

Н. Н. Горяшин

**АНАЛИЗ ЭФФЕКТИВНОСТИ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ РЕЗОНАНСНЫХ РЕЖИМОВ В ИМПУЛЬСНЫХ ВЫСОКОЧАСТОТНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯХ НАПРЯЖЕНИЯ**

*Предложен метод оценки эффективности квазирезонансного преобразователя с коммутацией ключевого элемента при нулевых значениях тока в сравнении с классическим широтноимпульсным преобразователем.*

*Ключевые слова: резонансный преобразователь напряжения.*

Одним из перспективных направлений развития импульсных преобразователей электроэнергии является использование резонансных режимов работы регулирующего элемента – электронного ключа, коммутация которого происходит с минимальными потерями мощности [1–3]. Актуальность развития и совершенствования преобразовательной электроники во многом продиктована возрастанием популярности распределенных систем электропитания, которая влечет за собой увеличение спроса на различные типы DC/DC- и AC/DC-преобразователей. Распределенные системы стали стратегической архитектурой, если не всеобщим решением проблемы электропитания цифровых и телекоммуникационных систем. По мере распространения распределенных систем на контрольно-измерительную аппаратуру, технологическое оборудование, системы автоматики и телемеханики, охранные системы и т. д. преимущества распределенного электропитания становятся все более очевидными. Одновременно происходит расширение номенклатуры модулей, применяемых в распределенных системах электропитания, и повышение требований к качеству преобразователей [4].

По сравнению с классическими преобразователями напряжения (ПН), использующими широтно-импульсный закон регулирования, резонансные (квазирезонансные) ПН являются более сложным объектом управления, что обусловлено нелинейной зависимостью передаточной характеристики силовой части по постоянному току от тока нагрузки и напряжения питания [3; 5; 6]. Поэтому для обеспечения надежной работы ПН с резонансным контуром (РК) необходимо определить ограничения, налагаемые на режимы управления резонансными ключевыми элементами. С другой стороны, из-за перераспределения энергии в РК возрастают амплитудные значения тока и напряжения на электронных ключах, повышающие статические потери мощности.

В данной статье исследованы два варианта квазирезонансного ПН с коммутацией при нулевых значениях тока, которые могут найти применение в распределенных системах электропитания.

Эффективность преобразователей постоянного напряжения может определяться следующими показателями: удельной мощностью, КПД и уровнем электромагнитных помех (ЭМП). Первые два параметра непосредственно связаны между собой, так как повышение удельной мощности возможно только за счет увеличения частоты преобразования при обеспечении заданного уровня пульсаций выходного напряжения и тока, что в классических схемах ПН приводит к увеличению потерь мощ-

ности на переключение ключевого элемента (КЭ) и в магнитных цепях. Это в свою очередь связано с необходимостью введения дополнительных мер по съему тепловой энергии с силовых полупроводниковых компонентов ПН.

Снижение коммутационных и статических потерь мощности в классических импульсных преобразователях напряжения с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ) может быть достигнуто за счет совершенствования элементной базы: повышения быстродействия ключевых элементов и уменьшения падения напряжения на КЭ в открытом состоянии. Но это только усилит влияние паразитных реактивных элементов реальной схемы, так как увеличение скорости изменения напряжения и тока на коллекторе (стоке) КЭ приводит к возрастанию амплитуды высших гармоник сигнала, частоты которых могут совпадать с собственными частотами резонансных контуров, образованных паразитными элементами схемы, что в свою очередь увеличивает высокочастотные помехи, наложенные на выходное напряжение ПН. Так, например, из-за конструктивных особенностей дросселей и конденсаторов в их составе неизбежно присутствуют паразитные реактивные элементы, исключить которые в реальной схеме полностью невозможно [7; 8]. Борьба с этим можно за счет введения в силовую часть схемы различных демфирующих цепей, что влечет за собой дополнительные потери энергии. С другой стороны, из-за высокой скорости нарастания сигнала на стоке (коллекторе) силового транзистора может происходить наведение помех на другие элементы схемы или электронные устройства.

Таким образом, наиболее эффективным путем одновременного повышения указанных выше показателей эффективности высокочастотных преобразователей постоянного напряжения может быть применение резонансных режимов электронного ключевого элемента. По мнению автора, это единственный рациональный путь снижения электромагнитных помех в высокочастотной области.

Однако повышение частоты преобразования влечет за собой принятие мер по борьбе с эффектом вытеснения тока, т. е. применение планарных трансформаторов и индуктивных элементов, обмотки которых могут быть реализованы печатным способом, что в то же время приводит к увеличению паразитной межвитковой емкости. Следовательно, и с этой точки зрения повышение частоты преобразования оправдывает применение резонансных режимов в импульсных преобразователях несмотря на некоторые их ограничения.

