

**ОЦЕНКА СТАТИЧЕСКИХ ПОТЕРЬ МОЩНОСТИ
В КВАЗИРЕЗОНАНСНОМ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕ НАПРЯЖЕНИЯ***

Проведен сравнительный анализ статических потерь в силовых полупроводниковых элементах традиционного преобразователя напряжения с широтно-импульсной модуляцией и квазирезонансного преобразователя с переключением ключевого элемента при нулевых значениях тока.

Ключевые слова: квазирезонансный преобразователь напряжения, статические потери мощности.

Одним из перспективных направлений в развитии импульсных преобразователей электроэнергии является применение резонансных контуров (РК) в цепи электронных ключей, которое позволяет распределить энергию между элементами РК внутри одного цикла коммутации и за счет этого осуществлять переключение при нулевом значении тока или напряжения, что позволяет повысить КПД и удельную мощность преобразователя. Под влиянием элементов РК форма тока и напряжения становится близкой к синусоидальной, благодаря чему снижаются потери на высших гармониках в магнитных компонентах фильтров и трансформаторов, а также уровень коммутационных помех [1; 2].

Однако несмотря на все достоинства резонансных и квазирезонансных преобразователей по сравнению с классическими импульсными преобразователями напряжения (ПН) с прямоугольной формой сигналов в силовой цепи и широтно-импульсной модуляцией (ШИМ) пиковые значения тока и напряжения в резонансном цикле могут существенно превышать аналогичные показатели традиционных ПН, что в свою очередь повышает требования к предельным характеристикам полупроводниковых силовых компонентов. Если принять во внимание частотно-импульсный закон регулирования в ПН резонансного типа и зависимость эффективного тока, протекающего через полупроводниковые компоненты силовой части ПН от текущего режима (входных и входных тока и напряжения) и параметров РК, то в заданном диапазоне регулирования выходной величины ПН можно подобрать такие параметры, при которых статические потери будут минимальными.

Проведем сравнительный анализ статических потерь в полупроводниковых ключах традиционного ПН с ШИМ и квазирезонансного ПН с переключением ключевого элемента (КЭ) при нулевых значениях тока (ПНТ) (рис. 1).

Возможны два режима ПНТ [3] (рис. 2): в режиме ПНТ-1 используется половина волны тока резонансного цикла (рис. 2, а), в режиме ПНТ-2 – полная волна тока резонансного цикла (рис. 2, б). Режим ПНТ-1 реализуется в ПН, схема которого приведена на рис. 1. Для режима ПНТ-2 из этой схемы необходимо исключить диод VD1, чтобы обеспечить протекание

тока в обратном направлении через обратный диод, шунтирующий МДП-транзистор.

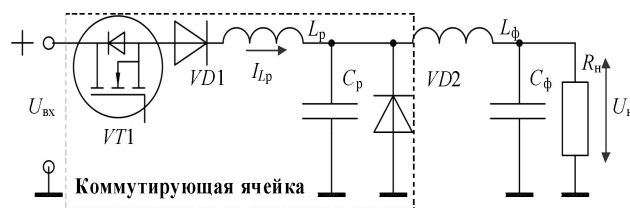


Рис. 1. Схема силовой части ПН с ПНТ: $U_{вх}$ – входное напряжение; VT1 – МДП-ключ; L_p и C_p – индуктивность и емкость РК; L_ϕ и C_ϕ – индуктивность и емкость выходного фильтра; R_n – сопротивление нагрузки

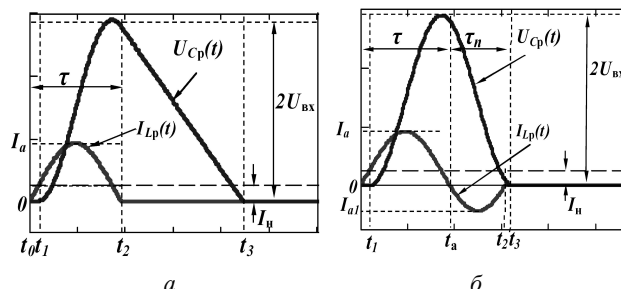


Рис. 2. Идеализированные сигналы в цепи РК ПН с режимами ПНТ-1 (а) и ПНТ-2 (б)

Каждый резонансный цикл работы ПНТ-преобразователя можно условно разбить на четыре временных интервала, функции тока и напряжения РК для которых описываются уравнениями, приведенными в табл. 1, при допущении, что ток дросселя выходного фильтра является постоянной величиной, равной току нагрузки в установившемся режиме I_n [4].

Оценим статические потери в коммутирующих транзисторных и диодных элементах путем их сравнения с аналогичными потерями в классическом ПН с ШИМ с такой же топологией и жестким переключением КЭ при прочих равных условиях: входном и выходном напряжениях, токе нагрузки, используемой элементной базе.

*Работа выполнена при финансовой поддержке аналитической ведомственной целевой программы «Развитие научного потенциала высшей школы (2009–2011 года)» (проект № 2.1.2/9671) и федеральной целевой программы «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России на 2009–2013 годы».

