УДК 621.314

Н.Н. Горяшин, А.А. Соломатова

Экспериментальный анализ работы МДП-транзистора в квазирезонансном преобразователе напряжения

Исследована работа силового МДП-транзистора как коммутирующего элемента квазирезонансного преобразователя напряжения с переключением при нулевых значениях тока с полной волной резонансного цикла с участием встроенного в транзистор *p*–*n*-диода. **Ключевые слова**: квазирезонансный преобразователь, электронный ключ, резонансный контур, процесс обратного восстановления диода.

С развитием энергосберегающих технологий и повышением требований к качеству преобразования и передачи электроэнергии, к управлению энергопотоками различных энергосистем (стационарных, автономных и т.д.) возрос интерес к резонансным и квазирезонансным преобразователям напряжения (ПН). Режим работы импульсных полупроводниковых ключей данных ПН позволяет формировать близкую к гармонической форму тока и напряжения в силовых цепях, это, в свою очередь снижает динамические потери в полупроводниковых силовых элементах, повышает КПД и существенно улучшает электромагнитную совместимость таких ПН с полезной нагрузкой [1, 2].

Можно выделить два основных режима работы ключевого элемента (КЭ) с использованием явления резонанса: режим переключения при нулевых значениях тока (ПНТ) [2, 3] и режим переключения при нулевых значениях напряжения [1, 2]. Третий тип переключения, называемый «нейтральным», как правило, сопровождает режим ПНТ в том случае, когда используется полный резонансный цикл тока, т.е. при смене знака тока, изменяющегося по гармоническому закону, в цепи КЭ его отрицательная полуволна протекает через обратный диод, шунтирующий электронный ключ [2]. В качестве коммутирующих элементов ПН широкое применение находят силовые транзисторы на основе МДП-структур. В силовых МДП-транзисторах присутствует встроенный паразитный диод на основе p-n-перехода, его использование в данном случае может привести к дополнительным динамическим потерям и некорректной работе преобразователя за счет большой диффузионной емкости [4]. Для того чтобы устранить влияние встроенного паразитного диода, в традиционном варианте его шунтируют внешним диодом Шоттки, что, как показано далее, не всегда приводит к исключению протекания тока через встроенный в МДП-транзистор диод.



Рис. 1. Схема силовой части ПНТ-преобразователя: УУ КЭ – устройство управления ключевым элементом, ГУН – генератор, управляемый напряжением

На рис. 1 приведена электрическая схема последовательного ПН с режимом ПНТ и с полной волной тока резонансного цикла и частотно-импульсным законом регулирования выходного напряжения [1, 3].

Идеализированные и экспериментальные временные диаграммы, поясняющие работу исследуемого ПН, приведены на рис. 2, a, δ соответственно, где $t_{\rm K}$ – длительность открытого со-

стояния КЭ; $I_{Lp}(t)$ – ток через индуктивность РК L_p ; $U_{Cp}(t)$ – напряжение на конденсаторе РК C_p ; I_{H} – ток нагрузки, равный среднему току дросселя в установившемся режиме; $U_{VT1}(t)$ – напряжение на КЭ.

Математическое описание тока и напряжения резонансного контура (РК) дается при допущении, что ток дросселя выходного фильтра является постоянной величиной, равной току нагрузки в установившемся режиме. Один период работы КЭ в цепи РК (см. рис. 2, *a*) можно описать функциями:

$$I_{Lp}(t) = \begin{cases} U_{BX}t/L_{p}, t \in [0;t_{1}), \\ I_{H} + (U_{BX}/Z_{0})\sin(\omega_{0}(t-t_{1})), t \in [t_{1};t_{2}), \\ 0, t \in [t_{2};T); \end{cases}$$
(1)

