

УДК 621.314

DOI: 10.24160/1993-6982-2018-1-59-66

Двухканальный драйвер силовых ключей с параллельным резонансом в цепи затвора

Д.С. Смирнов

Рассмотрена известная схема одноканального драйвера силовых ключей с параллельным резонансом в цепи затвора (PRD), а также указаны его достоинства и недостатки в сравнении с традиционными драйверами. Предложен и описан новый вид PRD-драйверов для управления полевыми, комбинированными и составными транзисторами. Указанный драйвер обеспечивает противофазное управление двумя МОП-транзисторами (типа металл–оксид–полупроводник) с индуцированными каналами и может быть использован в перспективных статических преобразователях мегагерцового диапазона.

Двухканальный PRD-драйвер обладает рядом преимуществ перед драйверными схемами, предложенными ранее. В сравнении с традиционными драйверами он позволяет значительно уменьшить потери на управление и повысить частоту коммутации. По сравнению с квазирезонансными схемами — значительно уменьшить выходную мощность и стоимость полупроводникового усилителя. В сравнении с одноканальными драйверами были улучшены эксплуатационные характеристики и стабильность работы за счет применения контурной катушки индуктивности с тремя обмотками и взаимной компенсации нелинейности входных емкостей транзисторов. Нелинейность компенсирована за счет противофазного включения входных емкостей транзисторов в связанные колебательные контуры. Данный подход позволяет обеспечить форму напряжения на затворах, близкую к синусоидальной. Коэффициент заполнения для каждого из ключей несколько меньше 1/2. Предлагаемая схема гарантирует наличие мертвого времени между открытием ключей под управлением одного драйвера и высокую помехоустойчивость. К недостаткам двухканального PRD-драйвера можно отнести: фиксированную скважность, сравнительно большое время переключения и влияние параметров силовой цепи на работу схемы. По этой причине рекомендуется применение PRD-драйверов в резонансных преобразователях мегагерцового диапазона с фазовым и дискретным управлением.

Представлена функциональная схема мостового преобразователя с фазовым управлением и двухканальными PRD-драйверами. Даны рекомендации по выбору элементов. Основная область применения предлагаемых драйверов — построение малогабаритных преобразователей с высокой удельной мощностью для носимых устройств и электротранспорта.

Ключевые слова: нелинейная емкость, резонансный драйвер, полевой транзистор, преобразователь.

Для цитирования: Смирнов Д.С. Двухканальный драйвер силовых ключей с параллельным резонансом в цепи затвора // Вестник МЭИ. 2018. № 1. С. 59—66. DOI: 10.24160/1993-6982-2018-1-59-66.

A Two-Channel Power Switch Driver with Parallel Resonance in the Gate Circuit

D.S. Smirnov

The well-known scheme of a one-channel power switch driver with parallel resonance in gate circuit (PRD) is considered and its merits and demerits in comparison with the standard drivers are given. A new type of PRD drivers for control of FETs, combined and composite transistors is proposed and described. The proposed driver performs opposite-phase control of two MOSFETs with induced channels and can be used in advanced static converters of a megahertz frequency range.

The two-channel PRD driver has a number of advantages over the previously proposed driver schemes. In comparison with traditional drivers it allows significantly smaller gating losses and a higher switching frequency to be achieved. In comparison with quasi-resonant circuits the two-channel PRD opens the possibility to have a considerably lower power and cost of the semiconductor amplifier. In comparison with one-channel drivers better performance characteristics and more stable operation were obtained owing to the use of a resonant-circuit three-winding coil and mutual compensation of the nonlinearity of the transistors' input capacitances. The above-mentioned nonlinearity is compensated due to the transistor input capacities being connected in coupled resonant circuits in an opposite-phase manner. As a result, a close to a sine wave shape of the gate voltage is obtained. The duty cycle for each switch is a little bit smaller than 0.5. The use of the proposed scheme guarantees that a dead interval of time is secured between the opening instants of switches controlled by a single driver and that the system will have high noise immunity. On the other hand, the two-channel PRD driver has certain shortcomings: it features a fixed duty cycle, a comparatively long switching time, and a noticeable influence of the power circuit parameters on the system operation. In view of these circumstances, it is recommended to use PRD drivers in megahertz frequency range resonance converters with phase and discrete control modes.

The functional diagram of a bridge converter with phase control and two-channel PRD drivers is presented, and recommendations on selecting its elements are given. The proposed drivers are supposed to be used mainly for constructing compact converters with a high specific power for portable devices and for electric vehicles.

Key words: nonlinear capacitance, resonance driver, FET, converter.

For citation: Smirnov D.S. A Two-Channel Power Switch Driver with Parallel Resonance in the Gate Circuit. MPEI Vestnik. 2018; 1:59—66. (in Russian). DOI: 10.24160/1993-6982-2018-1-59-66.

