

УДК621.314

ОБЕСПЕЧЕНИЕ БЛАГОПРИЯТНОГО ПЕРЕКЛЮЧЕНИЯ ТРАНЗИСТОРОВ ИНВЕРТОРА ТОКА В ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯХ СО ЗВЕНОМ ПОВЫШЕННОЙ ЧАСТОТЫ

Осипов Александр Владимирович,

канд. техн. наук, зав. лаб. НИИ автоматики и электромеханики
при Томском университете систем управления и радиоэлектроники,
Россия, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40. E-mail: ossan@mail.ru

Шняков Юрий Александрович,

д-р техн. наук, директор НИИ космических технологий
Томского университета систем управления и радиоэлектроники,
Россия, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40. E-mail: shua@main.tusur.ru

Отто Артур Исаакович,

мл. науч. сотр. НИИ космических технологий Томского университета систем
управления и радиоэлектроники, Россия, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40.
E-mail: ottoai@mail.ru

Черная Мария Михайловна,

мл. науч. сотр. НИИ космических технологий Томского университета систем
управления и радиоэлектроники, Россия, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40.
E-mail: cmm91@inbox.ru

Ткаченко Александр Александрович,

канд. техн. наук, зав. отделом НИИ автоматики и электромеханики
при Томском университете систем управления и радиоэлектроники,
Россия, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40. E-mail: aem@tusur.ru

Актуальность работы определяется необходимостью уменьшения динамических потерь в транзисторах преобразователя со звеном повышенной частоты на основе регулируемого инвертора тока.

Цель работы: анализ коммутационных процессов в регулируемом инверторе тока, разработка схемы и способа регулирования выходного тока, обеспечивающих безопасную траекторию переключения силовых транзисторов.

Методы исследования основаны на общих положениях теории электрических цепей, теории алгебраических уравнений, вычислительных методах и использовании современных инструментальных систем и методов математического моделирования.

Результаты. Рассмотрены коммутационные процессы при резонансном переключении транзисторов инвертора тока в преобразователе со звеном повышенной частоты. Показано, что блокирующие диоды инвертора ограничивают амплитуду резонансных колебаний тока транзисторов на уровне тока входного дросселя. Исключение блокирующих диодов и включение обратных диодов транзисторов приводит к возможности реверса тока коммутирующего дросселя и существенному завышению тока транзисторов, определяемому в этом случае балансом мощности реактивных элементов коммутационного контура. Исследованы коммутационные процессы транзисторов инвертора при фазовом регулировании выходного тока, при этом установлено, что на интервале закорачивания входного источника ток транзистора состоит из составляющей тока самого источника питания и составляющей тока, накопленного в коммутирующих дросселях при разряде конденсатора включаемого транзистора. Показано, что максимальный ток транзисторов определяется соотношением волнового сопротивления коммутирующего контура и сопротивления нагрузки. Составлены уравнения энергобаланса, на основе которых получены соотношения, позволяющие определить максимальные значения электрических параметров транзисторов. Сделаны выводы, проведено обсуждение полученных результатов.

Ключевые слова:

Инвертор тока, коммутационные процессы, динамические потери, коммутирующий резонансный контур, безопасное переключение транзисторов.

Введение

Преобразователи постоянного напряжения, обеспечивающие произвольное согласование уровней входного и выходного напряжений за счет введения в структуру трансформатора, широко известны [1, 2] и находят применение во многих направлениях электроники, в том числе в солнечной энергетике [3, 4]. В частности, в нашей стране про-

изводятся попытки применения таких преобразователей в системах электропитания космических аппаратов [5–8], вместо широко используемых систем электропитания на базе бестрансформаторных преобразователей постоянного напряжения [9, 10]. При этом, ввиду того, что солнечная батарея на разных участках вольт-амперной характеристики (ВАХ) может иметь свойства как источни-

ка напряжения, так и источника тока, могут применяться соответственно как инверторы напряжения [7], так и инверторы тока [8].

Сопоставление энергетических характеристик указанных вариантов реализации преобразователя в реальных диапазонах изменения ВАХ солнечной батареи показало эффективность именно систем на основе инверторе тока. Однако при построении системы на основе «классического» инвертора тока в его ключах присутствуют блокирующие обратную проводимость диоды, существенно увеличивающие статические потери и ухудшающие КПД преобразователя, что крайне нежелательно при построении систем электропитания космических аппаратов. Поэтому функцию блокирующих диодов в преобразователях с выходом на постоянном токе выполняют диоды выходного выпрямителя [8].

Другим важным направлением минимизации потерь в преобразователе является уменьшение коммутационных потерь при переключении транзисторов, обеспечиваемое путем их безопасного переключения, включения при нуле напряжения (ZVS) и выключения при нуле тока (ZCS), реализация непосредственного преобразователя повышающего типа с «мягкой» коммутацией рассмотрена в [11, 12]. В преобразователях со звеном повышенной частоты на инверторе напряжения для обеспечения безопасного выключения транзисторов традиционно применяется параллельное включение конденсаторов, демпфирующих процесс выключения транзисторов. При этом на интервале коммутационной паузы эти конденсаторы вступают в резонанс с индуктивностью рассеяния трансформатора, формируемые при этом гармонические колебания напряжения на закрытом транзисторе в определенные моменты времени обеспечивают условия для ZVS [13]. Другой способ состоит в формировании колебаний в дополнительном контуре [14]. Коммутационные процессы в инверторе тока для резонансных схем с выходом на переменном токе исследованы в [15–17], для преобразователей с выходом на постоянном токе и промежуточным звеном высокой частоты «мягкое» переключение формируется с помощью резонансных контуров [18–20]. При этом значения параметров реактивных элементов резонансного контура меняются по гармоническому закону и формируют благоприятные условия для переключения лишь в определенные моменты времени, что затрудняет реализацию плавного регулирования выходного тока. Например, в [19, 20] эта задача решается введением дополнительного транзистора, подключающего в требуемые моменты времени на вход инвертора конденсатор-кламп и обрывающего колебательный процесс. Таким образом, исследование коммутационных процессов в инверторе тока при его работе на выпрямитель и разработка способов безопасного переключения транзисторов в этих схемах является целью настоящей работы.