Интервал времени	ПНТ-1	ПНТ-2
$0 \leq t < t_1$	$I_{L_p}(t) = (U_{\text{вх}} / L_p)t, U_{C_p}(t) = 0, I_{\text{ВД}}(t) = I_{\text{н}} - (U_{\text{вх}} / L_p)t, \Delta t_1 = t_1 = I_{\text{н}}L_p / U_{\text{вх}}$	
$t_1 \leq t < t_2$	$I_{L_p}(t) = I_{\text{н}} + Z_0^{-1}U_{\text{вх}} \sin(\omega_0(t - t_1)),$ $U_{C_p}(t) = U_{\text{вх}}(1 - \cos(\omega_0(t - t_1))),$ $\Delta t_2 = t_2 - t_1 = \omega_0^{-1}[\pi + \arcsin(Z_0 I_{\text{н}} / U_{\text{вх}})]$	$I_{L_p}(t) = I_{\text{н}} + Z_0^{-1}U_{\text{вх}} \sin(\omega_0(t - t_1)),$ $U_{C_p}(t) = U_{\text{вх}}(1 - \cos(\omega_0(t - t_1))),$ $\Delta t_2 = t_2 - t_1 = \omega_0^{-1}[2\pi - \arcsin(I_{\text{н}}Z_0 / U_{\text{вх}})]$
$t_2 \leq t < t_3$	$U_{C_p}(t) = -(t - t_2)I_{\text{н}}C_p^{-1} + U_{\text{вх}}(1 - \cos(\omega_0(t_2 - t_1))),$ $I_{L_p}(t) = 0,$ $\Delta t_3 = t_3 - t_2 = I_{\text{н}}^{-1}C_p U_{\text{вх}}(1 - \cos(\omega_0(t_2 - t_1)))$	$U_{C_p}(t) = U_{\text{вх}}[1 - \sqrt{1 - (Z_0 I_{\text{н}} / U_{\text{вх}})^2}] - I_{\text{н}}C_p^{-1}(t - t_2),$ $I_{L_p}(t) = 0,$ $\Delta t_3 = t_3 - t_2 = (I_{\text{н}}Z_0\omega_0)^{-1}U_{\text{вх}}[1 - \sqrt{1 - (Z_0 I_{\text{н}} / U_{\text{вх}})^2}]$

Примечание. В таблице использованы следующие обозначения: $Z_0 = (L_p/C_p)^{0,5}$ – волновое сопротивление РК; $\omega_0 = (L_pC_p)^{-0,5}$ – собственная частота РК.

При этом будем считать, что основную часть потерь мощности составляют потери на КЭ, которые в свою очередь существенно зависят от режима (ПНТ-1 или ПНТ-2), параметров РК и типов полупроводниковых ключей. Отсюда задачу анализа можно свести к поиску значения соотношения $P_{\text{КЭ ПНТ}}/P_{\text{КЭ ШИМ}}$ для интересующего нас диапазона нагрузок и входных напряжений, где $P_{\text{КЭ ШИМ}}$ – статическая мощность, рассеиваемая на КЭ в открытом состоянии в режиме ШИМ; $P_{\text{КЭ ПНТ}}$ – мощность, рассеиваемая на КЭ в открытом состоянии в режиме ПНТ. Тогда это отношение будет выглядеть следующим образом:

$$\frac{P_{\text{КЭ ШИМ}}}{P_{\text{КЭ ПНТ}}} = \frac{\int_0^T U_o(t) \cdot I_{\text{ШИМ}}(t) dt}{\int_0^T U_o(t) \cdot I_{\text{ПНТ}}(t) dt}, \quad (1)$$

где $U_o(t)$ и $I(t)$ – напряжение на КЭ в открытом состоянии и ток, протекающий через КЭ, соответственно; T – период преобразования. В случае использования в качестве ключа МДП-транзистора искомое соотношение находится так:

$$\frac{P_{\text{КЭ ШИМ}}}{P_{\text{КЭ ПНТ}}} = \frac{R_o (I_{\text{эф ШИМ}})^2}{R_o (I_{\text{эф ПНТ}})^2} = \left(\frac{I_{\text{эф ШИМ}}}{I_{\text{эф ПНТ}}} \right)^2, \quad (2)$$

где R_o – сопротивление открытого канала МДП-транзистора; $I_{\text{эф}}$ – эффективное значение тока, протекающего через устройство. Таким образом, для оценки отношения статических потерь достаточно знать соотношение эффективных значений токов.

В общем случае эффективное значение тока произвольной формы для периодического сигнала соответствует его среднеквадратичному значению [5].

Для ПН с ШИМ при условии, что форма тока имеет строго прямоугольную форму, эффективное значение этого тока может быть определено как

$$I_{\text{эф ШИМ}} = I_a \sqrt{\gamma}, \quad (3)$$

где $\gamma = \tau/T \approx U_{\text{вх}}/U_{\text{вх}}$, здесь τ – длительность открытого состояния КЭ, $I_a \approx I_{\text{н}}$ – амплитудное значение тока через МДП-ключ. Такое приближение возможно при $\Delta I_{L_p} \leq 2I_{\text{н}}$ в установившемся режиме, где ΔI_{L_p} – размах пульсаций тока дросселя выходного фильтра; $I_{\text{н}}$ – ток нагрузки. Так, например, для $\Delta I_{L_p} / I_{\text{н}} = 1$ отношение среднеквадратичных значений тока между строго прямоугольной и реальной формой импульса при $\gamma = 0,5$ равно 1,041.