Одним из вариантов управления МОП-транзисторами в мегагерцовом диапазоне [1] является включение емкости затвора в параллельный колебательный контур. Данное решение было предложено Дж. Варреном [2] и проработано при участии Э. Сагнери и Д. Перро [3 — 5] в Массачусетском технологическом институте. В предложенной ими схеме PRD (parallel resonant driver) в колебательный контур включается затвор одного силового МОП-транзистора. Из-за нелинейности входной емкости ключа напряжение на затворе значительно отличается от синусоидального, а на скважность открытия ключа влияет напряжение в силовой цепи. В данной схеме одноканального PRD-драйвера невозможно повышение напряжения полупроводникового усилителя для использования всего диапазона допустимого напряжения затвор – исток. Гальваническая развязка между источником сигнала и силовым транзистором не реализуется. В процессе подстройки колебательного контура возможно возникновение паразитного последовательного резонанса с непредсказуемым изменением амплитуды напряжения на затворе силового ключа.

Предложена и описана новая конструкция PRD-драйвера, предназначенного для противофазного управления двумя МОП-транзисторами. Схема драйвера в составе силового полумоста представлена на рис. 1. Эквивалентная схема данного драйвера изображена на рис. 2.

Для работы с данным драйвером могут быть использованы любые МОП-транзисторы с индуцированным каналом, предназначенные для ключевого режима работы. Работоспособность проверялась на компью-

терной модели и натурном макете с использованием транзисторной сборки IRF7103 серии HEXFET компании Infineon. Особенностью данного драйвера является встречно-параллельное включение затворов полевых транзисторов, что приводит к значительной взаимной компенсации нелинейностей вольт-кулонных характеристик. При таком включении напряжение на затворах транзисторов не имеет смещения по постоянному току и близко к синусоидальному, что обеспечивает постоянную скважность открытия каждого из ключей (значение несколько больше двух). В схеме предусмотрена гальваническая развязка между системой управления и каждым из ключей. Введена защита от перенапряжения на затворах транзисторов в процессе подстройки контура. Драйвер имеет неизменную частоту работы. Для управления преобразователем с двухканальными PRD-драйверами может использоваться как фазовое (phase shift control), так и дискретное управление (burst mode control) [6] с ячеечным принципом построения преобразователя [7].

Поскольку допустимое напряжение на затворе силовых полевых транзисторов значительно превышает пороговое напряжение, при подаче на затвор синусоидального сигнала возможно управление транзистором в ключевом режиме со сравнительно малым временем переключения. В таком случае к силовым транзисторам предъявляются высокие требования по крутизне сток-затворной характеристики, вычисляемой по формуле

$$g_{fs} = \frac{\Delta I_{СИ}}{\Delta U_{ЗИ}},$$

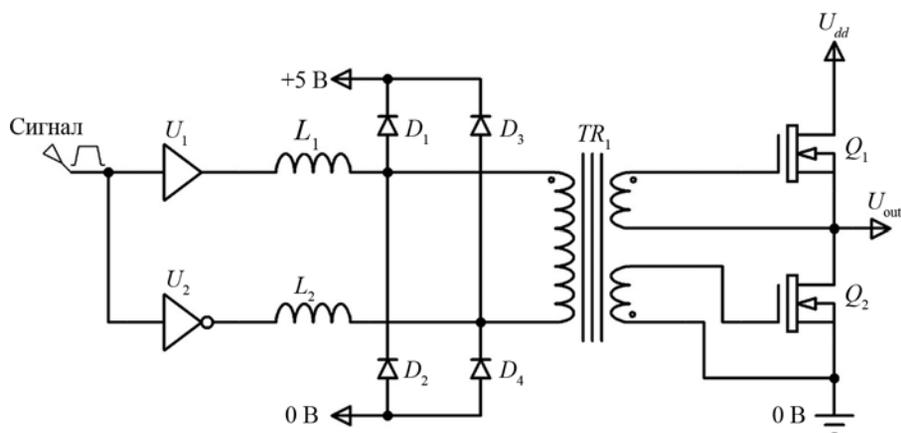


Рис. 1. Схема двухканального PRD-драйвера

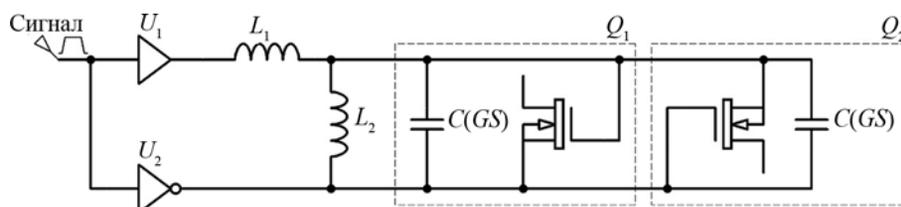


Рис. 2. Эквивалентная схема двухканального PRD-драйвера

где g_{fs} — крутизна стокзатворной характеристики, см; $\Delta I_{си}$ — приращение тока через канал транзистора, А; $\Delta U_{зи}$ — приращение напряжения на затворе транзистора (затвор – исток), В.