Нерегулируемая схема инвертора тока

На коммутационные процессы в инверторе тока оказывает большое влияние специфика его работы, в частности, в отличие от инвертора напряжения, в инверторе тока коммутационная пауза формируется путем одновременного включения всех транзисторов инвертора, что позволяет заколотить входной источник. Для минимизации потерь при включении последовательно с транзисторами вводятся коммутирующие дроссели L_1-L_4 , затягивающие фронт тока на включаемом транзисторе, и конденсатор C_p , обеспечивающий формирование резонансных колебаний на интервале коммутационной паузы (рис. 1, а).

Принцип работы схемы поясняется диаграммами токов и напряжений транзисторов инвертора тока с коммутирующими дросселями $L_1=L_2=L_3=L_4=1$ мкГн и резонансным конденсатором $C_p=0,1$ мкФ, которые при разных значениях паузы t_{pause} показаны на рис. 1, б, в. При включенной диагонали VT2, VT3 и включении транзисторов VT1, VT4 за счет дросселей происходит плавное увеличение тока в открываемых транзисторах VT1, VT4 и уменьшение в VT2, VT3, что приводит к уменьшению выходного тока инвертора. Смена полярности последнего и, соответственно, дальнейшее изменение токов транзисторов происходит за счет разряда резонансного конденсатора, ток которого не может превышать тока входного дросселя, т. к. через него проходит цепь разряда. Далее процессы определяются балансом мощности реактивных элементов. В случае, представленном на диаграммах, энергия заряженного конденсатора превышает энергию дросселей, поэтому к моменту равенства тока конденсатора и тока входного дросселя на конденсаторе остается напряжение, которое запирает диоды транзисторов VT1, VT4 и разряжается током входного дросселя через транзисторы VT2, VT3. Вышесказанное можно отразить уравнением

$$\frac{C_p \cdot U_{\text{вых}}^2}{2} = \frac{L \cdot I_L^2}{2} + \Delta E_{C_{\text{discharge}}},$$

где I_L – ток входного дросселя; $U_{\text{вых}}$ – выходное напряжение, приведенное к первичной обмотке трансформатора; $\Delta E_{C_{\text{discharge}}}$ – энергия конденсатора, сброшенная в дроссель.

Следует отметить, что интервал сброса энергии в дроссель является наиболее благоприятным для выключения транзисторов VT1, VT4, так как их ток равен нулю (рис. 1, б). Однако при включенных транзисторах колебательный процесс продолжается с амплитудой напряжения на конденсаторе U_k , соответствующей равенству энергии конденсатора и коммутирующих дросселей, токи транзисторов при этом колеблются с полной амплитудой тока входного дросселя

$$\frac{C_p \cdot U_k^2}{2} = \frac{L \cdot I_L^2}{2}, \quad U_k = I_L \sqrt{\frac{L}{C_p}}.$$

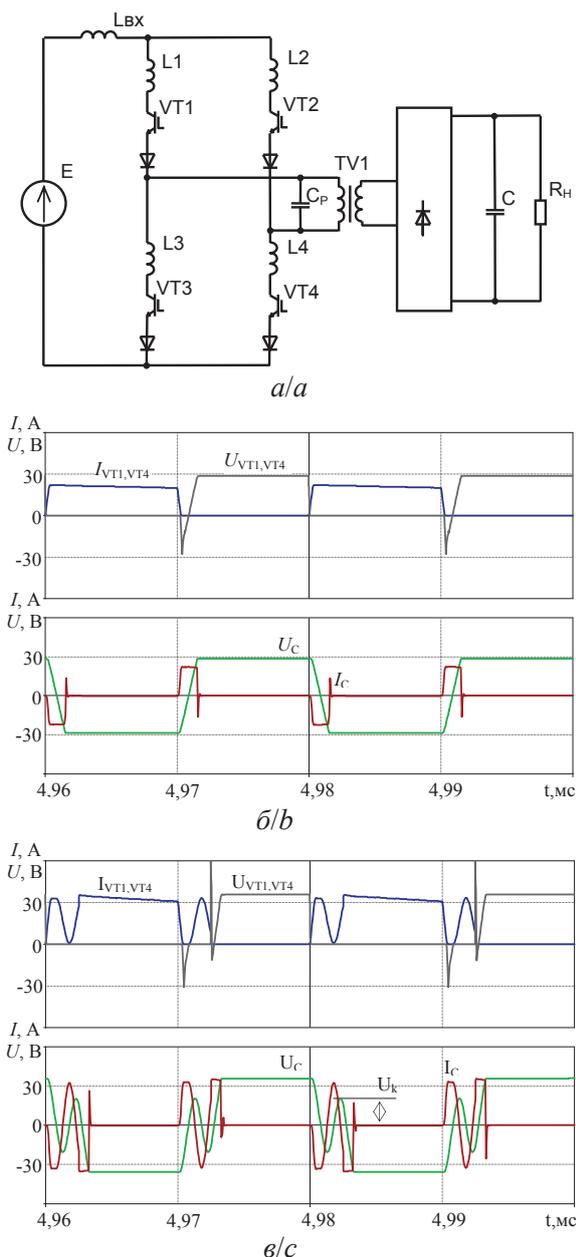


Рис. 1. Инвертор тока с блокирующими диодами и диаграммы его работы: а) схема инвертора тока с коммутирующими дросселями; б) благоприятное выключение, пауза $t_{\text{pause}}=0,6$ мкс; в) неблагоприятное выключение, пауза $t_{\text{pause}}=2,5$ мкс