Обобщая сказанное выше, мы можем сформулировать следующее утверждение: одновременное повыше-

ние удельной мощности и КПД для резонансного (квазирезонансного) ПН по сравнению с классическим ПН при равных условиях, возможно при выполнении неравенства

$$\frac{P_{д.ШИМ} + P_{ст.ШИМ} + P_{тр}}{P_{д.рез} + P_{ст.рез} + P_{тр} + P_{РК}} > 1, \quad (1)$$

где  $P_{д.ШИМ}$  – динамические потери при жестком переключении КЭ в режиме ШИМ;  $P_{д.рез}$  – динамические потери КЭ в резонансном режиме (как правило, несущественные);  $P_{ст.рез}$ ,  $P_{ст.ШИМ}$  – статические потери пассивных и активных ключей в резонансном и ШИМ-режимах соответственно;  $P_{тр}$ ,  $P_{РК}$  – потери мощности в трансформаторе (в случае его применения) и элементах РК. Приближенное значение мощности коммутационных потерь в транзисторных МДП-ключках при условии, что ПН работает в режиме непрерывного тока дросселя выходного фильтра [9], можно найти по формуле

$$P_{д.ШИМ} = \frac{1}{2} I_c U_{си} (t_{он} + t_{офф}) f_k + \frac{1}{2} C_{си} U_{си}^2 f_k, \quad (2)$$

где  $U_{си}$  – напряжение стока-истока в закрытом состоянии МДП-ключа;  $I_c$  – коммутируемый ток (ток стока);  $C_{си}$  – емкость стока-истока МДП-транзистора;  $t_{он}$ ,  $t_{офф}$  – время отпирания и запираания МДП-транзистора соответственно;  $f_k$  – частота коммутации.

Оценку статических потерь в полупроводниковых транзисторных ключках проведем путем их сравнения с аналогичными потерями в режиме ШИМ с жестким переключением КЭ при равных входном и выходном напряжении и токе нагрузки. Такая относительная оценка позволит более наглядно оценить разницу между режимами при выборе типа преобразователя для проектируемого источника вторичного электропитания.

Импульсные преобразователи могут производить два типа электромагнитных помех [7]: ЭМП, генерируемые непосредственно импульсной работой КЭ, и ЭМП, генерируемые паразитными РК электрической схемы в моменты отпирания или запираания КЭ.

Электромагнитные помехи, генерируемые непосредственно импульсной работой КЭ, могут быть проанализированы путем разложения функций сигналов тока и напряжения в ряд Фурье [7]:

$$f_N(t) = \frac{a_0}{2} + \left[ \sum_{n=1}^N (a_n \cdot \cos(n \cdot t) + b_n \cdot \sin(n \cdot t)) \right], \quad (3)$$

$$a_0 = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(t) dt, \quad a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(t) \cos(n \cdot t) dt,$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(t) \sin(n \cdot t) dt, \quad (4)$$

$$A_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2}, \quad (5)$$

где  $f_N(t)$  – уравнение ряда Фурье;  $a_0$ ,  $a_n$ ,  $b_n$  – коэффициенты Фурье;  $A_n$  определяет амплитуду  $n$ -й гармоники;  $f(t)$  – функция времени исследуемого сигнала. Фурье-анализ сигналов в цепи КЭ также позволит оценить амплитуды высших гармоник, на которых паразитные РК реальной схемы могут входить в резонанс. Анализ ЭМП, как и оценку статических потерь преобразователей исследуемого типа, будем проводить путем сравнения амплитуд гармонических составляющих сигналов в цепи КЭ с анало-

гичными амплитудами в режиме ШИМ с жестким переключением КЭ при прочих равных условиях.

Электромагнитные помехи, генерируемые за счет паразитных элементов, как правило, имеют узкий спектр с максимальной амплитудой гармоники, соответствующей собственной частоте паразитного РК. В случае если один из элементов паразитного РК носит нелинейный характер, как, например, барьерная емкость диода или емкость стока-истока МДП-транзистора, то генерируемая помеха может иметь более широкий спектр. Такой тип помех зависит главным образом от используемой элементной базы, условий монтажа и компоновки элементов преобразователя на печатной плате. Поэтому теоретический анализ помех такого рода затруднителен и сводится, как правило, к экспериментальным исследованиям.