Крутизна характеристики S зависит от конструкции транзистора, рабочего напряжения, площади кристалла и тока нагрузки. Принципиальным ограничением резонансного способа управления является постоянный коэффициент заполнения выходного сигнала, близкий к 0,5. При условии работы в режиме «мягкой» коммутации, коэффициент заполнения можно найти следующим образом:

$$D = 0,5 - \frac{\arcsin\left(\frac{U_{th}}{U_{зи\max}}\right)}{\pi},$$

где D — коэффициент заполнения; $U_{зи\max}$ — амплитудное напряжение на затворе, В; U_{th} — пороговое напряжение транзистора, В.

Между силовым каналом и цепью управления транзистора имеется отрицательная обратная связь, обусловленная емкостью сток – затвор $C_{зс}$, также называемой емкостью Миллера. При открытии ключа через емкость $C_{зс}$ протекает ток, препятствующий заряду емкости $C_{зи}$, а при закрытии ключа ток заряда

$C_{зс}$ препятствует разряду емкости $C_{зи}$. Таким образом, наличие емкости Миллера замедляет переключение транзистора и увеличивает суммарный заряд, пропускаемый источником сигнала через затворную цепь. Вольт-кулонные характеристики затвора нагруженного и ненагруженного транзистора приведены на рис. 3.

Подробно процессы при переключении МОП транзистора и влияние силовой цепи на его вольт-кулонную характеристику рассмотрены в [8, 9]. На первом участке емкость затвора определяется только емкостями $C_{зи}$ и $C_{зс}$. Второй участок с постоянным напряжением — перезарядом емкости Миллера, а третий — суммой емкостей $C_{зи}$, $C_{зс}$ и емкости индуцированного канала $C_{к}$ [10, 11]. Емкости затвор – исток и емкость канала являются линейными, а также не зависят от тока и напряжения в силовой цепи. Влияние силовой цепи на вольт-кулонную характеристику проявляется в изменении напряжения и заряда на втором участке (плато Миллера).

Для расчета резонансной частоты в резонансном драйвере требуется приведение емкостей всех контуров трехобмоточной катушки индуктивности к одной из обмоток. В общем случае таких емкостей четыре: две включенных встречно-параллельно емкости затвора, паразитная емкость контурной катушки и емкость вспомогательного подстроечного конденсатора.

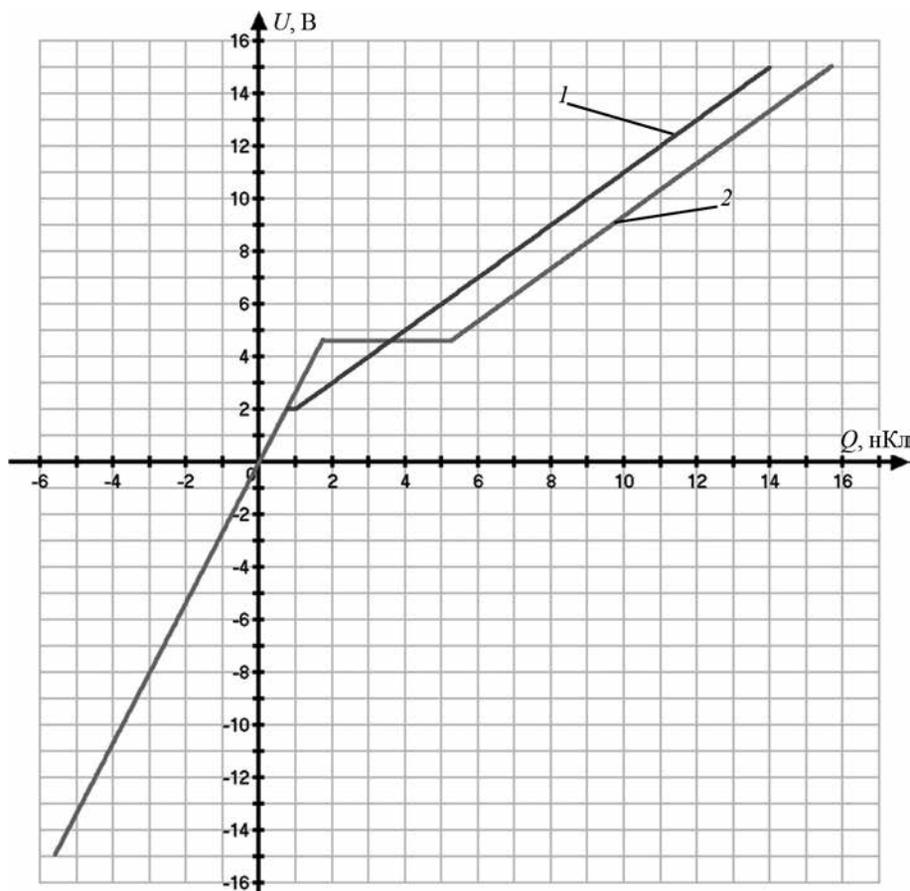


Рис. 3. Вольт-кулонные характеристики затвора

Поскольку в рассматриваемой схеме не предусмотрен подстроечный конденсатор и паразитная емкость катушки пренебрежимо мала, суммарная характеристика определяется лишь емкостями затворов. Суммарная контурная емкость изображена на рис. 4.

