

# Улучшение свойств

## несимметричных полумостовых DC/DC-преобразователей

**Применение описанных в статье мер позволяет несимметричным полумостовым DC/DC-преобразователям успешно конкурировать с топологией мостового преобразователя с фазовым сдвигом до выходной мощности 2000 Вт.**

**Валерий Мелешин**

meleshin@sving.ru

**Денис Овчинников**

denis@sving.ru

**Н**есимметричные полумостовые DC/DC-преобразователи (НППН) обладают рядом неоспоримых достоинств перед другими схемными решениями: позволяют реализовать переключение транзисторов на нуле напряжения (ПНН), используют только два транзистора на первичной стороне, а напряжение на запертых ключах не превышает  $U_{вх}$ . Это позволяет использовать их в преобразователях и системах электропитания различного назначения. Известно несколько топологий НППН, отличающихся друг от друга главным образом построением вторичной стороны преобразователя: с однополупериодным и двухполупериодным выпрямителем; с сглаживающим фильтром С и LC; с двумя трансформаторами; с выпрямителем, выполненным на основе удвоителя тока; с интегрированным магнитным элементом (ИМЭ) [1, 2].

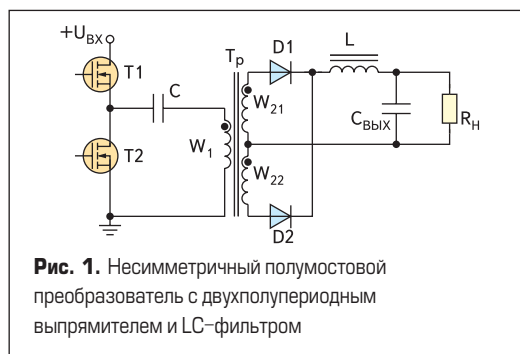
Недостатки НППН обнаруживаются при его работе в широком диапазоне входных или выходных напряжений. Эти недостатки значительны, и они сужают возможные области применения НППН, ухудшают надежность и не позволяют увеличить удельную мощность источника питания.

### Сравнение НППН с другими схемными решениями

Рассмотрим одну из основных топологий НППН, использующую двухполупериодный выпрямитель с низкочастотным LC-фильтром (рис. 1).

Обратные напряжения без учета знака на диодах D1 и D2 определяются следующим образом:

$$\text{диод D1: } U_{D1} = U_{вх}/(1-D), \quad (1)$$



**Рис. 1.** Несимметричный полумостовой преобразователь с двухполупериодным выпрямителем и LC-фильтром

$$\text{диод D2: } U_{D2} = U_{вх}/D, \quad (2)$$

где  $D$  — коэффициент заполнения импульсов, под которым понимается отношение длительности включенного состояния транзистора T1 к периоду переключения.

Принимая обычные допущения и полагая, что в схеме на рис. 1  $W_{21} = W_{22}$ , регулируемая характеристика (РХ) НППН в режиме непрерывного тока дросселя может быть записана так:

$$M = U_{вх}/U_{вх} = 2 \times D \times (1-D) \times n, \quad (3)$$

где  $n = W_{21}/W_1 = W_{22}/W_1$ ,  $0 \leq D \leq 0,5$ .

Выбор  $n$  выполняется для максимального значения  $D$ , которое для идеального случая равно 0,5. Используя (3), получим:

$$n = M_{\max}/(2 \times 0,5 \times (1-0,5)) = 2 \times M_{\max}. \quad (4)$$

Напряжения на диодах могут быть выражены из (1) и (2) с учетом (3) и (4):

