

# Транзисторный двухтрансформаторный мостовой преобразователь постоянного напряжения

**В статье рассматриваются существенные особенности симметричной работы двухтрансформаторного мостового DC/DC-преобразователя при «мягкой» коммутации транзисторов.**

**Борис Гусев**

boris@sving.ru

**Денис Овчинников**

denis@sving.ru

При необходимости обеспечить мощность в нагрузке 1–1,5 кВт или выше и достаточно большом входном напряжении в транзисторном преобразователе постоянного напряжения (DC/DC-преобразователе) используется мостовая схема. При данных условиях она имеет определенные преимущества перед полумостовой (два ключа, образующих стойку транзисторов, включенных между плюсовой и минусовой шинами входного источника), а также перед схемой со средней точкой первичной обмотки трансформатора. Все перечисленные схемы, работающие симметрично по полупериодам в режиме ШИМ, по принципу действия относятся к двухтактным, то есть передают энергию в нагрузку как в четные, так и в нечетные полупериоды. Возможны различные варианты построения мостовой схемы:

- с выходным LC-фильтром;
- с удвоителем тока на выходе;
- с интегрированным магнитным элементом, выполняющего одновременно функции трансформатора и выходного дросселя;
- с двумя трансформаторами, каждый из которых работает в режиме трансформатор-дроссель.

Последние три варианта имеют много общего, что впервые было показано на примере несимметричной полумостовой схемы [1].

Двухтрансформаторный мостовой DC/DC-преобразователь показан на рис. 1. Двухтрансформаторные мостовые схемы известны достаточно давно: в 1993 году был описан резонансный преобразователь с частотным управлением [2]; в 1990-м

предложен ШИМ-преобразователь, не имеющий мягкого переключения, так как в интервале паузы заперты все транзисторы моста [3]. В 2001 году впервые показан двухтрансформаторный мостовой преобразователь с мягким переключением [4]. Рассмотрению двухтрансформаторного мостового преобразователя посвящена еще одна статья [5], где кроме обычного симметричного управления ключами (алгоритм 1) предложено несимметричное управление (алгоритм 2), при котором диагонально расположенные транзисторы моста проводят ток практически сразу друг за другом, после небольшой паузы.

Рассмотрим особенности симметричной работы двухтрансформаторного мостового DC/DC-преобразователя при «мягкой» коммутации транзисторов по методу фазового сдвига.

К числу этих особенностей (которые необходимо учитывать при проектировании) следует отнести:

- состояния схемы за период работы, влияние порядка коммутации транзисторов на режим их переключения;
- особенности работы и расчета трансформаторов;
- пульсации напряжения на выходе, влияние паразитных параметров компонентов;
- влияние индуктивности рассеяния обмоток трансформатора на характеристики устройства.

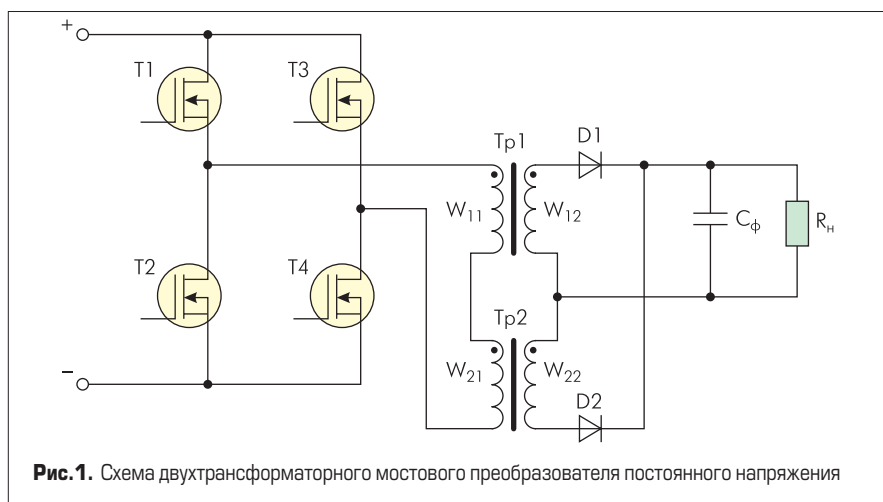
При анализе предполагается, что трансформаторы выполнены одинаково, их обмотки не имеют индуктивности рассеяния, транзисторы и диоды ведут себя как идеальные ключи, индуктивности намагничивания трансформаторов линейны и приведены к первичным обмоткам, выходной конденсатор — неограниченно большой емкости.

Существует четыре временных интервала, для каждого справедлива своя схема замещения.