Дальнейший анализ принципа резонансного управления затвором ведется из предположения линейности входной емкости транзистора, однако фактически она является существенно нелинейной.

Дополнительный заряд Миллера на участке Q_M при переключении можно учитывать как дополнительную емкость, включенную параллельно емкости $C_{3и}$:

$$C_M = \frac{\left(U_{DD} - U_{th} - \frac{I_{СИ}}{g_{fs}} \right) C_{3C}}{2U_{3И\max}},$$

где C_M — эквивалентная емкость заряда Миллера при двухполярном управлении затвором, Ф.

Очевидно, что для обеспечения резонанса токов в широком диапазоне входных напряжений необходимо нивелировать влияние эффекта Миллера. Это возможно сделать путем улучшением конструкции силового ключа с уменьшением емкости сток – затвор, подстройкой вспомогательной емкости резонатора, частоты генератора или снижением напряжения силовой цепи.

Снижения напряжения на MOSFET в высоковольтной цепи можно достичь при касковом включении с JFET или НЕМТ-транзистором. Для внешнего синусоидального сигнала импеданс резонансного контура будет иметь вид, представленный на рис. 5.

На рис. 5 приведено два графика: первый (с резонансом на 10 МГц) — для ненагруженного транзистора, второй (с резонансом на 7,2 МГц) — для нагруженного. Оба графика показаны условно, без привязки к определенному колебательному контуру.

Расчет импеданса контура на произвольной частоте выглядит как

$$Z_{ВХ} = \frac{L/C}{R_{\Sigma} + j(2\pi fL - 1/(2\pi fC))},$$

где $Z_{ВХ}$ — комплексное сопротивление колебательного контура, Ом; L — суммарная индуктивность контура, Гн; C — эквивалентная суммарная емкость контура, Ф; f — частота внешнего сигнала, Гц; R_{Σ} — суммарное последовательное сопротивление емкости и индуктивности контура, Ом.

На частоте резонанса импеданс имеет только активную составляющую

$$Z_{ВХ} = \sqrt{\frac{L}{C}} Q,$$

где Q — добротность контура.