$$U_{D1} = 4U_{вх}M_{\max}D, \quad (5)$$

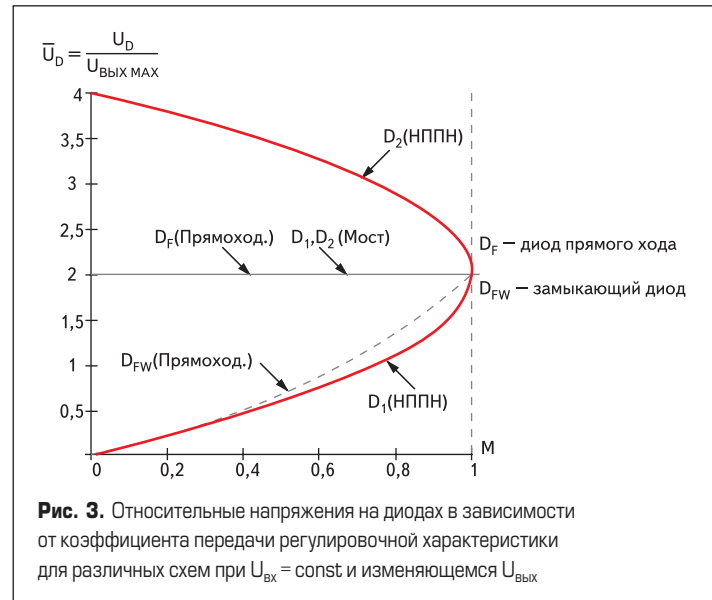
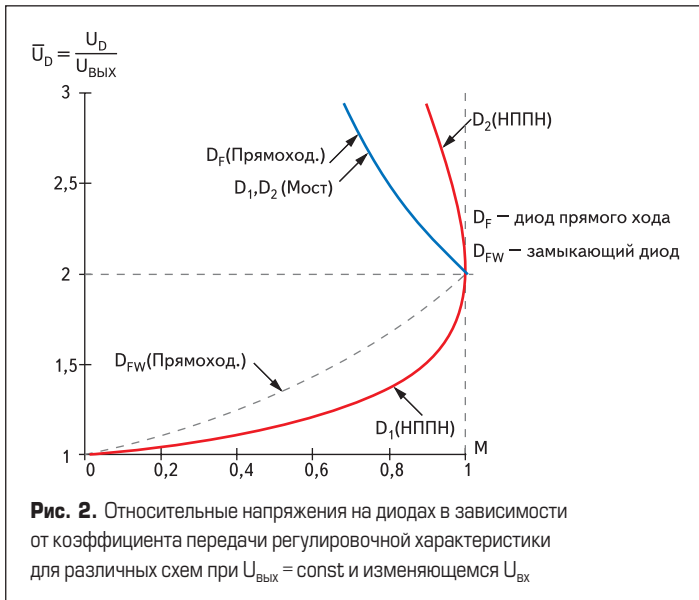
$$U_{D2} = 4U_{вх}M_{\max}(1-D). \quad (6)$$

При проектировании DC/DC-преобразователей возможны два предельных случая:

1.  $U_{вх}$  изменяется в широком диапазоне, в то время как  $U_{вх}$  стабилизируется в узких пределах и остается почти постоянной величиной.
2.  $U_{вх}$  практически не изменяется (как, например, в преобразователе, работающем от корректора коэффициента мощности), в то время как  $U_{вх}$  может изменяться в широких пределах и зависит от состояния и условий работы аккумуляторной батареи.

Можно показать, что диод D2 в НППН (рис. 2) оказывается в тяжелом режиме по напряжению, то есть к запертому диоду приложено обратное напряжение, превосходящее выходное в несколько раз. В то же самое время ток, проходящий через диод D2, возрастает при уменьшении  $D$ .

Такое состояние одного из диодов схемы (возрастание тока и обратного напряжения при уменьшении  $D$ ) характерно для НППН при любом построении вторичной стороны преобразователя.



Можно сравнить обратные напряжения на диодах НППН с напряжениями на диодах в других известных типах конверторов — прямоходовом и мостовом.

На рис. 2 и 3 показаны нормализованные напряжения на диодах для трех схем в функции относительного коэффициента  $PX (\bar{M})$  для двух случаев: стабилизация  $U_{вых}$ , когда  $U_{вх}$  меняется (рис. 2), и изменение  $U_{вых}$  в широких пределах при постоянном значении  $U_{вх}$  (рис. 3). Параметр  $\bar{M} = M/M_{\text{max}}$ ,  $M_{\text{max}} = U_{\text{вых}}/U_{\text{вх min}}$  в первом случае и  $M_{\text{max}} = U_{\text{вых max}}/U_{\text{вх}}$  во втором.

Как в первом, так и во втором случаях напряжение на диоде D2 в НППН значительно превышает напряжение на диодах в других схемах (рис. 2–3). Последнее является существенным недостатком НППН — тяжелые условия работы одного из выходных диодов и, как следствие, необходимость выбора этого диода с более высоким допустимым напряжением. В результате ухудшаются основные параметры преобразователя.