(0

$$U_{Cp}(t) = \begin{cases} 0, t \in [0; t_{1}) \\ U_{BX} (1 - \cos(\omega_{0}(t - t_{1}))), t \in [t_{1}; t_{2}) \\ U_{BX} \left[1 - \sqrt{1 - (I_{H}Z_{0}/U_{BX})^{2}} \right] - \frac{I_{H}}{C_{p}} (t - t_{2}), t \in [t_{2}; t_{3}) \\ 0, t \in [t_{3}; T) \end{cases}$$

$$(2)$$

$$\Delta t_1 = t_1 = I_{\rm H} L_{\rm p} / U_{\rm BX}, \ \Delta t_2 = t_2 - t_1 = \frac{2\pi - \arcsin(I_{\rm H} Z_0 / U_{\rm BX})}{\omega_0}, \ \Delta t_3 = t_3 - t_2 = \frac{U_{\rm BX} \left[1 - \sqrt{1 - (I_{\rm H} Z_0 / U_{\rm BX})^2} \right]}{I_{\rm H} Z_0 \omega_0}, \ (3)$$

где Т – период коммутации.



Рис. 2. Теоретические (a) и экспериментальные (δ) диаграммы тока и напряжения резонансного контура ПНТ-преобразователя с полной волной тока резонансного цикла

Выходное напряжение, подаваемое в нагрузку после сглаживающего LC-фильтра, соответствует усредненному по времени значению напряжения на обкладках конденсатора РК. Регулирование выходного напряжения производится за счет изменения частоты отпирания КЭ. Более подробное описание ПН данного типа приводится в [1, 3].

При сравнении временных диаграмм, построенных аналитически, с соответствующими осциллограммами видно, что при использовании встроенного в МДП-транзистор диода для обеспечения протекания тока в обратном направлении проявляется процесс его обратного восстановления. На рис. 2, б участок диаграммы, соответствующий этому процессу, выделен пунктиром. Так как в момент завершения синусоидального цикла тока через силовой транзисторный ключ VT1 напряжение на нем начинает нарастать (см. рис. 2, a), то дальнейшее протекание тока, обусловленное процессом обратного восстановления встроенного диода, приводит к дополнительным динамическим потерям. Таким образом, при повышении частоты преобразования КПД ПН с режимом ПНТ и полной волной резонансного цикла будет снижаться. Для того чтобы исключить негативное влияние встроенного в МДП-транзистор диода, традиционно рекомендуется использовать быстродействующие диоды с барьером Шоттки, которые не имеют диффузионной емкости. Предполагается, что за счет меньшего прямого падения напряжения на переходе Шоттки по сравнению с *p*-*n*-переходом (в структуре МДП-ключа) обратный ток при закрытом канале транзистора, обусловленный резонансным процессом, будет протекать через внешний диод Шоттки, что позволит исключить влияние паразитного диода. На рис. 3 показаны осциллограммы токов, протекающих через КЭ и шунтирующий МДПтранзистор дополнительный диод Шоттки (VD2) в режиме ПНТ для разных пар «транзистор-диод», основные характеристики которых приведены в табл. 1, с параметрами РК и выходного фильтра исследуемого ПН, приведенными в табл. 2.

Таблица 1

Основные характеристики пар «транзистор-диод»						
	Тип транзистора	Блокирующее	Тип	Тип диода	Блокирующее	Тип
		напряжение	корпуса		напряжение	корпуса
1	IRFB61N15D	150B	то 220	20CTQ150N	150B	то 220
2	IRFB260N	200B	10-220	MBR20200CT	200B	10-220

0.000 10 VOROIZTONUOTUISU HOR //TROI

Доклады ТУСУРа, № 2 (24), часть 1, декабрь 2011



Рис. 3. Экспериментальные ВАХ пар «диод Шоттки – встроенный диод МДП-транзистора» (слева) и соответствующие им осциллограммы токораспределения между данными диодами (справа)

