

Разработка источников вторичного электропитания, реализованных с использованием технологии «мягкой» коммутации ключей.

Часть 4. Преобразователь постоянного напряжения с формированием тока в звене инвертора¹

В.Ю. Васильев, Ю.Д. Козляев, Ю.Е. Семёнов, А.А. Антонов, И.В. Пичугин

Целью работы является разработка источников вторичного электропитания мощностью 2000 Вт, реализующих технологию «мягкой коммутации» Zero Voltage Switch (ZVS). Работа состоит из нескольких частей, в которых рассматриваются различные аспекты проблемы конструирования источников питания. В первой части работы приведены результаты анализа информационных материалов и оценка важнейших параметров некоторых зарубежных источников питания. Во второй части работы рассматриваются варианты схемотехнической реализации источников питания и возможные направления использования технологии «мягкой» коммутации. В третьей части работы рассмотрены результаты разработки макета силового модуля источника питания. В четвёртой части работы рассматриваются особенности и примеры реализации технологии «мягкой» коммутации ключей при нуле напряжения (ZVS).

Ключевые слова: AC/DC модульные источники электропитания, «мягкая» коммутация, Zero Voltage Switch, ZVS, электромагнитные помехи.

1. Введение и постановка задачи

Современные технологии преобразования параметров электрической энергии для широких сфер применения базируются на принципах высокочастотной импульсной модуляции потока энергии. Высокая частота (десятки – сотни кГц) позволяет существенно снизить материалоемкость преобразовательных технологий, и, соответственно, увеличить удельные показатели устройств до 1.5 кВт/кг, против ~0.2 кВт/кг, (характерных для классических низкочастотных устройств) без потери энергетической эффективности, а в ряде случаев — со значительным её улучшением (см. обзор характеристик современных источников питания в работе [1]). Термин «импульсная модуляция» подчёркивает квантовую природу передачи потока энергии и возможность влиять на величину квантов, например, изменением (регулируя) относительной их длительности при постоянной частоте квантования (преобразования). Возможны иные комбинации варьируемых и не варьируемых

¹Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки РФ в рамках реализации НИР «Разработка перспективных технологий и конструкций изделий интеллектуальной силовой электроники для применения в аппаратуре бытового и промышленного применения, на транспорте, в топливно-энергетическом комплексе и в специальных системах (интеллектуальные драйвера «мягкой коммутации» мощных источников электропитания)», ГК № 16.426.11.0055).

параметров квантов для получения контролируемого (управляемого) процесса преобразования параметров электрической энергии.

Из изложенного следует, что технологии преобразования параметров электрической энергии базируются на элементах со свойствами, близкими к идеальным ключам, способными по сигналу управления переходить из открытого (разомкнутого) состояния в закрытое (замкнутое) состояние, с возможными схмотехническими дополнениями для получения приемлемых режимов переключения и выходных параметров преобразователей (низкие уровни потерь мощности и электромагнитных помех при коммутации тока, гальваническая развязка цепей, получение требуемых уровней и качества выходных параметров).

В настоящей работе рассматривается особенность и примеры реализации технологии «мягкой» коммутации ключей при нуле напряжения, обозначаемая в технической литературе аббревиатурой ZVS (Zero Voltage Switch) [2]. Технология предполагает организацию условий для перевода тока из полупроводниковой зоны запираемого ключа в периферийные цепи при нуле или близком к нулевому значению напряжения на его силовых зажимах и включение транзистора при нуле напряжения. Следует заметить, что перевод тока в буферную (обходную) цепь ключа сопровождается ростом напряжения на ключе, при этом возможны «скоростные конфликты», обусловленные особенностями восстановления запираемых свойств ключа при нарастающем напряжении. Так, например, при времени восстановления порядка 15 нс при уровне напряжения не более 15 В допустимая скорость роста напряжения (U) во времени (t) (dU/dt) не должна превышать 2.25 В/нс. При сохранении величины dU/dt на время достижения уровня напряжения первичного источника (например, 400 В), полное время интервала переключения составит $t_p = 400$ нс. Для его снижения необходимы ключи с меньшим временем восстановления либо использование режимов с принудительным делением t_p на стадии медленного (активного) и форсированного выключения с суммарным временем порядка 100...150 нс.

Работа является четвёртой частью публикации, объединённой общим названием. Ранее [1] был проведён анализ информационных материалов с целью определения наиболее перспективных направлений развития источников вторичного электропитания, (далее – ИП). Дан анализ информационных материалов и результатов экспериментальных измерений характеристик ИП для определения перспективных направлений схмотехнического конструирования основных элементов ИП [3]; рассмотрены результаты разработки макета силового модуля ИП, фактически представляющего собой функционально законченный макет ИП [4].

2. Принципы реализации технологии мягкой коммутации

На рис.1(а) показана схема стойки ключей с необходимым обрамлением для реализации режима ZVS. Пунктиром показан пример дополнения цепи для получения схемы преобразования постоянного напряжения понижающего типа (ППНП). Шунтирующие ёмкости образуют «обходные» каналы для тока I_L при запираании транзисторов и, совместно с формирующей ток в цепи нагрузкой, образуют контур перезаряда конденсаторов с резонансной частотой $\omega_0 = 1/\sqrt{L(C_1 + C_2)}$.