Для определения эффективного значения тока КЭ в режиме ПНТ можно исходить из предположения, что положительная полуволна тока соответствует полуволне синусоиды с такой же амплитудой, по крайней мере при $0,75 > I_{\text{н}}Z_0 / U_{\text{вх}}$, учитывая необходимое условие выполнения режима ПНТ $0 < I_{\text{н}}Z_0 / U_{\text{вх}} < 1$ [2; 4]. Тогда упрощенное выражение, описывающее форму тока КЭ для режима ПНТ-1 и положительной полуволны тока для режима ПНТ-2, можно записать в виде

$$I_{L_p}(t) = \begin{cases} (I_{\text{н}} + U_{\text{вх}} / Z_0) \sin(t\pi / \tau), & 0 \leq t \leq \tau, \\ 0, & t_{\text{н}} < t \leq f_{\text{к}}^{-1}. \end{cases} \quad (4)$$

Основные расчетные соотношения по определению эффективного значения тока КЭ для обоих режимов ПНТ представлены в табл. 2.

Далее введем параметр, показывающий отношение эффективного значения тока КЭ в режиме ШИМ к эффективному значению тока исследуемых резонансных режимов при прочих равных условиях, определив этот параметр как функцию от тока нагрузки:

$$M_{\text{отн КЭ}}(I_{\text{н}}) = \frac{I_{\text{эф ШИМ}}(I_{\text{н}})}{I_{\text{эф ПНТ}}(I_{\text{н}})} = \frac{I_a^2 \gamma}{\sqrt{f_{\text{к}} \int_0^T [I_{L_p}(t)]^2 dt}}. \quad (6)$$

Используя (3) и (4), получим

$$M_{\text{отн КЭ}}(I_{\text{н}}) \approx \frac{I_{\text{н}}}{(I_{\text{н}} + U_{\text{вх}} / Z_0)} \sqrt{\frac{2K(I_{\text{н}})}{f_0 \cdot \tau(I_{\text{н}})}}, \quad (7)$$

где $K(I_{\text{н}})$ – коэффициент, рассчитанный в соответствии с (5).

Таблица 2

Параметр	ПНТ-1	ПНТ-2
$I_{эф}$	$I_{эф} = I_a \sqrt{0,5\tau/T}$	
I_a	$I_a = I_H + U_{ВХ} / Z_0$	
I_{a1}	–	$I_{a1} = I_H - U_{ВХ} / Z_0$
τ	$\tau = L_p I_H / U_{ВХ} + (\pi + \arcsin(I_H Z_0 / U_{ВХ})) \omega_0^{-1}$	
τ_n	–	$(\pi - 2 \arcsin(I_H Z_0 / U_{ВХ})) \omega_0^{-1}$
T	$T = \frac{U_{ВХ} K_1(I_H)}{U_{ВЫХ} f_0}$	$T = \frac{U_{ВХ} K_2(I_H)}{U_{ВЫХ} f_0} \approx \frac{U_{ВХ}}{U_{ВЫХ} f_0}$
$J(I_H)$	$J(I_H) = I_H Z_0 / U_{ВХ}$	
K_U	$U_{C_p} / U_{ВХ} = (f_k / f_0) K_1(I_H)$	$U_{C_p} / U_{ВХ} = (f_k / f_0) K_2(I_H) \approx f_k / f_0$

Примечание. В таблице использованы следующие обозначения: $I_{эф}$ – эффективное значение тока КЭ для режимов ПНТ-1 и ПНТ-2; U_{C_p} – усредненное по времени значение напряжения на конденсаторе РК, равное выходному напряжению в установившемся режиме при условии идеальности выходного фильтра; K_U – коэффициент передачи по напряжению, где $K_1(I_H)$ и $K_2(I_H)$ – коэффициенты, зависящие от тока нагрузки I_H для режимов ПНТ-1 и ПНТ-2 соответственно:

$$\begin{cases} K_1(I_H) = \frac{1}{2\pi} [\pi + 0,5J(I_H) + \arcsin(J(I_H)) + (1 + \sqrt{1 - (J(I_H))^2}) J(I_H)^{-1}], \\ K_2(I_H) = \frac{1}{2\pi} [2\pi + 0,5J(I_H) - \arcsin(J(I_H)) + (1 - \sqrt{1 - (J(I_H))^2}) J(I_H)^{-1}]; \end{cases} \quad (5)$$

f_k – частота коммутации; $f_0 = \omega_0$, параметры I_a , I_{a1} , τ , τ_n определены на рис. 2

С учетом того, что режимы ПНТ-1 и ПНТ-2 имеют граничное условие по максимальному току нагрузки при прочих фиксированных параметрах $I_H Z_0 / U_{ВХ} = 1$ [3], определим теоретический предел функции (6) для обоих режимов ПНТ:

$$\frac{I_{эф ШИМ}(I_H)}{I_{эф ПНТ}(I_H)} \Big|_{\substack{I_H Z_0 = 1 \\ U_{ВХ}}} \approx 0,737. \quad (8)$$

Отношение между эффективными значениями тока через открытый канал МДП-ключа для режимов ПНТ и ШИМ в зависимости от тока нагрузки при параметрах, указанных в табл. 3, можно представить в виде соответствующих кривых (рис. 3). Для режима ПНТ-2 отрицательная полуволна тока течет через диод, шунтирующий МДП-ключ, поэтому отношение между эффективными значениями токов через шунтирующий диод и КЭ в режиме ШИМ определяется отдельно по формуле

$$\begin{aligned} M_{отн КЭ}^* (I_H) &= \frac{I_{эф ШИМ}(I_H)}{I_{эф ПНТ}^*(I_H)} \approx \\ &\approx \frac{I_H \sqrt{\gamma}}{(-I_H + U_{ВХ} / Z_0) \sqrt{\frac{\pi - 2 \arcsin(Z_0 I_H / U_{ВХ})}{4\pi \cdot U_{ВХ} / U_{ВЫХ}}}}. \end{aligned} \quad (9)$$