Анализ экспериментальных данных показывает, что при использовании пары «МДП-транзистор – диод Шоттки» с блокирующим напряжением более 100 В существенная часть тока отрицательной полуволны резонансного цикла протекает через встроенный в МДП-транзистор диод. Основываясь только на статических вольт-амперных характеристиках, этот эффект можно объяснить тем, что встроенный диод имеет большую эффективную площадь перехода, а также тем, что диод Шоттки с блокирующим напряжением более 100 В имеет существенное сопротивление омических областей по сравнению с диодом в МДП-транзисторе с таким же блокирующим напряжением и близким значением рабочего прямого тока. Однако сопоставление распределения токов между диодами при работе на частоте РК, которая составила для приведенного случая порядка 1 МГц, со статическими характеристиками не находит согласования. Из этого следует, что существенное влияние на распределение токов между диодами оказывают их динамические параметры, включая паразитные индуктивные элементы, образованные соединительными проводниками от контакта с кристаллом полупроводникового прибора до места монтажного соединения в электрической схеме. Возможность исключения паразитных индуктивных компонентов путем размещения дополнительного диода Шоттки на одном кристалле с МДП-транзистором ограничена и реализуема только в низковольтных МДП-ключах (до 30 В), как показано в [5]. Таким образом, паразитные индуктивные компоненты при исследуемой схеме построения КЭ являются ее неотъемлемой частью.

Для качественной оценки влияния паразитных динамических параметров параллельно включенных диодов на распределение токов между ними был проведен эксперимент, схема которого представлена на рис. 4. В эксперименте были использованы два идентичных трансформатора тока, что впоследствии позволило скомпенсировать неравномерность их частотных характеристик за счет того, что анализировалось отношение амплитуд между измеряемыми сигналами. При этом в качестве трансформатора тока был применен миниатюрный тороидальный трансформатор с внешним диаметром 5 мм, что сделало возможным минимизировать суммарную паразитную индуктивность выводов МДПтранзистора до точек соединения с диодом Шоттки в пределах 10–12 нГн. Суть эксперимента заключалась в том, чтобы определить зависимость отношения амплитуд токов, протекающих через каждый из диодов, в зависимости от частоты при разных смещениях постоянной составляющей тока на прямом участке ВАХ.



На рис. 5 представлены результаты описанного эксперимента в виде амплитудно-частотных характеристик (АЧХ), где по оси ординат откладывается коэффициент *K_i*, показывающий отношение амплитуд тока, протекающего через встроенный в МДП-транзистор диод, к амплитуде общего тока.



Рис. 5. Зависимость токораспределения от частоты при параллельном включении диодов

На графиках можно наблюдать искривление, характерное для резонансной кривой контура, включающего индуктивный и емкостной элементы, что говорит о влиянии емкостной составляющей схемы. Принимая во внимание тот факт, что переход Шоттки не имеет диффузионной емкости, а барьерная емкость обоих типов диодов при прямом смещении несущественна, можно сделать вывод, что форма кривых частотных характеристик главным образом определяется индуктивными элементами в цепи каждого из диодов до точки их соединения и диффузионной емкостью диода, встроенного в МДП-транзистор. Доминирование диффузионной емкости также подтверждается изменением частоты, приходящейся на пик кривой АЧХ в зависимости от значения прямого тока смещения (рис. 5, δ). Таким образом, исследуемую электрическую цепь можно свести к схеме замещения, показанной на рис. 6. Здесь L_1 и L_2 – индуктивность соединительных контактов; $I_1(t)$, R_1 и $I_2(t)$, R_2 – ток и активное сопротивление встроенного в МДП-ключ диода (*VD*1) и диода Шоттки (*VD*2) соответственно; I(t) – суммарный ток. Так как диффузионная емкость (C_n) имеет значение, многократно превосходящее значение барьерной емкости диодов обоих типов, последней пренебрегаем.

На основании представленной схемы замещения и частотных характеристик токораспределения можно предложить простое решение обозначенной выше проблемы путем увеличения полного со-

противления цепи, составленной из встроенного в транзистор диода и его паразитных параметров на частоте РК. Это можно сделать за счет увеличения индуктивности L₁ в соответствии со схемой



262

замещения на рис. 6. На рис. 5, *а* приведены экспериментальные графики (пунктирная линия) частотнозависимого коэффициента K_i для $L_1 \approx 120$ нГн.

