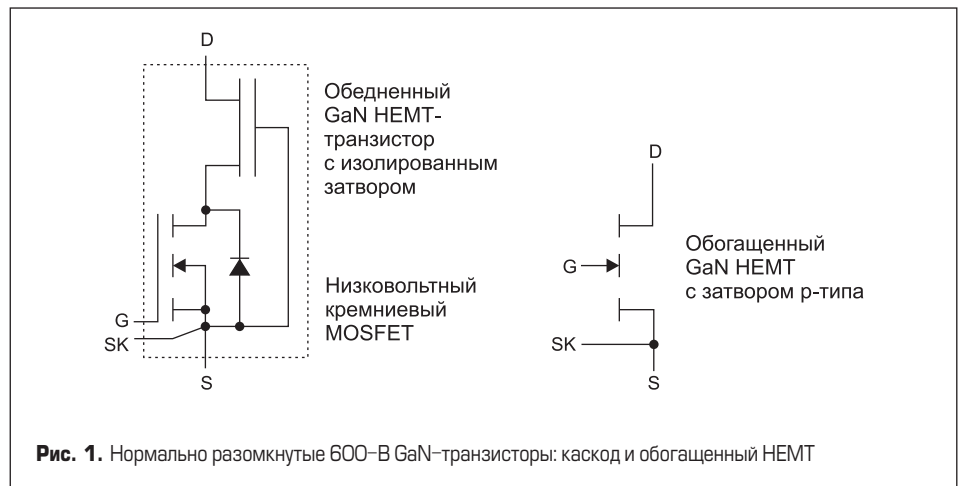


Рис. 1. Нормально разомкнутые 600-В GaN-транзисторы: каскод и обогащенный HEMT

В поисках большей эффективности

Как же обратить эти параметры в улучшение характеристик ИП? Ответ сильно зависит от топологии. Например, рассмотрим традиционные корректоры коэффициента мощности (ККМ) на основе повышающего преобразователя. Это наиболее распространенная схема ККМ, используемых сегодня в ИП серверов (рис. 2). Данная схема является униполярной: FET проводит ток только в одном направлении, т. е. встроенный диод никогда не используется. Поскольку эта топология чаще всего работает на частотах ниже 100 кГц, то потери, связанные с зарядом затвора, относительно малы, так что выигрыш от снижения Q_g минимален. В наибольшей степени на эффективность влияют два параметра: $R_{DS(on)}$ определяет потери на проводимость, а рассеиваемая на каждом цикле переключений энергия (E_{OSS}) связана с разрядом Q_{OSS} , когда полевой транзистор открывается.

Здесь все оказывается запутанным. Даже хотя Q_{OSS} у GaN-HEMT значительно ниже, чем у лучших SJ-FET, разница в E_{OSS} (энергии, запасенной в C_{OSS}) у них существенно меньше. SJ-транзистор с самым низким значением E_{OSS} может оказаться лучше каскодного GaN-транзистора, но не таким хорошим, как обогащенный GaN-транзистор. Этот парадокс связан с тем, что большая часть заряда, накапливаемого в SJ-транзисторе, инжектируется при низком напряжении (<50 В). При более высоких напряжениях — от 50 до 400 В — эффективный заряд ниже, но энергия гораздо выше, поскольку:

$$dE = C(V)/2 \times dV^2. \quad (1)$$

(Обратите внимание на множитель V^2 и на то, что C — это функция от V). В результате, даже несмотря на то, что при 400 В заряд Q_{OSS} у GaN-приборов в 5–10 раз ниже, чем у SJ-транзисторов, разница в энергии

Таблица. Сравнение ключевых параметров кремниевых SJ-транзисторов и транзисторов на основе GaN (нормализованы к 100 мОм)

Параметр	Лучший кремниевый SJ-транзистор	GaN-транзисторы
Q_g (тип.), нКл	40	3–12
Q_{OSS} (тип.) при 400 В, нКл	260	24–60
E_{OSS} (тип.) при 400 В, мкДж	4,5	3,7–7,5
Q_{rr} (тип.), мкКл	7	0–0,06