Резонансные процессы перезаряда конденсаторов прерываются при условии достижения на любом из них уровня напряжения, равного напряжению первичного источника E (это явление называют автоматической фиксацией напряжения [5]). Второе условие прерывания резонансного процесса возникает при смене знака напряжения на конденсаторе C_1 или C_2 при достижении уровня порога открывания шунтирующего диода, обеспечивая возможность открывания транзистора T_1 или T_2 , соответственно, при напряжении, близком к нулю.

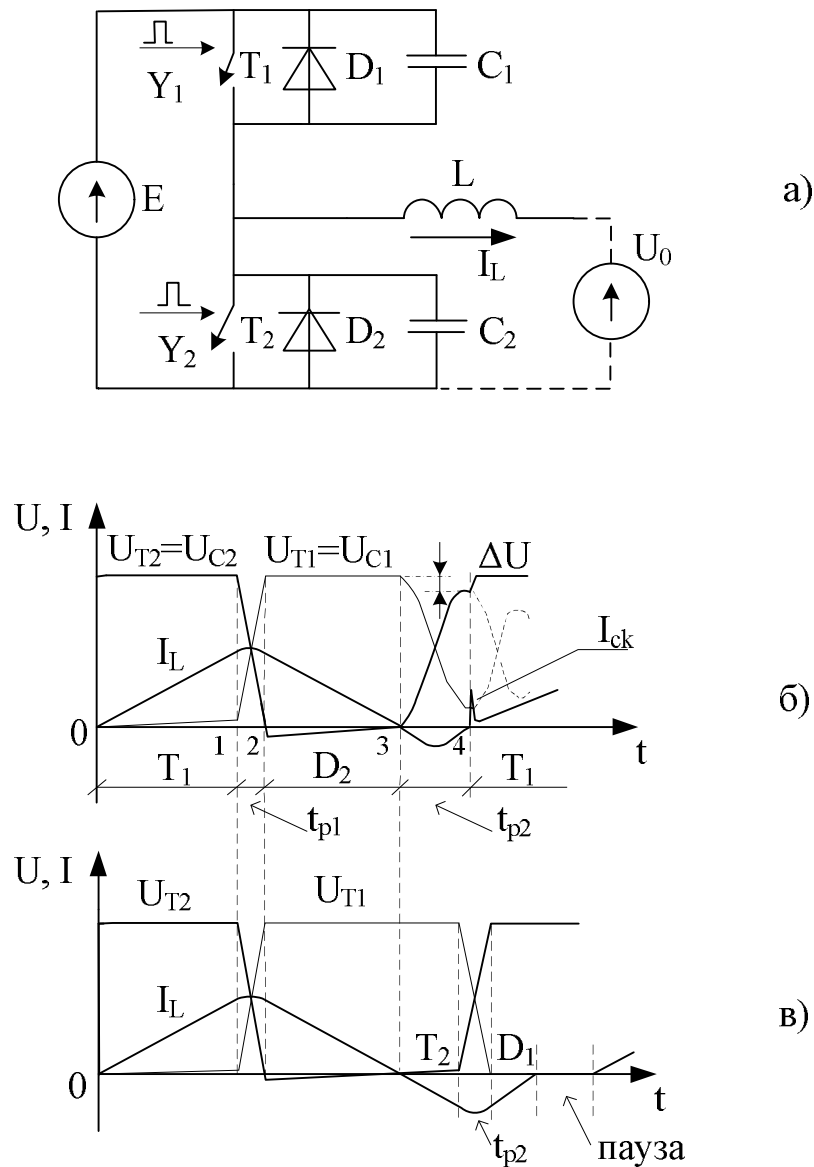


Рис.1. Схема стойки ключей с необходимым обрамлением для реализации режима ZVS (а) и диаграммы работы преобразователя напряжения на её основе (б,в), на которых индексами T , D , t_p обозначены интервалы работы транзисторов, диодов и интервалы резонансных процессов перезаряда конденсаторов

Временные диаграммы отображают работу схемы в двух режимах:

1) Активный перезаряд конденсаторов при запираании верхнего ключа и свободный перезаряд конденсаторов при завершении такта прямой передачи энергии в нагрузку, см. рис.1(б), момент времени t_3 .

2) Активный перезаряд конденсаторов при запираании верхнего и нижнего ключей, рис.1(в).

В первом случае нижний транзистор в стойке заблокирован (или исключён), что не позволяет управлять запасом энергии в индуктивном реакторе и гарантировать на стадии резонансного процесса (см. интервал t_{p2} на рис.1(б)) режим фиксации напряжения на конденсаторе на уровне E . Следствием является возможность образования скачков тока заряда конденсатора C_2 при включении транзистора T_1 под действием разности напряжений $\Delta U = E - U(C_2)$, рис.1(б), момент времени t_4 .

Следует заметить, что по формальным признакам рассмотренный преобразователь представляет собой управляемый источник тока. Среднее значение тока, транслируемого в нагрузку, определяется интегральной величиной тока индуктивного реактора, значение

которого может варьироваться управлением относительной длительности проводящего состояния верхнего ключа (например, изменением уровня максимального тока I_{Lmax} , или длительности паузы, связанной с частотой преобразования).

