

Устройства аналоговой и цифровой электроники

УДК 621.313.3

DOI: 10.14529/power150205

ВЕКТОРНАЯ ШИМ ДЛЯ ДВУХСЕКЦИОННОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ЧАСТОТЫ

А.В. Костылев

Уральский федеральный университет им. первого Президента России Б.Н. Ельцина, г. Екатеринбург

Статья посвящена вопросам анализа режимов работы двухсекционного преобразователя частоты (ДСПЧ) на основе двух последовательно включенных инверторов напряжения. Рассматривается вопрос реализации векторной широтно-импульсной модуляции (ШИМ) для исследуемого преобразователя. Представлены схемы включения преобразователя и векторная диаграмма состояний выходного напряжения. Показано, что диаграмма состояний соответствует традиционному трехуровневому преобразователю. Предложен алгоритм векторной ШИМ, обеспечивающий удвоение частоты переключений фазного напряжения по отношению к частоте коммутации силовых ключей инверторов. Представленный в статье алгоритм векторной ШИМ позволяет исключить необходимость компенсации 2-й и 4-й гармоник, возникающих в предложенном ранее подходе к синтезу системы управления двухсекционным преобразователем с использованием односторонних опорных сигналов в узле ШИМ. Также данный прием несколько улучшает гармонический состав выходного напряжения ДСПЧ в высокочастотной области. Однако несколько увеличивается нагрузка на ключи одного из инверторов за счет дополнительных переключений нулевых векторов. Для реализации представленного алгоритма удобно использовать модуль ПЛИС.

В статье приводятся временные диаграммы фазного напряжения на выходе преобразователя и его спектральный состав.

Ключевые слова: векторная широтно-импульсная модуляция, двухсекционный преобразователь частоты.

Введение

В современной полупроводниковой преобразовательной технике для регулируемого электропривода переменного тока получили применение многоуровневые и, в частности, трехуровневые автономные инверторы, позволяющие увеличить число уровней выходного напряжения и улучшить гармонический состав переменного тока, питающего двигатель [1, 2]. К недостаткам силовых схем с трехуровневыми автономными инверторами относятся наличие дополнительных фиксирующих диодов и проблема поддержания

заданного значения нулевого уровня напряжения питания.

В работе [3] рассмотрен представленный на рис. 1. альтернативный вариант топологии силовой схемы – двухсекционный преобразователь частоты (ДСПЧ), содержащий два двухуровневых инвертора напряжения (UZ1, UZ2), выполненных по трехфазным мостовым схемам и имеющих независимое питание от двух потенциально разделенных источников выпрямленного напряжения (E_{d1} , E_{d2}). В сравнении с классической схемой трехуровневого инвертора такая схема дает анало-

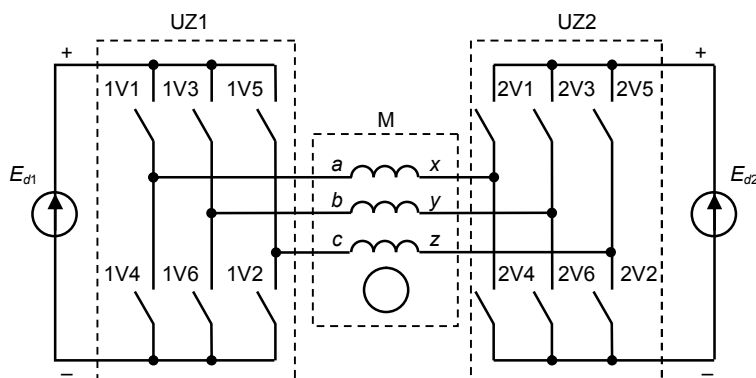


Рис. 1. Силовая схема двухсекционного инвертора напряжения

гичное увеличение выходной мощности, величины и числа возможных уровней выходного напряжения. При этом снимается проблема распределения напряжения между конденсаторами в цепях питания инверторов, а также между последовательно соединенными силовыми транзисторами в классической схеме. Кроме того, в двухсекционной схеме отсутствуют дополнителные фиксирующие диоды и облегчается возможность улучшения сетевых характеристик преобразователя частоты за счет использования возможностей многопульсных схем выпрямления.

Система управления предложенным вариантом схемы автономного инвертора напряжения строится на основе тех же подходов, что применяются и для традиционного инвертора напряжения. Вопросы реализации синусоидальной ШИМ рассмотрены в [3]. Настоящая статья посвящена вопросам построения векторной системы широтно-импульсной модуляции для рассматриваемого двухсекционного инвертора.