Fig. 1. Current inverter with blocking diodes and diagrams of its operation: а) current inverter with switching chokes; б) favorable switching off, pause $t_{\text{pause}}=0,6$ ms; в) unfavorable switching off, pause $t_{\text{pause}}=2,5$ ms

В данном случае коммутационные потери зависят от момента выключения. Так, например, выключение при существенном токе (рис. 1, в) нежелательно.

Таким образом, в инверторе тока можно реализовать полностью благоприятное переключение транзисторов. Однако статические потери в такой схеме существенны в первую очередь из-за наличия блокирующих диодов, установка которых в клас-

сических схемах необходима для исключения закорачивания напряжения выходного конденсатора. В случае работы инвертора на выпрямитель блокирующие диоды могут быть исключены из схемы, так как закорачиванию выходного конденсатора препятствуют диоды выпрямителя. Схема инвертора тока без блокирующих диодов представлена на рис. 2, а, при отсутствии блокирующих диодов у транзисторов появляется обратная проводимость за счет работы обратных диодов, поэтому коммутационные процессы в инверторе тока существенно меняются, диаграммы представлены на рис. 2, б, в.

Как и в случае схемы на рис. 1, при включении транзисторов VT1, VT4 происходит плавное перераспределение токов между парами транзисторов VT2, VT3 и VT1, VT4, однако за счет обратных диодов разряд резонансного конденсатора происходит полностью до снижения его напряжения до нуля, в результате чего ток коммутирующих дросселей, а соответственно, и транзисторов может существенно превышать ток входного дросселя. Таким образом, амплитуда колебаний напряжения резонансного конденсатора равна амплитуде выходного напряжения, при этом ток колебательного контура из-за работы обратных диодов определяется соотношением энергий, запасенных в индуктивностях, по отношению к энергии резонансного конденсатора

$$\frac{C_p \cdot U_{\text{вых}}^2}{2} = \frac{L \cdot I_k^2}{2}, \quad I_k = U_{\text{вых}} \sqrt{\frac{C_p}{L}}$$

Интервал, на котором ток коммутирующих дросселей превышает ток входного дросселя, является наиболее благоприятным для выключения транзисторов VT1, VT4, так как их обратные диоды в это время открыты, случай на рис. 2, б. Однако, если транзисторы не запирают, колебательный процесс продолжается с амплитудой тока в дросселях, превышающей входной ток соответственно энергии резонансного конденсатора. Благоприятного выключения можно достичь в моменты отрицательного тока ключа, т. е. при открытых обратных диодах (рис. 2, в). Основным недостатком представленных схем является невозможность реализации регулирования выходного тока инвертора, что существенно сужает область практического применения приведенных способов обеспечения благоприятной коммутации.

Инвертор тока с фазовым регулированием

При широтно-импульсном регулировании выходного тока, реализуемом, как правило, путем фазового сдвига управляющих импульсов верхней и нижней пар транзисторов, на такте управления кроме интервала передачи энергии в нагрузку γT образуется интервал закорачивания входного источника $(1-\gamma)T$. Выходные параметры определяются длительностью импульсов тока γ