Данная статья посвящена анализу резонансного режима с коммутацией ключевого элемента при нулевых значениях тока. Основная идея использования данного режима состоит в том, что ток ключевого элемента, включенного последовательно с индуктивностью РК, изменяется по гармоническому закону, отпирание и запираание электронного ключа происходит в моменты прохождения тока через нулевые значения (или близкие к ним), причем из-за малой скорости нарастания тока по сравнению со скоростью переключения транзистора динамические потери мощности сведены к минимуму. Указанный режим предполагает два возможных варианта:

– с половиной волны резонансного цикла (ПНТ<sup>1</sup>) (рис. 1, 2, а) [2; 5; 6]. В этом варианте после открытия ключа начинается процесс, при котором ток ключа и резонансной индуктивности сначала линейно возрастает до значения, равного току нагрузки, после чего диод VD3 закрывается. Дальнейшее изменение тока ключа происходит по гармоническому закону. Когда ток ключа достигает нулевого уровня, происходит запираание диода VD2. В этот момент должно происходить выключение ключевого элемента, что обеспечит минимум динамических потерь. Характерным недостатком данной схемы является наличие проходного диода VD2, который увеличивает внутренние потери преобразователя. Для преодоления этого недостатка может быть использовано решение, предложенное в [10];

– с полной волной резонансного цикла (ПНТ<sup>2</sup>) (рис. 2, б). Отличие этого варианта от предыдущего состоит в том, что ток  $I_p$ , достигая нулевого значения, меняет знак, при этом часть энергии, запасенной в  $C_p$ , не рекуперирована в нагрузку, а возвращается в первичный источник. Такой режим может быть реализован, если исключить диод VD2 в схеме на рис. 1 [3]. По сравнению с предыдущим этот вариант имеет более линейную регулировочную характеристику.

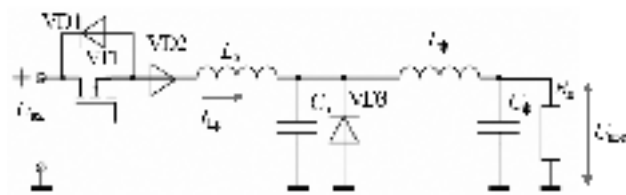


Рис. 1. Схема силовой части последовательного ПНТ<sup>1</sup>-преобразователя

Один период работы КЭ в цепи РК ПНТ<sup>1</sup>-преобразователя можно разбить на четыре временных интервала (см. рис. 2, а), которые описываются выражениями

$$[0 \leq t < t_1]: \begin{cases} I_{Lp}(t) = \frac{U_{вх} \cdot t}{L_p}, \\ U_{Cp}(t) = 0, \\ \Delta t_1 = t_1 = \frac{I_H \cdot L_p}{U_{вх}}, \end{cases} \quad (6)$$

$$[t_1 \leq t < t_2]: \begin{cases} I_{Lp}(t) = I_H + U_{вх} \frac{\sin(\omega_0(t-t_1))}{Z_0}, \\ U_{Cp}(t) = U_{вх} (1 - \cos(\omega_0(t-t_1))), \\ \Delta t_2 = t_2 - t_1 = \frac{\pi}{\omega_0} + \frac{1}{\omega_0} \arcsin\left(\frac{Z_0 \cdot I_H}{U_{вх}}\right), \end{cases} \quad (7)$$

$$[t_2 \leq t < t_3]: \begin{cases} U_{Cp}(t) = -\frac{(t-t_2)I_H}{C_p} + \\ + U_{вх} (1 - \cos(\omega_0(t-t_2))), \\ I_{Lp}(t) = 0, \\ \Delta t_3 = t_3 - t_2 = \\ = \frac{C_p}{I_H} U_{вх} (1 - \cos(\omega_0(t-t_2))), \end{cases} \quad (8)$$

$$[t_3 \leq t < T]: \begin{cases} I_{Lp}(t) = 0, \\ U_{Cp}(t) = 0, \end{cases} \quad (9)$$

где  $I_{Lp}(t)$  – ток через индуктивность РК  $L_p$ ;  $U_{Cp}(t)$  – напряжение на конденсаторе РК;  $I_H$  – ток нагрузки;  $Z_0 = (L_p / C_p)^{0,5}$  – волновое сопротивление РК;  $U_{вх}$  – напряжение питания преобразователя;  $\omega_0 = 2\pi f_0 = 1/(L_p C_p)^{0,5}$  – собственная частота РК.