Диаграммы состояний двухсекционного инвертора

Схема, приведенная на рис. 1, состоит из двух, включенных последовательно по отношению к нагрузке, двухуровневых инверторов напряжения. Как следствие, напряжение на нагрузке равно геометрической сумме напряжений с учетом знака, генерируемых инверторами. Как известно [4], двухуровневый инвертор напряжения имеет 8 разрешенных состояний. Поэтому общее число состояний двухсекционного инвертора, формируемых комбинациями включения ключей 1V1–1V6 и 2V1–2V6, равно 64. Однако большинство этих состояний образуют одинаковые по модулю и фазе векторы напряжения, кроме того из рассмотрения следует исключить состояния, формирующие два противофазных вектора. Диаграмма возможных пространственных векторов напряжений ДСПЧ приведена на рис. 2.

Диаграмма, приведенная на рис. 2, а полностью соответствует диаграмме трехуровневого инвертора напряжения. Из этого следует, что по гармоническому составу напряжение на нагрузке в

трехуровневом инверторе и в ДСПЧ будут достаточно близки. Диаграмма обладает свойством 6-тактной симметрии. На рис. 2, б. приведен I сектор. Кружками обозначены следующие состояния инвертора: Н – нулевой вектор (может быть реализован 4 состояниями), М1, М2 – «малые» векторы (каждый реализуется 2 состояниями), С – «средний» вектор (реализуется 2 состояниями), В1, В2 – «большие» векторы (каждый реализуется только 1 состоянием).

Рассмотрим подробнее формирование пространственных векторов напряжения диаграммы рис. 2, б. Диаграмма разделена на 4 сегмента – равносторонних треугольника, длина ребра которого равна модулю напряжения одного из образующих ДСПЧ инверторов (справедливо при условии равенства $E_{d1} = E_{d2}$). Комбинирование пространственных векторов отдельных инверторов позволяет реализовать требуемый суммарный вектор. Примеры реализации векторов и схемы, соответствующие им, приведены рис. 3.

Заметим, что это лишь отдельные комбинации из существенно большего числа вариантов включений.

Реализация алгоритма векторной ШИМ для ДСПЧ

Реализация векторной ШИМ для многоуровневых инверторов напряжения подробным образом изложена в [2]. Учитывая идентичность диаграммы состояний ДСПЧ, приведенной на рис. 2, а, и диаграммы состояний трехуровневого инвертора преобразователя частоты можно сделать вывод об общности алгоритмов ШИМ в этих преобразователях, по крайней мере, в части расчета времен действия состояний инвертора.

Основным принципом векторной ШИМ в многоуровневых преобразователях является требование формирования желаемого напряжения с помощью базовых векторов, принадлежащих одному сегменту диаграммы. Такой подход обеспечивает минимизацию dU/dt за счет обеспечения минимально возможного для данной схемы расстояния между соседними уровнями выходного напряжения.

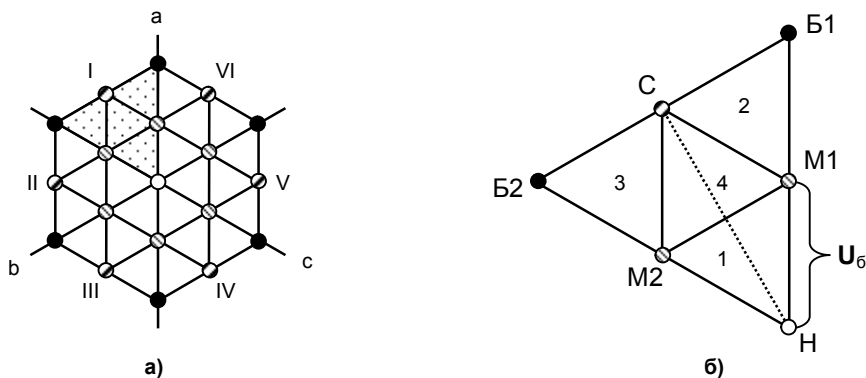


Рис. 2. Диаграмма пространственных векторов напряжений ДСПЧ: а – общая диаграмма; б – распределение векторов в I секторе