Из изложенного следует, что для реализации режима ZVS с исключением токовых стрессов в моменты включения транзисторов в стойке следует ориентироваться на режим перезаряда шунтирующих конденсаторов с фиксацией уровня напряжения. В свою очередь, это требует организации жёсткой последовательности переключения полупроводниковых приборов в структуре ключа (транзистор/диод) и формирования пауз для перезаряда конденсаторов, как показано на рис.1(в). Из этой диаграммы видно, что введение паузы перед включением транзистора T_2 после снижения тока через диод D_2 до нуля или паузы перед включением T_1 после снижения тока через D_1 позволяет регулировать выходные параметры преобразователя без нарушения режима ZVS. Подробнее эта задача будет рассмотрена ниже.

Пример применения изложенной идеологии в преобразователе постоянного напряжения на основе мостового инвертора напряжения с формированием выходного тока и последующим звеном выпрямления показан на рис.2(а). Левая стойка транзисторных ключей ориентирована на режим ZVS. Из-за треугольной формы тока ключи правой стойки (T_3 , T_4) включаются при нулевом токе нагрузки, что соответствует т.н. режиму ZCS (Zero Current Switch) [2]. Функцию ключей стойки ZCS могут выполнять MOSFET-транзисторы, обладающие относительно малыми выходными ёмкостями (порядка 300 пФ), практически не влияющими на рабочие процессы в цепи.

При симметричном режиме управления ключами функция выходного тока инвертора представляет собой пилообразную знакопеременную волну с паузами ($t_3...t_4$, $t_7...t_8$) при смене полувольты. Паузы задаются сигналами управления ключами T_3 , T_4 . Силовые ключи T_3 , T_4 управляются посредством драйверов DR_3 , DR_4 . На интервале каждой полувольты структура преобразователя совпадает с рассмотренной выше структурой ППНП, в которой источником противо-ЭДС нагрузки является приведённое к первичной обмотке трансформатора напряжение $U_1 = nU_0$, где $n = W_1/W_2$, и W_1 , W_2 – число витков первичной обмотки и вторичной полуобмотки согласующего трансформатора TR, соответственно. Управление ключами стойки ZVS формируется датчиком низкого напряжения на коллекторах ключей T_1 и T_2 в структуре соответствующих драйверов DR_1 , DR_2 . Контроль за максимальным уровнем тока ключей и, соответственно, реактора, обеспечивается датчиками тока (CS). Управление величиной порога переключения транзисторов по току может быть решено в структуре драйверов (на схеме не показана) [6]. Каналы управления Y_1 , Y_2 предусмотрены для организации тестовых и пусконаладочных работ, расширения функциональных возможностей.

Из последовательности смены состояния цепей ППНП следует, что в схеме инвертора реализуется режим ZVS для ключей левой стойки и режим ZCS – для ключей правой стойки. Обязательным условием этого состояния схемы является режим прерывистого тока реактора или, в предельном случае, граничный режим, характеризуемый максимальным значением мощности.

Идеология схемы допускает регулирование выходных параметров преобразователя воздействием на длительность паузы между импульсами тока (изменением частоты преобразования и/или на амплитуду импульсов коммутируемого тока).