$$U_{\text{вых}} = E/\gamma;$$

$$I_{\text{вых}} = \gamma I_L,$$

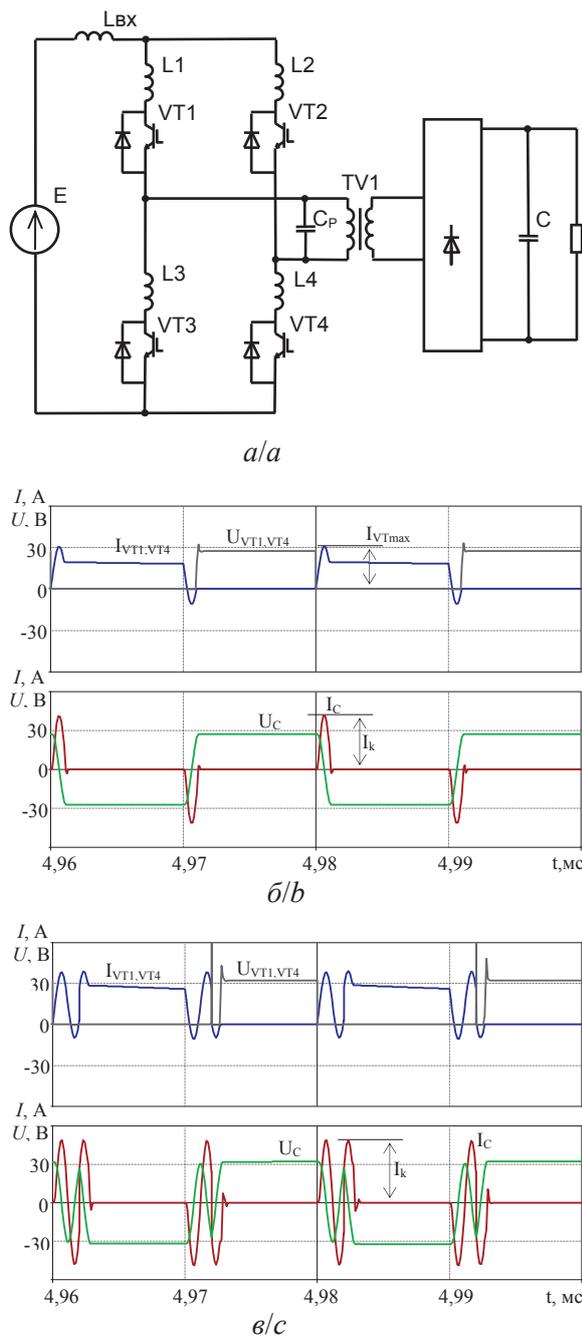


Рис. 2. Инвертор тока без блокирующих диодов и диаграммы его работы: а) схема инвертора тока без блокирующих диодов; б) благоприятное выключение, $t_{\text{pause}}=0,8 \text{ мкс}$; в) неблагоприятное выключение, $t_{\text{pause}}=2 \text{ мкс}$

Fig. 2. Current inverter without blocking diodes and diagrams of its operation: a) current inverter without switching diodes; b) favorable switching off, pause $t_{\text{pause}}=0,8 \text{ μs}$; c) unfavorable switching off, pause $t_{\text{pause}}=2 \text{ μs}$

где E – входное напряжение, т. е. инвертор работает в режиме повышения выходного напряжения. Согласно алгоритму фазового регулирования транзисторы опережающей пары включаются при ненулевом напряжении, а транзисторы отстающей

пары выключаются при ненулевом токе, поэтому транзисторы опережающей пары должны иметь коммутирующие дроссели, а транзисторы отстающей пары – коммутирующие конденсаторы, соответствующая схема приведена на рис. 3.

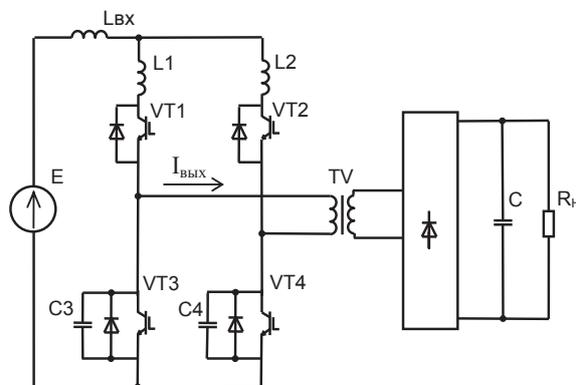


Рис. 3. Инвертор тока с фазовым регулированием

Fig. 3. Current inverter with phase control

Работа схемы отражена на диаграммах (рис. 4). При открытой диагонали транзисторов VT2, VT3 ток входного дросселя заряжает выходной конденсатор, по истечении длительности импульса зарядного тока (момент времени t_1) происходит отпирание транзистора VT1 и начинается процесс нарастания тока в дросселе L1 одновременно с процессом спада тока в L2. После спада тока транзистора VT2 до нуля и возрастания тока VT1 до номинального значения (момент времени t_2) ток нагрузки равен нулю, конденсатор C4 транзистора VT4 начинает разряжаться по цепи VD2–VT1–VT3. Открытое состояние обратного диода на этом интервале создает благоприятные условия для выключения VT2 и переходу к режиму открытой стойки VT1, VT3, т. е. транзистор VT2 выключается. По окончании разряда конденсатора C4 транзистора VT4 (момент времени t_3) открывается обратный диод этого транзистора и накопленный в процессе разряда конденсатора ток дросселей L1, L2 замыкается накоротко по цепи VT1–VT3–VD4–VD2. Таким образом, на интервале закорачивания входного источника ток транзисторов коротящей стойки VT1, VT3 имеет две составляющие: составляющую входного тока I_L и составляющую резонансного тока коммутирующих дросселей $I_{\text{rz+}}$, обусловленную разрядом демпфирующего конденсатора

$$I_{V_{T\max}} = I_L + I_{\text{rz+}},$$

т. е. ток транзисторов превышает ток входного дросселя I_L на величину $I_{\text{rz+}}$, соответствующую запасенной в конденсаторах энергии. Баланс энергии на этом интервале может быть отражен уравнением

$$\frac{C_4 \cdot U_{\text{ВЫХ}}^2}{2} + E_{L_discharge} = \frac{L_1 (I_{VT\max}^2 - I_L^2)}{2} + \frac{L_2 \cdot I_{\text{rz+}}^2}{2}, \quad (1)$$

согласно которому на увеличение тока в дросселях L1, L2 кроме энергии конденсатора затрачивается

энергия входного дросселя $E_{L_discharge}$, что можно видеть по диаграмме напряжения на входе инвертора $U_{вх}$. Учитывая, что на этом интервале ($t2-t3$) энергия конденсатора делится поровну между дросселями, так как напряжения на них равны, а ток входного дросселя не протекает через дроссель L2, уравнение можно упростить

$$\frac{C_4 \cdot U_{вых}^2}{4} = \frac{L_2 \cdot I_{rz+}^2}{2}.$$

Из полученного уравнения можно определить максимальное значение тока в транзисторах

$$I_{rz+} = \frac{U_{вых}}{\rho} \rightarrow I_{VTmax} = I_L + \frac{U_{вых}}{\rho},$$

где $\rho = \sqrt{2L/C}$ – волновое сопротивление коммутирующего резонансного контура при обмене энергией между двумя дросселями и одним конденсатором. В этом состоянии инвертор находится весь интервал времени, соответствующий закорачиванию входного дросселя $(1-\gamma)T$. По окончании этого интервала включается транзистор VT4, его обратный диод по-прежнему открыт, поэтому включение благоприятное и на диаграммах изменений не происходит. Переход в режим передачи энергии в нагрузку происходит при выключении транзистора VT3 (момент времени $t4$), при этом уменьшение динамических потерь VT3 обеспечивает конденсатор C3, который после выключения начинает заряжаться током I_{C3} , накопленным в индуктивностях L1, L2, заряд сопровождается уменьшением этих токов. После заряда конденсатора C3 до выходного напряжения (момент времени $t5$) открываются диоды выпрямителя и ток начинает поступать в нагрузку.