**Интервал 1 (интервал импульса 1), рис. 2.**

На рисунке каждый трансформатор показан как идеальный (без сердечника), с индуктивностью намагничивания  $L_{\mu 1}$  ( $L_{\mu 2}$ ), подключенной к первичной обмотке. Транзисторы и диоды показаны в виде ключей, конденсатор фильтра ( $C_{\phi}$ ) и нагрузка  $R_n$  заменены источником постоянного напряжения  $U_{\text{вых}}$ . На рисунке стрелками показаны направления токов, принятые за положительные.

Во включенном состоянии находятся транзисторы T1, T4, транзисторы T2, T3 заперты. Диод D1 проводит ток, диод D2 заперт суммой напряжений на вторичных обмотках трансформаторов Tр1, Tр2.



**Рис. 1.** Схема двухтрансформаторного мостового преобразователя постоянного напряжения

В данном интервале трансформатор  $Tr1$  передает энергию на выход,  $Tr2$  работает как дроссель, сдерживая нарастание тока в первичной цепи. Отсутствие тока  $i_{22}$  в обмотке  $W_{22}$  означает, что будет нулевым ток  $i_{21}$  в первичной обмотке этого же трансформатора. Фактическое напряжение на индуктивности  $L_{\mu 1}$  не совпадает с направлением тока в ней, поэтому ток  $i_{\mu 1}$  снижается. Ток  $i_{\mu 2}$  — возрастает.

**Интервал 2 (интервал паузы 1), рис. 3.**

По окончании первого интервала выключается транзистор  $T4$ , и после короткой паузы включается транзистор  $T3$ . Состояние левой стойки транзисторов не изменяется. Напряжение между точками  $a$  и  $b$  схемы равно нулю, поэтому полярность напряжения на обмотке  $W_{21}$  и на индуктивности намагничивания  $L_{\mu 2}$  изменяется на обратную; диод  $D2$  проводит ток  $i_{22}$ . В силу симметрии работы схемы в данном интервале ток  $i_2$  (ток, проходящий через источник напряжения  $U_{\text{вых}}$  на схеме замещения) образуется равными токами  $i_{12}$ ,  $i_{22}$ , проходящими через обмотки  $W_{12}$ ,  $W_{22}$  и диоды  $D1$ ,  $D2$ .

Ток в индуктивности  $L_{\mu 1}$  продолжает спадать, проходя в положительном направлении, спадает и ток в  $L_{\mu 2}$ , поскольку к первичной обмотке  $W_{12}$  (и, следовательно, к  $L_{\mu 2}$ ) приложено пересчитанное напряжение  $U_{\text{вых}}$  в полярности, противоположной начальной. Из сказанного следует, что ток  $i_1$  в данном интервале должен скачком снизиться на величину  $0,5I_2'$  ( $i_2' = i_2n$ ;  $n = W_{12}'/W_{11} = W_{12}''/W_{21}$  — коэффициент трансформации, одинаковый для  $Tr1$  и  $Tr2$ ).

**Интервал 3 (интервал импульса 2), рис. 4.**

После запираания транзистора  $T1$  и отпираания транзистора  $T2$  точки  $a$  и  $b$  схемы подключены к источнику  $U_{\text{вх}}$  в полярности, противоположной той, что была в интервале 1. Теперь передача энергии с первичной стороны осуществляется трансформатором  $Tr2$ , а  $Tr1$  выполняет функцию дросселя. Ток во вторичной цепи проходит через диод  $D2$ , а диод  $D1$  заперт. Происходит нарастание тока  $i_{22}$ .

**Интервал 4 (интервал паузы 2), рис. 5.**

Данный интервал начинается с запираания транзистора  $T3$  и отпираания  $T4$ . Два нижних ключа ( $T2$  и  $T4$ ) и оба выходных диода проводят токи. Фактическое направление тока  $i_1$  противоположно направлению этого тока в интервале 2.

В результате анализа схем замещения (рис. 2–5) построены временные диаграммы работы двухтрансформаторного преобразователя, в которых учтены принятые допущения, в частности отсутствие индуктивностей рассеивания обмоток трансформаторов (рис. 6). Короткие паузы между переключением транзисторов каждой стойки на диаграммах не учитываются. Длительности фронтов и спадов импульсов токов и напряжений приняты на диаграммах равными нулю вследствие идеализации параметров компонентов схемы. Из диаграмм следует, что в каждом трансформаторе ток намагничивания имеет постоянную составляющую  $I_{\mu 1}$  ( $I_{\mu 2}$ ). Поскольку схема симметричная и трансформаторы одинаковые, соблюдается равенство  $I_{\mu} = I_{\mu 1} = I_{\mu 2}$ . Определение тока  $I_{\mu}$  необходимо для расчета трансформатора.

