

УДК 621.341.572

## АЛГОРИТМ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ СИГНАЛОВ УПРАВЛЕНИЯ ИНВЕРТОРОМ НАПРЯЖЕНИЯ В СИГНАЛЫ УПРАВЛЕНИЯ ИНВЕРТОРОМ ТОКА

А.Г. Волков, Г.С. Зиновьев

*Новосибирский государственный технический университет*

В данной работе рассматривается алгоритм преобразования сигналов управления, в котором используются ранее сгенерированные сигналы управления инвертором напряжения, для дальнейшего управления инвертором тока или многозонным инвертором тока. Наиболее распространенной топологией инверторов для систем генерирования электрической энергии переменного тока является трехфазный инвертор напряжения с широтно-импульсной модуляцией. Однако в связи с характером топологии данный тип преобразователя имеет свои недостатки, такие как высокие значения  $dv/dt$  и  $di/dt$ , наличие электролитического конденсатора, имеющего ограничения по сроку службы и предельно допустимой температуре, а также плохую защиту от аварийных токов при коротком замыкании в нагрузке. Альтернативной топологией инвертору напряжения является инвертор тока. Он имеет преимущества по ограничению аварийных токов при коротком замыкании на стороне потребителя, вследствие питания от источника тока, надежный узел аккумуляирования энергии звена постоянного тока и возможность повышения выходного напряжения. Получены аналитические соотношения, которые связывают состояния ключей инвертора напряжения и инвертора тока, и разработана логическая схема, определяющая моменты времени, когда должны быть применены необходимые нулевые состояния для минимизации частоты переключения силовых ключей и потерь на их переключения. Результаты исследований подтверждены имитационным моделированием системы управления в программном обеспечении компьютерного моделирования силовых схем PowerSIM, а также экспериментальными исследованиями инвертора тока с использованием микропроцессорной системы управления на базе программируемой логической интегральной схемы.

*Ключевые слова:* инвертор тока, инвертор напряжения, алгоритм управления, программируемая логическая интегральная схема, алгоритм преобразования управления.

DOI: 10.17212/1727-2769-2016-1-21-33

### Введение

В данной работе рассматривается одна из стратегий модуляции для инвертора тока с использованием состояний ключей инвертора напряжения. Инвертор напряжения обладает большими  $dv/dt$  в выходных фазных напряжениях, что приводит к таким проблемам, как увеличение потерь в силовых ключах, акустическим шумам в нагрузке, деградация изоляции питающегося от инвертора двигателя, вследствие скачков напряжения и воздействия электромагнитных помех [1]. В то же время исследованные достоинства алгоритмов ШИМ управления инверторами напряжения привлекают внимание разработчиков алгоритмов ШИМ управления инверторов тока [2–6].

Целью исследования является создание алгоритма преобразования ранее сгенерированных сигналов управления инвертором напряжения в сигналы управле-

---

Исследование выполнено при финансовой поддержке Министерства образования и науки РФ, государственное задание № 8.1327.2014К.

ния инвертором тока с минимизацией потерь на переключения транзисторов силовой схемы. Поставленными задачами являются получение аналитических соотношений, связывающих состояния ключей инвертора напряжения и инвертора тока, разработка логической схемы, определяющей моменты времени, когда должны быть применены необходимые нулевые состояния, а также сравнение полученных результатов посредством имитационного моделирования и натурального эксперимента.

Очевидно, что любой инвертор тока может управляться любой стратегией модуляции инвертора напряжения, если активные состояния силовых ключей, созданные при помощи модулятора, преобразуются в стационарные векторы и комбинации переключения, связанные с этими векторами [7–9]. В разработке данного алгоритма управления необходимо определить, как сигналы управления транзисторами в инверторе тока должны быть связаны с сигналами управления трехфазным инвертором напряжения.

### 1. Анализ коммутационных функций инвертора напряжения

В соответствии с законом Кирхгофа для напряжения и тока, инвертор напряжения ограничен в том смысле, что оба ключа в одной и той же стойке не могут быть включены в одно и то же время, так как это привело бы к замыканию входного конденсатора постоянного тока. Таким образом, характер двух ключей в одной и той же стойке комплементарный. В соответствии с рис. 1