Процесс заряда конденсатора при пренебрежении затуханием тока коммутирующего контура и пульсациями входного дросселя можно отразить следующим уравнением энергобаланса

$$\begin{aligned} & \frac{C_3 \cdot U_{вых}^2}{2} = \\ & = \frac{L_1(I_{VTmax}^2 - I_{VTcharge}^2)}{2} + \frac{L_2(I_{rz+}^2 - I_{rz-}^2)}{2} + E_{L_charge}. \end{aligned} \quad (2)$$

Согласно этому уравнению заряд конденсатора осуществляется как энергией резонансного контура, накопленной в коммутирующих дросселях, так и энергией входного дросселя E_{L_charge} . Кроме того, изначально энергия, накопленная в коммутирующих дросселях, превышает энергию, необходимую для заряда конденсатора на величину $E_{L_discharge}$ (1). Таким образом, энергия, накопленная в коммутирующих дросселях, превышает энергию, затрачиваемую ими для заряда конденсатора на величину $E_{L_charge} + E_{L_discharge}$, а значит, заряд конденсатора до выходного напряжения произойдет задолго до полного сброса тока резонансного контура при некотором токе

$$I_{VTcharge} = I_L + I_{rez-}.$$

На следующем интервале работы ($t5-t6$) полученный избыток энергии $E_{L_charge} + E_{L_discharge}$ передается в нагрузку.

Определить величину тока $I_{VTcharge}$ можно, учитывая, что половину энергии для заряда конденсатор C3 получает от дросселя L1, а так как напряжения на них равны, уравнение можно упростить

$$\frac{C_3 \cdot U_{вых}^2}{4} = \frac{L_1(I_{VTmax}^2 - I_{VTcharge}^2)}{2},$$

откуда

$$I_{VTcharge} = \sqrt{I_{VTmax}^2 - I_{rez+}^2}$$

или

$$I_{VTcharge} = \sqrt{I_L^2 - 2I_L I_{rez+}}, \quad (3)$$

т. е. ток полного заряда конденсатора равен геометрической разности тока транзисторов коротящей стойки и тока коммутирующего резонансного контура.

После заряда конденсатора C3 до напряжения питания оставшийся в дросселях L1, L2 контурный ток сбрасывается в нагрузку, в момент времени $t6$ токи дросселей уменьшаются до значений $I_{L1} = I_{L2} = 0$, что приводит к запитанию обратного диода транзистора VT2 и переходу в режим передачи энергии от входного источника.

Главным недостатком представленного способа обеспечения благоприятной коммутации транзисторов является завышение их максимального тока согласно выражению (3), которое по отношению к входному току будет выглядеть следующим образом

$$\sigma I_{VTmax} = \frac{I_{VTmax}}{I_L} = 1 + \frac{U_{вых}}{I_L \rho} = 1 + \frac{\gamma R_H}{\rho}.$$

Видно, что для максимального тока транзисторов определяющим является соотношение сопротивления нагрузки к волновому сопротивлению коммутационного контура.

Выводы

1. В инверторе тока с коммутирующими дросселями и выходным конденсатором на интервале коммутационной паузы формируются резонансные колебания, обеспечивающие выключение транзисторов при нуле тока, причем амплитуда колебаний зависит от типа ключей инвертора. В частности, при ключах с блокирующими диодами амплитуда колебаний тока ограничивается входным током инвертора, а при исполнении ключей инвертора с обратными диодами определяется энергией резонансного конденсатора.
2. Реализация фазового регулирования в инверторе тока меняет режимы коммутации транзисторов, поэтому обеспечение их благоприятного переключения достигается за счет резонансного обмена реактивной энергией между коммутирующими дросселями опережающей пары транзисторов и демпфирующими конденсаторами отстающей пары транзисторов. При этом максимальный ток транзисторов превышает ток входного дросселя на величину реактивного тока коммутирующего контура, определяемого его волновым сопротивлением.