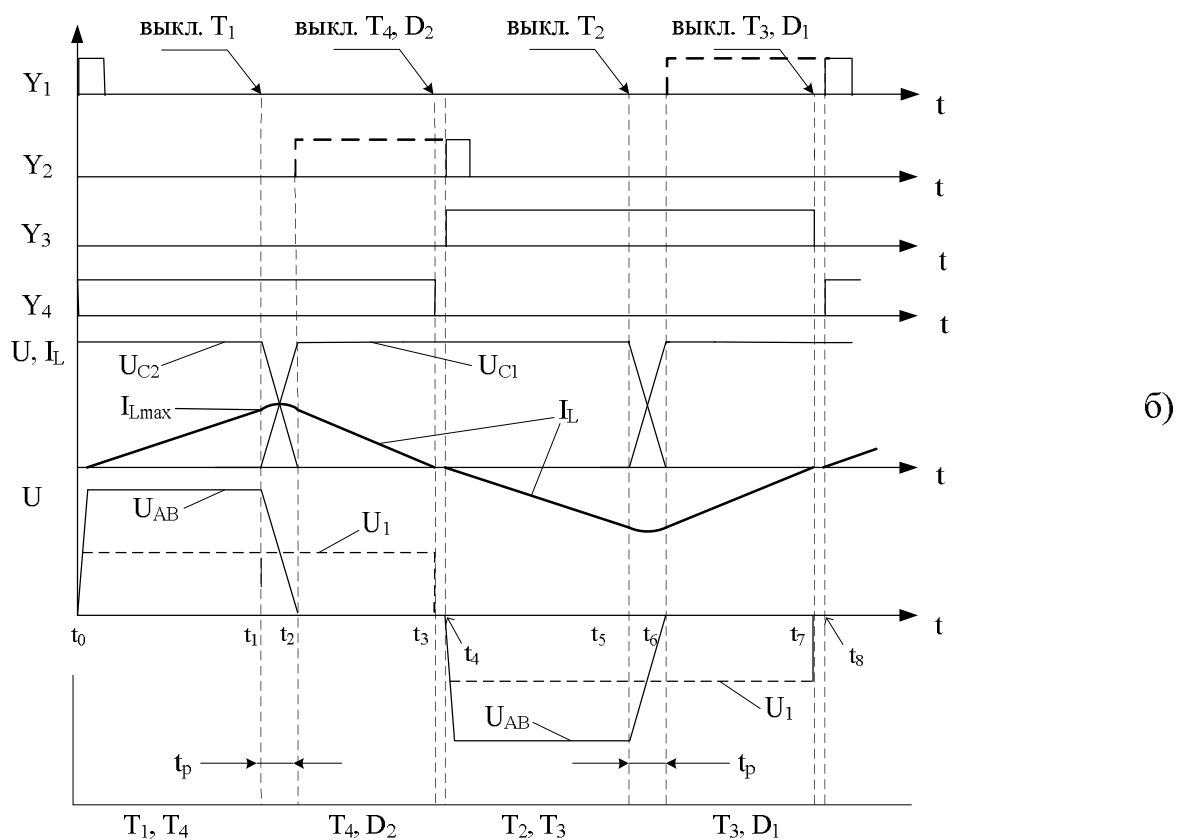
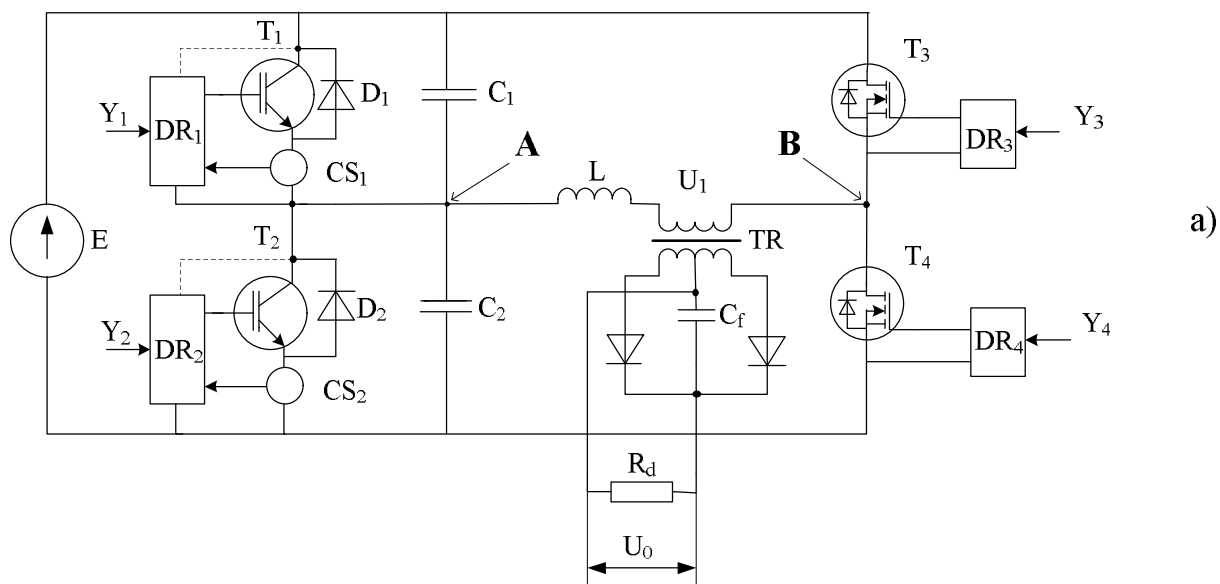


Рис.2. ППНП на базе мостового инвертора напряжения с формированием тока (а), временные диаграммы для предельно непрерывного режима (б). Обозначения Т и D внизу рисунка (б) показывают временные интервалы работы элементов схемы