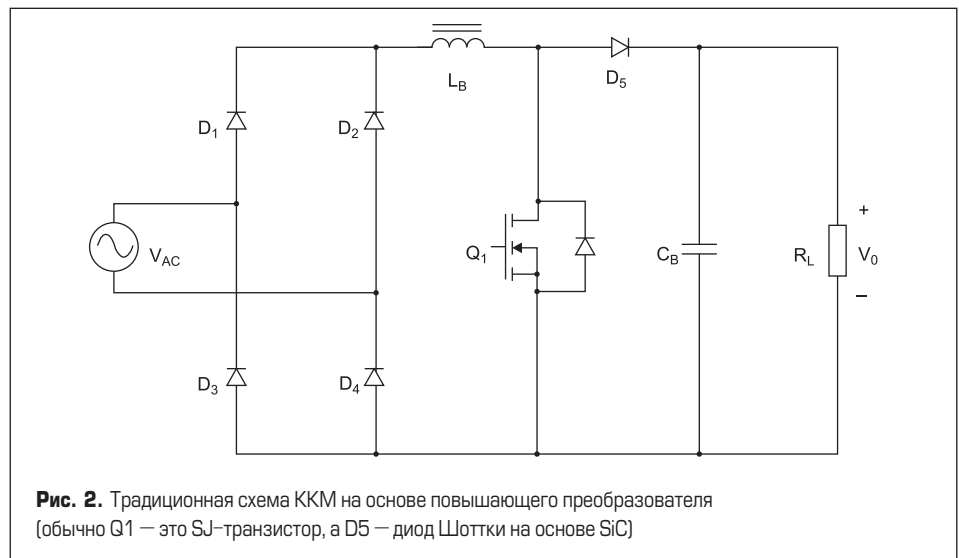


Рис. 2. Традиционная схема ККМ на основе повышающего преобразователя (обычно Q1 — это SJ-транзистор, а D5 — диод Шоттки на основе SiC)

гораздо меньше. Лучший SJ-транзистор по этому показателю лучше каскадного GaN-прибора, а разница энергий SJ- и обогащенного GaN-транзистора оказывается в пределах 15% (см. таблицу). Отсюда вывод: если в схеме, подобной той, по которой построен рассмотренный ККМ, просто установить вместо высококачественного SJ-ключа GaN-транзистор с тем же самым $R_{DS(on)}$, то изменение общей эффективности будет едва заметным.

Чтобы добиться больших значений эффективности, следует более внимательно смотреть на то, как распределены потери мощности в каждой топологии. Главный источник потерь в традиционной схеме повышающего преобразователя — обычно не ключ, здесь доминирующими оказываются потери на входном выпрямительном мосте. На протяжении всего периода сети падение напряжения на мосте всегда равно двум падениям напряжения на открытых диодах.

Чтобы в полной мере воспользоваться преимуществами, предлагаемыми GaN-транзисторами, рассмотрим (вместо традиционной) схему двухтактного повышающего преобразователя без мостового выпрямителя (Totem-Pole Bridgeless Boost Circuit), приведенную на рис. 3. В этой топологии нет входного выпрямительного моста и поэтому нет падения напряжения на диодах (за исключением короткого промежутка «мертвого» времени). Низкочастотный полумост справа перебрасывает полярность сети каждую половину цикла, поэтому потери на переключение пренебрежимо малы, роль играют только потери на проводимость (поэтому здесь можно использовать дешевый SJ-транзистор). Полумост слева работает на высокой частоте (обычно в режиме непрерывных токов в диапазоне 50–100 кГц). При этом один транзистор выполняет функ-

цию силового ключа, а другой работает в качестве синхронного выпрямителя, и каждый полупериод они меняются ролями. У данной топологии, помимо исключения всех падений напряжения на диодах, есть еще одно преимущество. Она может работать в режимах непрерывных (Continuous Conduction Mode, CCM) и прерывистых токов (Discontinuous Conduction Mode, DCM), режиме критической проводимости (Critical Conduction Mode, CrCM) и даже в режиме с переключением при нулевом напряжении (Zero-Voltage Switching, ZVS), что позволяет использовать гораздо более высокие рабочие частоты, сохраняя великолепные показатели эффективности.

Двухтактный повышающий преобразователь без выпрямительного моста — не новая топология, она известна много лет. Но до сих пор не было высококачественных FET (с малым или нулевым Q_{rr}), которые позволили бы реализовать ее на практике. С появлением подходящих для этой топологии GaN-транзисторов в ряде вышедших в последнее время статей сообщалось о ККМ, работающих в режиме CCM в стандартном диапазоне частот с КПД, превышающим 99%. Более того, недавно Центром систем силовой электроники (Center for Power Electronics Systems, CPES) технического университета штата Вирджиния (Virginia Tech) была продемонстрирована данная топология, работающая в ZVS-режиме на мегагерцовых частотах. Ее максимальная эффективность также превышала 99% [4]. Достигнутые параметры выглядят весьма впечатляюще и, несомненно, послужат катализатором разработок следующего поколения высокоэффективных ИП с высокой плотностью мощности, в которых используются GaN-транзисторы.