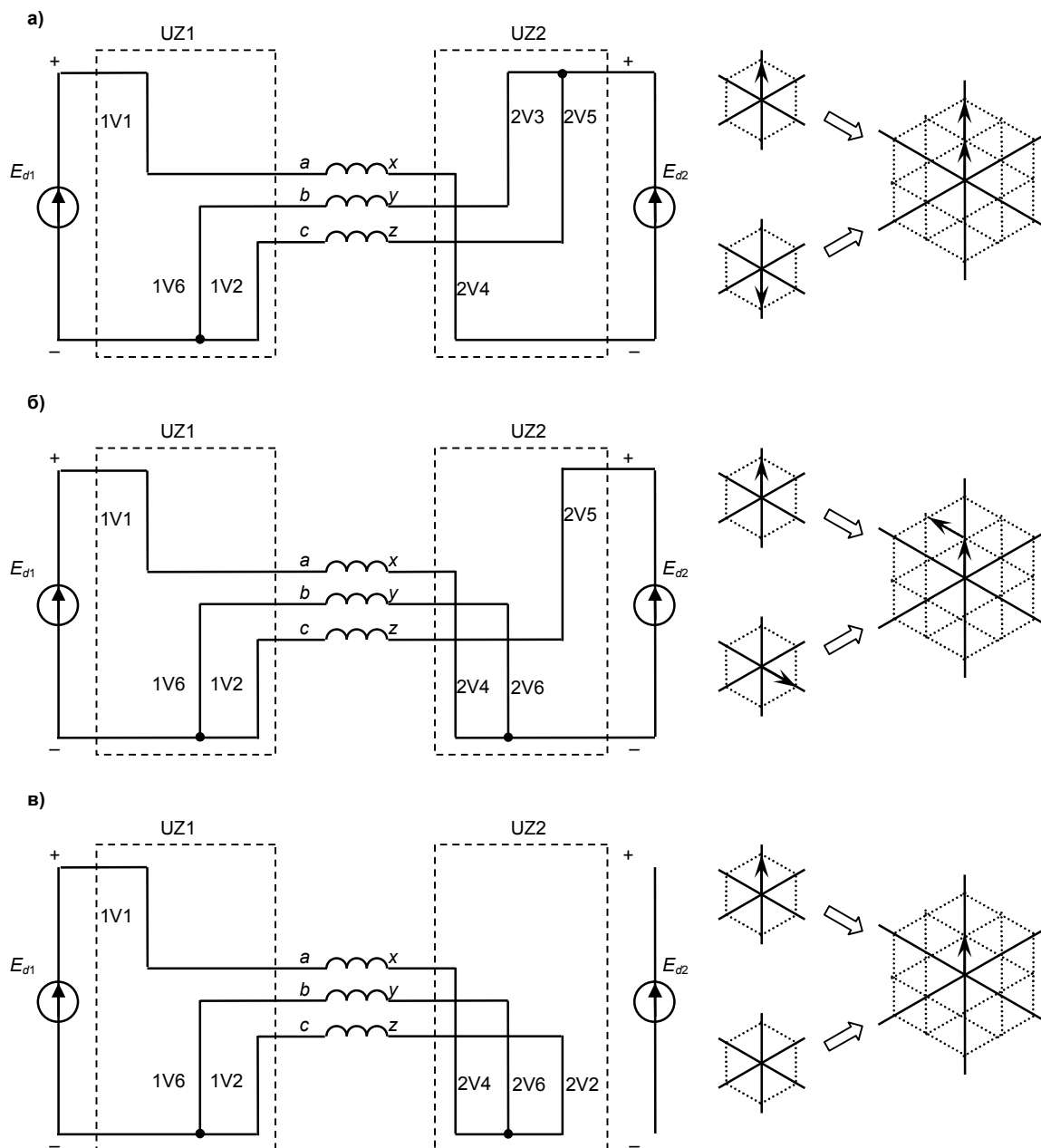


Рис. 3. Пример реализации пространственных векторов в схеме ДСПЧ:
 а – «большого», б – «среднего», в – «малого»

Принадлежность к конкретному сегменту желаемого вектора выходного напряжения определяется исходя из известных соотношений [2], иллюстрируемых на рис. 4 и приведенных в таблице.

На рис. 4. $U_{ж}$ – желаемый вектор выходного напряжения ДСПЧ, $U_{ж1}$, $U_{ж2}$ – проекции желаемого вектора на соответствующие грани сектора, U_6 – длина базового вектора *одного* из инверторов ДСПЧ.

Принципиальное отличие алгоритма векторной ШИМ для ДСПЧ состоит в выборе способа конкретной векторной реализации состояний инвертора. Далее рассмотрен вариант реализации

алгоритма, позволяющий организовать удвоение частоты коммутаций напряжения на нагрузке по отношению к частоте коммутации силовых ключей [3].