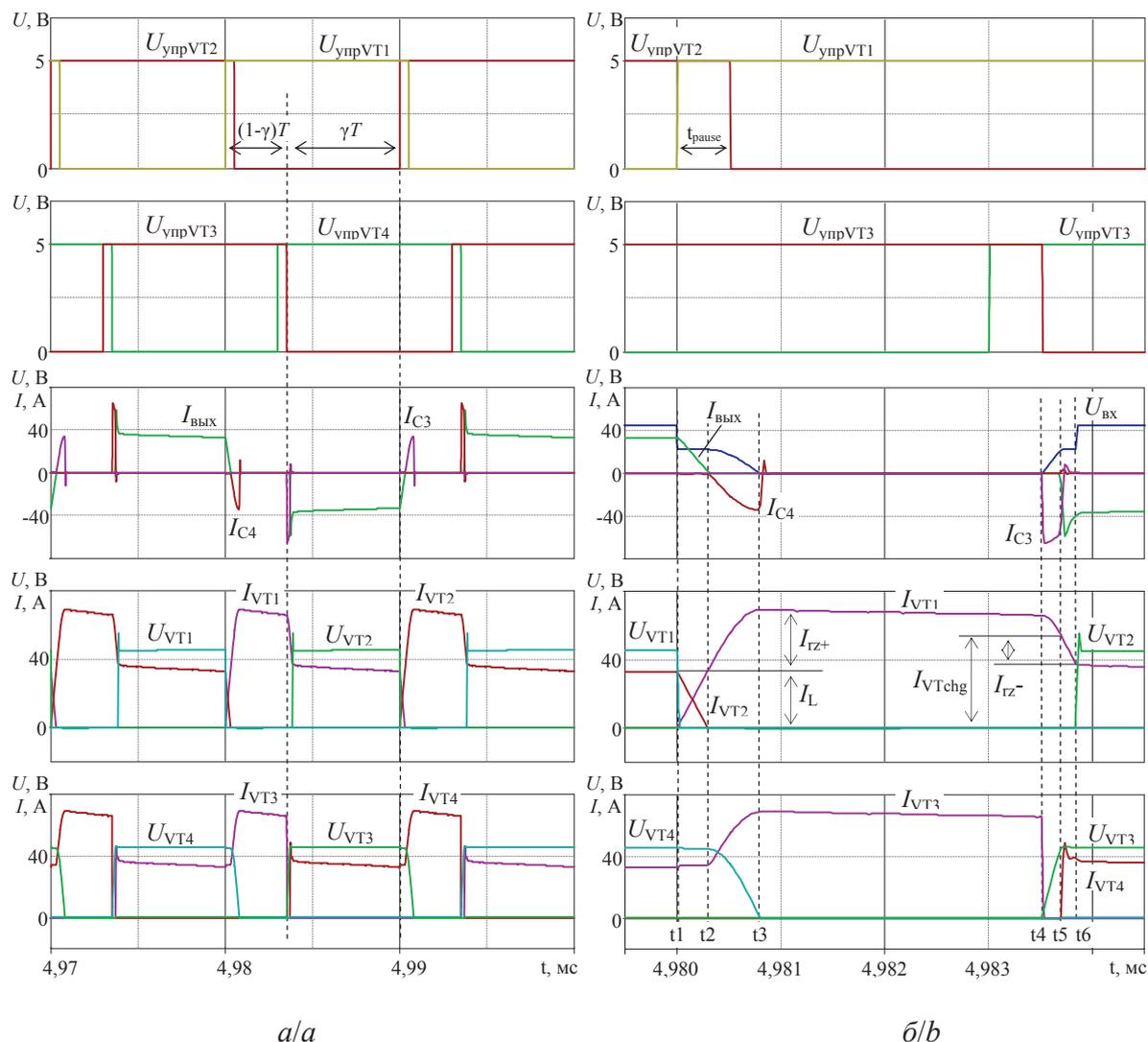


Рис. 4. Коммутационные процессы в инверторе тока при фазовом регулировании. $L_1, L_2=1$ мкГн, $C_3, C_4=50$ нФ, $R_{\text{н}}=10$ Ом, $E=30$ В, $\gamma=0,7$. а) полный такт управления; б) интервал закорачивания источника

Fig. 4. Switching processes in the current inverter at phase control. $L_1, L_2=1$ мкН, $C_3, C_4=50$ нФ, $R_{\text{н}}=10$ Ohm, $E=30$ V, $\gamma=0,7$. а) complete control cycle; б) source shorting interval

3. В описанном в работе инверторе тока с фазовым регулированием в коммутационных процессах часть энергии входного дросселя поступает в нагрузку через элементы коммутационного контура. Энергия передается в коммутационный дроссель при включении транзисто-

ра опережающей пары согласно (1) и в демпфирующий конденсатор при выключении транзистора отстающей пары согласно (2). После полного заряда конденсатора полученная от входного дросселя энергия поступает в нагрузку.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Кобзев А.В. Многозонная импульсная модуляция. Теория и применение в системах преобразования параметров электрической энергии. – Новосибирск: Наука, 1979. – 304 с.
2. Розанов Ю.К. Полупроводниковые преобразователи со звеном повышенной частоты. – М.: Энергоатомиздат, 1987. – 184 с.
3. Push-pull converter for high efficiency photovoltaic conversion / P. Petit, M Aillerie., J.P. Sawicki, J.P. Charles // Energy Procedia. – 2012. – V. 18. – P. 1583–1592.
4. New architecture for high efficiency DC-DC converter dedicated to photovoltaic conversion / P. Petit, A. Zegaoui, J.P. Sawicki, M. Aillerie, J.P. Charles // Energy Procedia. – 2011. – V. 8. – P. 688–694.
5. Система электропитания космического аппарата: пат. Рос. Федерации № 2396666; заявл. 29.06.2009; опубл. 10.08.10, Бюл. № 22. – 8 с.
6. Способ электропитания космического аппарата: пат. Рос. Федерации № 2488933; заявл. 13.10.2011; опубл. 20.04.13. Бюл. № 21. – 7 с.