Вторым серьезным недостатком НППН является потеря включения транзистора T1 при нуле напряжения при уменьшении коэффициента заполнения. Условие обеспечения ПНН для ключа T1 состоит в выполнении неравенства [1]:

$$\left( 2 \times I_H^n \times \frac{D}{1-D} + \frac{U_{вх} \times D}{2 \times f \times L_\mu} \right) \times \omega_0 \times L_s \geq U_{вх},$$

$$\text{где } \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{2L_s C_T}};$$

$L_s, L_\mu$  — индуктивности рассеяния и намагничивания трансформатора, определяемые для обмотки  $W_1$ ;  $C_T$  — средняя выходная емкость ключа;  $I_H$  — ток нагрузки. Из неравенства следует, что снижение  $D$  — уменьшение левой части по сравнению с правой — действительно может привести к потере ПНН, что, в свою очередь, означает возрастание потерь в ключе T1.

Дополнительно отметим, что при возрастании «несимметричности» НППН, что происходит при снижении  $D$ , увеличиваются поте-

ри в ключах первичной стороны, оболочках трансформатора и выходных диодах.

Еще один недостаток НППН заключается в том, что пульсации выходного напряжения следуют с частотой переключения транзисторов, а не с удвоенной частотой, как это происходит в симметричных схемах — мостовых, полумостовых или двухтактных. Поэтому при жестких требованиях к выходным пульсациям НППН приходится либо увеличивать размеры сглаживающего фильтра, либо увеличивать частоту переключения, что в итоге приводит к ухудшению основного показателя преобразователя — снижению его удельной мощности.

### Возможные решения

В ряде работ предлагались решения, направляемые на улучшение работы НППН и снижение максимального обратного напряжения на одном из диодов. В двухтрансформаторной схеме НППН предложено выполнить неравные витки двух трансформаторов [3]. Этот же подход может быть использован в схеме с LC-фильтром (рис. 1), если применить отвод обмотки дросселя и подключить к нему катод диода D2. Результат будет аналогичен тому, что получается в двухтрансформаторной схеме, выполненной с неравными коэффициентами трансформации — обратное напряжение на диоде D2 будет уменьшено.

Недостатком описанного метода является возрастающее неравенство токов и рассеиваемой мощности в компонентах как первичной, так и вторичной сторон преобразователя. В результате последует неодинаковый нагрев компонентов силовой части и снижение КПД. Кроме того, в токе выходного конденсатора появляются скачки, что приводит к еще большему возрастанию выходных пульсаций.

Необходимо упомянуть еще раз об одном техническом решении [4], суть которого сводится к включению в первичную сторону преобразователя дополнительного ключа и последовательно соединенного с ним диода (T3, D3) (рис. 4).

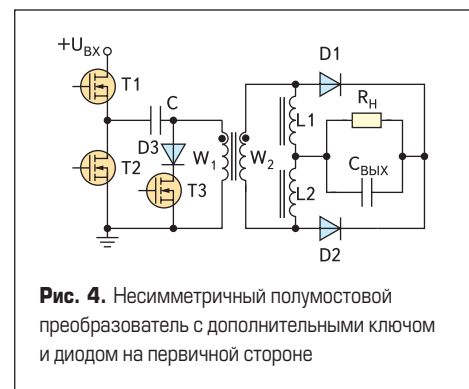


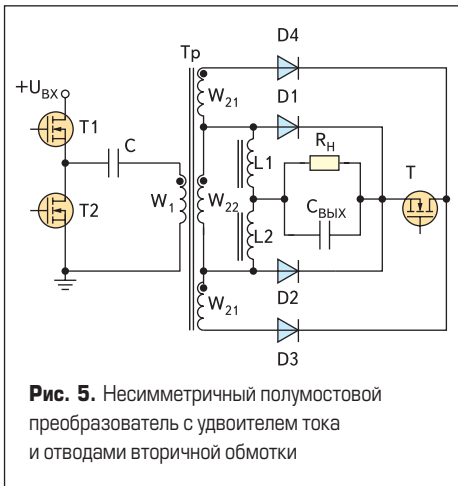
Рис. 4. Несимметричный полумостовой преобразователь с дополнительными ключом и диодом на первичной стороне

Авторы этого решения предложили преобразователь с выходным удвоителем тока. Ключ T3 отпирается непосредственно после отпирания ключа T2, а его запираение происходит перед отпиранием ключа T1 и после запираения T2. В отличие от обычной схемы НППН длительности включенного состояния ключей T1 и T2 в схеме на рис. 4 остаются равными при любом значении коэффициента заполнения. Дополнительная цепь (T3, D3) создает нулевую паузу на обмотках трансформатора при запертых ключах T1 и T2. Режим работы схемы становится симметричным, и повышенное напряжение на выходном диоде (в данном случае D2) не появляется. Недостатками схемы являются потери в T3 и D3 при их включении и в интервале открытого состояния T3. Кроме того, требуется усложненный алгоритм управления всеми ключами схемы.