Покажем реализации желаемого вектора при его нахождении в разных сегментах. На рис. 5–7. представлены варианты диаграмм переключений для сегментов 1, 2 и 4 соответственно. Диаграмма 3-го сегмента качественно совпадает с диаграммой для 2-го. Каждая диаграмма состоит из 6 циклически включаемых состояний. Сплошной линией показан вектор напряжения 1-го инвертора, пунктирной – 2-го инвертора ДСПЧ.

В каждом из показанных выше случаев векторы как 1-го, так и 2-го инвертора совершают одностороннее движение. Это эквивалентно односторонней пилообразной развертке для синусоидальной ШИМ. Как было показано в [3], такой вариант позволяет получить благоприятный гармонический состав выходного напряжения. Однако применение несимметричного опорного напряжения приводит к появлению 2-й и 4-й гармоник, которые необходимо компенсировать. Это приводит к усложнению системы регулирования и некоторому уменьшению максимального выходного напряжения преобразователя. Спектр фазного напряжения

(с компенсацией 2-й и 4-й гармоник) выполненный средствами Matlab приведен на рис. 8, а.

Указанная проблема может быть решена за счет введения обратного порядка следования векторов, т. е. после серии переключений «1-2-3-4-5-6» повторить ее в обратном порядке «6-5-4-3-2-1». Такой вариант в некотором смысле эквивалентен системе с двухсторонним опорным напряжением и не содержит четных гармоник. На рис. 8, б приведен спектр выходного напряжения для этого режима векторной ШИМ. Заметим, что в обоих вариантах THD напряжений практически совпадает и составляет порядка 30 %.

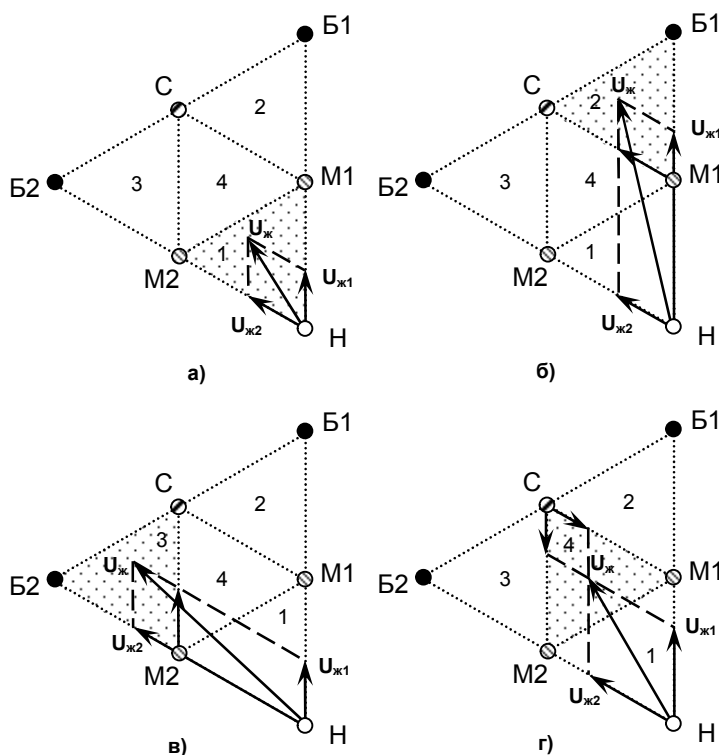


Рис. 4. Условия выбора рабочего сегмента

Таблица

Сегмент	Условие принадлежности	Относительные продолжительности включения векторов
1	$ U_{ж1} \leq U_6$ $ U_{ж2} \leq U_6$ $ U_{ж1} + U_{ж2} \leq U_6$	$\tau_{M1} = U_{ж1} / U_6$ $\tau_{M2} = U_{ж2} / U_6$ $\tau_H = 1 - \tau_{M1} - \tau_{M2}$
2	$ U_{ж1} > U_6$	$\tau_{B1} = U_{ж1} / U_6 - 1$ $\tau_C = U_{ж2} / U_6$ $\tau_{M1} = 1 - \tau_{B1} - \tau_C$
3	$ U_{ж2} > U_6$	$\tau_C = U_{ж1} / U_6$ $\tau_{B2} = U_{ж2} / U_6 - 1$ $\tau_{M2} = 1 - \tau_{B2} - \tau_C$
4	$ U_{ж1} \leq U_6$ $ U_{ж2} \leq U_6$ $ U_{ж1} + U_{ж2} > U_6$	$\tau_{M1} = 1 - U_{ж2} / U_6$ $\tau_{M2} = 1 - U_{ж1} / U_6$ $\tau_C = \tau_{M1} + \tau_{M2} - 1$