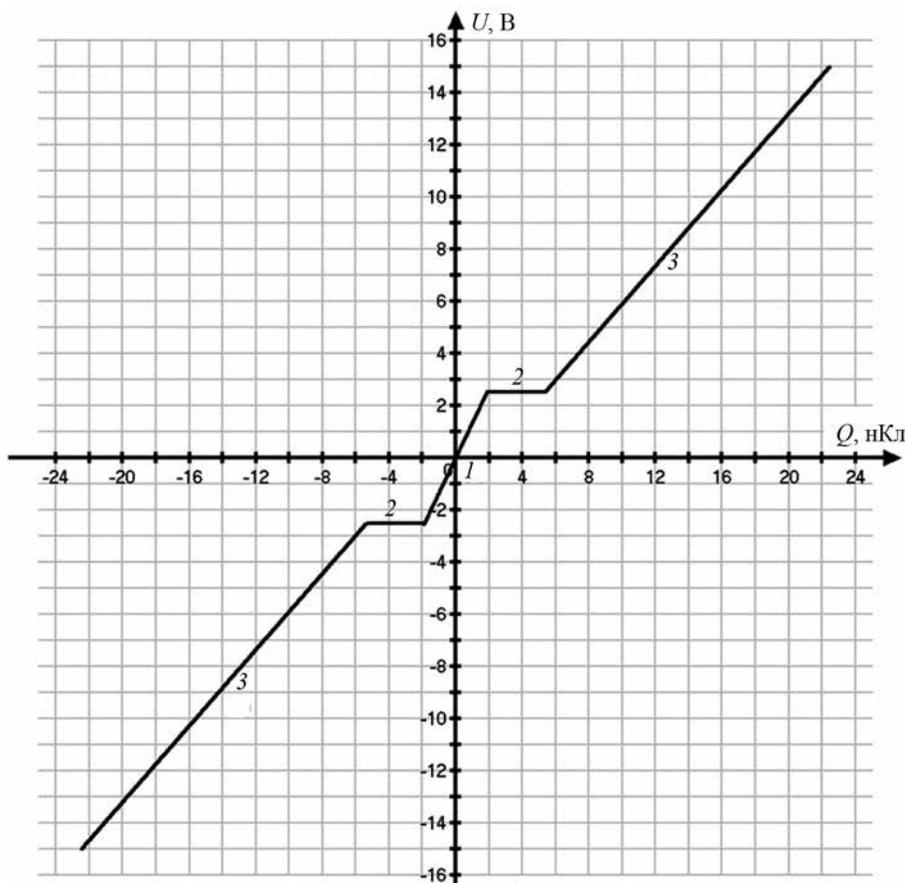


Рис. 4. Эквивалентная емкость колебательных контуров 1 — 3

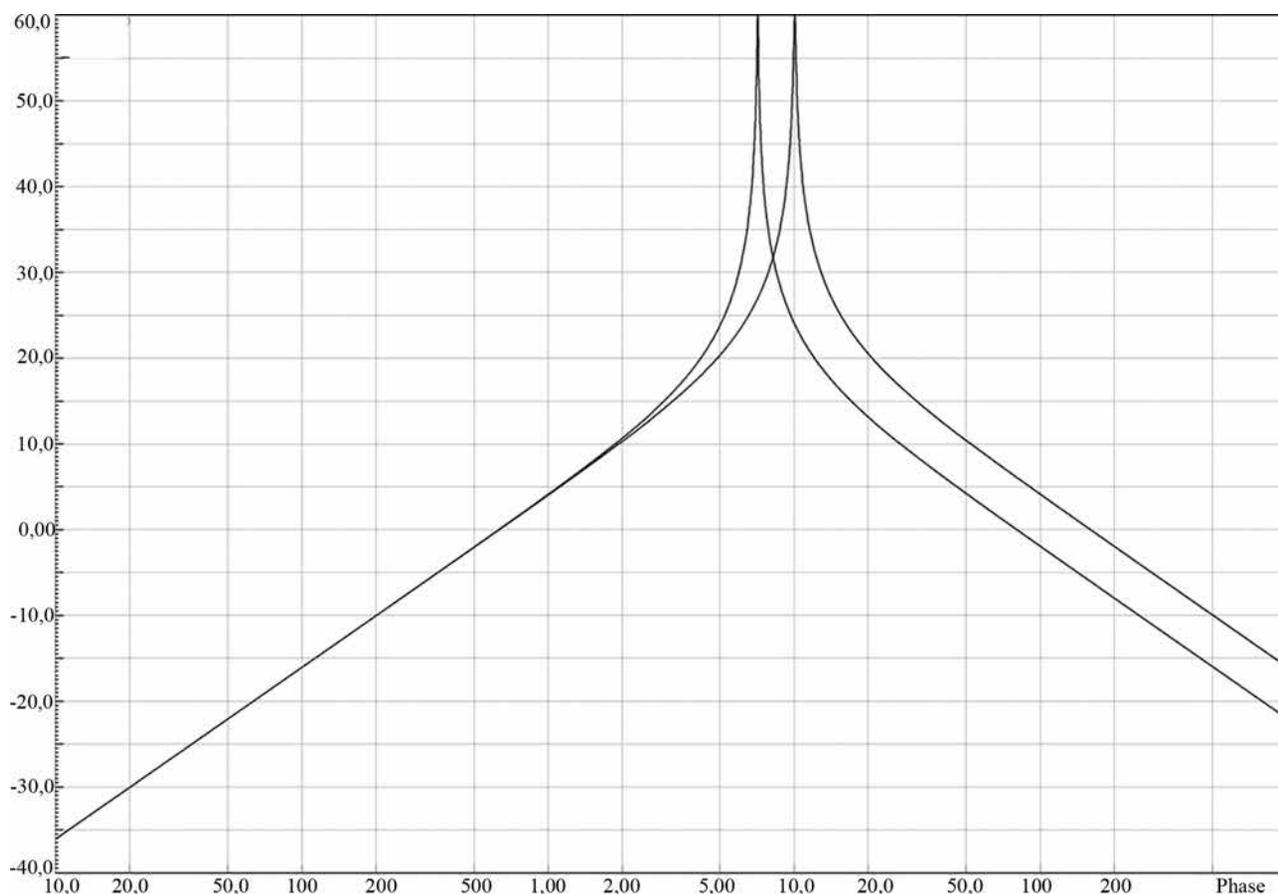


Рис. 5. Вид импеданса параллельного колебательного контура

При настройке на резонансную частоту, добротность контура составляет:

$$Q = \frac{1}{R_{\Sigma}} \sqrt{\frac{L}{C}}$$

или

$$Q = \frac{1}{R_{\Sigma}} 2\pi fL = \frac{1}{R_{\Sigma}} \frac{1}{2\pi fC}$$

Таким образом, комплексное сопротивление параллельного резонансного контура возрастает по мере увеличения индуктивности и снижения емкости. Следовательно, максимальным комплексным сопротивлением на резонансной частоте будет обладать контур, составленный из емкости затвора и индуктивности внешнего дросселя. Введение дополнительной контурной емкости неизбежно приводит к увеличению суммарных потерь, однако может оказаться необходимым для уменьшения влияния эффекта Миллера на резонансную частоту.

Добротность большей части реальных колебательных контуров лежит в диапазоне от 50 до 500, однако в данном случае добротность может значительно снижаться потерями на активном сопротивлении затвора. Большое значение имеет запасаемая в затворе энергия,

которая вместе с добротностью определяет мощность потерь в контуре:

$$P_{\text{зид}} = \frac{fE_{LC}}{Q} = \frac{fLI_{\text{max}}^2}{2Q} = \frac{fCU_{\text{зидmax}}^2}{2Q},$$

где $P_{\text{зид}}$ — мощность потерь на управление (gating losses), Вт; E_{LC} — энергия, запасаемая в LC-контуре, Дж; I_{max} — амплитудное значение тока в индуктивности, А.