$$S_{ap} + S_{an} = 1,$$

$$S_{bp} + S_{bn} = 1,$$

$$S_{cp} + S_{cn} = 1.$$

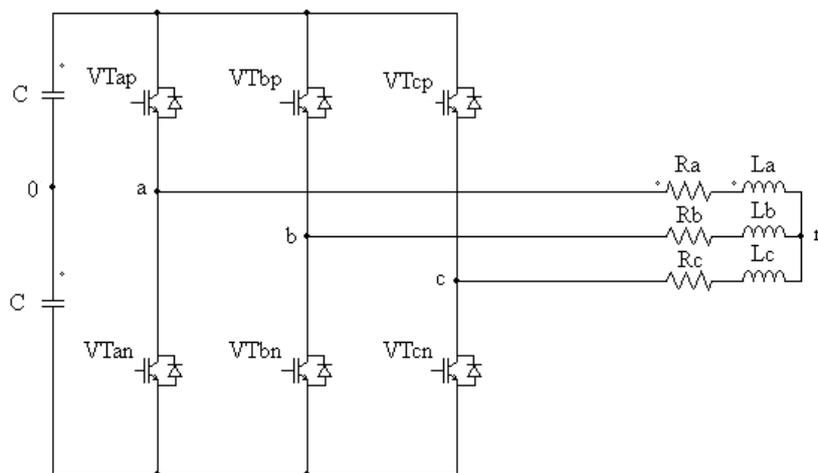


Рис. 1 – Схема трехфазного инвертора напряжения

Fig. 1 – Scheme of a three-phase Voltage Source Inverter

В табл. 1 показаны возможные коммутационные состояния для силовой схемы инвертора напряжения. Состояния от V1 до V6 являются активными состояниями, а состояния V0 и V7 являются нулевыми. Из табл. 1 видно, что инвертор напря-

жения имеет шесть активных состояний и два нулевых состояния, создающие в общей сложности восемь возможных состояний. Уравнение напряжения фаз сбалансированной трехфазной нагрузки выражается через коммутационные функции и входное напряжение постоянного тока  $V_{dc}$ , которые задаются в виде:

$$\frac{V_{dc}}{2}(S_{ap} - S_{an}) = v_{an} + v_{no}, \quad (1)$$

$$\frac{V_{dc}}{2}(S_{bp} - S_{bn}) = v_{bn} + v_{no}, \quad (2)$$

$$\frac{V_{dc}}{2}(S_{cp} - S_{cn}) = v_{cn} + v_{no}, \quad (3)$$

где  $v_{an}$ ,  $v_{bn}$ ,  $v_{cn}$  – фазные напряжения нагрузки, а напряжение  $v_{no}$  это напряжение между нейтральной точкой нагрузки и средней точкой конденсаторов.

Таблица 1 / Table 1

**Коммутационные состояния в трехфазном инверторе напряжения**  
**Switching states in a three-phase voltage source inverter**

	Состояние	Sap	Sbp	Scp	San	Sbn	Scn
Активные Состояния	V1	0	0	1	1	1	0
	V2	0	1	0	1	0	1
	V3	0	1	1	1	0	0
	V4	1	0	0	0	1	1
	V5	1	0	1	0	1	0
	V6	1	1	0	0	0	1
Нулевые Состояния	V0	1	1	1	0	0	0
	V7	0	0	0	1	1	1

Суммируя выражения (1–3), получаем

$$\frac{V_{dc}}{2}(S_{ap} + S_{bp} + S_{cp} - S_{an} - S_{bn} - S_{cn}) = v_{an} + v_{bn} + v_{cn} + 3v_{no}.$$

Так как трехфазные напряжения сбалансированы, то

$$\frac{V_{dc}}{2}(2S_{ap} - S_{bp} - S_{cp}) = v_{an},$$

$$\frac{V_{dc}}{2}(2S_{bp} - S_{ap} - S_{cp}) = v_{bn},$$

$$\frac{V_{dc}}{2}(2S_{cp} - S_{bp} - S_{ap}) = v_{cn}.$$

Коммутационные функции ключей в преобразователе могут быть аппроксимированы в виде суммы основополагающей компоненты и компоненты постоян-

ного тока с использованием разложения в ряд Фурье, следовательно, аппроксимированные коммутационные функции могут быть заданы как

$$S_{ap} = \frac{1}{2}(1 + M_{ap}),$$

$$S_{bp} = \frac{1}{2}(1 + M_{bp}),$$

$$S_{cp} = \frac{1}{2}(1 + M_{cp}),$$

где  $M_{ap}$ ,  $M_{bp}$ ,  $M_{cp}$  представляют модулирующие сигналы. Из уравнений (1)–(3) модулирующие сигналы могут быть выражены как

$$M_{ap} = \frac{2 \cdot v_{an}}{V_{dc}} + \frac{2 \cdot v_{no}}{V_{dc}},$$

$$M_{bp} = \frac{2 \cdot v_{bn}}{V_{dc}} + \frac{2 \cdot v_{no}}{V_{dc}},$$

$$M_{cp} = \frac{2 \cdot v_{cn}}{V_{dc}} + \frac{2 \cdot v_{no}}{V_{dc}}.$$

В соответствии с законом Кирхгофа для напряжения и тока, в отношении инвертора тока является обязательным то, что только один ключ в верхней и один ключ в нижней части преобразователя должны быть включены одновременно, иначе звено постоянного тока на входе инвертора будет закорочено.