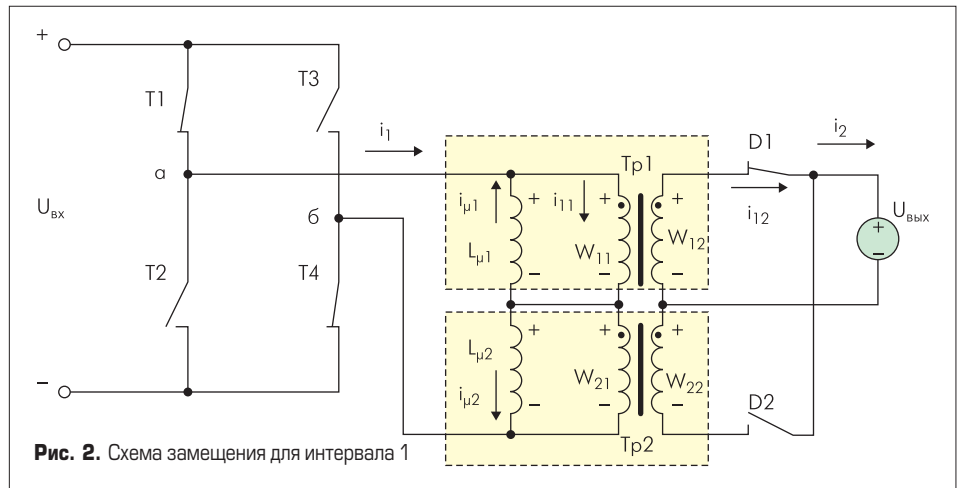


Рис. 2. Схема замещения для интервала 1

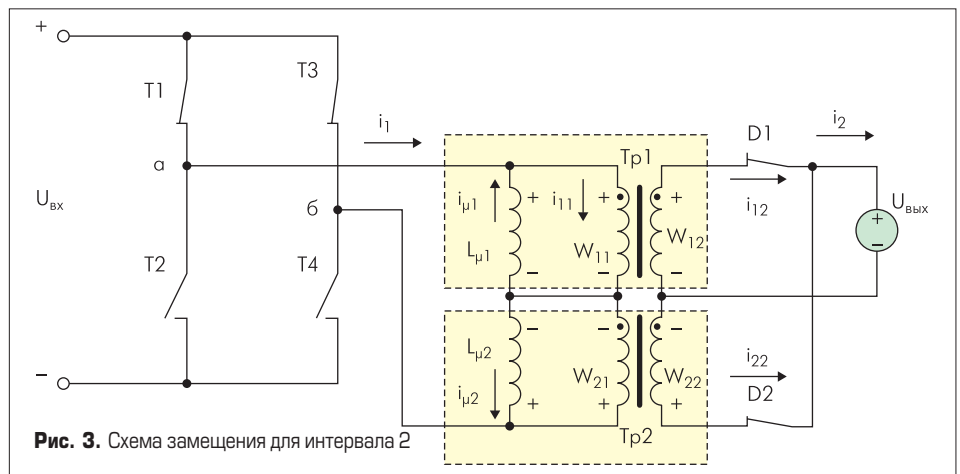


Рис. 3. Схема замещения для интервала 2

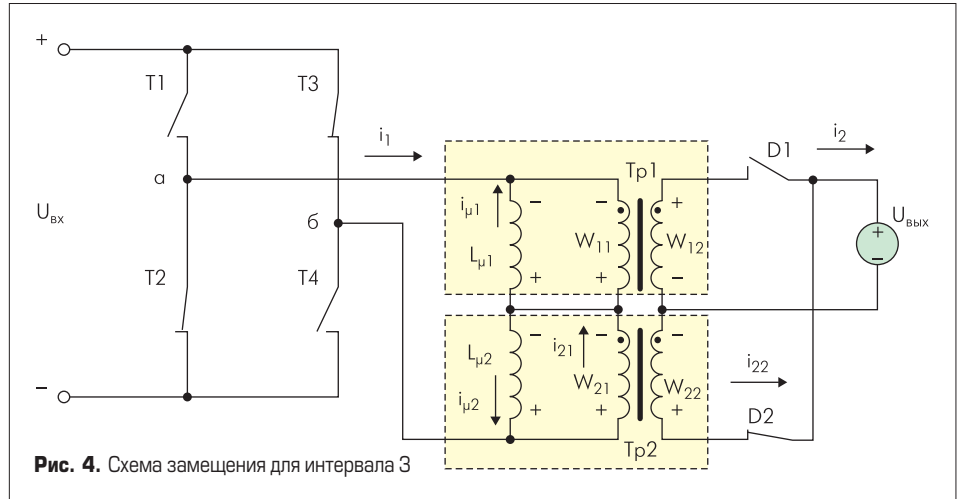


Рис. 4. Схема замещения для интервала 3