7. Системы электропитания космических аппаратов на основе регулируемых преобразователей с промежуточным звеном повышенной частоты / А.В. Осипов, Ю.А. Шиняков, А.И. Отто, М.М. Черная // Известия Томского политехнического университета. – 2013. – Т. 323. – № 4. – С. 126–132.
8. Системы электропитания космических аппаратов на основе регулируемых инверторов тока / А.В. Осипов, Ю.А. Шиняков, А.И. Отто, М.М. Черная, А.А. Ткаченко // Известия Томского политехнического университета. – 2014. – Т. 324. – № 4. – С. 102–109.
9. Системы электропитания космических аппаратов / Б.П. Соустин, В.И. Иванчура, А.И. Чернышев, Ш.Н. Ислаев. – Новосибирск: ВО «Наука», 1994. – 318 с.
10. Mukund R. Patel. Spacecraft power systems. New York; Washington, D.C.: CRC Press, 691 p. URL: http://www.e-reading.mobi/bookreader.php/135136/Patel_-_Spacecraft_Power_Systems.pdf (дата обращения: 15.01.2015).
11. Двухфазный повышающий преобразователь с мягкой коммутацией транзисторов и особенности его динамических свойств / Р.К. Диксон, Ю.Н. Дементьев, Г.Я. Михальченко, С.Г. Михальченко, С.М. Семенов // Известия Томского политехнического университета. – 2014. – Т. 324. – № 4. – С. 96–101.
12. Sheng-Yu Ts., Chih-Yang Hs. Interleaved step-up converter with a single-capacitor snubber for PV energy conversion applications // International Journal of Electrical Power & Energy Systems. – 2013. – V. 53. – P. 909–922.
13. Идрисов И.К. Комбинированный двухтрансформаторный преобразователь с обратным ключом и мягким включением: автореф. дис. ... канд. техн. наук. – Томск, 2013. – 22 с.
14. Chanuri Ch., Shahid I., Soib T. A New Soft Switching PWM DC-DC Converter with Auxiliary Circuit and Centre-Tapped Transformer Rectifier // Malaysian Technical Universities Conference on Engineering & Technology. – Malaysia, 2013. – P. 241–247.
15. Силкин Е.М. Применение нулевых схем инверторов тока с квазирезонансной коммутацией // Силовая электроника. – 2005. – № 3. – С. 84–87.
16. Инвертор тока: пат. Рос. Федерации № 2285325; заявл. 28.04.2003; опубл. 10.10.2006, Бюл. № 28. – 7 с.
17. Муркин М.Н., Земан С.К., Ярославцев Е.В. Исследование коммутационных процессов в инверторе тока // Известия Томского политехнического университета. – 2009. – Т. 315. – № 4. – С. 111–116.
18. Розанов Ю.К., Никифоров А.А. Высокочастотная коммутация электрических цепей с резонансными контурами – перспективное направление преобразовательной техники // Электротехника. – 1991. – № 6. – С. 20–28.
19. Мелешин В.И., Якушев В.А., Фрейдлин С. Анализ транзисторного преобразователя тока с «мягкой» коммутацией // Электротехника. – 2000. – № 1. – С. 52–56.
20. Prasanna U., Akshay K. Analysis and Design of Zero-Voltage-Switching Current-Fed Isolated Full-Bridge DC/DC Converter // IEEE Electrical and Computer Engineering. – 2011. – P. 239–245.

Поступила 25.02.2015 г.

UDC 621.314

FAVORABLE SWITCHING OF TRANSISTORS OF THE CURRENT INVERTER IN CONVERTERS WITH THE HIGH-FREQUENCY LINK

Aleksandr V. Osipov,

Tomsk State University of Control Systems and Radio Electronics,
40, Lenin avenue, Tomsk, 634050, Russia. E-mail: ossan@mail.ru

Yuriy A. Shinyakov,

Tomsk State University of Control Systems and Radio Electronics,
40, Lenin avenue, Tomsk, 634050, Russia. E-mail: shua@main.tusur.ru

Artur I. Otto,

Tomsk State University of Control Systems and Radio Electronics,
40, Lenin avenue, Tomsk, 634050, Russia. E-mail: ottoai@mail.ru

Mariya M. Chernaya,

Tomsk State University of Control Systems and Radio Electronics,
40, Lenin avenue, Tomsk, 634050, Russia. E-mail: cmm91@inbox.ru

Aleksandr A. Tkachenko,

Tomsk State University of Control Systems and Radio Electronics,
40, Lenin avenue, Tomsk, 634050, Russia. E-mail: aem@tusur.ru

The relevance of the research is determined by the need to reduce dynamic losses in transistors of the inverter with high frequency link based on the current adjustable inverter.

The aim of the research is to synthesize the current inverter scheme and to develop the method of its regulation, providing a safe switching of transistors.

Research methods are based on the general theory of electrical circuits, theory of algebraic equations, computing methods and the use of modern instrumental systems and methods of mathematical modeling.

Results. The paper considers switching processes in case of resonant switching of transistors of the current inverter in the converter with the high-frequency link. It is shown that blocking diodes of the inverter restrict amplitude of resonance oscillations of current of transistors at the level of current of the input choke. The exception of blocking diodes leads to essential uprating of current of the transistors, defined by balance of power of reactive elements of a resonant circuit. The authors have studied the switching processes of transistors of the inverter in case of phase regulation of an output current. It was ascertained that on the interval of input source short circuit the transistor current consists of the source current component and current component accumulated in switching chokes in case of the capacitor discharge. The authors derived the energy balance equations. They were the base for obtaining the ratios which allow defining the maximum values of current in transistors. The authors made conclusions and discussed the results.

Key words:

Current inverter, switching operations, dynamic losses, switching resonant circuit, safe switching of transistors.