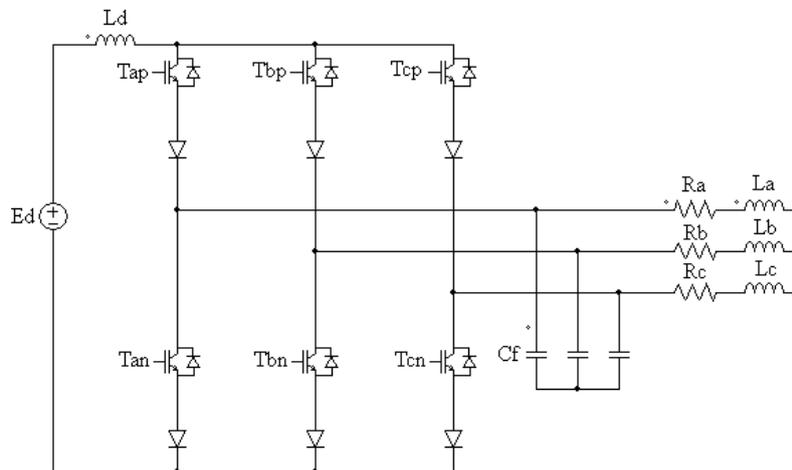


Рис. 2 – Схема трехфазного инвертора тока

Fig. 2 – Scheme of a three-phase Current Source Inverter

В табл. 2 предложены возможные состояния переключений для инвертора тока. Состояния [I1...I6], являются активными состояниями, а I7, I8, I9 называются нулевыми состояниями. Таким образом, из приведенной выше таблицы можно утверждать, что существует шесть активных состояний силовой схемы и три

нулевых состояния, которые составляют в общей сложности девять состояний для инвертора тока. Активные состояния инвертора тока используются для синтеза импульсов выходных токов, а три нулевых состояния используются для формирования бестоковых пауз в ШИМ импульсах токов, на выходе инвертора тока.

Таблица 2 / Table 2

Состояние ключей в трехфазном инверторе тока  
Switching states in a three-phase current source inverter

	State	Tap	Tbp	Tcp	Tan	Tbn	Tcn
Активные состояния	I1	1	1	0	0	0	0
	I2	0	1	1	0	0	0
	I3	0	0	1	1	0	0
	I4	0	0	0	1	1	0
	I5	0	0	0	0	1	0
	I6	1	0	0	0	0	1
Нулевые состояния	I7	1	0	0	1	0	0
	I8	0	1	0	0	1	0
	I9	0	0	1	0	0	1

## 2. Алгоритм распределения сигналов управления инвертора напряжения

Используя табл. 1 и 2 и объединяя состояния инвертора напряжения [V1...V8] определенным образом, могут быть получены желаемые состояния для инвертора тока [I1...I9]:

$$c1 = V_1 + V_3.$$

Принимая:

$$\overline{c1} = \overline{V_1 + V_3},$$

$$\overline{c1} = \overline{S_{cp}S_{an}S_{bn} + S_{bp}S_{cp}S_{an}},$$

$$\overline{c1} = \overline{S_{cp}S_{an} \cdot (S_{bn} + S_{bp})}.$$

Используя тождество:

$$\overline{A \cdot B} = \overline{A} + \overline{B},$$

$$\overline{A + B} = \overline{A} \cdot \overline{B},$$

$$\overline{c1} = \overline{S_{cp}S_{an} \cdot (S_{bn} + S_{bp})} = \overline{S_{cp}S_{an}} + \overline{S_{bn}S_{bp}} = \overline{\overline{S_{cn}} \cdot \overline{S_{ap}}} + \overline{S_{bn}S_{bp}}.$$

Используя свойство:

$$\overline{\overline{A \cdot B}} = A \cdot B,$$

$$c1 = S_{cn}S_{ap} + S_{ap}S_{an}.$$

Здесь, первое слагаемое соответствует активному состоянию, а второй член соответствует нулевому состоянию в инверторе тока. Как видно из этого выражения, любое сочетание состояний инвертора напряжения приводит к комбинации

активного состояния инвертора тока и нулевого состояния. Состояния истинности для выражений приведены в табл. 3.

Таблица 3 / Table 3

**Получение состояний инвертора тока из доступных состояний  
инвертора напряжения**  
**Obtaining states for current source inverter from available states  
of voltage source inverter**

Sap	Sbp	Scp	San	Sbn	Scn	c1	c2	c3	c4	c5	c6
0	0	0	1	1	1	0	0	0	0	0	0
0	0	1	1	1	0	0	0	0	1	1	0
0	1	0	1	0	1	0	1	1	0	0	0
0	1	1	1	0	0	0	0	1	1	0	0
1	0	0	0	1	1	1	0	0	0	0	1
1	0	1	0	1	0	0	0	0	0	1	1
1	1	0	0	0	1	1	1	0	0	0	0
1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0

Остальные состояния инвертора тока представлены как

$$c2 = S_{an}S_{bp} + S_{cp}S_{cn},$$

$$c3 = S_{an}S_{bp} + S_{bp}S_{bn},$$

$$c4 = S_{cp}S_{an} + S_{bp}S_{bn},$$

$$c5 = S_{cp}S_{bn} + S_{ap}S_{an},$$

$$c6 = S_{bn}S_{ap} + S_{cp}S_{cn}.$$

Из табл. 3 видно, что нет состояний, при которых два ключа в верхней части преобразователя или нижней включены одновременно. Это означает, что только один ключ в верхней части преобразователя и один ключ в нижней включены одновременно. Нулевые состояния инвертора напряжения не отображаются в нулевых состояниях инвертора тока при использовании вышеуказанного алгоритма, так как произведение двух нулевых состояний всегда равно нулю.