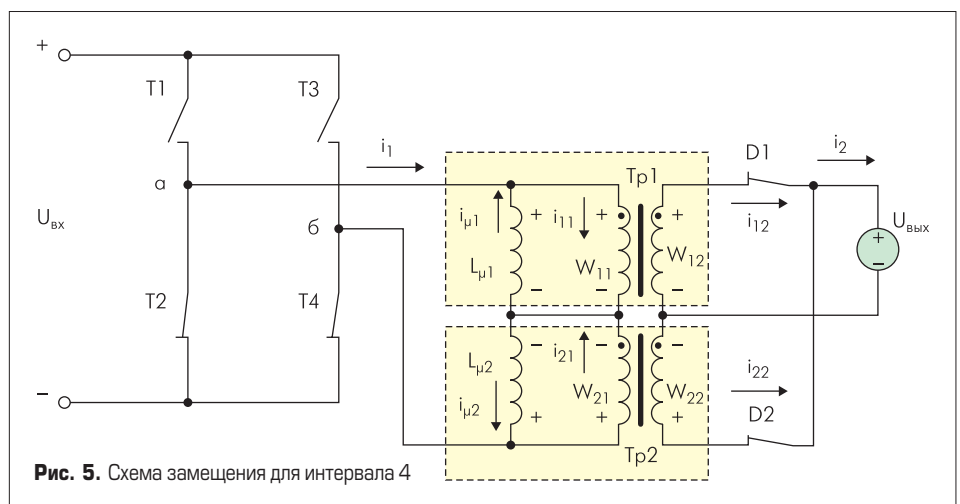


Рис. 5. Схема замещения для интервала 4

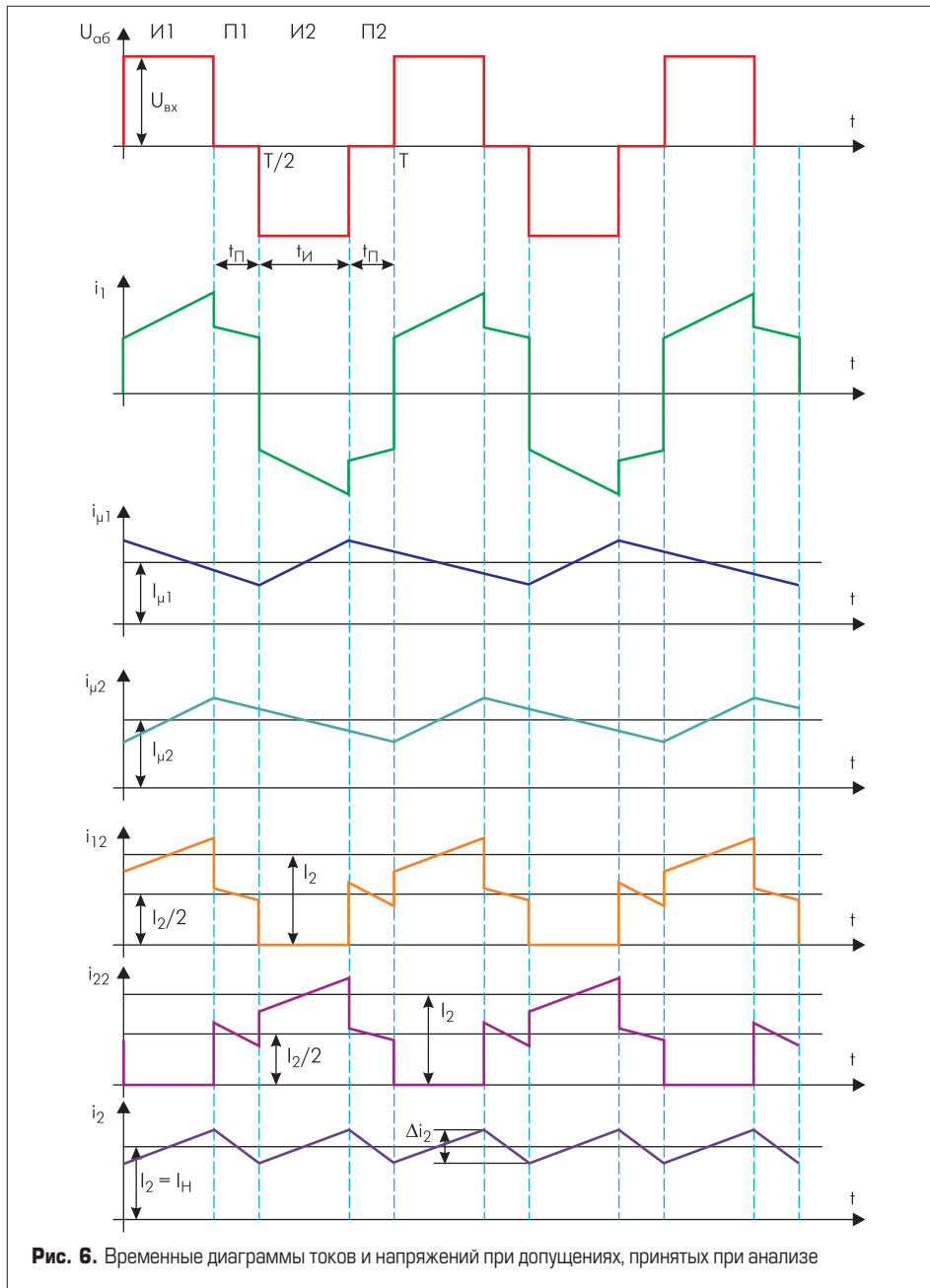


Рис. 6. Временные диаграммы токов и напряжений при допущениях, принятых при анализе