Кривые на рис. 3 получены численным методом с использованием функции (6) (пунктирные линии) и функции (7) (сплошные линии). Следует отметить, что в рабочем диапазоне $I_H \leq U_{ВЫХ} / Z_0$, где $U_{ВЫХ} / Z_0 = I_{max}$, функция (7), при выводе которой использован ряд приближений, дает высокое совпадение с точным значением на большей части графика, однако при бо-

лее высоких значениях нагрузки, т. е. при отношении $I_H Z_0 / U_{ВХ}$, близкому к единице, расхождение графиков становится заметным. Таким образом, уточненный теоретический предел исходного отношения (8) будет равен 0,813.

Таблица 3

Параметр	L_p	C_p	L_ϕ	C_ϕ	$U_{ВЫХ}$
Значение	1,04 мкГн	22 нФ	45 мкГн	20 мкФ	24 В

Параметр, показывающий отношение между эффективными значениями тока через рекуперативный диод $I_{D_{эф}}$ для режимов ШИМ и ПНТ в зависимости от тока нагрузки при разных значениях коэффициента передачи в установившемся режиме (рис. 4), определим с помощью следующей формулы:

$$\begin{aligned} M_{отн VD} (I_H) &= \frac{I_{D_{эф ШИМ}}(I_H)}{I_{D_{эф ПНТ}}(I_H)} = \\ &= \sqrt{\frac{I_a^2 (1 - \gamma)}{f_k \int_0^T [I_{D_{эф ПНТ}}(t)]^2 dt}}. \end{aligned} \quad (10)$$

Анализ графиков, приведенных на рис. 4, показывает, что статические потери на рекуперативном диоде для режимов ПНТ-1, ПНТ-2 и ШИМ имеют близкие значения при прочих равных условиях. Это объясняется тем, что форма тока во всех случаях имеет схожий характер. Таким образом, для обоих режимов ПНТ можно ввести следующее допущение:

$$(t_3 - t_1) f_k \approx U_{ВЫХ} / U_{ВХ}.$$

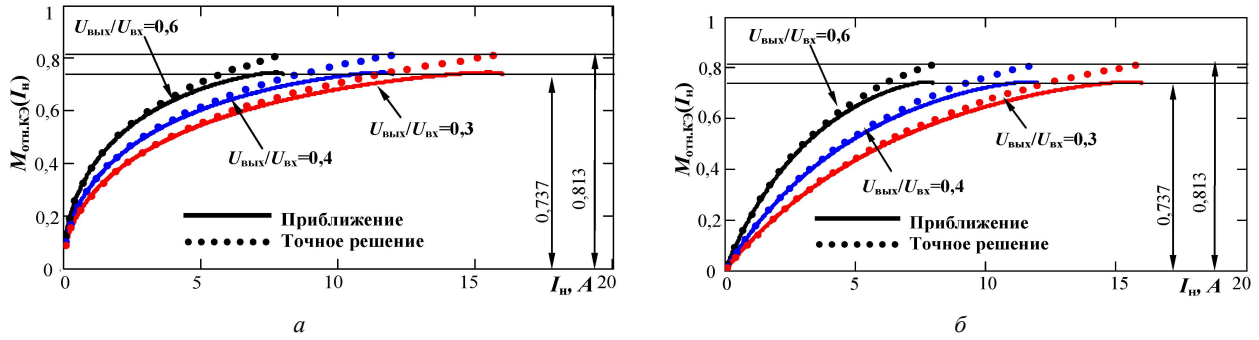


Рис. 3. Кривые зависимости $M_{отн.кэ}(I_n)$ для режимов ПНТ-1 (а) и ПНТ-2 (б)

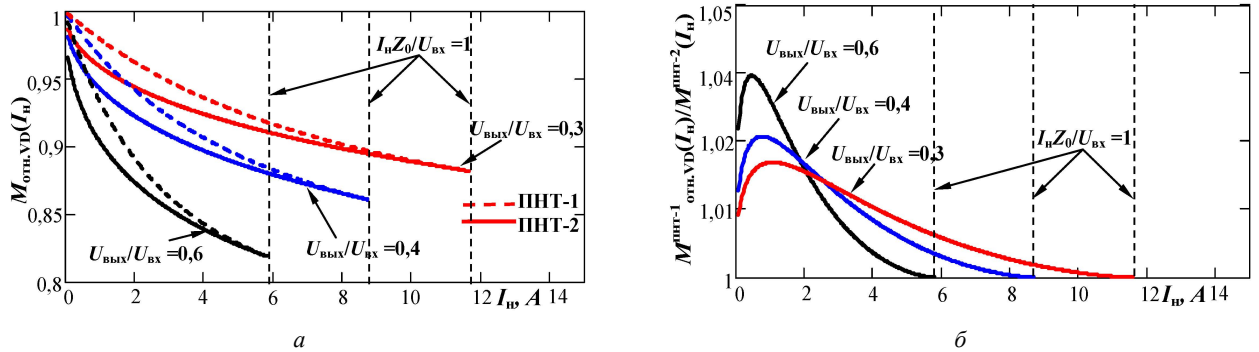


Рис. 4. Зависимость отношения эффективных значений токов, протекающих через рекуперативный диод, для режимов ПНТ (а) и ШИМ (б)