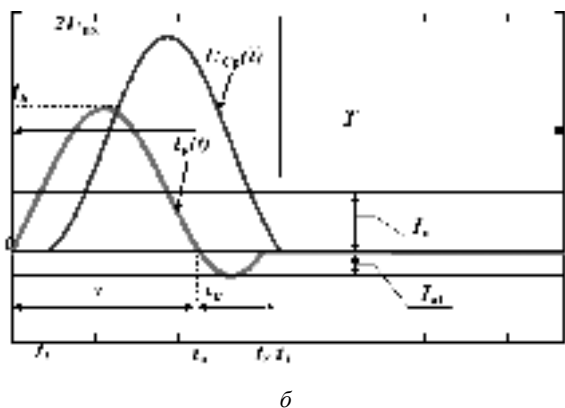
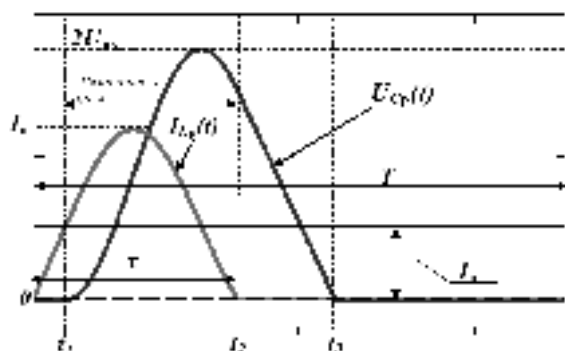


Рис. 2. Идеализированные временные диаграммы режимов: а – ПНТ<sup>1</sup>; б – ПНТ<sup>2</sup>

Режим ПНТ<sup>2</sup> также можно разбить на четыре интервала (см. рис. 2, б). От предыдущего случая его отличают только интервалы  $(t_1; t_2)$  и  $(t_2; t_3)$ , которые описываются выражениями [3; 11]:

$$[t_1^* \leq t < t_2^*]: \begin{cases} I_{Lp}(t) = I_H + U_{вх} \frac{\sin(\omega_0(t-t_1))}{Z_0}, \\ U_{Cp}(t) = U_{вх} (1 - \cos(\omega_0(t-t_1))), \\ \Delta t_2 = t_2 - t_1 = \frac{2\pi - \arcsin\left(\frac{I_H Z_0}{U_{вх}}\right)}{\omega_0}, \end{cases} \quad (10)$$

$$[t_2^* \leq t < t_3^*]: \begin{cases} U_{Cp}(t) = U_{вх} \left[ 1 - \sqrt{1 - \left(\frac{I_H Z_0}{U_{вх}}\right)^2} \right] - \\ - \frac{I_H}{C_p} (t-t_2), \\ I_{Lp}(t) = 0, \\ \Delta t_3 = t_3 - t_2 = \\ = \frac{U_{вх} \left[ 1 - \sqrt{1 - \left(\frac{I_H Z_0}{U_{вх}}\right)^2} \right]}{I_H Z_0 \omega_0}. \end{cases} \quad (11)$$

Для сравнительной оценки статических потерь на ключе введем относительный коэффициент потерь  $M_{отн} = P_{КЭ,ШИМ} / P_{КЭ,ПНТ}$ , где  $P_{КЭ,ШИМ}$  – статическая мощность, рассеиваемая на ключе в открытом состоянии в режиме ШИМ;  $P_{КЭ,ПНТ}$  – мощность, рассеиваемая на ключе в открытом состоянии в режиме ПНТ.

В качестве КЭ может быть использован биполярный или МДП-транзистор. В первом случае относительный коэффициент потерь будет

$$M_{отн} = \frac{U_{КЭ,отк} I_{эф,ШИМ}}{U_{КЭ,отк} I_{эф,ПНТ}} = \frac{I_{эф,ШИМ}}{I_{эф,ПНТ}}, \quad (12)$$

где  $U_{КЭ,отк}$  – напряжение коллектора–эмиттера биполярного транзисторного ключа в открытом состоянии;  $I_{эф,ПНТ}$  – эффективный ток для любого из вариантов режима ПНТ. В случае использования МДП-транзистора

$$M_{отн} = \frac{R_{отк} I_{эф,ШИМ}^2}{R_{отк} I_{эф,ПНТ}^2} = \left( \frac{I_{эф,ШИМ}}{I_{эф,ПНТ}} \right)^2, \quad (13)$$

где  $R_{отк}$  – сопротивление стока–истока транзисторного МДП-ключа в открытом состоянии.

Таким образом, далее необходимо определить эффективное (среднеквадратичное) значение тока, протекающего через КЭ. В общем случае эффективное значение тока любой формы [12] будет

$$I_{эф} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T [I(t)]^2 dt}. \quad (14)$$

Для режима ШИМ, считая, что форма тока имеет строго прямоугольную форму, эффективный ток определим как

$$I_{эф,ШИМ} = I_a \sqrt{\frac{\tau}{T}}, \quad (15)$$

где  $\tau$  – длительность импульса КЭ;  $T$  – период коммутации;  $I_a$  – амплитудное значение тока через ключ.