Существует необходимость введения в инверторе тока нулевых состояний в сочетании с активными состояниями. Таким образом, накладываются дополнительные условия минимизации потерь на переключение путем сокращения числа переключений силовых ключей и поддержание сбалансированного использования полупроводниковых элементов [10]. Это также должно обеспечивать симметрию в выходных коммутируемых токах для минимизирования высших гармоник. Для выполнения вышеуказанных требований разработана логическая схема, которая обнаруживает времена, когда должны быть применены нулевые состояния. Эта логическая схема определяет нулевое состояние, когда все полупроводниковые элементы в верхней и /или нижней части выключены. Управляя силовыми ключами

чами в одной и той же стойке общим сигналом, который будет называться импульсом перекрытия, и будет использоваться для распределения нулевых состояний. Инвертор напряжения имеет два нулевых состояния, которые должны быть приведены к трем нулевым состояниям инвертора тока за один период времени. Нулевые состояния в инверторе тока означают замыкание одной стойки любой фазы. Это закорачивание входа инвертора должно быть равномерно распределено для синтеза сбалансированных выходных токов инвертора. Такое распределение нулевых состояний осуществляется при помощи определения абсолютного максимума трех линейных опорных сигналов.

Рис. 3 показывает три модулирующих сигнала, абсолютные максимумы модулирующих сигналов и три сигнала распределения фаз. Видно, что, когда  $M_{ab}$  максимален, тогда  $S_{sa}$  будет принимать единичное значение, когда  $M_{bc}$  максимален, тогда  $S_{sb}$  будет равняться единице, когда  $M_{ca}$  максимален, тогда  $S_{sc}$  будет принимать единичное значение.

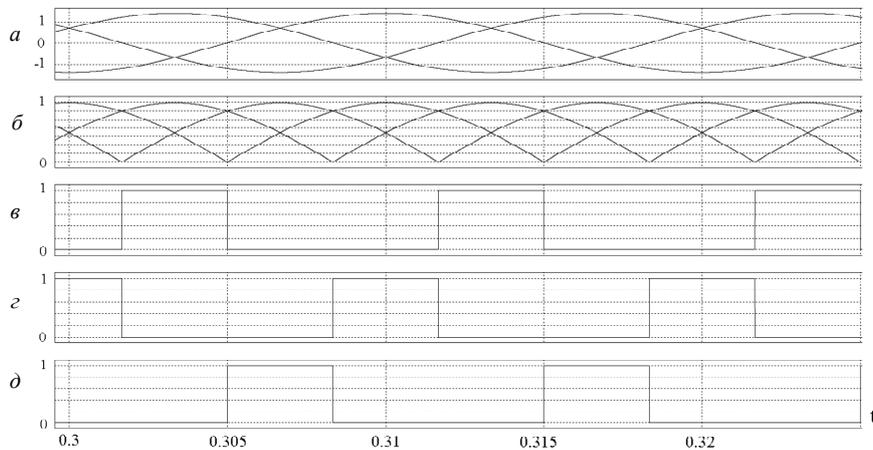


Рис. 3 – Распределение сигналов:

$a$  – три модулирующих сигнала;  $б$  – абсолютные максимумы модулирующих сигналов;  $в$  – фаза  $a$  распределения сигнала  $S_{sa}$ ;  $г$  – фаза  $b$  распределения сигнала  $S_{sb}$ ;  $д$  – фаза  $c$  распределения сигнала  $S_{sc}$

Fig. 3 – Signals distribution:

$a$  – three modulating signals;  $b$  – the absolute maximum of modulating signals;  $c$  – the phase  $a$  signal distribution  $S_{sa}$ ;  $d$  – the phase  $b$  distribution of signal  $S_{sb}$ ;  $e$  – phase  $c$  signal distribution  $S_{sc}$

### 3. Результаты имитационного моделирования и эксперимента

Сигналы широтно-импульсной модуляции, полученные с выхода модулятора, преобразуются для того, чтобы сгенерировать сигналы табл. 3. Таким образом, V1 по V6 являются выходами логических элементов, соответствующих состояниям инвертора напряжения. Расчет абсолютного максимума модулирующих сигналов осуществляется блоком импульсов перекрытия и формирует сигналы  $S_{sa}$ ,  $S_{sb}$ ,  $S_{sc}$ . На рис. 4 показана практическая реализации логической схемы в пакете имитационного моделирования PowerSIM. Сигналы управления далее передаются через комбинации логических элементов И, ИЛИ для реализации стратегии модуляции, описанной выше. Итоговые импульсы управления  $[T_{ap}...T_{cn}]$  подаются на силовые ключи инвертора тока.