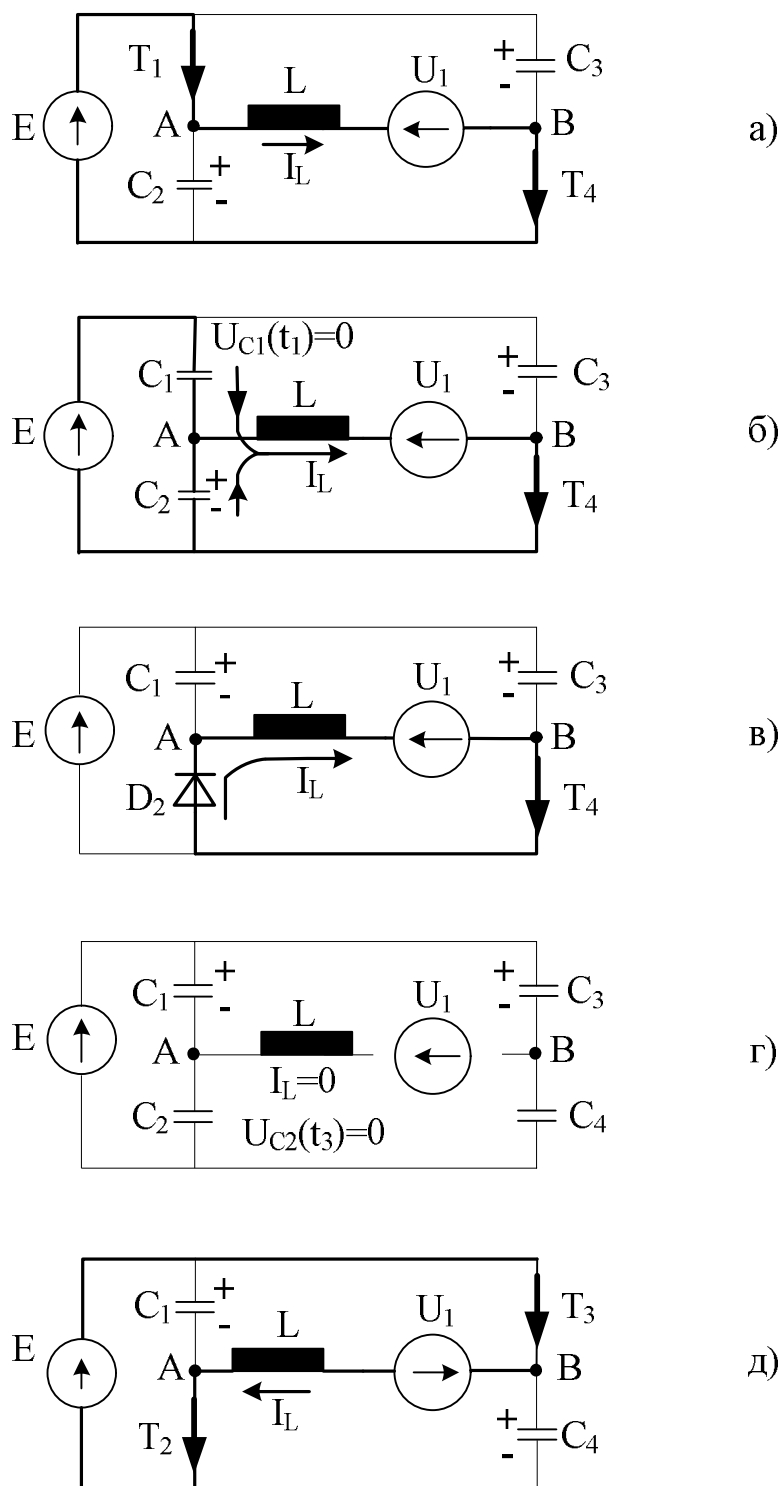


Рис.3. Состояние силовой цепи на интервалах времени $t_0 \dots t_1$ (а), $t_1 \dots t_2$ (б), $t_2 \dots t_3$ (в), $t_3 \dots t_4$ (г), $t_4 \dots t_5$ (д)

3. Основные расчётные соотношения

Из рассмотренного выше следует возможность представления преобразователя с мостовым инвертором в симметричном режиме переключения транзисторов в стойках эквивалентным ППНП, аналогичным показанному на рис.1. Основным параметрам реального преобразователя (напряжению $U_{AB}(t)$, напряжению нагрузки U_0 и выходному току реактора $I_L(t)$) на схеме замещения соответствуют величины их модулей; кроме того, величина U_0

по уровню напряжения приведена к первичной обмотке $U_1 = nU_0$. Форма импульсов тока и напряжения в схеме замещения совпадает с модулями соответствующих параметров выходной цепи реального преобразователя. Частота импульсов тока и напряжения в схеме замещения равна удвоенной частоте инверторного звена.

При пренебрежении потерями мощности в элементах силовой цепи и условии относительной малости интервалов перезаряда ёмкостей основные соотношения для схемы замещения совпадают с полученными в [7].

Ниже (А – 3) рассмотрены основные расчётные соотношения.

А. Коэффициент преобразования по напряжению ($M = U_1 / E$):

$$M = \frac{2}{1 - \sqrt{\frac{1 + 8\tau \cdot f_d}{D_1^2}}}, \quad (1)$$

где $\tau = L / R_0$, $f_d = 2f_s$ – частота импульсов тока, и $R_0 = n^2 R_d$, R_d – сопротивление нагрузки реального преобразователя, D_1 – коэффициент заполнения, совпадает с относительным временем интервала $t_0 \dots t_1$.

Б. Необходимая величина D_1 для получения требуемого значения M :

$$D_1 = \sqrt{2\tau \frac{M^2}{1 - M} f_d}. \quad (2)$$

В. Предельно-непрерывный режим тока реактора реализуется при $M_p = D_1$, что соответствует условию:

$$\tau \cdot f_d = 0.5(1 - M_p) \quad \text{или} \quad L \cdot f_d = 0.5(1 - M_p)R_0. \quad (3)$$

Очевидно, в режиме прерывистого тока значения $\tau \cdot f_d < 0.5(1 - M)$, $R_0 > 2(1 - M_p)f_d$.

Г. Параметры первичного тока и мощности преобразователя в предельном режиме определяются соотношениями:

– максимальный ток входа/ключа/индуктивного реактора:

$$I_{L\max} = \frac{E(1 - M_p)M_p}{L \cdot f_d} \quad (4)$$

– средние значения тока реактора (I_{0L}), тока входа (I_{01}), выхода (I_{02}), и действующее значение выходного тока (I_∂):

$$I_{0L} = \frac{1}{2} I_{L\max} D = \frac{E(1 - M_p)M_p^2}{2L \cdot f_d}, \quad I_{01} = I_{0L} \cdot M_p, \quad I_{02} = I_{01} \cdot n, \quad (5)$$

$$I_\partial = I_{L\max} \sqrt{\frac{1}{3}} = \sqrt{\frac{P_0}{3E \cdot M}} \quad (6)$$

– максимальная мощность преобразователя:

$$P_{0\max} = \frac{1}{2} E \cdot I_{L\max} \cdot D_1 = \frac{E^2(1 - M_p)M_p^2}{2L \cdot f_d} \quad (7)$$

Д. Время перезаряда конденсаторов C_1 , C_2 .