На основании полученных выше результатов можно сделать два вывода:

- статические потери на КЭ в обоих режимах ПНТ выше аналогичных потерь в традиционном ПН с ШИМ при прочих равных условиях, а их отношение $M_{отн}$ имеет предел, который не зависит от параметров РК, коэффициента передачи, тока нагрузки и типа режима ПНТ;

- статические потери на КЭ для двух режимов ПНТ будут тем ближе к аналогичным потерям в классическом ПН при прочих равных условиях, чем $I_n Z_0 / U_{вх}$ будет ближе к единице. Однако в реальных условиях невозможно обеспечить выполнение даже приближенного равенства $I_n Z_0 / U_{вх} \approx 1$, так как ПН постоянного тока обычно применяются в условиях изменения напряжения первичного источника электропитания и тока нагрузки. В свою очередь выходное напряжение остается стабильным за счет замкнутого регулирования выходной величины, при этом требования к отклонению выходной величины могут быть от единиц до сотых долей процента.

Таким образом, дальнейший анализ будет сводиться к сравнению статических потерь на КЭ между исследуемыми типами ПН в широком диапазоне регулирования, т. е. к оценке разницы между статическими потерями КЭ при максимальном и минимальном входном напряжении и фиксированном значении тока нагрузки I_{const} и при максимальном и минимальном выходном токе и фиксированном значении вход-

ного напряжения U_{const} . В этом случае максимальное значение тока нагрузки будет $I_{max} = U_{const} / Z_0$.

Произведем замену аргумента в функции $J(I_n)$ (см. табл. 1) на I_{max} :

$$J^* = J(I_{max}) = \frac{Z_0}{U_{вх}} \cdot \frac{U_{const}}{Z_0} = U_{const} / U_{вх}, \quad (11)$$

где $0 < J^* < 1$.

При фиксированном значении входного напряжения $U_{вх}$ и меняющемся токе нагрузки I_n в качестве аргумента функции (11) можно использовать минимальное входное напряжение $U_{min} = I_{const} / Z_0$:

$$J^* = J(U_{min}) = \frac{Z_0}{I_{const}} \cdot \frac{I_n}{Z_0} = I_n / I_{const}. \quad (12)$$

Таким образом, разница между J^* и J состоит в том, что J^* вычисляется при фиксированном токе нагрузки или при фиксированном входном напряжении.

Функция (7) с использованием (11) и (12) для режимов ПНТ-1 и ПНТ-2 может быть определена как

$$M_{max\ КЭ\ ПНТ-1}(J^*) = \frac{1}{1+(J^*)^{-1}} \sqrt{\frac{4\pi K_1(J^*)}{\pi + \arcsin(J^*) + J^*}}, \quad (13)$$

$$M_{max\ КЭ\ ПНТ-2}(J^*) = \frac{1}{1+(J^*)^{-1}} \sqrt{\frac{4\pi K_2(J^*)}{\pi + \arcsin(J^*) + J^*}}, \quad (14)$$

где $K_1(J^*)$ и $K_2(J^*)$ – коэффициенты передачи для обоих режимов ПНТ в соответствии с (5) для аргу-

мента J^* . Выражения (13) и (14) показывают зависимость эффективных значений токов, проходящих через КЭ, для обоих режимов ПНТ по отношению к эффективному току для режима с ШИМ.

Для того чтобы оценить статические потери при протекании отрицательной полуволны тока через шунтирующий КЭ диод в режиме ПНТ-2, можно воспользоваться всеми рассмотренными ранее допущениями и выкладками. Тогда, подставляя (11) или (12) в (9), получим:

$$M_{\max \text{ КЭ}}^*(J^*) = \frac{1}{(J^*)^{-1} - 1} \sqrt{\frac{4\pi K_2(J^*)}{\pi - 2\arcsin(J^*)}}. \quad (15)$$

Таким образом, мы получили формулы (7), (9) в универсальном виде (13)...(15), т. е. без включения внутренних параметров исследуемых ПН, что позволяет сделать некоторые обобщенные оценки по статическим потерям на КЭ для любых условий и параметров в пределах условий реализации режима ПНТ.

Для того чтобы сравнить статические потери на КЭ между режимами ПНТ-1 и ПНТ-2, необходимо найти отношение потерь только на КЭ, так как разница между статическими потерями на рекуперативном диоде для этих режимов незначительна. Тогда отношение статических потерь на КЭ для режимов ПНТ-1 и ПНТ-2 при прочих равных условиях с учетом статических потерь на шунтирующем МДП-ключ диоде для режима ПНТ-2 может быть найдено как

$$P_{\text{отн ПНТ}} = \frac{M_{\max \text{ КЭ ПНТ-1}}(J^*)^{-2}}{M_{\max \text{ КЭ ПНТ-2}}(J^*)^{-2} + M_{\max \text{ КЭ}}^*(J^*)^{-1} \times U_D / (I_a R_o \sqrt{\gamma})}, \quad (16)$$

где $U_D / (I_a R_o \gamma^{0.5})$ – коэффициент, который необходим, чтобы числитель каждого члена выражения был одинаковым, здесь U_D – прямое падение напряжения на шунтирующем диоде, $I_a = I_n$, γ – коэффициент заполнения для ПН с ШИМ при прочих равных условиях.