В первичной обмотке каждого идеального трансформатора проходит постоянная составляющая тока, равная  $nI_2/2$ . Следовательно, в индуктивности  $L_{\mu 1}$  ( $L_{\mu 2}$ ) проходит тот же постоянный ток в направлении, показанном на рис. 2–5. На первичной обмотке каждого трансформатора напряжение равно  $U_{\text{вых}}/n$  в трех интервалах и  $(U_{\text{вх}} - U_{\text{вых}}/n)$  в четвертом. Постоянное (среднее) напряжение на первичной обмотке (на индуктивности  $L_{\mu}$ ) за период должно быть равно нулю.

Получим регулировочную характеристику (РХ) преобразователя — зависимость выходного напряжения от коэффициента заполнения импульсов, используя вольт-секундный баланс на первичной обмотке одного из трансформаторов. Предварительно определим коэффициент заполнения импульсов:

$$i_n = I_{\text{сст.н}} \times e^{-\frac{t}{\tau_n}},$$

где  $T$  — период переключения.

Тогда относительное время паузы равно:

$$\bar{D} = 1 - D = \frac{2t_n}{T} = 1 - \frac{2t_u}{T}.$$

Уравнение вольтсекундного баланса:

$$\frac{U_{\text{вых}}}{n} (2 - D) - (U_{\text{вх}} - U_{\text{вых}}/n) D = 0,$$

откуда следует:

$$U_{\text{вых}} = \frac{1}{2} n U_{\text{вх}} D. \quad (1)$$

Реально выходное напряжение преобразователя в зависимости от управляющего сигнала ( $D$ ) получается меньше, чем предсказывается соотношением (1). Основные причины — падение напряжения на открытых транзисторах и диодах, печатных проводниках платы; влияние индуктивности рассеяния обмоток трансформаторов; наличие коммутационных промежутков, когда включенными оказываются выходные диоды обоих плеч, вызванных опять же индуктивностью рассеяния. Последняя причина снижения  $U_{\text{вых}}$  становится все более заметной при возрастании частоты переключения.

Для расчета трансформатора следует использовать соотношение, связывающее произведение сечения сердечника ( $S_c$ ) на площадь окна ( $S_o$ ) на площадь окна ( $S_o$ ) с мощностью трансформатора.

$$S_c S_o = \left( \frac{P_T 10^4}{4K_{\phi} B_m K_j K_u f} \right)^{\frac{1}{1+y}} [\text{см}^4], \quad (2)$$

где  $P_T$  — сумма расчетных мощностей первичной и вторичной обмоток трансформатора [ВА];  $K_{\phi} = 1$  — коэффициент формы (отношение действующего значения напряжения к среднему);  $B_m$  — амплитуда переменной составляющей индукции в сердечнике, зависящая от материала сердечника и частоты [Тл];  $f$  — частота трансформатора [Гц];  $K_j$  — коэффициент, имеющий размерность плотности тока, зависящий от заданного перегрева и геометрии сердечника [ $\text{А}/\text{см}^2$ ];  $K_u$  — коэффициент использования окна сердечника;  $y$  — безразмерный показатель степени, теоретическое значение которого равно — 0,12.

Плотность тока  $j$  связана с коэффициентом  $K_j$  соотношением:

$$j = K_j (S_c S_o)^y.$$

Соотношение (2) аналогично приведенным в работах других авторов [6, 7]. При использовании (2) формы напряжений и токов следует задавать близкими к режиму  $D = 1$ . КПД трансформатора, требуемый для определения  $P_T$ , принимается равным 0,97–0,99.

Используя справочные данные, выбирается стандартный сердечник соответствующего размера. Должно выполняться неравенство:

$$(S_c S_o)_{CT} \geq S_c S_o,$$

где  $S_c S_o$  — результат, полученный в ходе расчетов согласно (2).

Число витков первичной обмотки:

$$W_{11}(W_{21}) = \frac{(U_{\text{вых}}/n)(1 - \frac{D}{2}) \times 10^4}{2B_m S_c f}. \quad (3)$$

Коэффициент трансформации  $n$ , предельные значения коэффициента заполнения  $D_{\text{min}}$  и  $D_{\text{max}}$  определяются при использовании регулировочной характеристики преобразователя (1) для известных значений  $U_{\text{вх}}$  и  $U_{\text{вых}}$ , которые зависят от конкретных условий работы. При низких выходных напряжениях следует к  $U_{\text{вых}}$  в (3) добавить падение напряжения на выходных диодах.