Для последовательного понижающего ПН справедливы следующие соотношения:

$$I_a \approx I_n, \quad (16)$$

$$\frac{\tau}{T} \approx \frac{U_{\text{вх}}}{U_{\text{вх}}}. \quad (17)$$

Для дальнейших расчетов формулы (16) и (17) принимаем за строгие равенства.

Основные соотношения, определяющие эффективное значение тока КЭ для режимов ПНТ<sup>1</sup> и ПНТ<sup>2</sup>, при условии, что ток имеет строго синусоидальную форму, представлены в табл. 1, в которой использованы следующие обозначения:  $\langle U_{\text{ср}} \rangle$  – 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;  $f_k$  – частота коммутации;  $K_1(I_n)$  и  $K_2(I_n)$  – коэффициенты, зависящие от тока нагрузки  $I_n$  для режима ПНТ<sup>1</sup> и ПНТ<sup>2</sup> соответственно:

$$\begin{cases} K_1(I_n) = \frac{1}{2\pi} \left[ \pi + \frac{J(I_n)}{2} + \arcsin \times \right. \\ \left. \times \left( J(I_n) + \frac{1 + \sqrt{1 - (J(I_n))^2}}{J(I_n)} \right) \right], \\ K_2(I_n) = \frac{1}{2\pi} \left[ 2\pi + \frac{J(I_n)}{2} - \arcsin \times \right. \\ \left. \times \left( J(I_n) + \frac{1 - \sqrt{1 - (J(I_n))^2}}{J(I_n)} \right) \right]. \end{cases} \quad (18)$$

Так как  $M_{\text{отн}}$  определяется отношением эффективных токов, то целесообразно ввести относительный параметр,

показывающий отношение эффективного значения тока КЭ в режиме ШИМ к эффективному току исследуемого резонансного режима при прочих равных условиях, причем найдем его как функцию от тока нагрузки:

$$I_{\text{эф.отн1}}(I_n) = \frac{I_{\text{эф.ШИМ}}(I_n)}{I_{\text{эф.ПНТ1}}(I_n)} = \frac{I_n}{\left( I_n + \frac{U_{\text{вх}}}{Z_0} \right) \sqrt{\frac{2K_1(I_n)/f_0}{\tau(I_n)}}}, \quad (19)$$

$$I_{\text{эф.отн2}}(I_n) = \frac{I_{\text{эф.ШИМ}}(I_n)}{I_{\text{эф.ПНТ2}}(I_n)} = \frac{I_n}{\left( I_n + \frac{U_{\text{вх}}}{Z_0} \right) \sqrt{\frac{2K_2(I_n)/f_0}{\tau(I_n)}}}. \quad (20)$$

А поскольку режимы ПНТ<sup>1</sup> и ПНТ<sup>2</sup> имеют граничное условие по максимальному току нагрузки при прочих фиксированных параметрах, то можно рассчитать теоретический предел функций (19) и (20). Таким граничным условием является условие  $I_n Z_0 / U_{\text{вх}} = 1$  [13]. Подставляя его в функции (19) и (20), получим

$$\frac{I_{\text{эф.ШИМ}}}{I_{\text{эф.ПНТ1}}} = \frac{I_{\text{эф.ШИМ}}}{I_{\text{эф.ПНТ2}}} \approx 0,737. \quad (21)$$

Представим некоторые кривые, показывающие отношение между эффективными значениями тока через КЭ для режимов ПНТ и ШИМ в зависимости от тока нагрузки с параметрами, указанными в табл. 2 (рис. 3, 4).

Наиболее приемлемыми топологиями для режима ПНТ, обеспечивающими гальваническую развязку, являются типы ПН, представленные на рис. 5. При этом все

Таблица 1

Параметр	Режим	
	ПНТ <sup>1</sup>	ПНТ <sup>2</sup>
$I_{\text{эф}}$	$I_a \sqrt{\frac{\tau}{2T}}$	$I_a \sqrt{\frac{\tau}{2T}}$
$I_a$	$I_n + \frac{U_{\text{вх}}}{Z_0}$	$I_n + \frac{U_{\text{вх}}}{Z_0}$
$I_{a1}$	–	$I_n - \frac{U_{\text{вх}}}{Z_0}$
$\tau$	$L_p \frac{I_n}{U_{\text{вх}}} + \frac{\pi + \arcsin\left(\frac{I_n Z_0}{U_{\text{вх}}}\right)}{\omega_0}$	$L_p \frac{I_n}{U_{\text{вх}}} + \frac{\pi + \arcsin\left(\frac{I_n Z_0}{U_{\text{вх}}}\right)}{\omega_0}$
$\tau_n$	–	$\frac{\left( \pi - 2 \arcsin\left(\frac{I_n Z_0}{U_{\text{вх}}}\right) \right)}{\omega_0}$
$T$	$T = \frac{U_{\text{вх}} K_1(I_n)}{U_{\text{вх}} f_0}$	$T = \frac{U_{\text{вх}} K_2(I_n)}{U_{\text{вх}} f_0} \approx \frac{U_{\text{вх}}}{U_{\text{вх}} f_0}$
$J(I_n)$	$\frac{I_n Z_0}{U_{\text{вх}}}$	$\frac{I_n Z_0}{U_{\text{вх}}}$
$K_U$	$\frac{\langle U_{\text{ср}} \rangle}{U_{\text{вх}}} = (f_k / f_0) K_1(I_n)$	$\frac{\langle U_{\text{ср}} \rangle}{U_{\text{вх}}} = (f_k / f_0) K_2(I_n) \approx f_k / f_0$