При выключении транзистора T_1 (рис.2, рис.3, момент времени t_1) конденсатор C_1 разряжен ($U_{C_1}(t_1) = 0$, $U_{C_2}(t_1) = E$). Под воздействием напряжения источника, противо-ЭДС нагрузки и тока индуктивного реактора $I_L(t_1) = I_{L\max}$, в цепи развивается резонансный

процесс с собственной частотой эквивалентного контура $\omega_0 = 1/\sqrt{L(C_1 + C_2)}$ и волновым сопротивлением $Z_0 = \sqrt{L/(C_1 + C_2)}$ [2]:

$$I(t) = I_{L\max} \cdot \cos(\omega_0(t - t_1)) + \frac{1}{Z_0} E(1 - M) \cdot \sin(\omega_0(t - t_1)), \quad (8)$$

$$U_{C_1}(t) = U \cdot I_{L\max} \cdot Z_0 \cdot \sin(\omega_0(t - t_1)) + E(1 - M)(1 - \cos(\omega_0(t - t_1))), \quad (9)$$

$$U_{C_2}(t) = E - U_{C_1}(t).$$

Анализ выражений (8), (9) показывает, что преобладающими являются значения первых слагаемых, поэтому с погрешностью не более 10 % на интервале резонансного перезаряда емкостей значение $t_p = t - t_1$ определяется соотношением:

$$t_p \leq \frac{1}{\omega_0} \arcsin\left(\frac{E}{I_{L\max} \cdot Z_0}\right) \approx E(C_1 + C_2) / I_{L\max}. \quad (10)$$

Анализ показывает, что при $P_0 \geq 2$ кВт и при относительно больших значениях C_1, C_2 (порядка 4 нФ) величина t_p находится в пределах 100...150 нс и на точность расчётов интегральных характеристик тока и мощности существенно не влияет.

Е. Скорости нарастания тока ключей.

Из условия линейности функции тока во времени на интервале активной фазы рабочего цикла (интервал времени $t_0 \dots t_1$) следует:

$$dI/dt = \frac{I_{L\max} \cdot f_d}{M} = \frac{2P_{0\max}}{ME}.$$

Ж. Скорость нарастания напряжения на ключах при их заперении.

Приняв в выражении (9) $t_1 = 0$, запишем производную сигнала $U_C(t)$ в виде:

$$\frac{dU_C}{dt} = \omega_0 \cdot I_{L\max} \cdot Z_0 \cos(\omega_0 t) + E(1 - M)\omega_0 \sin(\omega_0 t). \quad (11)$$

При допущении «малости» значения аргумента тригонометрических функций в диапазоне значения $t = 0 \dots t_p$

$$\frac{dU_C}{dt} \approx \frac{I_{L\max}}{C}, \quad t_p \approx \frac{2I_0}{C_1 + C_2}.$$

Решение не учитывает второго слагаемого в выражении (11), доля которого в общем решении не превышает значения 5 – 7 %.

3. Электромагнитная мощность трансформатора (S_T). С учётом особенностей загрузки вторичных обмоток трансформатора в выпрямительном звене [5] и треугольной формы полуволны тока, значение S_T в общем случае ($K_p < 1.0$) определяется выражением:

$$S_T = 0.5(U_{\partial 1} \cdot I_{\partial 1} + 2U_{\partial 2} \cdot I_{\partial 2}) = 1.41 \cdot P_{0\max} \cdot \sqrt{K_p}. \quad (12)$$

В качестве примера в таблице приведены основные параметры для ППНП с максимальной мощностью в предельно непрерывном режиме $P_{0\max} = 3$ кВт, $E = 400$ В, $C_1 = C_2 = 4 \times 10^{-9}$ Ф.

Таблица 1. Пример расчёта основных параметров для ППНП

M_p	0.5		0.7	
$f_d, \text{кГц}$	200	400	200	400
$U_0, \text{В}$	200	280	200	280
$I_{Lmax}/I_{01}/I_{02}, \text{А}$	30.0/7.5/15.0		21.43/7.5/10.72	
$L, \text{мкГ}$	16.25	8.125	19.3	9.7
$t_p, \text{нс}$	106.0		172	
$dI/dt, \text{А/мкс}$	12	24	12.25	24.5
$dU_C/dt, \text{В/нс}$	3.75		2.68	
$S_T, \text{кВА.}$	$(1.41 \cdot P_{0max} \cdot \sqrt{K_p})^*$			

* – например, при $K_p = 0.8$, $S_T = 1.13P_0$.

4. Регулирование выходных параметров преобразователя

Режим ZVS допускает регулирование параметров преобразователя при условии $M < M_p$ и, соответственно, $D_1 < M$. Выражение (4) для этого режима преобразуется к виду:

$$U_0 = E \frac{1 - I_{Lmax}^2 \cdot L \cdot f_d}{2P_0} \quad \text{или} \quad M = 1 - \frac{I_{Lmax}^2 \cdot L \cdot f_d}{2P_0} \quad (13)$$

где $P_0 \leq 0.5 \cdot E \cdot I_{Lmax} \cdot D_1$, $D_1 = I_{Lmax} \cdot L \cdot f_d / (E(1 - M))$. На границе предельно-непрерывного режима $M = D_1$, $P_0 = P_{0max}$ и, соответственно, $f_d = f_{max}$ для заданных параметров I_{Lmax} , U_0 (или M), P_{0max} .