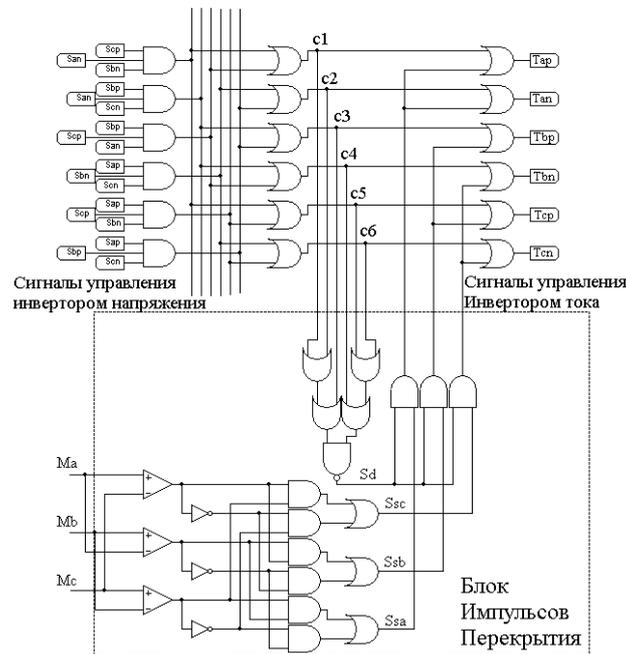


Рис. 4 – Практическая реализация логической схемы в пакете имитационного моделирования

Fig. 4 – Practical implementation of logic circuit in the software for imitating modeling

На рис. 5: *a* – показан сигнал управления инвертором напряжения; *b* – функция коммутации  $C1$ ; *в* – сигнал распределения импульсов  $S_{sa}$ , который соответствует максимальному линейному модулирующему сигналу  $M_{ab}$ ; *г* – нулевые состояния во время работы инвертора тока; *д* – импульсы управления для верхнего силового ключа фазы *a*.

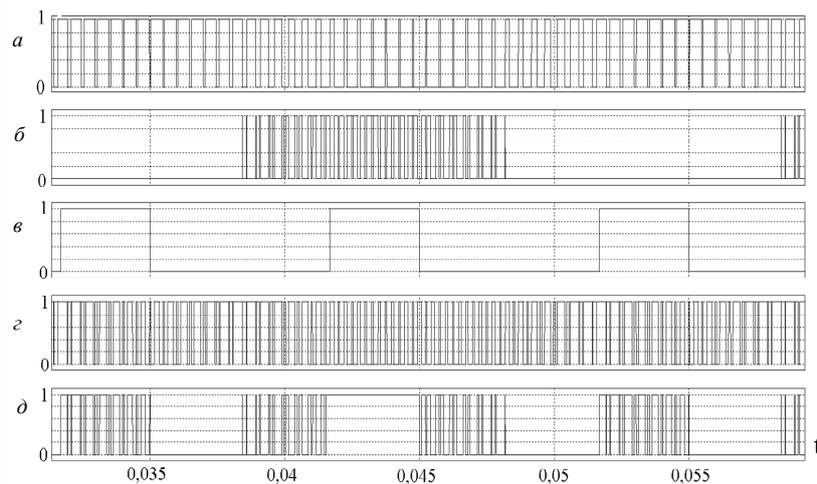


Рис. 5 – Результаты имитационного моделирования

Fig. 5 – The results of imitating modeling

На рис. 6, а, б показаны экспериментально полученные итоговые импульсы управления для верхнего и нижнего силовых ключей фазы а соответственно, на рис. 6, в представлен выходной ток фазы а инвертора.

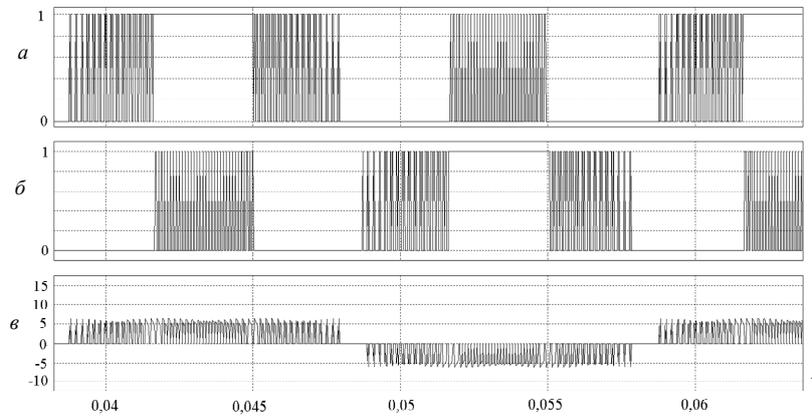


Рис. 6 – Результаты имитационного моделирования  
 Fig. 6 – The results of imitating modeling for current source inverter

Физический эксперимент заключался в реализации алгоритма преобразования сигналов управления инвертором напряжения в сигналы управления инвертором тока на микропроцессорной системе управления трехфазным инвертором тока на базе программируемой логической интегральной схемы. На рис. 7 представлена внутренняя структура программируемой логической интегральной схемы, используемой в эксперименте, где  $M_a, M_b, M_c$  – модулирующие сигналы,  $V_{ref}$  – опорный сигнал, а сигнал  $clk$  – сервисный сигнал тактирования.