Вторичные витки трансформатора:

$$W_{12}(W_{22}) = n W_{11}(W_{21}). \quad (4)$$

Результаты расчетов по формулам (3) и (4) следует округлить до целых значений.

Постоянную составляющую индукции в сердечнике определим из равенства:

$$B_{\text{норм}} = B_S \times K_{\text{зан}} - B_T [\text{Тл}]. \quad (5)$$

где  $B_S$  — индукция насыщения сердечника;  $K_{\text{зан}} = 0,7 \dots 0,8$  — коэффициент запаса.

Необходимое значение зазора в сердечнике:

$$l_3 = \frac{\mu_0 I_\mu W_{11}(W_{21})}{B_{\text{пост}}} 10^3 \text{ [мм]}, \quad (6)$$

где  $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$  [Гн/м] — магнитная проницаемость вакуума;  $I_\mu = nI_n/2$ .

Индуктивность намагничивания, приведенная к первичной стороне, определяется из соотношения:

$$L_\mu = \frac{\mu_0 W_1^2 S_c}{l_3} \text{ [Гн]}. \quad (7)$$

В последней формуле размерность  $S_c$  — м<sup>2</sup>,  $l_3$  — м.

Теперь снимем допущение о том, что пульсации на выходном конденсаторе бесконечно малы. Для определения пульсаций напряжения на выходе вначале выясним изменение тока  $\Delta i_2$  (рис. 6). Рассматривая интервал импульса и токи в индуктивностях  $L_{\mu 1}$  и  $L_{\mu 2}$ , можно определить:

$$\Delta i_2 = \frac{U_{\text{вых}}(1-D)}{n^2 f L_\mu} \text{ [A]}. \quad (8)$$

Ток в конденсаторе фильтра  $C_\phi$  — это ток, определяемый как переменная составляющая тока  $i_2$  (ток показан на рис. 7).

Амплитуда переменной составляющей напряжения на конденсаторе  $C_\phi$  определяется средним током заряда ( $\Delta i_2/4$ ) за четверть периода  $T$ . Используя (8), определим:

$$U_{\sim \text{вых}} = U_{\sim c\phi} = \frac{\Delta U_{c\phi}}{2} = \frac{(\Delta i_2/4)(T/4)}{C_\phi} = \frac{U_{\text{вых}}(1-D)}{32n^2 f^2 L_\mu C_\phi} \text{ [B]}. \quad (9)$$

Расчеты согласно (9) показывают, что при реальных значениях индуктивности намагничивания  $L_\mu$  трансформатора и применяемых емкостях электролитических конденсаторов фильтров пульсации напряжения на нагрузке оказываются значительно ниже требуемых.

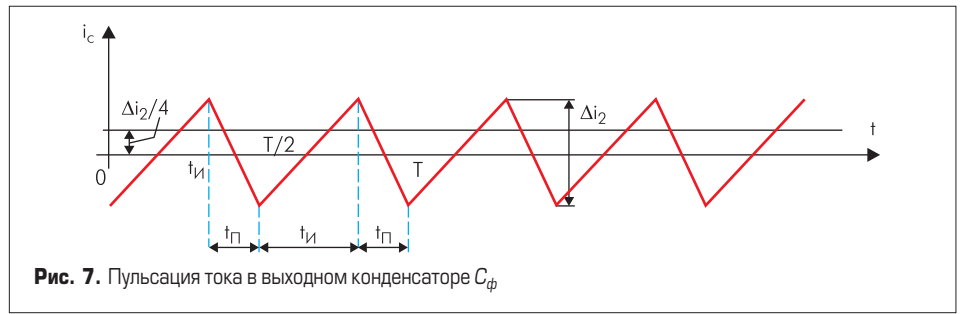


Рис. 7. Пульсации тока в выходном конденсаторе  $C_\phi$

Реально при использовании электролитических конденсаторов приходится учитывать их последовательное активное сопротивление ( $R_{\text{конд}}$ ). В этом случае амплитуда пульсаций напряжения на нагрузке определяется соотношением:

$$U_{\sim \text{вых}} = \frac{\Delta i_2}{2} \times R_{\text{конд}} = \frac{U_{\text{вых}}(1-D)}{2n^2 f^2 L_\mu} R_{\text{конд}} \text{ [B]}. \quad (10)$$

Напряжение на запертом диоде  $U_D$  определяется из исходной схемы (рис. 1) с учетом того, что за период диод заперт только в одном интервале  $t_{\text{имп}}$ .