Чтобы определить выражение (15) как функцию от J^* , необходимо найти коэффициент заполнения как функцию от J^* .

Если выразить уравнение (11) как $U_{\text{вх}} = U_{\text{мин}} / J^*$ и подставить его в формулу $\gamma = U_{\text{вх}} / U_{\text{вх}}$, то получим $\gamma(J^*) = J^* U_{\text{вх}} / U_{\text{мин}}$ при фиксированном значении тока нагрузки и условии, что выражение (11) справедливо. А если ввести $A_1 = ((U_{\text{вх}} / U_{\text{мин}})^{0.5} I_a R_o) / U_D$, где R_o – сопротивление канала МДП-транзистора в открытом состоянии, то уравнение (16) примет вид

$$P_{\text{отн ПНТ-1}}(J^*) = \frac{M_{\max \text{ КЭ ПНТ-1}}(J^*)^{-2}}{M_{\max \text{ КЭ ПНТ-2}}(J^*)^{-2} + (M_{\max \text{ КЭ}}^*(J^*) \cdot A_1 \sqrt{J^*})^{-1}}. \quad (17)$$

Функция (17) показывает отношение статических потерь на КЭ в режиме ПНТ-1 к аналогичным потерям в режиме ПНТ-2 с учетом потерь на шунтирующем МДП-ключ диоде.

При фиксированном входном напряжении, когда справедливо равенство (12), функция (17) примет вид

$$P_{\text{отн ПНТ-2}}(J^*) = \frac{M_{\max \text{ КЭ ПНТ-1}}(J^*)^{-2}}{M_{\max \text{ КЭ ПНТ-2}}(J^*)^{-2} + (M_{\max \text{ КЭ}}^*(J^*) \cdot A_2 \sqrt{J^*})^{-1}}, \quad (18)$$

где $\gamma = \text{const}$; $A_2 = (I_{\max} R_o \gamma^2) / U_D$. Выражение для A_2 получено подстановкой $I_n = I_a = J^* I_{\max}$ в $U_D / (I_a R_o D^{0.5})$.

При использовании понижающего ПН с режимом ПНТ-1 необходимо учитывать статические потери на диоде, включенном последовательно с МДП-ключом. Тогда уравнения (17) и (18) примут вид

$$P_{\text{отн ПНТ-1}}(J^*) = \frac{M_{\max \text{ КЭ ПНТ-1}}(J^*)^{-2} + (M_{\max \text{ КЭ ПНТ-1}}(J^*) \cdot A_1 \sqrt{J^*})^{-1}}{M_{\max \text{ КЭ ПНТ-2}}(J^*)^{-2} + (M_{\max \text{ КЭ}}^*(J^*) \cdot A_1 \sqrt{J^*})^{-1}}, \quad (19)$$

$$P_{\text{отн ПНТ-2}}(J^*) = \frac{M_{\max \text{ КЭ ПНТ-1}}(J^*)^{-2} + (M_{\max \text{ КЭ ПНТ-1}}(J^*) \cdot A_2 \sqrt{J^*})^{-1}}{M_{\max \text{ КЭ ПНТ-2}}(J^*)^{-2} + (M_{\max \text{ КЭ}}^*(J^*) \cdot A_2 \sqrt{J^*})^{-1}}. \quad (20)$$

Если шунтирующий диод для режима ПНТ-2 и последовательный диод для режима ПНТ-1 различны, то коэффициент A необходимо пересчитать отдельно для числителя и знаменателя функций (19) и (20).

Совокупность кривых при разных значениях коэффициента A для функций (17), (18) и (19), (20) приведена ниже (рис. 5).

Все представленные выше вычисления приводились при допущении, что $\Delta I_{L\phi} \ll 2I_n$ в установившемся режиме, при этом точность предложенного метода сравнительной оценки будет снижаться с приближением соотношения $0,5 \cdot \Delta I_{L\phi} / I_n$ к единице.

Для сравнения режимов ПНТ-1 и ПНТ-2 по статическим потерям мощности необходимо, чтобы другие виды потерь в двух сравниваемых ПН имели одну и ту же природу при прочих равных условиях. Как показали экспериментальные исследования, в режиме ПНТ-2 следствием протекания отрицательной полуволны тока через встроенный в МДП-ключ диод является процесс его обратного восстановления, что приводит к возникновению дополнительных динамических потерь. Типовым решением для устранения этого процесса является шунтирование МДП-ключа диодом с барьером Шоттки, рассчитанным на такое же блокирующее напряжение, что и МДП-ключ. Эксперимент, в котором были использованы МДП-ключ и диод Шоттки с блокирующим напряжением 150 В, показал, что полностью устранить процесс обратного восстановления встроенного диода не удастся.

В ходе эксперимента были получены кривые КПД для разных вариантов КЭ (рис. 6) для обоих режимов ПНТ с параметрами элементов, представленными в табл. 3, при изменении J^* (рис. 7).