аналитические соотношения будут такими же, как и в последовательной схеме в соответствии с режимом ПНТ<sup>1</sup> или ПНТ<sup>2</sup>, с учетом того, что амплитудные значения тока и напряжения первичной и вторичной обмоток импульсного трансформатора связаны коэффициентом трансформации.

Как было сказано выше, теоретический анализ электромагнитных помех, создаваемых импульсной работой КЭ, можно проводить при помощи разложения в ряд Фурье функций времени сигналов в силовой цепи исследуемого ПН. Для этого определим амплитуду для  $n$ -й гармоники анализируемого сигнала в соответствии с (3)...(5), используя аналитические выражения (6)...(11), и введем относительную логарифмическую оценку амплитуд соответствующих гармоник тока ключа режимов ШИМ и ПНТ:

$$I_n^{\text{отн}} = 20 \log \frac{I_n^{\text{ШИМ}}}{I_n^{\text{ПНТ}}} \quad (22)$$

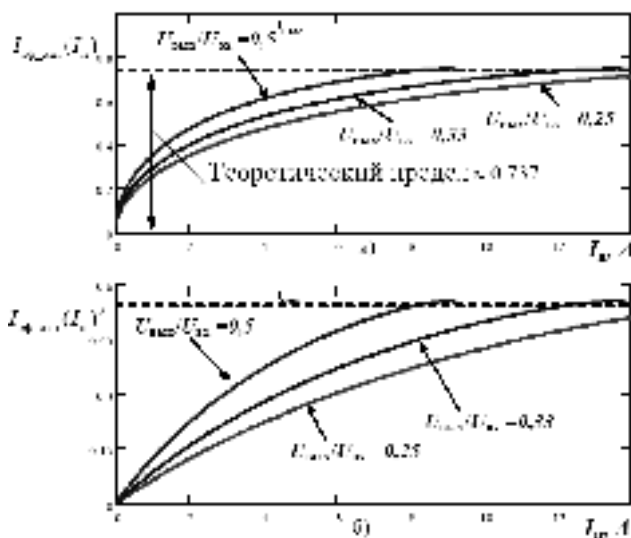


Рис. 3. График  $I_{\text{эф.отн}1}(I_n)$  для режима ПНТ<sup>1</sup>

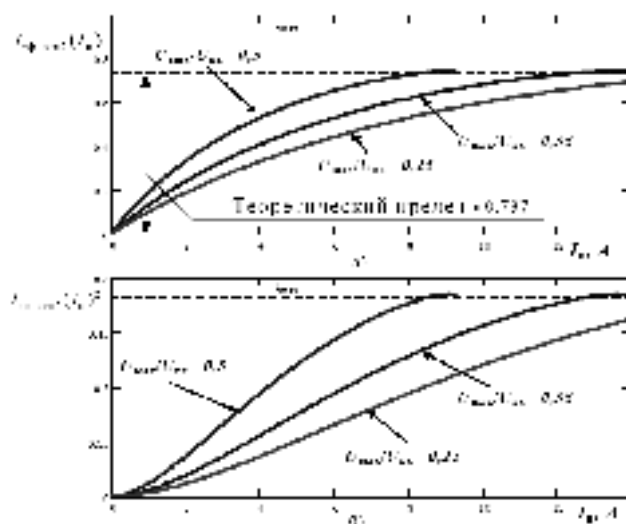
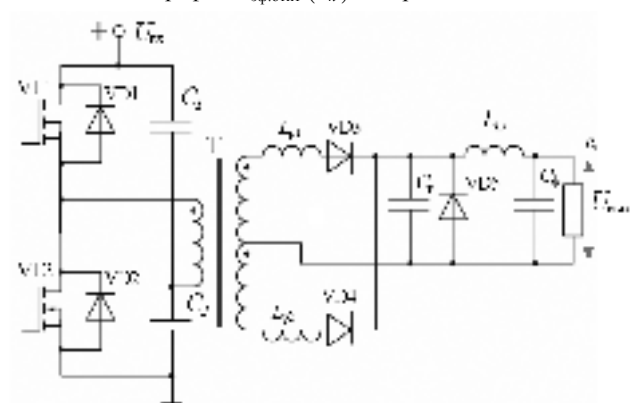
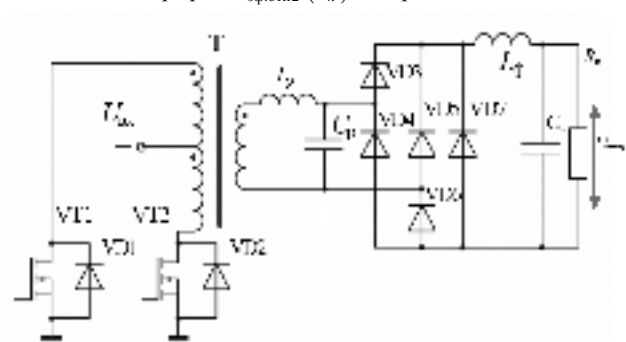