Строго говоря, схема с тремя ключами перестает быть несимметричным полумостом и по принципу работы скорее напоминает работу мостовой схемы с фазовым управлением.

Все рассмотренные усовершенствования НППН предполагают структуру преобразователя неизменной, при этом не происходит смены алгоритма работы ключей при уменьшении или увеличении входного (выходного) напряжения.

Существует другой способ устранения недостатков, присущих НППН. Он заключается в создании силовой части, адаптивно реагирующей на изменения, которые происходят на входе или выходе преобразователя. Идея



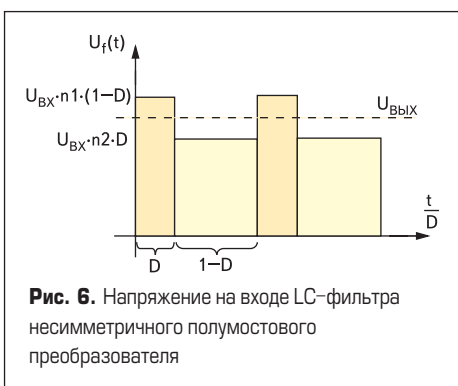
**Рис. 5.** Несимметричный полумостовой преобразователь с удвоителем тока и отводами вторичной обмотки

решения изложена в работе [5], показана применительно к преобразователю с удвоителем тока на вторичной стороне (рис. 5) и рассматривает случай работы при понижении входного напряжения преобразователя на короткое время (например, пропадание напряжения на один период сети).

Авторы указали также на возможность работы схемы при широком изменении входного напряжения. Когда напряжение  $U_{вх}$  высокое, ключ Т должен быть выключен, работают только диоды D1 и D2, а когда  $U_{вх}$  снижается и достигает определенного порога, ключ Т включается, при этом в работу вступают диоды D3 и D4.

Уменьшение выходных пульсаций в НППН может быть достигнуто изменением соотношения витков на вторичной стороне трансформатора (например,  $W_{21}$  и  $W_{22}$  на рис. 1) [6, 7].

Для схемы на рис. 1 напряжение на входе LC-фильтра изменяется, как показано на рис. 6, где  $n_1, n_2$  — отношение витков  $W_{21}/W_1$  и  $W_{22}/W_1$  соответственно. При  $n_1 = n_2$  пульсации оказываются нулевыми при  $D = 0,5$  и возрастают по мере снижения D.



**Рис. 6.** Напряжение на входе LC-фильтра несимметричного полумостового преобразователя

В общем случае пульсации отсутствуют при выполнении условия:

$$U_{вх}(1-D)n_1 = U_{вх}Dn_2, \quad (7)$$

или  $n_1/n_2 = D/(1-D)$ .

Равенство (7) означает, что можно добиться нулевых выходных пульсаций для любого заданного значения D, то есть для любого входного или выходного напряжения преобразователя.

При  $D < 0,5$  и нулевых пульсациях имеем  $n_1 < n_2$ . Выполняя условие (7), необходимо провести расчет тока намагничивания трансформатора с тем, чтобы не допустить насыщения его сердечника во всех режимах.

Для схемы на рис. 1, считая средний ток в конденсаторе С равным нулю, запишем соотношение, связывающее ток нагрузки и постоянную составляющую тока намагничивания  $I_\mu$ :

$$I_c = I_\mu + I_H n_1 D - I_H n_2 (1-D) = 0.$$

Откуда имеем:

$$I_\mu = I_H [(1-D)n_2 - Dn_1]. \quad (8)$$

При  $W_{21} = W_{22}$ , то есть при  $n = n_1 = n_2$ , из (8) получим:

$$I_\mu = I_H n (1-2D). \quad (9)$$

Сравнение (8) и (9) показывает, что, выполняя неравенство  $n_1 < n_2$  для снижения пульсаций на выходе, необходимо учитывать при этом возрастание тока  $I_\mu$  для одного и того же значения D. Следовательно, может потребоваться увеличение зазора в сердечнике или изменение начальной проницаемости сердечника, выполняемого без зазора (кольцевые сердечники из аморфного сплава или материала Cool Мμ).