Из приведённых соотношений следует возможность оперативного управления рабочим процессом различными способами. Наиболее просто реализуются следующие варианты управления:

А. Временной способ (вариация параметра D_1 изменением длительности импульса управления ключей левой стойки при фиксированной частоте). В этом случае значение I_{Lmax} является функцией M и f :

$$I_{Lmax} = \sqrt{\frac{(1 - M) \cdot P_0}{L \cdot f_d}}. \quad (14)$$

Например, для получения $P_{0max} = 4$ кВт при $E = 400$ В, $M = D_1 = 0.5$, $L = 10$ мкГн и $f_d = 200$ кГц необходимое значение $I_{Lmax} = 44.72$ А. При $D_1 < 0.5$ и сохранении прежним значения M параметры I_{Lmax} и P_0 уменьшаются: I_{Lmax} – пропорционально величине D_1 , а значение мощности – пропорционально квадрату значения D_1 .

Б. Управление величиной I_{Lmax} в критическом ($D_1 = M$) или «докритическом» режимах работы преобразователя. В последнем случае частота является функцией M .

В. Частотный способ при фиксированном значении I_{Lmax} . Этот вариант допускает изменение диапазонов регулирования дискретным выбором значения I_{Lmax} . На рис.4 показан пример семейства регулировочных характеристик $U_0 = v(f)$, полученных на основе приведённых выше выражений при различных значениях P_0 для случая $E = 400$ В, $L = 10$ мкГн, $I_{Lmax} = 24$ А. Пунктиром обозначена линия границы режима (ЛГР) прерывистого тока

индуктивного реактора, гарантирующего реализацию режима ZCS при отпирании ключей инвертора. Моделирование в среде Multisim и экспериментальные оценки показывают хорошее совпадение результатов. Одной из причин «кажущегося» противоречия, связанного с неизбежностью влияния потерь, является пополнение выходной мощности импульсом энергии на интервале перезаряда ёмкости ключей. При длительности перезаряда порядка 170 нс, амплитуде импульса тока 24 А (форма импульса близка к прямоугольной, с высотой, равной I_{Lmax}) и частоте $f_d = 200$ кГц дополнительная инжекция мощности в нагрузку составляет порядка 375 Вт.

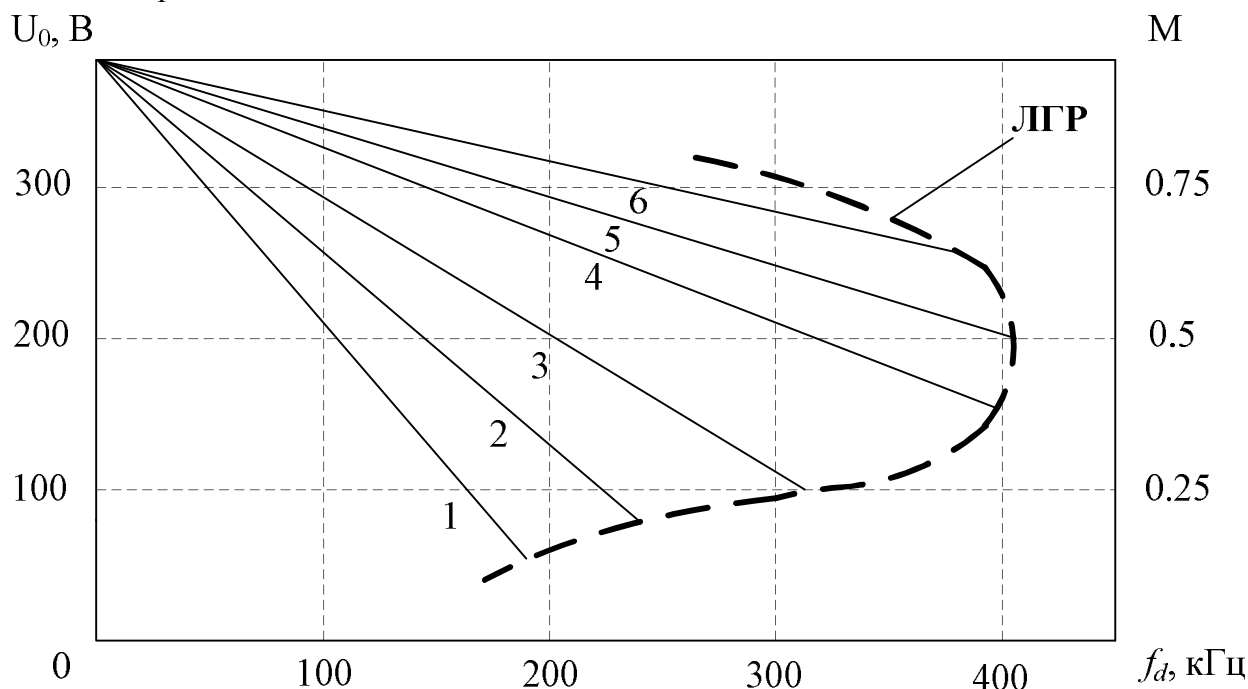


Рис.4. Регулировочные характеристики преобразователя. f_d – частота выпрямленного тока, равная удвоенной частоте инверторного звена. Номера на рисунке обозначены:
 1 – $P_0 = 600$ Вт, $D_1 = 0.125$; 2 – $P_0 = 900$ Вт, $D_1 = 0.19$; 3 – $P_0 = 1200$ Вт, $D_1 = 0.25$;
 4 – $P_0 = 1800$ Вт, $D_1 = 0.38$; 5 – $P_0 = 2400$ Вт, $D_1 = 0.5$; 6 – $P_0 = 3000$ Вт, $D_1 = 0.63$