REFERENCES

1. Kobzev A.V. *Mnogozonnaya impulsnaya modulyatsiya. Teoriya i primeneniye v sistemakh preobrazovaniya parametrov elektricheskoy energii* [Multizonal pulse modulation. The theory and application in conversion systems of electric energy parameters]. Novosibirsk, Nauka Publ., 1979. 304 p.
2. Rozanov Yu.K. *Poluprovodnikovye preobrazovateli so zvenom povyshennoy chastoty* [Semiconductor converters with high frequency link]. Moscow, Energoatomizdat Publ., 1987. 184 p.
3. Petit P., Aillerie M, Sawicki J.P., Charles J.P. Push-pull converter for high efficiency photovoltaic conversion. *Energy Procedia*, 2012, vol. 18, pp. 1583–1592.
4. Petit P., Zegaoui A., Sawicki J.P., Aillerie M., Charles J.P. New architecture for high efficiency DC-DC converter dedicated to photovoltaic conversion. *Energy Procedia*, 2011, vol. 8, pp. 688–694.
5. Kudryashov V.S., Elman V.O., Nesterishin M.V., Gordeev K.G., Gladushchenko V.N., Khartov V.V., Kochura S.G., Soldatenko V.G., Melnikov N.V., Kozlov R.V. *Sistema electropitaniya kosmicheskogo apparata* [The power supply system of the spacecraft]. Patent RF, no. 2396666, 2010.
6. Karplyuk D.S., Korotkikh V.V., Nestirishin M.V., Openko S.I. *Sposob electropitaniya kosmicheskogo apparata* [The method of the spacecraft supply]. Patent RF, no. 2488933, 2013.
7. Osipov A.V., Shinyakov Yu.A., Otto A.I., Chernaya M.M. *Sistemy electropitaniya kosmicheskikh apparatov na osnove reguliruemyykh preobrazovateley s promezhutochnym zvenom povyshennoy chastoty* [The power system based on space vehicles controlled converters with intermediate high frequency link]. *Bulletin of the Tomsk Polytechnic University*, 2013, vol. 323, no. 4, pp. 126–132.
8. Osipov A.V., Shinyakov Yu.A., Otto A.I., Chernaya M.M., Tkachenko A.A. *Sistemy electropitaniya kosmicheskikh apparatov na osnove reguliruemyykh invertorov toka* [Power supply systems of spacecraft based on adjustable current inverters]. *Bulletin of the Tomsk Polytechnic University*, 2014, vol. 324, no. 4, pp. 102–109.
9. Soustin B.P., Ivanchura V.I., Chernyshev A.I., Islyayev Sh.N. *Sistemy electropitaniya kosmicheskikh apparatov* [Spacecraft power supply system]. Novosibirsk, Nayka Publ., 1994. 318 p.
10. Mukund R. Patel. *Spacecraft power systems*. New York; Washington, D.C.: CRC Press, 691 p. Available at: http://www.e-reading.mobi/bookreader.php/135136/Patel_Spacecraft_Power_Systems.pdf (accessed 15 January 2015).
11. Dikson R.K., Dementev Yu.N., Mikhhalchenko G.Ya., Mikhhalchenko S.G., Semenov S.M. *Dvukhfazny povyshayushchy preobrazovatel s myagkoy kommutatsiyey tranzistorov i osobennosti ego dinamicheskikh svoystv* [Dynamic properties of a two-phase boost converter with soft-switching transistors technology]. *Bulletin of the Tomsk Polytechnic University*, 2014, vol. 324, no. 4, pp. 96–101.
12. Sheng-Yu Ts., Chih-Yang Hs. Interleaved step-up converter with a single-capacitor snubber for PV energy conversion applications. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 2013, vol. 53, pp. 909–922.
13. Idrisov I.K. *Kombinirovanny dvukhtransformatorny preobrazovatel s obratnym klyuchom i myagkim vklyucheniem*. Kand. Diss. [Combined two-transformer inverter with reverse key and soft switching. Dis. Kand. nauk]. Tomsk, 2013. 22 p.
14. Chanuri Ch., Shahid I., Soib T. A New Soft Switching PWM DC-DC Converter with Auxiliary Circuit and Centre-Tapped Transformer Rectifier. *Malaysian Technical Universities Conference on Engineering & Technology*. Malaysia, 2013. pp. 241–247.
15. Silkin E.M. *Primeneniye nulevykh skhem invertorov toka s kvazirezonsantnoy kommutatsiyey* [Applying a zero inverter circuit current with quasi-resonant switching]. *Silovaya elektronika*, 2005, no. 3, pp. 84–87.
16. Silkin E.M. *Invertor toka* [The current inverter]. Patent RF, no. 2285325, 2006.
17. Murkin M.N., Zeman S.K., Yaroslavtsev E.V. *Issledovanie kommutatsionnykh protsessov v invertore toka* [Studying switching processes in current inverter]. *Bulletin of the Tomsk Polytechnic University*, 2009, vol. 315, no. 4, pp. 111–116.
18. Rozanov Yu.K., Nikiforov A.A. *Vysokochastotnaya kommutatsiya elektricheskikh tsepey s rezonansnymi konturami – perspektivnoye napravleniye preobrazovatelnoy tekhniki* [High-frequency switching of electric circuits with resonant circuits is a promising direction in transformative technology]. *Russian Electrical Engineering*, 1991, no. 6, pp. 20–28.
19. Meleshin V.I., Yakushev V.A., Freydlin S. *Analiz tranzistoronogo preobrazovatelya toka s myagkoy kommutatsiyey* [Analysis of the transistor current converter with a «soft» switching]. *Electrical Technology Russia*, 2000, no. 1, pp. 52–56.
20. Prasanna U., Akshay K. *Analysis and Design of Zero-Voltage-Switching Current-Fed Isolated Full-Bridge DC/DC Converter*. *IEEE Electrical and Computer Engineering*, 2011. pp. 239–245.

Received: 25 February 2015.