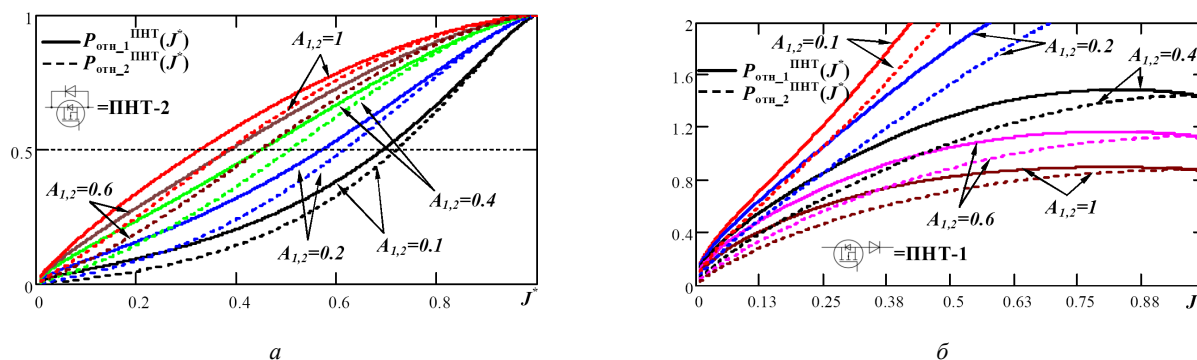


Рис. 5. Теоретические кривые отношения статических потерь на КЭ между режимами ПНТ-1 и ПНТ-2: а – для функций (17) и (18); б – для функций (19) и (20)

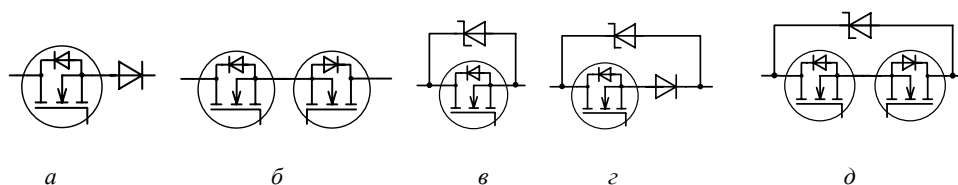


Рис. 6. Варианты КЭ на основе МДП-транзисторов для режимов ПНТ-1 (а, б) и ПНТ-2 (в, г, д)

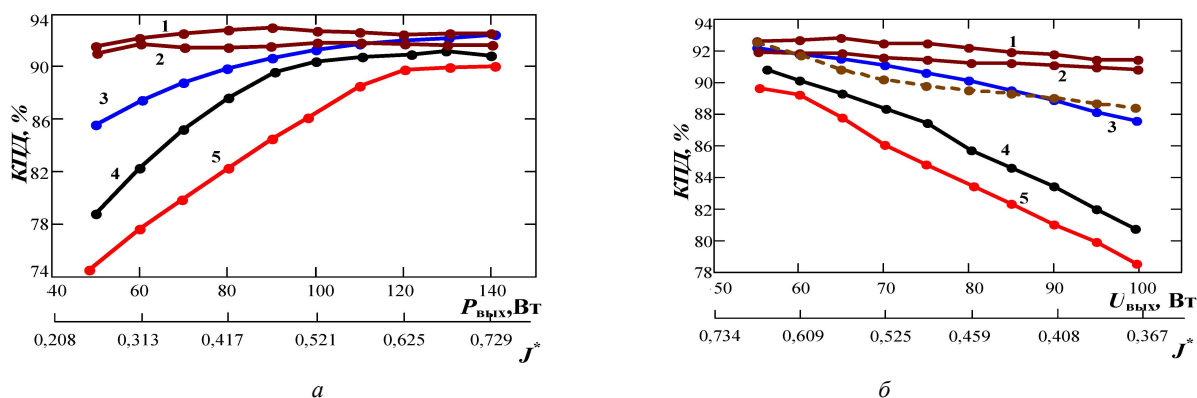


Рис. 7. Кривые КПД ПН с ПНТ с разными вариантами КЭ: а – при фиксированном входном напряжении $U_{вх} = 55$ В; б – фиксированном выходном токе $I_n = 5,34$ А (пунктиром показана кривая КПД снятая для традиционного последовательного ПН с ШИМ с частотой коммутации 470 КГц)

Кривые 1 и 2 построены для режима ПНТ-1 с КЭ, приведенными на рис. 6, а и б соответственно, кривая 3 – для режима ПНТ-2 с КЭ с шунтирующим диодом Шоттки (рис. 6, д), кривые 4 и 5 – для режима ПНТ-2 с КЭ, приведенным на рис. 6, в, и КЭ в виде одного МДП-ключа (рис. 6, г). Максимальная частота коммутации составила 500 КГц при минимальном входном напряжении и максимальной выходной мощности для обоих режимов ПНТ. В эксперименте использовались диоды Шоттки 10СТQ150 и МДП-транзисторы IRFB61N15D.

Кривые 3, 4 и 5 показывают, что введение диода Шоттки ослабляет процесс обратного восстановления встроенного диода МДП-ключа, но не исключает его полностью. При возрастании параметра J^* значения

кривых КПД становятся близкими друг к другу, особенно кривых 1 и 3, различие между которыми определяется только статическими потерями КЭ. Ранее было отмечено, что чем ближе J^* к единице, тем меньше разница в статических потерях между режимами ПНТ-1 и ПНТ-2, и эта разница в идеальном случае, т. е. при идентичности всех элементов, будет равна нулю при $J^* = 1$. Таким образом, наиболее привлекательным типом КЭ для режима ПНТ-1 является КЭ на рис. 6, б, а для режима ПНТ-2 – КЭ на рис. 6, д.