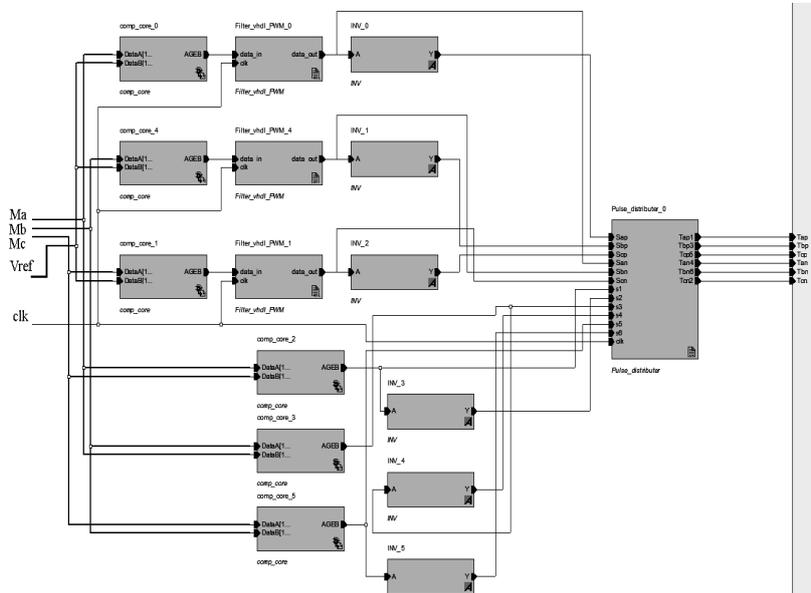


Рис. 7 – Результаты эксперимента. Структура программируемой логической интегральной схемы  
 Fig. 7 – Experimental results. The structure of field-programmable gate array

На рис. 8 и 9 приведены результаты физического эксперимента, а именно: коммутационная функция  $c_1$ , сигнал распределения импульсов перекрытия  $S_{sd}$ , нулевые состояния инвертора тока  $S_d$ , сигнал управления верхним транзистором фазы  $a$   $T_{ap}$ .

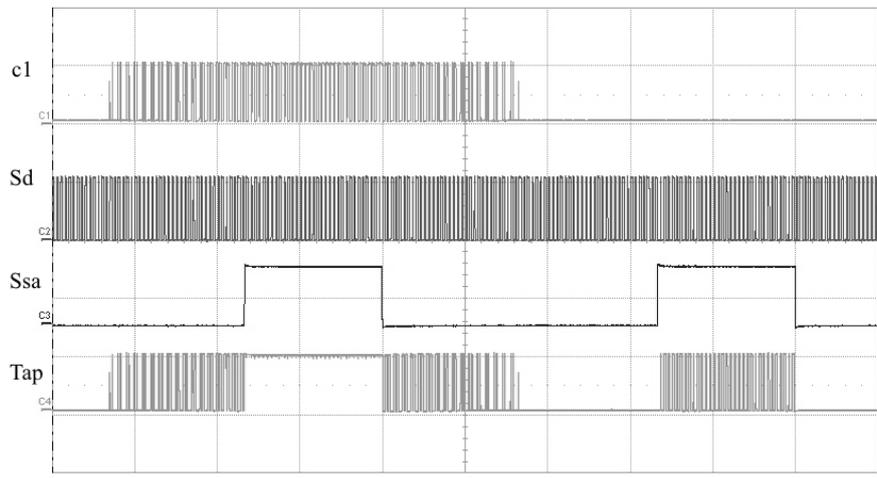


Рис. 8 – Результаты эксперимента. Временные диаграммы  
Fig. 8 – Experimental results. Timing diagrams

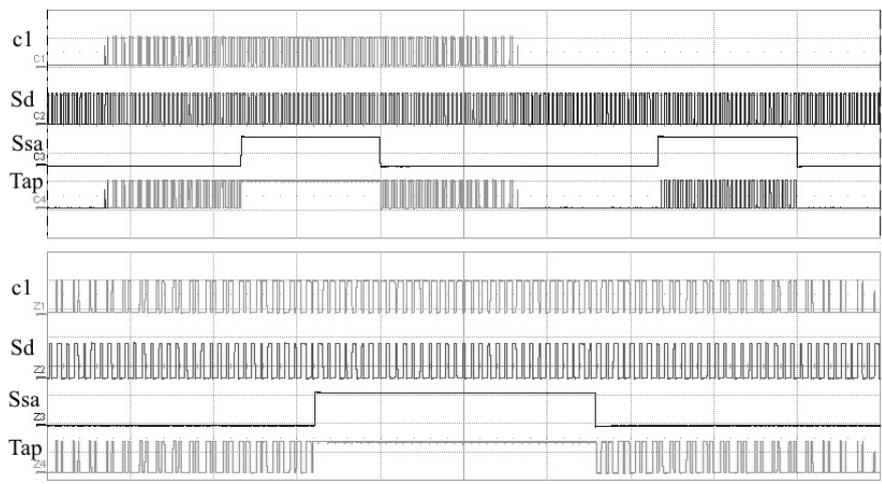


Рис. 9 – Результаты эксперимента. Временные диаграммы с увеличенной областью  
Fig. 9 – Experimental results. Timing diagrams with zoomed area

### Заключение

Разработан алгоритм преобразования сигналов управления инвертором напряжения для управления инвертором тока. Получены аналитических соотношения, которые связывают ранее сгенерированные состояния ключей инвертора напряжения и состояния ключей инвертора тока, разработана логическая схема, опре-

деляющая моменты времени, в которых должны быть применены необходимые нулевые состояния с минимизацией потерь на переключения силовых ключей.