Рис. 6. Схема замещения двух параллельно включенных диодов с переходом Шоттки и *p*-*n*-переходом

Осциллограммы тока КЭ с дополнительной индуктивностью представлены на рис. 7, *а*. Как видно, такой способ позволяет снизить скорость спада тока через встроенный в МДП-транзистор диод и тем самым ослабить влияние процесса обратного восстановления. Однако за счет энергии, накапливаемой в дополнительном индуктивном элементе, увеличивается площадь импульса тока, проходящего через открытый канал МДП-транзистора, и искажается форма отрицательной полуволны тока, протекающего через встроенный диод. При этом дополнительная индуктивность относительно мала, чтобы оказать влияние на частоту РК, следовательно, регулировочная характеристика [3] не изменяется, что приводит к дополнительным статическим потерям в канале МДП-транзистора. Для снижения этого нежелательного эффекта предлагается использовать дополнительный индуктивный элемент с нелинейной зависимостью индуктивности от протекающего тока за счет применения магнитопровода из насыщающегося магнитомягкого материала. Это позволяет сохранить необходимое значение индуктивности, чтобы снизить скорость спада отрицательной полуволны тока в цепи РК и канала МДП-транзистора и обеспечить минимальное ее значение при больших значениях тока РК (рис. 7, δ).



Рис. 7. Осциллограммы тока РК и МДП-транзистора с увеличенной индуктивностью L₁

На рис. 9 представлены экспериментальные графики КПД и потерь в ПН исследуемого типа для разных типов КЭ на рис. 8 с использованием полупроводниковых компонентов, приведенных в 1-й строке табл. 1. Здесь кривые 1, 2, 3, 4 и 5 соответствуют типам КЭ, представленным на рис. 8, a, b, e, c и d соответственно, причем кривая 1, соответствующая КЭ, приведенному на рис 8, a, получена при использовании дополнительного нелинейного индуктивного элемента, при котором была снята осциллограмма на рис. 7, b. Кривые, обозначенные цифрой 5 на рис. 9, a и b, соответствуют КЭ в виде одного МДП-транзистора.



На основании результатов экспериментов можно сказать, что минимальные потери мощности ПН данного типа имеет при использовании КЭ, приведенного на рис. 8, *а*. Предложенный вариант

КЭ не содержит дополнительных полупроводниковых компонентов и поддается оптимизации за счет варьирования параметрами дополнительного индуктивного элемента.



Рис. 9. Экспериментальные кривые: *а* –КПД; *б* – потерь ПНТ-преобразователя при U_{вх}=80 B, U_{вых}=24 B

Литература

1. Erickson R.W. Fundamentals of Power Electronics / First Edition. – New York: Chapman and Hall, 1997. – 791 p.

2. Mammano R. Resonant Mode Converter Topologies // Unitrode Power Supply Design Seminar SEM600, Topic 1, 1988 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.ti.com/lit/ml/slup085/ slup085.pdf, свободный (дата обращения: 24.06.2011).

3. Анализ режимов работы квазирезонансного преобразователя напряжения / Н.Н. Горяшин, М.В. Лукьяненко, А.А. Соломатова, А.Ю. Хорошко // Известия вузов. Приборостроение. – СПб., – 2011. – Вып. 4. – С. 7–13.

4. Grant D.A. Power MOSFETS: theory and applications / D.A. Grant, J. Gowar. – New York: Wiley, 1989. – 504 p.

5. Baliga B.J. Paradigm shift in planar power MOSFET Technology / B.J. Baliga, D.A. Girdhar // Power Electronics Technology. – 2003. – Nov. – P. 24–32.

Горяшин Николай Николаевич

Канд. техн. наук., доцент каф. систем автоматического управления (САУ)

Сибирского государственного аэрокосмического университета им. академика М.Ф. Решетнева (СибГАУ) Тел.: 8-950-404-80-66

Эл. почта: gorkolya@mail.ru

Соломатова Анна Александровна

Аспирант каф. САУ СибГАУ Эл. почта: ann solomatova@mail.ru

Goryashin N.N., Solomatova A.A. Experimental analysis of MOSFET operating in quasi-resonant converter

In the article we studied the operating of MOSFET as a switching element of quasi-resonant full wave zero current switching converter including body diode.

Keywords: quasi-resonant converter, electronic switch, resonant tank, diode reverse recovery process.