Среднее за период напряжение на диоде равно  $U_{\text{вых}}$ , что следует из 2-го закона Кирхгофа. Поэтому связь между  $U_{\text{вых}}$  и напряжением на запертом диоде определяется из соотношения:

$$U_D = -2U_{\text{вых}}/D. \quad (11)$$

При выборе выходного диода следует учитывать появление выброса на нем при запирации. Независимо от типа диода (диод с p-n переходом или диод Шоттки) выброс будет тем больше, чем больше индуктивность рассеяния трансформатора. Последняя существенно зависит от числа витков, что следует учитывать при проектировании.

Снижение выброса на запираемом диоде возможно различными способами, например включением нелинейных дросселей последовательно с диодом либо использованием демпфирующих цепей параллельно ему.

Режим «мягкого» переключения, реализуемый методом фазовой модуляции (phase shift

control), позволяет достичь переключения при нуле напряжения (ПНН) в обеих транзисторных стойках моста. ПНН в правой стойке (транзисторы T3, T4) достигается легко в силу ускоренного перезаряда выходных емкостей. В левой стойке ПНН возможен в результате резонансного процесса при переключении и достаточной индуктивности в диагонали моста, через которую проходит ток  $i_l$ .

### Результаты эксперимента

DC/DC-преобразователь был выполнен на выходную мощность 3 кВт с выходным напряжением, которое могло изменяться в диапазоне 20–30 В. Преобразователь является второй ступенью выпрямителя (AC/DC-преобразователя), его входное напряжение 390–400 В поступает от корректора коэффициента мощности (ККМ).

В качестве ключей, образующих мост, использовались транзисторы типа STW45NM50.

Трансформаторы были выполнены на сердечниках из разрезного аморфного сплава (AMCC16A). На каждом сердечнике, выполненном из двух U-образных половин, располагались два каркаса с первичными и вторичными обмотками. Для снижения индуктивности рассеяния первичная обмотка, расположенная на каждом каркасе, разделена пополам и содержит в себе ветвь вторичной обмотки. Каждая ветвь вторичной обмотки подключается к своему выходному диоду. Первичные обмотки каждого каркаса соединяются последовательно и затем соединяются с первичными обмотками второго трансформатора, выполненного аналогично. В выходной части были использованы две диодные сборки типа DSS 2x101-015A (диоды Шоттки).

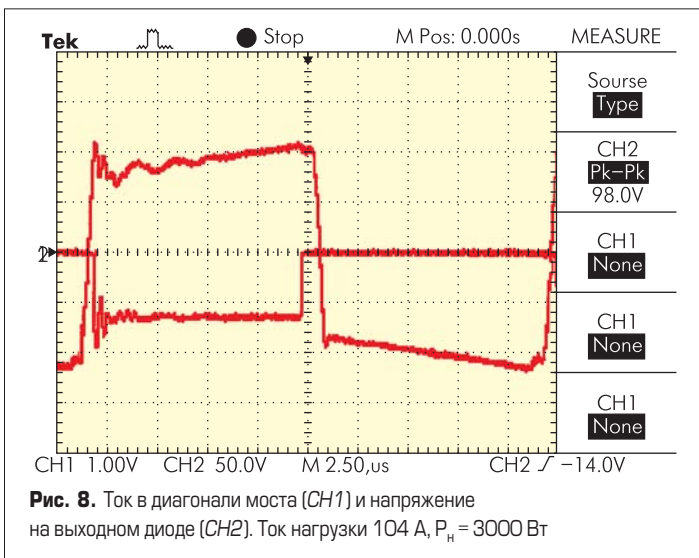


Рис. 8. Ток в диагонали моста (CH1) и напряжение на выходном диоде (CH2). Ток нагрузки 104 А,  $P_n = 3000$  Вт