Заключение

Рассмотренный преобразователь постоянного напряжения по формальным признакам представляет управляемый источник тока с ёмкостным накопителем электрической энергии. Условия мягкой коммутации силовых ключей накладывают ограничения на выбор режима работы по частоте переключения. При выборе варианта работы с постоянной величиной коммутируемого тока максимальная (предельная) частота переключения определяется границей режима прерывистости тока индуктивного реактора. Этому режиму соответствует максимальная мощность при выбранном коэффициенте преобразования по напряжению. В силу специфики условия формирования тока выходной цепи номинальный режим следует выбирать с учётом возможных его вариаций. Так, например, в номинальном режиме нагрузки величина генерируемой мощности должна быть ниже пиковой на 10 – 20 % в зависимости от диапазона изменения входного напряжения. Достоинством технологии является возможность эффективного использования в стойке ключей, коммутируемых методом ZVS, транзисторов нового поколения IGBT, адаптированных к таким режимам.

В следующей части работы будут рассмотрены результаты конкретной реализации драйверов по технологии ZVS.

Литература

1. *Васильев В.Ю., Козляев Ю.Д., Пичугин И.В., Семёнов Ю.Е., Гордиенко С.М., Антонов А.А.* Разработка источников вторичного электропитания, реализованных с использованием технологии «мягкой» коммутации ключей. Часть 1. Анализ информационных материалов и образцов источников питания // Вестник СибГУТИ, 2012, №3, с.86-97.
2. *Mohan N., Undeland T.M., Robbins W.P.* In «Power electronics. Converters, applications and design» / John Wiley and Sons, Inc., 2003. P.249-298.
3. *Васильев В.Ю., Антонов А.А., Пичугин И.В., Гордиенко С.М.* Разработка источников вторичного электропитания, реализованных с использованием технологии «мягкой» коммутации ключей. Часть 2. Анализ схемотехнических решений источников питания модульного типа // Вестник СибГУТИ, 2013, №1, с.75-84.
4. *Васильев В.Ю., Антонов А.А., Пичугин И.В., Гордиенко С.М.* Разработка источников вторичного электропитания, реализованных с использованием технологии «мягкой» коммутации ключей. Часть 3. Разработка макета силового модуля источника питания // Вестник СибГУТИ, 2013, №2, с.75-85.
5. *Северенс Р., Блум Б.Г.* Импульсные преобразователи постоянного напряжения для систем вторичного электропитания. М: Энергоатомиздат, 1988, 294 С.
6. *Мелешин В.И.* Транзисторная преобразовательная техника. М: Техносфера, 2005, 632 С.
7. *IGBT in Trench and Field stop Technology with soft, fast recovery anti-parallel diode.* Infineon. Technologies AG81726, München, 2010.

Статья поступила в редакцию 01.08.2013

Васильев Владислав Юрьевич

д.х.н., замдиректора по науке ООО «РАМИТ» (630084, г. Новосибирск, ул. Авиастроителей, 8-33), тел.(383)-2655821, профессор кафедры технической электроники СибГУТИ, e-mail: vladislavvasilyev@gmail.com

Козляев Юрий Дмитриевич

научный консультант ООО «РАМИТ», (630084, г. Новосибирск, ул. Авиастроителей, 8-33), тел.(383)-2655821, к.т.н., профессор кафедры беспроводных информационных систем и сетей (цикл электропитания устройств связи) СибГУТИ.

Семёнов Юрий Евгеньевич

ведущий инженер ООО «СиБИС» (630049, Новосибирск, ул. Красный проспект, 220, корп. 2, офис 300), тел. (383) 2-277-639.

Антонов Андрей Андреевич

инженер-конструктор ООО «РАМИТ» (630084, г. Новосибирск, ул. Авиастроителей, 8-33), тел.(383)-2655821.

Пичугин Игорь Валентинович

инженер-конструктор ООО «РАМИТ» (630084, г. Новосибирск, ул. Авиастроителей, 8-33), тел.(383)-2655821.

Development of the secondary power supplies implemented with the use of zero voltage switching technology. Part 4. DC voltage converter with current rise in inverter link.**V.Yu. Vasilyev, Yu.D. Kozlyayev, Yu. E. Semenov, A.A. Antonov, I.V. Pichugin**

The purpose of this paper is to develop sources of 2000W secondary power supply implementing zero voltage switching (ZVS) technology. The paper consists of several parts considering various aspects of the problem of power supply designing. In the first part, the results of the analysis of information materials and assessment of the major parameters of some foreign power supplies are presented. In the second part, options of circuitry implementation of power supplies and possible ways of using zero voltage switching are considered. In the third part, the results of power supply model mockup are considered. In the fourth part, features and examples of zero voltage switching implementation technology are considered.

Keywords: AC/DC modular sources of power supply, ZVS, electromagnetic hindrances.