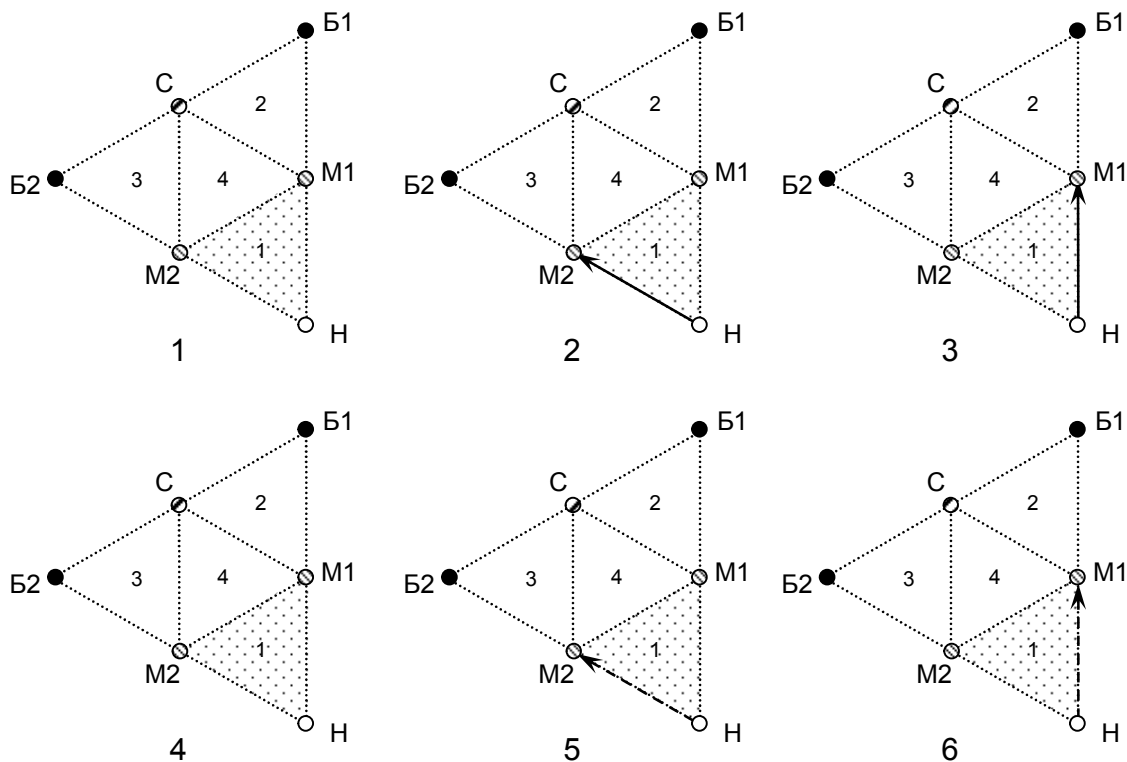


Рис. 5. Диаграмма переключений для сегмента 1

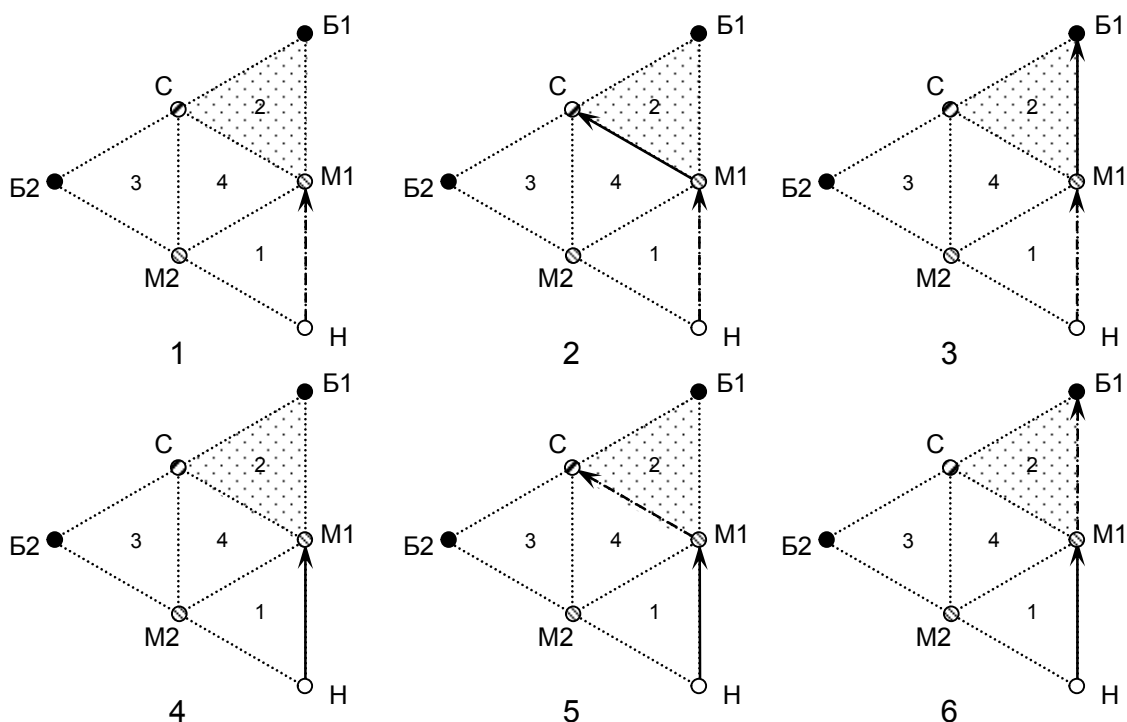