Проведено сравнение результатов компьютерного моделирования алгоритма преобразования и физического эксперимента с использованием микропроцессорной системы управления на базе программируемой логической интегральной схемы АЗР250 семейства PROASIC3 производителя Microsemi, которое в целом подтвердило результаты, полученные в ходе анализа, и корректность полученных аналитических соотношений.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. **Зиновьев Г.С.** Основы силовой электроники. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2009. – 672 с.
2. Analysis of electromagnetic processes in the three phase multizone current source inverter / A. Volkov, G. Zinoviev, D. Makarov, A. Shtein, M. Balagurov, A. Sidorov // The 15<sup>th</sup> International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM 2014), Novosibirsk, 30 June – 4 July 2014. – Novosibirsk, 2014. – P. 415–418. – doi: 10.1109/EDM.2014.6882561.
3. **Hombu M., Ueda S., Ueda A.** A current source GTO inverter with sinusoidal output voltage and current // IEEE Transactions on Industry Applications. – 1985. – Vol. 21, N 2. – P. 1192–1198. – doi: 10.1109/TIA.1985.349523.
4. **Hombu M., Ueda S., Ueda A.** A current source GTO inverter with sinusoidal input and outputs // IEEE Transactions on Industry Applications. – 1987. – Vol. 23, N 2. – P. 247–255. – doi: 10.1109/TIA.1987.4504899.
5. **Nonaka S., Neba Y.** New GTO current source inverter with pulsewidth modulation control techniques // IEEE Transactions on Industry Applications. – 1986. – Vol. 22, N 4. – P. 666–672. – doi: 10.1109/TIA.1986.4504776.
6. **Nonaka S., Neba Y.** A PWM GTO current source converter-inverter system with sinusoidal inputs and outputs // IEEE Transactions on Industry Applications. – 1989. – Vol. 25, N 1. – P. 76–85. – doi: 10.1109/28.18872.
7. A current source PWM inverter with actively commutated SCR's / A. Bendre, I. Wallace, J. Nord, G. Venkataramanan // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2002. – Vol. 17, N 4. – P. 461–468. – doi: 10.1109/TPEL.2002.800999.
8. Multilevel current source inverter topologies based on the duality principle / J. Bao, W. Bao, S. Wang, Z. Zhang // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2004. – Vol. 17, N 4. – P. 322–326. – doi: 10.1109/APEC.2010.5433367.
9. Boost current multilevel inverter and its application on single phase grid connected photovoltaic system / P.G. Barbosa, H.A.C. Braga, M.C. Barbosa, E.C. Teixeira // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2006. – Vol. 21, N 4. – P. 1116–1124. – doi: 10.1109/TPEL.2006.876784.
10. **Li R., Chung H.S., Chan T.K.M.** An active modulation technique for single-phase grid connected CSI // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2007. – Vol. 22. – P. 1373–1380. – doi: 10.1109/TPEL.2007.900488.
11. **Klumpner C., Blaaajerg F.** Using reverse blocking IGBTs in power converters for adjustable-speed drives // IEEE Transactions on Industry Applications. – 2006. – Vol. 42, N 3. – P. 807–816. – doi: 10.1109/TIA.2006.872956.
12. **Joos G., Moschopoulos G., Ziogas P.D.** A high performance current source inverter // IEEE Transactions on Power Electronics. – 1993. – Vol. 8, N 4. – P. 571–579. – doi: 10.1109/63.261029.

## THE ALGORITHM OF CONVERTING VOLTAGE SOURCE INVERTER CONTROL SIGNALS INTO CURRENT SOURCE INVERTER CONTROL SIGNALS

**Volkov A.G., Zinoviev G.S.**

*Novosibirsk State Technical University, Novosibirsk, Russia*

This paper considers one of the methods for controlling the current source inverter with respect to multi-zone three-phase current source converters that uses previously generated control signals for the voltage source inverter. The most widespread topology of DC-AC converters of electric power generation systems is three-phase voltage source inverters with pulse width modulation. However, due to the nature of this topology, this type of converters has some disadvantages, such as high values of  $dv/dt$  and  $di/dt$ , the presence of an electrolytic capacitor which has a maximum permissible temperature limit as well as a poor short-circuit protection. An alternative topology for the voltage source inverter is the current source inverter. It has such advantages as a good short-circuit protection due to the smooth reactor at the converter input, reliable energy storage in the DC bus, and the possibility of increasing the output voltage. A technique for converting these signals for the three-phase current source inverter to minimize switching losses in power switches is described. The analysis results are verified by imitating modeling of control systems using the PowerSIM power circuit computer simulation software as well as experimental investigations of the current source inverter of the microprocessor control system based on the field-programmable gate array.

*Keywords:* current source inverter, voltage source inverter, control algorithm, field-programmable gate array, control conversion algorithm.