Рис. 4. График  $I_{\text{эф.отн}2}(I_n)$  для режима ПНТ<sup>2</sup>



а



б

Рис. 5. Электрические схемы силовых частей полумостового ПН с режимом ПНТ<sup>1</sup> (а) и дифференциального ПН с режимом ПНТ<sup>2</sup> (б)

Покажем формы сигналов тока для разных режимов и их спектры (рис. 6) при прочих равных условиях, учитывая, что оба режима ПНТ имеют частотно-импульсный закон регулирования, а частота коммутации для режима ШИМ равна частоте для режимов ПНТ<sup>1</sup> и ПНТ<sup>2</sup> при  $I_n = 4,6 \text{ А}$ ,  $U_{\text{вх}} = 60 \text{ В}$  и параметрах, заданных в табл. 2. Суммарная длительность фронтов  $t_r$  и  $t_f$  импульса тока в режиме ШИМ составляет порядка 3% от длительности периода.

Таким образом, в результате проведенного анализа можно сделать следующие выводы:

– статические потери мощности на КЭ в режиме ПНТ по сравнению с режимом ШИМ при максимальной нагрузке и прочих равных условиях (входном и выходном напряжении, токе нагрузки) могут быть в 2...4 раза выше в зависимости от разницы между входным и выходным напряжением, причем для режима ПНТ<sup>2</sup> относительные потери в КЭ выше, чем для режима ПНТ<sup>1</sup>, при условии

Таблица 2

Элемент	Значение
$L_p, \text{ Гн}$	$1,05 \cdot 10^{-6}$
$C_p, \text{ Ф}$	$57 \cdot 10^{-9}$
$U_{\text{вых}}, \text{ В}$	20

того, что в первом случае не учитываются потери за счет отрицательной полуволны тока индуктивности РК (см. рис. 2, б). Таким образом, режим ПНТ<sup>2</sup> предполагает существенно большие статические потери на КЭ по сравнению с режимом ПНТ<sup>1</sup>;

– получены теоретические пределы отношений между статическими потерями в активных ключах квазирезонансного режима с коммутацией при нулевом токе и аналогичного режима с ШИМ при прочих равных условиях. Хотя функции (19), (20) имеют экстремум, а предельное значение (21) несколько ниже максимума, последнее может быть принято за теоретический предел определенно-го выше соотношения для обоих режимов с учетом того, что максимальное значение тока нагрузки (вертикальная пунктирная линия на рис. 3, 4) для режимов ПНТ<sup>1</sup> и ПНТ<sup>2</sup> существенно ниже значения, приходящегося на максимум функций (19) и (20) (см. рис. 3, 4);

– режимы ПНТ<sup>1</sup> и ПНТ<sup>2</sup> дают существенно меньший вклад высших гармоник в частотный спектр сигналов тока в цепи ключевого элемента по сравнению с режимом ПН с ШИМ. Амплитуда первой гармоники для тока в обоих случаях превышает аналогичные значения для режима ШИМ не более чем на 20 % при типовых параметрах РК, которые выбираются исходя из условия  $Z_0 \leq R_{\text{мин}}$ , где  $R_{\text{мин}}$  – минимальное сопротивление нагрузки.

Материалы данной статьи были подготовлены по результатам, полученным автором во время прохождения научной стажировки в Кассельском университете (Германия) на кафедре систем электроснабжения под руководством профессора П. Захариаса при финансовой поддержке грантов Министерства образования и науки Российской Федерации и Немецкой службы академических обменов (DAAD).