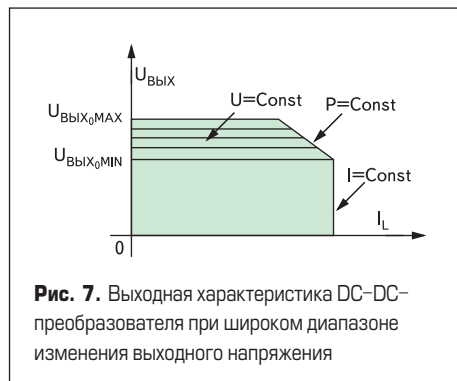
### Предлагаемые решения

Адаптивная структура выходного каскада НППН может быть использована для другого режима преобразователя, широко используемого, в частности, в телекоммуникациях. В таком применении DC/DC-преобразователь является второй ступенью транзисторного выпрямителя и его входное напряжение изменяется очень слабо.

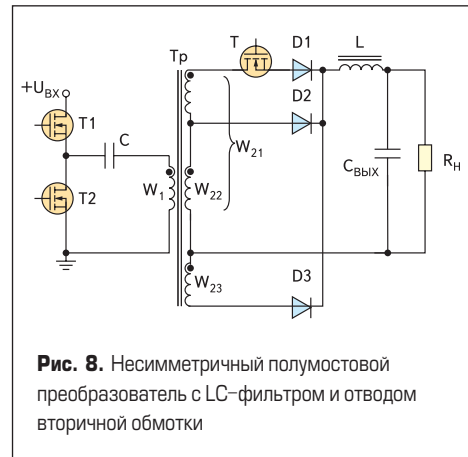
Более того, кратковременные или продолжительные провалы сетевого напряжения не оказывают влияния на выходное напряжение потребителя, если используется аккумуляторная батарея (АБ).

Выходное напряжение DC/DC-преобразователя должно изменяться в широких пределах, диктуемых АБ, а если происходят значительные перегрузки или короткое замыкание,  $U_{ввых}$  может приближаться к нулю.

Характеристики DC/DC-преобразователя для случая широкого изменения выходного напряжения показаны на рис. 7.



**Рис. 7.** Выходная характеристика DC-DC-преобразователя при широком диапазоне изменения выходного напряжения



**Рис. 8.** Несимметричный полумостовой преобразователь с LC-фильтром и отводом вторичной обмотки

Управление ключом Т (рис. 5) теперь должно вестись не от входного, а от выходного напряжения. Этот принцип реализуется без каких либо затруднений в преобразователе с любым построением вторичного каскада, включающего, например, два трансформатора или интегрированный магнитный элемент. На рис. 8 показана модификация схемы рис. 1 — НППН с адаптированной структурой, двухполупериодным выпрямителем и LC-фильтром.

В схеме по рис. 8 трансформатор Тр обеспечивает состояние D (импульса) преобразователя. Ключ Т может управляться от входного или выходного напряжений преобразователя в зависимости от предъявляемых к нему требований. Когда ключ Т замкнут, РХ определяется соотношением:

$$M_1 = U_{ввых}/U_{вх} = D1(1-D1)n_{11},$$

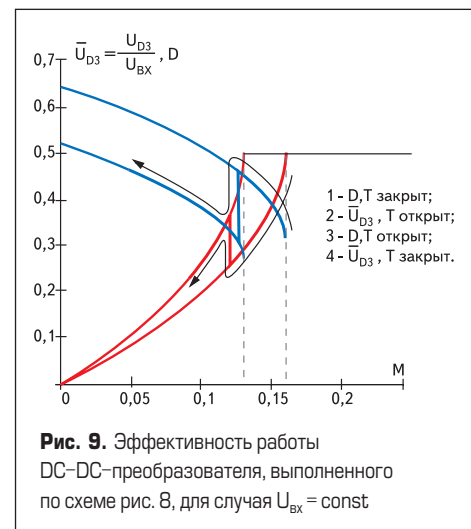
$$\text{где } n_{11} = (W_{21} + W_{23})/W_1.$$

Коэффициент заполнения D1 изменяется от возможного максимального значения до минимального, когда транзистор Т выключается. Если Т размыкается (работают диоды D2 и D3), РХ будет равна:

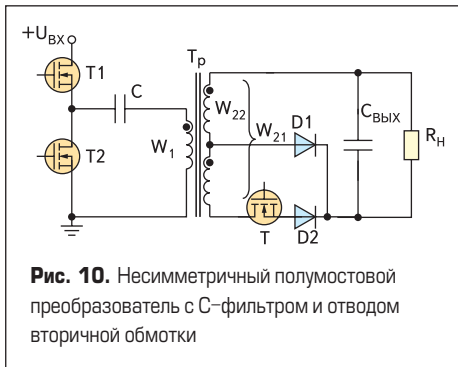
$$M_2 = D2(1-D2)n_{22},$$

$$\text{где } n_{22} = (W_{22} + W_{23})/W_1.$$

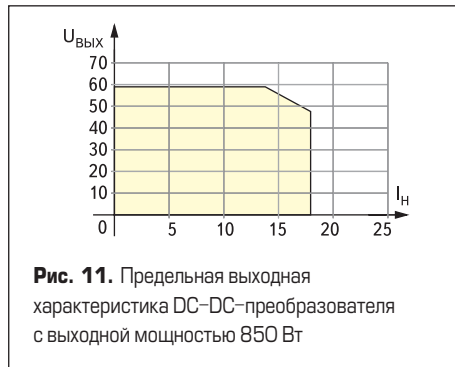
В этом случае D2 изменяется от возможного максимального значения, а когда  $U_{вх}$  возрастает или  $U_{ввых}$  уменьшается, напряжение на запертом диоде D3 будет снижено. Эффек-



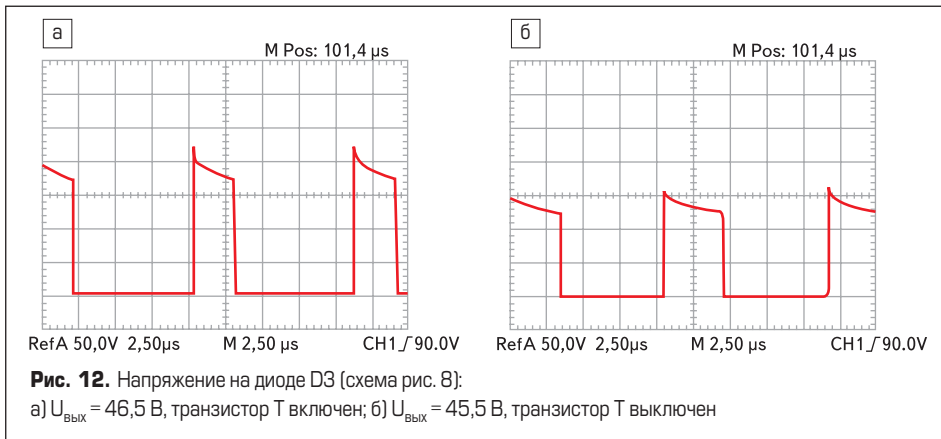
**Рис. 9.** Эффективность работы DC-DC-преобразователя, выполненного по схеме рис. 8, для случая  $U_{вх} = \text{const}$



**Рис. 10.** Несимметричный полумостовой преобразователь с С-фильтром и отводом вторичной обмотки



**Рис. 11.** Предельная выходная характеристика DC-DC-преобразователя с выходной мощностью 850 Вт



**Рис. 12.** Напряжение на диоде D3 (схема рис. 8): а)  $U_{\text{вых}} = 46,5$  В, транзистор Т включен; б)  $U_{\text{вых}} = 45,5$  В, транзистор Т выключен

**Таблица 1**

Вариант 1 (не перекошены вторичные витки)	$U_{\text{вых}} = 43$ В	$I_{\text{н}}, \text{А}$	0	7,3	8,9	10,46	14,35	16,35
		$U_{\sim\text{вых}}, \text{мВ}$	3,5	5,5	5,6	6	6,5	6,8
	$U_{\text{вых}} = 54,4$ В	$I_{\text{н}}, \text{А}$	0	9,22	11,3	16,24	17,37	19,26
		$U_{\sim\text{вых}}, \text{мВ}$	3	8,4	8,4	8,4	8	7,7
	$U_{\text{вых}} = 58$ В	$I_{\text{н}}, \text{А}$	0	9,85	12,1	14,2	17,7	18,28
		$U_{\sim\text{вых}}, \text{мВ}$	3,6	4,8	4,6	4,6	4,2	4,5
Вариант 2 (перекошены вторичные витки)	$U_{\text{вых}} = 43$ В	$I_{\text{н}}, \text{А}$	0	7,27	9	11	15	17
		$U_{\sim\text{вых}}, \text{мВ}$	3,1	3,6	3,7	3,7	3,8	3,8
	$U_{\text{вых}} = 54,4$ В	$I_{\text{н}}, \text{А}$	0	9,2	11,4	14	16	18,5
		$U_{\sim\text{вых}}, \text{мВ}$	3	3	2,9	2,4	2,3	2,3
	$U_{\text{вых}} = 58$ В	$I_{\text{н}}, \text{А}$	0	10	11	12	15	17,5
		$U_{\sim\text{вых}}, \text{мВ}$	2,5	2,1	2,2	2,3	2,85	3,5

тивность работы схемы для случая  $U_{\text{вх}} = \text{const}$  можно увидеть на рис. 9.