DOI: 10.17212/1727-2769-2016-1-21-33

### REFERENCES

1. Zinoviev G.S. *Osnovy silovoi elektroniki* [Basics of power electronics]. Novosibirsk, NSTU Publ., 2009. 672 p.
2. Volkov A., Zinoviev G., Makarov D., Shtein A., Balagurov M., Sidorov A. Analysis of electromagnetic processes in the three phase multizone current source inverter. *15<sup>th</sup> International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM 2014)*, Novosibirsk, Russia, 30 June – 4 July 2014, pp. 415–418. doi: 10.1109/EDM.2014.6882561
3. Hombu M., Ueda S., Ueda A. A current source GTO inverter with sinusoidal output voltage and current. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1985, vol. 21, no. 2, pp. 1192–1198. doi: 10.1109/TIA.1985.349523
4. Hombu M., Ueda S., Ueda A. A current source GTO inverter with sinusoidal input and outputs. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1987, vol. 23, no. 2, pp. 247–255. doi: 10.1109/TIA.1987.4504899
5. Nonaka S., Neba Y. New GTO current source inverter with pulsewidth modulation control techniques. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1986, vol. 22, no. 4, pp. 666–672. doi: 10.1109/TIA.1986.4504776
6. Nonaka S., Neba Y. A PWM GTO current source converter-inverter system with sinusoidal inputs and outputs. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1989, vol. 25, no. 1, pp. 76–85. doi: 10.1109/28.18872
7. Bendre A., Wallace I., Nord J., Venkataramanan G. A current source PWM inverter with actively commutated SCR's. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2002, vol. 17, no. 4, pp. 461–468. doi: 10.1109/TPEL.2002.800999
8. Bao J., Bao W., Wang S., Zhang Z. Multilevel current source inverter topologies based on the duality principle. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2004, vol. 17, no. 4, pp. 322–326. doi: 10.1109/APEC.2010.5433367
9. Barbosa P.G., Braga H.A.C., Barbosa M.C., Teixeira E.C. Boost current multilevel inverter and its application on single phase grid connected photovoltaic system. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2006, vol. 21, no. 4, pp. 1116–1124. doi: 10.1109/TPEL.2006.876784

10. Li R., Chung H.S., Chan T.K.M. An active modulation technique for single-phase grid connected CSI. *IEEE Transactions on Power Electronic*, 2007, vol. 22, pp. 1373–1380. doi: 10.1109/TPEL.2007.900488
11. Klumpner C., Blaaierg F. Using reverse blocking IGBTs in power converters for adjustable-speed drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2006, vol. 42, no. 3, pp. 807–816. doi: 10.1109/TIA.2006.872956
12. Joos G., Moschopoulos G., Ziogas P.D. A high performance current source inverter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 1993, vol. 8, no. 4, pp. 571–579. doi: 10.1109/63.261029

## СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ



**Волков Александр Геннадьевич** – родился в 1988 году, младший научный сотрудник кафедры электроники и электротехники Новосибирского государственного технического университета. Область научных интересов: автономные системы генерирования, многозонные электронные конвертеры. Опубликовано 25 научных работ. (Адрес: 630073, Россия, Новосибирск, пр. Карла Маркса, 20. E-mail: [\\_bismark\\_@mail.ru](mailto:_bismark_@mail.ru))

**Volkov Alexander Gennadiyevich** (b. 1988) – a junior research fellow at the Electronics and Electrical Engineering Department in the Novosibirsk State Technical University. His research interests are currently focused on autonomous generation systems and multizone electronic converters. He is the author of 25 scientific papers. (Address: 20, Karl Marx Av., Novosibirsk, 630073, Russia. E-mail: [\\_bismark\\_@mail.ru](mailto:_bismark_@mail.ru)).



**Зиновьев Геннадий Степанович** – д-р техн. наук, профессор кафедры электроники и электротехники Новосибирского государственного технического университета. Область научных интересов: силовые полупроводниковые преобразователи. Опубликовано более 300 научных работ. (Адрес: 630073, Российская Федерация, Новосибирск, пр. К. Маркса, 20. E-mail: [genstep@mail.ru](mailto:genstep@mail.ru)).

**Zinoviev Gennady Stepanovich** – Doctor of Sciences (Eng.), Professor at the Electronics and Electrical Engineering Department in the Novosibirsk State Technical University. His research interests are currently focused on power electronic converters. He is author of more than 300 scientific papers. (Address: 20, Karl Marx Av., Novosibirsk, 630073, Russia. E-mail: [genstep@mail.ru](mailto:genstep@mail.ru)).

Статья поступила 02 октября 2015 г.

Received October 02, 2015

## To Reference:

Volkov A.G., Zinoviev G.S. Algoritm preobrazovaniia signalov upravleniia invertorom napriazheniia v signaly upravleniia invertorom toka [The algorithm of converting voltage source inverter control signals into current source inverter control signals]. *Doklady Akademii nauk vysshei shkoly Rossiiskoi Federatsii – Proceedings of the Russian higher school Academy of sciences*, 2016, no. 1 (30), pp. 21–33. doi: 10.17212/1727-2769-2016-1-21-33