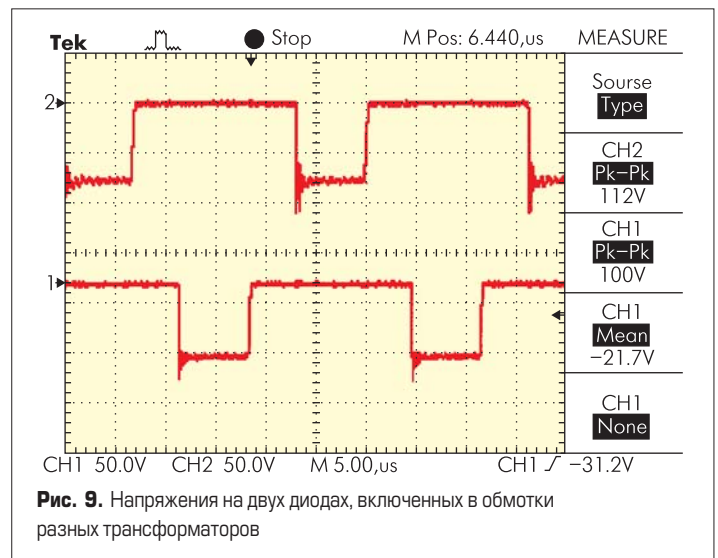
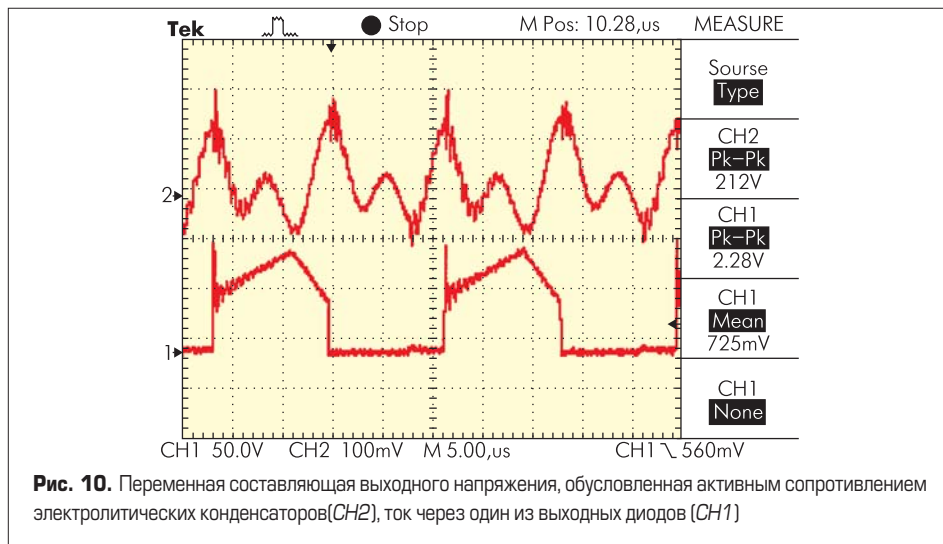


Рис. 9. Напряжения на двух диодах, включенных в обмотки разных трансформаторов



На выходе было применено пять электролитических конденсаторов 2200 мкФ, 50 В. Частота работы транзисторов моста и трансформаторов около 50 кГц.

Фактические кривые токов, проходящих в первичных и вторичных обмотках трансформаторов, отличаются от тех, что показаны на рис. 6, вследствие влияния индуктивностей рассеяния.

Некоторые результаты испытаний показаны на осциллограммах (рис. 8–10). На рис. 8 показан ток в диагонали моста (луч 1) и напряжение на одном из выходных диодов. Ток нагрузки 104 А,  $P_n = 3000$  Вт. КПД выпрямителя, с учетом корректора мощности равен 91%. Измерение КПД проводилось при номинальной выходной мощности и установленном выходном напряжении 27 В.

На рис. 9 показаны напряжения на двух диодах, включенных в обмотки разных трансформаторов. Осциллограмма переменной составля-

ющей выходного напряжения, обусловленная активным сопротивлением электролитических конденсаторов, и ток в одном из диодов показаны на рис. 10.

### Выводы

1. Двухтрансформаторный мостовой DC/DC-преобразователь выгодно отличается от других возможных вариантов мостовых схем минимальным количеством электромагнитных компонентов, улучшенной технологичностью и пониженной стоимостью.
2. Пульсации выходного напряжения определяются индуктивностью намагничивания трансформатора, приведенной к вторичной обмотке ( $n^2 L_\mu$ ), и активным сопротивлением схемы замещения выходного конденсатора. Выходная пульсация растет при снижении уровня выходного напряжения.

3. На регулировочную характеристику преобразователя оказывают влияние падения напряжений на элементах схемы и проводниках печатной платы, индуктивность рассеяния обмоток и частота переключения, что следует учитывать при проектировании.
4. Расчет трансформатора следует проводить с учетом постоянной и переменной составляющих индукции в сердечнике.

### Литература

1. Krupsky L., Meleshin V., Nemchinov A. Unified Model of the Asymmetrical Half-Bridge Converter for three Important Topological Variations. INTELEC'99. 1999.
2. Панфилов Д. И., Сафанюк В. С. Двухтактный преобразователь постоянного напряжения. АС СССР № 1796082А3. Кл. Н 04 М 3/335. 1993.
3. Царенко А. И. Ноникашвили А. Д. Преобразователь постоянного напряжения в постоянное. АС СССР № 1541726. Кл. Н 04 М 3/315, 3/337. 1990.
4. Wittenbreder E. H. High Efficiency Coupled Inductor Soft Switching Power Converters. Патент США № 3272023В1. 2001.
5. Глебов Б. А. Двухтактный DC-DC преобразователь напряжения для систем электропитания // Практическая силовая электроника. 2004. № 13.
6. C. Wm. T. McLymen. Transformer and inductor design handbook. Second edition revise and expanded. New York and Bazzel.
7. Гусев Б. А. Определение высокочастотных потерь в обмотках силового трансформатора полумостового преобразователя постоянного напряжения // Электротехника. 2004. № 7.