В качестве примера можно провести сравнение аналогичных транзисторов на основе кремния IXFX80N60P3 и карбида кремния SCT3030AL. Частота контура принимается равной 1 МГц, амплитудное напряжение на затворе — 15 В, а дроссель считается идеальным. Сравнение ведется на основании паспортных значений C_{iss} . Добротности контуров составляют 12,1 и 14,9, соответственно. Тем не менее запасаемые в контурах энергии значительно отличаются и равны 1470 и 172 нДж. В связи с этим мощность управления карбид-кремниевым транзистором составляет 12 мВт при мощности управления кремниевого ключа 121 мВт.

Из полученных зависимостей следует, что при использовании параллельного колебательного контура возможно значительное снижение как активной, так и реактивной составляющих мощности полупроводни-

кового усилителя при сохранении полной амплитуды напряжения на затворе MOSFET-транзистора. Этот вывод подтверждают работы на тему одноканальных PRD-драйверов [1 — 4]. Меньшая реактивная мощность, пропускаемая через полупроводниковый усилитель, выгодно отличает предлагаемое решение от квазирезонансных схем управления. На частоте резонанса комплексная выходная мощность усилителя практически равна мощности потерь в контуре. Недостатком PRD-драйверов по сравнению с квазирезонансными решениями является фиксированное время коммутации ключа. Тем не менее при использовании мультрезонансного контура в цепи затвора возможно получение большей крутизны $U(t)$ на интервале переключения транзистора [12]. Использование двухканального PRD-драйвера представляет особый интерес в нескольких топологиях: двухканальный инвертор класса E с чередованием фаз, матричный ключ, синхронный выпрямитель со средней точкой, полумостовой преобразователь и мостовой преобразователь с фазовым управлением ($FB-PS$). Также возможно использование предложенного драйвера в обратноточном преобразователе с синхронным выпрямителем и в инверторе электропривода.

Для реализации фазового управления в мостовой схеме и схеме матричного ключа требуются: высокостабильный генератор, фазовращатель с электронным управлением, усилители сигнала, разделительные элементы, многообмоточные катушки индуктивности и сами МОП-ключи. Также в состав резонансного драйвера могут входить вспомогательные контурные конденсаторы. Функциональная схема системы представлена на рис. 6.

Генератор тактовых импульсов (ГТИ) вырабатывает меандр с частотой, равной или кратной частоте резонансных контуров, которые передаются в управляемый фазовращатель (ФВ), обеспечивающий заданный сдвиг между фазами колебаний. Фазовращатели (управляемые линии задержки) в аналоговом или циф-

ровом виде получают сигнал задания сдвига фазы от цифровой системы управления (ЦСУ). Затем два сигнала с необходимым сдвигом по фазе передаются на усилители мощности (УМ), после которых располагаются разделительные резисторы или индуктивности (РИ). Энергия через разделительные элементы поступает в контурные катушки (КК), образующие параллельный колебательный контур с емкостями полевых транзисторов. В состав каждого резонансного драйвера входят как минимум одна трехобмоточная катушка индуктивности и входные емкости двух полевых транзисторов. Две из обмоток контурной катушки подключаются к управляемым ключам, а к третьей через разделительный элемент подводится энергия от усилителя мощности. Контурная катушка при этом выполняет две функции: запасает энергию в виде магнитного поля и согласует напряжения первичной и вторичной цепей. Обратная связь может осуществляться по входному току или выходному напряжению и должна поступать в ЦСУ. Построение систем с обратными связями других типов также возможно. Важным требованием к нагрузке таких систем является повышенная постоянная времени — она должна быть значительно больше постоянной времени колебательного контура.

Для наиболее эффективного использования преимуществ резонансного управления должен быть найден компромисс между двумя противоречивыми требованиями: при традиционном «жестком» управлении существенную долю общих потерь должны составлять потери на управление, а резонансная частота контура должна быть значительно меньше частоты среза затвора. При увеличении рабочей частоты нивелируются преимущества резонансного управления, а при ее уменьшении растут требования к энергоемкости реактивных элементов силовой схемы.