Изолированные DC/DC-преобразователи в ИП тоже выигрывают от применения

GaN-транзисторов. Но, как и в приведенном выше примере с ККМ, выигрыш не будет полным, если просто в существующем ИП заменить FET на GaN-транзисторы. Особенно это верно в случае униполярных топологий с жесткой коммутацией (обратноходовая, прямоходовая с двумя ключами), в которых уже весьма успешно работают SJ-транзисторы. При оптимизации конструкции под использование GaN-транзисторов должно быть обдуманно все: топология, стратегия управления, магнитные компоненты, рабочая частота. В частности, GaN-транзисторы хорошо подходят для топологий с мягкой коммутацией и резонансных топологий, таких как LLC-мост и полумост и ZVS-мост с фазовым сдвигом. Малый заряд GaN-приборов способствует снижению циркулирующих токов, необходимых для обеспечения мягкой коммутации, сокращению «мертвого» времени и, следовательно, уменьшению среднеквадратичного тока; кроме того, снижается мощность схемы управления затвором. При этом GaN-транзисторы в таких топологиях допускают эффективную работу на более высоких частотах с пассивными компонентами меньших размеров [5].

Закключение

Уже сейчас использование GaN-транзисторов вместе с существующими контроллерами и драйверами для таких топологий, как LLC- и ZVS-мост с фазовым сдвигом, позволяет создавать ИП, которые способны эффективно работать на частотах, недоступных для источников на SJ-транзисторах. В будущем расширение номенклатуры GaN-транзисторов потребует создания более совершенных контроллеров для двухтактных ККМ без выпрямительного моста, а также контроллеров, работающих на более высоких частотах, для резонансных топологий и топологий с мягкой коммутацией. Объединив такие топологии с современными драйверами и GaN-транзисторами, ИП уже завтрашнего дня смогут в полной мере использовать преимущества GaN-приборов и достичь более высоких уровней эффективности и плотности мощности.

Литература

1. Jones E.A., Wang F., Ozpineci B. Application-based review of GaN HFETs // Wide Bandgap Power Devices and Applications (WiPDA). IEEE Workshop on. Oct 13–15, 2014.
2. Pat. 8,017,978 (USA). Hybrid Semiconductor Device.
3. Pat. 8,368,120 (USA). Hybrid semiconductor device having a GaN transistor and a Silicon MOSFET.
4. Liu Z., Lee F., Li Q. Digital Control for MHz Totem-pole PFC Rectifier // CPES PMC Review. Feb 2, 2015. Milpitas, CA.
5. Persson E. 600V GaN Cascode Switches Drive Advanced Power Supply Topologies // Darnell Power Forum. Richmond, VA. Sep 24, 2014.

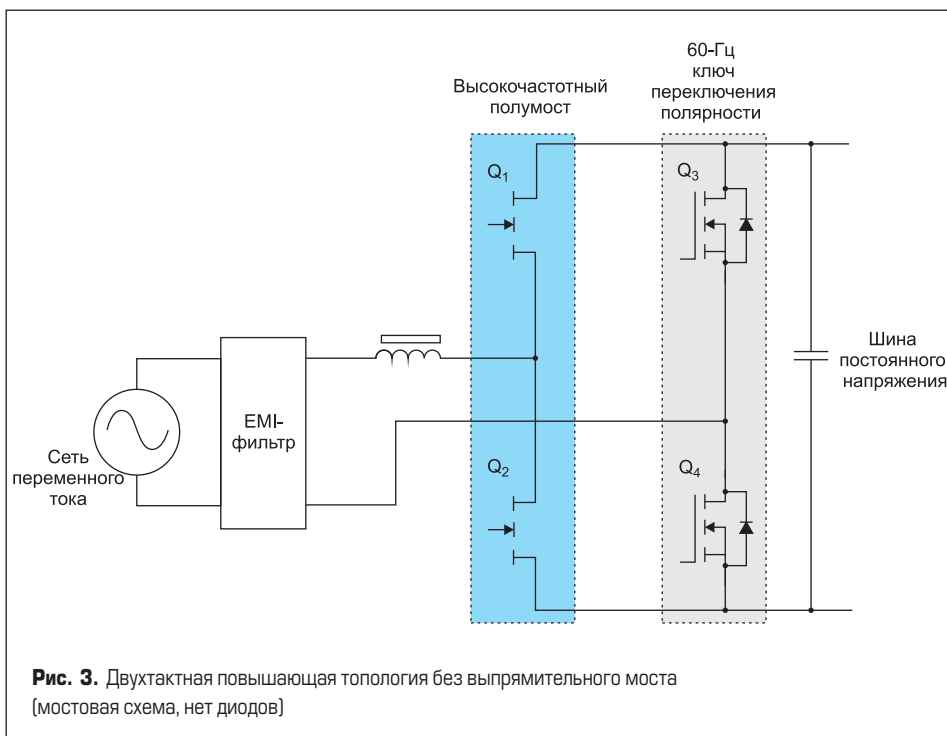


Рис. 3. Двухтактная повышающая топология без выпрямительного моста (мостовая схема, нет диодов)