### Библиографический список

1. Лукин, А. В. Высокочастотные преобразователи постоянного напряжения и их классификация / А. В. Лукин // Электроника: наука, технология, бизнес. 1998. № 1. С. 33–36.
2. Batarseh, I. Unified Steady-State Analysis of Soft-Switching DC-DC Converters / I. Batarseh, J. Abu-Qahouq //

- IEEE Trans. Power Electronics. 2002. Vol. 17, № 5. P. 684–691.
3. Erickson, R. W. Fundamentals of Power Electronics / R. W. Erickson. New York : Chapman and Hall, 1997.
4. Лукин, А. В. Распределенные системы электропитания / А. В. Лукин // Электрон. компоненты. 1997. Вып. 7. С. 28–32.
5. Горяшин, Н. Н. Практика создания квазирезонансных преобразователей напряжения / Н.Н. Горяшин // Электронные и электромеханические устройства : сб. науч. тр. Новосибирск : Наука. Сиб. изд. фирма Сиб. отд-ние Рос. акад. наук, 2007. С. 121–130.
6. Горяшин, Н. Н. Математическая модель стабилизатора напряжения на базе квазирезонансного преобразователя / Н. Н. Горяшин // Вестник СибГАУ : сб. науч. тр. Вып. 6. Красноярск, 2005. С. 119–125.
7. Hsiu, L. Characterization and Comparison of Noise Generation for Quasi-Resonant and Pulsedwidth-Modulated Converters / L. Hsiu, M. Goldman, R. Carlsten et al. // IEEE Trans. Power Electronics. 1994. Vol. 9, №. 4. P. 425–432.
8. Горяшин, Н. Н. Анализ работы выходного фильтра импульсного преобразователя напряжения / Н. Н. Горяшин, Д. А. Лозовой // Решетневские чтения : тез. докл. VIII Всерос. науч.-практ. конф. Красноярск, 2004. С. 60–61.
9. Shen, Z. J. Power MOSFET Switching Loss Analysis: A New Insight / Z. J. Shen, Yali Xiong, Xu Cheng et al. // IEEE Industry Applications Conf. 2006. Vol. 3. P. 1438–1442.
10. Пат. 2278456 РФ. Квазирезонансный высокочастотный преобразователь напряжения / Н. Н. Горяшин, М. В. Лукьяненко, А. Б. Базилевский. № 2004135972 ; заявл. 08.12.2004.
11. Wong, L. K. A simple Large Signal Nonlinear Modeling Approach for Fast Simulation of Zero-Current-Switch Quasi-Resonant Converters / L. K. Wong, F. H. Leung, K. S. Peter // IEEE Trans. Power Electronics. 1997. Vol. 12, № 3. P. 437–442.
12. Окснер, Э. С. Мощные полевые транзисторы и их применение : пер. с англ. / Э. С. Окснер. М. : Радио и связь, 1985.
13. Горяшин, Н. Н. Оптимизация параметров выходного фильтра квазирезонансного стабилизатора напряжения / Н. Н. Горяшин // Вестник СибГАУ. 2008. Вып. 2 (19). С. 126–131.

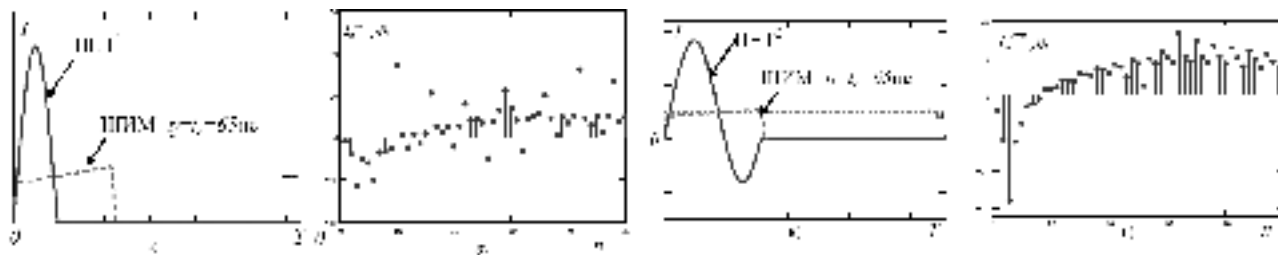


Рис. 6. Временные диаграммы тока КЭ режимов ПНТ (а) и ШИМ (б) и их относительные спектры в соответствии с формулой (22) (б, в);  $n$  – номер гармоники

N. N. Goryashin

## EFFECTIVENESS ANALYSIS OF SOFT-SWITCHING MODE IN HIGH FREQUENCY QUASI-RESONANT CONVERTERS

The effectiveness estimation method of zero-current switching quasi-resonant converter in comparison with classic PWM converter is proposed.

Keywords: soft-switching converter.