При определенном значении  $U_{\text{вых}}$  (то есть при определенном значении  $M$ ) формируется управляющий сигнал, переключающий транзистор Т, при этом происходят скачкообразные изменения  $D$  и напряжения на запертом диоде.

Еще одна схема НППН, в которой основной и дополнительный диоды подключаются к накопительному конденсатору, показана на рис. 10.

Когда транзистор Т1 включен, оба диода выключены, а при выключенном Т2 работает один из диодов D1 и D2. В данной схеме переключение Т происходит в ответ на сигнал, получаемый от входного или выходного напряжения. Максимальное значение  $U_{\text{вых}}$  в схеме рис. 10 определяется индуктивностью рассеяния трансформатора  $L_s$ , емкостью конденсатора  $C_{\text{вых}}$  и соответствует значениям  $D = 0,6 \dots 0,7$ . При переключении транзистора Т происходит переход от одной регулировочной характеристики к другой.

В публикациях [8, 9, 10] показаны различные технические решения, реализующие адап-

тивный метод при работе НППН от неизменяющегося постоянного входного напряжения при выходном напряжении, изменяющемся в широких пределах.

### Экспериментальные результаты

Адаптивный выходной каскад был проверен в преобразователе, который являлся второй ступенью транзисторного выпрямителя (ТВ), содержащего повышающий корректор коэффициента мощности в первой ступени. ТВ был выполнен первоначально на выходную мощность 850 Вт, а затем на 1000 Вт в той же конструкции.

Диапазон рабочего выходного напряжения 42–59 В, напряжение сети изменяется в пределах 85–300 В при полной мощности в диапазоне напряжений сети 175–300 В и со снижением мощности до 50% от номинальной при напряжении сети 85 В. КПД обоих выпрямителей 91–93% при нагрузке от 50% до номинальной, выходном напряжении 54,4 В и напряжении сети 220 В.

Электрическая схема силовой части НППН соответствует рис. 8. Сердечник трансформатора — ETD 44, феррит N87, число витков обмотки  $W_1$  — 25. Частота переключения транзисторов DC/DC равна 93 кГц. Ключ Т типа SPP80N0832L; D1, D2 — для мощности 850 Вт STTH 2003 с  $t_p = 35$  нс (оба диода в одном корпусе).

При мощности 1000 Вт D1, D2 — STTH3003 ( $t_p = 40$  нс). Диод D3 — STTH2003 (850 Вт) и STTH3003 (1000 Вт). Выходной дроссель выполнен на сердечнике из аморфного железа MP3310LDG. Выходная характеристика ТВ с выходной мощностью 850 Вт показана на рис. 11. Сигналы на ключ Т поступают через оптронную развязку от микропроцессора ATmega8535. Пороги включения и выключения ключа Т установлены на 47 и 46 В для ТВ850 Вт и на 40–39 В для ТВ1000 Вт.

На рис. 12 для ТВ850 Вт показаны напряжения на диоде D3, когда Т включен (рис. 12а  $U_{\text{вых}} = 46,5$  В) и когда Т выключен (рис. 12б  $U_{\text{вых}} = 45,5$  В). Из осциллограмм можно видеть, насколько полезным является применение адаптивной структуры: начиная с выходного напряжения 46 В и ниже, напряжение на запертом диоде D3 значительно уменьшается (на осциллограммах снижение произошло на 60 В).

Режим работы НППН после выключения транзистора Т становится более симметричным, что способствует снижению потерь в силовых компонентах.

Для проверки влияния «перекоса» витков вторичной обмотки на пульсации выходного напряжения ТВ на 1000 Вт был выполнен в двух вариантах. В первом вторичные витки были выполнены следующим образом (рис. 8):  $W_{21} = 8, W_{22} = 5, W_{23} = 8$ .

Во втором варианте витки были изменены следующим образом:  $W_{21} = 6, W_{22} = 3, W_{23} = 10$ . Эффективные значения пульсаций, полученные с помощью измерителя шумов и сигналов низкой частоты ИШС-НЧ, приведены в таблице 1.