В заключении представим теоретические и экспериментальные кривые, определяемые выражениями (19), (20), которые были построены для фиксированного входного напряжения $U_{вх} = 55$ В и фиксированного выходного тока $I_n = 5,34$ А (рис. 8).

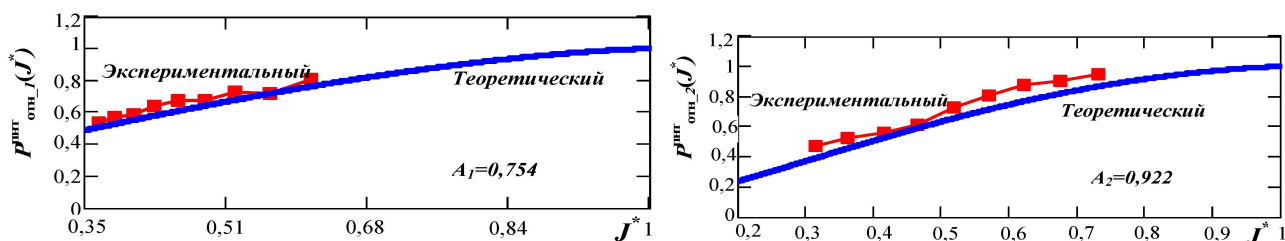


Рис. 8. Теоретические и экспериментальные кривые, полученные по выражениям (19), (20), для фиксированного входного напряжения $U_{вх} = 55$ В и фиксированного выходного тока $I_{н} = 5,34$ А

Экспериментальные кривые были получены для КЭ, изображенных на рис. 6, б и д, для режимов ПНТ-1 и ПНТ-2 соответственно.

Экспериментальные кривые на рис. 8 близки к теоретическим во всем диапазоне измерений, что подтверждает предложенный в данной статье подход к сравнительной оценке статических потерь, который позволяет оценивать разницу статических потерь на КЭ между режимами ПНТ-1 и ПНТ-2 при различных условиях, определяемых одним показателем A . Необходимо также отметить, что КЭ для каждого из исследуемых режимов ПНТ различаются (см. рис. 6), и если исключить процесс обратного восстановления встроенного в МДП-ключ диода в режиме ПНТ-2, то его КПД может быть выше, чем КПД диода в режиме ПНТ-1 для диапазона $m < J^* < 1$, где m – значение J^* при $P_{отн\ ПНТ} = 1$ (см. рис. 5).

В данной статье предложен метод сравнительной оценки статических потерь мощности на КЭ традиционного ПН с ШИМ и последовательного квазирезонансного ПН с переключением при нулевых значениях тока, который показал, что:

- статические потери КЭ в ПН с ПНТ больше, чем в традиционном ПН с ШИМ, а их отношение имеет предел, который не зависит от параметров РК;

- в случае когда входное и выходное напряжения и ток нагрузки проектируемого ПН стабильны или изменяются незначительно, параметры РК должны быть подобраны таким образом, чтобы обеспечить параметр J близким к единице, при этом достигается минимум статических потерь на КЭ;

- если диапазон регулирования существенный, т. е. когда параметр J^* изменяется более чем на 10 %, то статические потери на КЭ для режима ПНТ-2 могут быть значительно больше по сравнению с режимом ПНТ-1 при идентичных КЭ. С другой стороны,

в режиме ПНТ-1 диапазон изменения частоты определяется как диапазоном токов нагрузки, так и входным напряжением.

Таким образом, квазирезонансный ПН с частотно-импульсной модуляцией, работающий в режимах ПНТ-1 и ПНТ-2, может иметь преимущество по КПД и удельной мощности в широком диапазоне регулирования по сравнению с традиционным ПН с ШИМ при прочих равных условиях, когда динамические потери КЭ при жестком режиме переключения будут больше, чем статические потери в режиме ПНТ при минимальном возможном параметре J^* и минимальной частоте преобразования.

Представленный метод может быть полезен при проектировании импульсного высокочастотного стабилизированного источника питания, когда возникает необходимость в выборе типа преобразователя напряжения между традиционным ПМ с ШИМ и ПН с режимом ПНТ-1 или ПНТ-2.

Библиографические ссылки

1. Abu-Qahouq J., Batarseh I. Unified Steady-State Analysis of Soft-Switching DC-DC Converters // IEEE Trans. Power Electronics. 2002. Vol. 17, № 5. P. 684–691.
2. Mammano R. Resonant Mode Converter Topologies // Unitrode Power Supply Design Seminar. New York, 1988. Topic 1. P. 1–12.
3. Анализ режимов работы квазирезонансного преобразователя напряжения / Н. Н. Горяшин и др. // Изв. высш. учеб. заведений. Приборостроение. 2011. Вып. 4. С. 7–13.
4. Erickson R. W. Fundamentals of Power Electronics. 1st ed. New York : Chapman and Hall, 1997.
5. Окснер Э. С. Мощные полевые транзисторы и их применение : пер. с англ. М. : Радио и связь, 1985.

N. N. Goryashin, A. A. Solomatova

ESTIMATION OF AGGREGATED LOSSES OF POWER IN A QUASI-RESONANT CONVERTER

The authors present a comparative analysis of aggregated losses of power in semiconductive elements of the traditional power converter with pulse-time modulation and quasi-resonant converter with zero-current key switching.

Keywords: quasi-resonant converter, zero-current key switching, aggregated losses of power.

© Горяшин Н. Н., Соломатова А. А., 2011