В большей части конструкций драйверов требуется гальваническая изоляция, а также согласование уровней напряжения полупроводникового усилителя и резонансных контуров. В этих целях могут быть исполь-

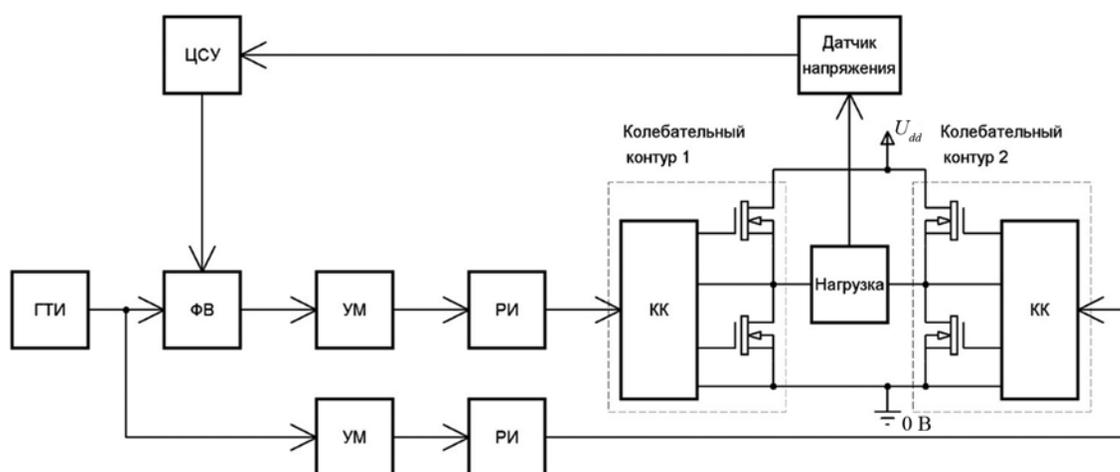


Рис. 6. Функциональная схема инвертора с PRD-драйверами затворов и фазовым управлением

зованы: широкополосная трансформаторная линия (ШПТЛ), трансформатор традиционной конструкции и трехобмоточная катушка индуктивности с требуемым соотношением витков. В предлагаемом решении в качестве устройства согласования используется именно трехобмоточная катушка, совмещающая в себе функции трансформатора и контурной индуктивности. Данное решение позволяет отказаться от отдельного исполнения трансформатора и контурных катушек, а также обеспечивает малое влияние паразитных параметров трансформатора на работу системы. Индуктивность рассеяния TR_1 (см. рис. 1) между первичной и вторичными обмотками, вкуче с L_1 и L_2 , работает в качестве разделительной. Индуктивность рассеяния между вторичными обмотками должна быть скомпенсирована за счет совместной намотки парой проводов. Максимальная паразитная емкость между намотанными в один слой вторичными обмотками равна

$$C_{sec} = \frac{\pi^2 D_{obm} 10^{-3} (2N-1) \epsilon_0 \epsilon}{\operatorname{acosh} \left(\frac{d_{Cu} + 2h_{iso}}{d_{Cu}} \right)},$$

где D_{obm} — диаметр каркаса, мм; N — количество витков в каждой из вторичных обмоток; ϵ_0 — электрическая постоянная, $\epsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-12}$ Ф/м; ϵ — относительная диэлектрическая проницаемость изолятора; d_{Cu} — диаметр обмоточного провода по меди, мм; h_{iso} — толщина изоляции обмоточного провода, мм.

В диапазоне частот до 30 МГц паразитной емкостью между обмотками можно пренебречь. В качестве полупроводникового усилителя, обеспечивающего восполнение потерь энергии в контуре, возможно применение различных классов микросхем. В их число входят: высокочастотные драйверы силовых транзисторов, микросхемы стандартной КМОП логики с буферизированными выходами и интерфейсные микросхемы. Выбор конкретного класса применяемых ИМС зависит от подхода к построению остальной части схемы и мощности потерь в резонансном контуре.

Вопросы вида и конструкции управляемых фазовращателей — одни из самых неоднозначных. Для работы в заданной конфигурации системы требуются цифровые ФВ, т. е. линии задержки сигнала. Их реализация возможна при изменении времени прохождения сигнала в среде с нелинейной диэлектрической или магнитной проницаемостью, отводе сигнала от части длинной линии, управлении емкостью варикапов в RC-цепочках, в интегральных цифровых линиях задержки, схемах на счетчиках и сдвиговых регистрах.

Таким образом, предложен новый вид драйверов с параллельным резонансом в цепи затвора и даны рекомендации по его применению в составе импульсных преобразователей различных топологий. Драйвер отличается повышенной устойчивостью резонансного режима, меньшими потерями на управление и боль-

шей стабильностью коэффициента заполнения. Он позволяет управлять в противофазе двумя ключами преобразователя с автоматической аппаратной реализацией «мертвого времени», пригоден для работы с любыми изолированными затворами транзисторов с индуцированным каналом. Наиболее эффективна работа PRD-драйвера с высокочастотными кремниевыми, арсенид-галлиевыми и нитрид-галлиевыми МОП-транзисторами.