Можно видеть, что при любых значениях токов нагрузки и любых уровнях выходного напряжения «перекос» вторичных витков позволил значительно (в 1,5–3 раза) уменьшить уровень выходных пульсаций. Поэтому с запасом выполнены нормы по выходным пульсациям для источников питания, применяемых в аппаратуре связи. При «перекосе» вторичных витков ( $n_1 < n_2$ ) увеличен зазор в сердечнике — на 30% для предотвращения его насыщения из-за возрастания тока намагничивания (8).

На рис. 13 показаны плата DC-DC-преобразователя в сборке и внешний вид транзистор-



**Рис. 13.** Плата DC-DC-преобразователя и транзисторный выпрямитель в корпусе



ного выпрямителя с выходной мощностью 850 и 1000 Вт.

В последнем случае удельная мощность выпрямителя составила 460 Вт/дм<sup>3</sup> (габаритные размеры 84×86×300 мм).

### Выводы

Применение трансформатора с отводом дополнительного диода и ключа позволяет улучшить все свойства НППН при изменении не только входного, но и выходного напряжения. Адаптивная структура с отводом может быть использована при любой выходной топологии НППН. Эффективным средством снижения выходных пульсаций является «перекос» вторичных обмоток трансформатора, при этом зазор в сердечнике должен быть увеличен. Применение перечисленных мер позволяет НППН успешно конкурировать с топо-

логией мостового преобразователя с фазовым сдвигом до выходной мощности 2000 Вт.

### Литература

1. Мелешин В. И. Транзисторная преобразовательная техника. М.: «Техносфера». 2005.
2. Korotkov S., Meleshin V., Nemchinov A., Fraidlin S. Small-Signal Modeling of Soft-Switched Asymmetrical Half-Bridge DC-DC Converter». APEG. 1995.
3. Miftakhutdinov R., Meleshin V., Nemchinov A., Fraidlin S. Modified Asymmetrical ZVC Half-Bridge DC-DC Converter. APEG. 1999.
4. Mao H., Deng S., Abu-Qahoug Y. A., Batarseh I. A Modified ZVC Half-Bridge DC-DC Converter. APEG. 2004.
5. Yang B., Xu P., Lee F. Range Winding for Wide Input Range Front End DC/DC Converter. APEG. 2001.
6. Korotkov S., Meleshin V., Miftakhutdinov R., Fraidlin S. Soft-Switched Asymmetrical Half-Bridge DC/DC Converter: Steady-State Analysis. An Analysis of Switching Processes. Telescon. 1997.
7. Eberle W., Han Y., Lin Y.-F., Ye S. An Overall Study of the Asymmetrical Half-Bridge with Unbalanced Transformer Turns under Current Mode Control. APEG. 2004.
8. Положительное решение о выдаче патента на изобретение по заявке № 2004127696/09 (030 159). Патентообладатель — ЗАО «Связь инжиниринг».
9. Положительное решение о выдаче патента на изобретение по заявке № 2005 103939/09 (005 186). Патентообладатель — ЗАО «Связь инжиниринг».
10. Meleshin V., Ovchinnikov D. Improved Asymmetrical Half-Bridge Converters. PEDS 2005.

## Компания Aimtec выпустила новые серии 250-ваттных AC/DC-преобразователей

Основное направление деятельности компании Aimtec (Канада) — разработка и производство малогабаритных преобразователей DC/DC и AC/DC.

Компания Aimtec начала выпуск новых серий 250-ваттных AC/DC-преобразователей. Новые серии изготавливаются по бессвинцовой технологии в трех вариантах: закрытое исполнение AME250-Z; крепление на DIN-рейку AMED250-Z; крепление на U-кронштейне AMEU250-Z. Источники питания данных серий имеют универсальный диапазон входных напряжений 90–264 В.

Источники 250-ваттной серии выпускаются с шестью вариантами выходного напряжения от 3,3 до 48 В. Выходное напряжение может регулироваться в пределах ±10%. Все источники данной серии обладают функцией коррекции мощнос-

ти и имеют защиту от перегрузки, превышения напряжения и короткого замыкания. Серии источников AME250-Z, AMED250-Z и AMEU250-Z идеальны для применения в системах с распределенной архитектурой электропитания.

Новая технология высокочастотного преобразования и специальная топология позволяет получить до 250 Вт на выходе с принудительным охлаждением или 200 Вт с конвекционным охлаждением. Преобразователи серий AME250-Z, AMED250-Z и AMEU250-Z отличаются низким профилем, компактной конструкцией, высокой надежностью и выдающимися техническими характеристиками.

[www.aviton.spb.ru](http://www.aviton.spb.ru)