Литература

1. **Lim S., Otten D.M., Perreault D.J.** New AC-DC Power Factor Correction Architecture Suitable for High Frequency Operation // IEEE PELS. 2016. V. 31. No. 4. Pp. 2937—2949.
2. **Warren J.R.** Cell Modulated DC/DC Converter. Massachusetts Institute of Technology, 2005.
3. **Sagneri A.** Design of a Very High Frequency DC-DC Boost Converter. Massachusetts Institute of Technology, 2007.
4. **Warren J.R., Rosowski K.A., Perreault D.J.** Transistor Selection and Design of a VHF DC-DC Power Converter // IEEE Trans. Power Electronics. 2008. V. 23. No. 1. Pp. 27—37.
5. **Pilawa-Podgurski R. e. a.** Very-high-frequency Resonant Boost Converters // IEEE Trans. Industrial Electronics. 2009. V. 24. No. 6. Pp. 1654—1665.
6. **Gu L. e. a.** 27.12MHz GaN bi-directional Resonant Power Converter // IEEE 16th Workshop. 2015. P. 6.
7. **Rivas J.M. e. a.** New Architectures for Radio-Frequency DC-DC Power Conversion // IEEE Trans. Industrial Electronics. 2006. V. 21. No. 2. Pp. 380—393.
8. **Balogh L.** Design and Application Guide for High Speed MOSFET Gate Drive Circuits [Электрон. ресурс] <http://www.radio-sensors.se/download/gate-driver2.pdf> (дата обращения 03.06.2016)
9. **Pelly B.R.** Используйте величину заряда затвора при проектировании схемы драйвера затвора мощных МОП ПТ и БТИЗ (AN-944A) // International Rectifier [Электрон. ресурс] <http://irf.ru/techdoc/an-944.pdf> (дата обращения 27.08.2016)
10. **Cheng Z., Ling C.H.** Gate-channel Capacitance Characteristics in the Fully-depleted SOI MOSFET // IEEE Trans. Electron Devices. 2001. V. 48. No. 2. Pp. 388—391.
11. **Krom R.T.** Gate-to-channel Parasitic Capacitance Minimization and Source-drain Leakage Evaluation in ⁶ermanium PMOS. N.-Y.: Rochester Institute of Technology, 2008.
12. **Rivas J.M. e. a.** Design Considerations for Very High Frequency DC-DC Converters // Proc. IEEE 37th Annual Power Electronics Specialists Conf. Jeju (Korea), 2006. Pp. 2287—2297.

References

1. **Lim S., Otten D.M., Perreault D.J.** New AC-DC Power Factor Correction Architecture Suitable for High

Frequency Operation. IEEE PELS. 2016;31;4:2937—2949.

2. **Warren J.R.** Cell Modulated DC/DC Converter. Massachusetts Institute of Technology, 2005.

3. **Sagneri A.** Design of a Very High Frequency DC-DC Boost Converter. Massachusetts Institute of Technology, 2007.

4. **Warren J.R., Rosowski K.A., Perreault D.J.** Transistor Selection and Design of a VHF DC-DC Power Converter. IEEE Trans. Power Electronics. 2008;23;1:27—37.

5. **Pilawa-Podgurski R. e. a.** Very-high-frequency Resonant Boost Converters. IEEE Trans. Industrial Electronics. 2009;24;6:1654—1665.

6. **Gu L. e. a.** 27.12MHz GaN bi-directional Resonant Power Converter. IEEE 16th Workshop. 2015:6.

7. **Rivas J.M. e. a.** New Architectures for Radio-Frequency DC–DC Power Conversion. IEEE Trans. Industrial Electronics. 2006;21;2:380—393.

8. **Balogh L.** Design and Application Guide for High Speed MOSFET Gate Drive Circuits [Elektron. Resurs] <http://www.radio-sensors.se/download/gate-driver2.pdf> (Data Obrashcheniya 03.06.2016)

9. **Pelly B.R.** Ispol'zuyte Velichinu Zaryada Zatvora pri Proektirovanii Skhemy Drayvera Zatvora Moshchnyh MOP PT i BTIZ (AN-944A). International Rectifier [Elektron. Resurs] <http://irf.ru/techdoc/an-944.pdf> (Data Obrashcheniya 27.08.2016) (in Russian).

10. **Cheng Z., Ling C.H.** Gate-channel Capacitance Characteristics in the Fully-depleted SOI MOSFET. IEEE Trans. Electron Devices. 2001;48;2:388—391.

11. **Krom R.T.** Gate-to-channel Parasitic Capacitance Minimization and Source-drain Leakage Evaluation in Germanium PMOS. N.-Y.: Rochester Institute of Technology, 2008.

12. **Rivas J.M. e. a.** Design Considerations for Very High Frequency DC-DC Converters. Proc. IEEE 37th Annual Power Electronics Specialists Conf. Jeju (Korea), 2006:2287—2297.

Сведения об авторе

Смирнов Дмитрий Сергеевич — аспирант Вятского государственного университета, инженер-конструктор группы схемотехники электроавтоматики обособленного подразделения центра проектирования АО «Технодинамика», г. Киров, e-mail: smirnov110389@gmail.com

Information about author

Smirnov Dmitriy S. — Ph.D.-student of Vyatka State University, Engineer Group of the Electrical Circuitry of a Separate Division of Design Center JSC «Technodynamika», Киров, e-mail: smirnov110389@gmail.com

Статья поступила в редакцию 21.10.2016