Рис. 6. Диаграмма переключений для сегмента 2

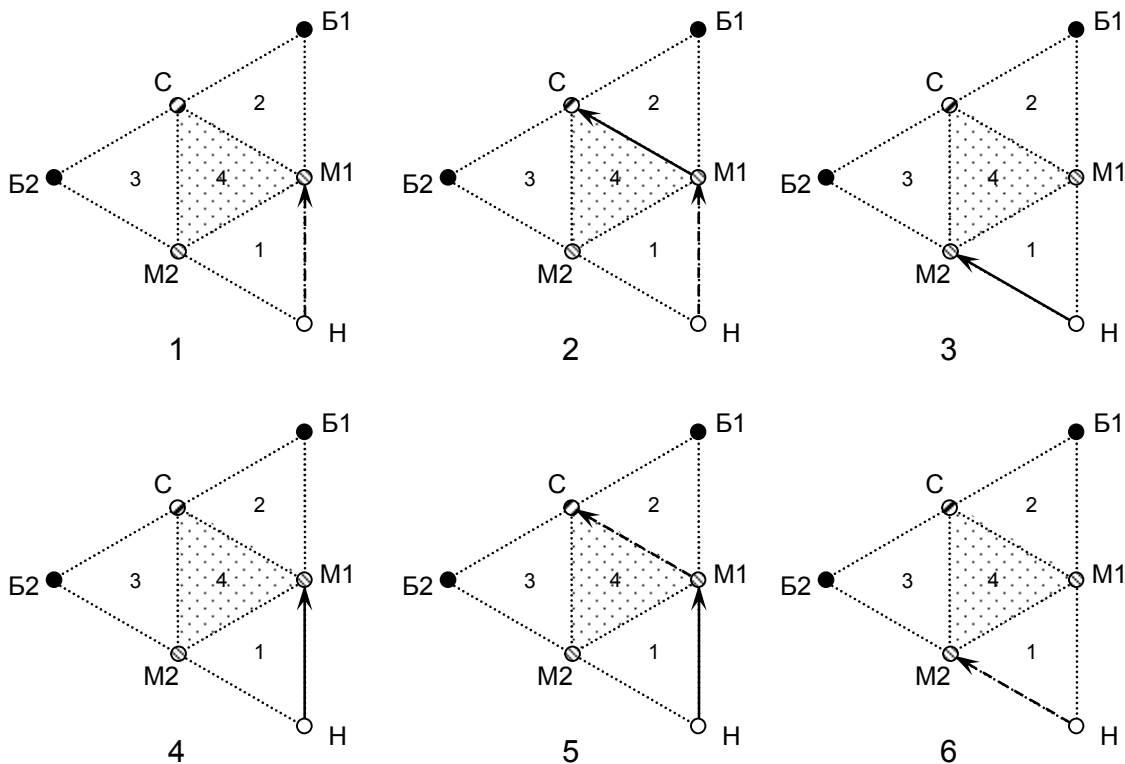


Рис. 7. Диаграмма переключений для сегмента 4 (1-й полусектор)

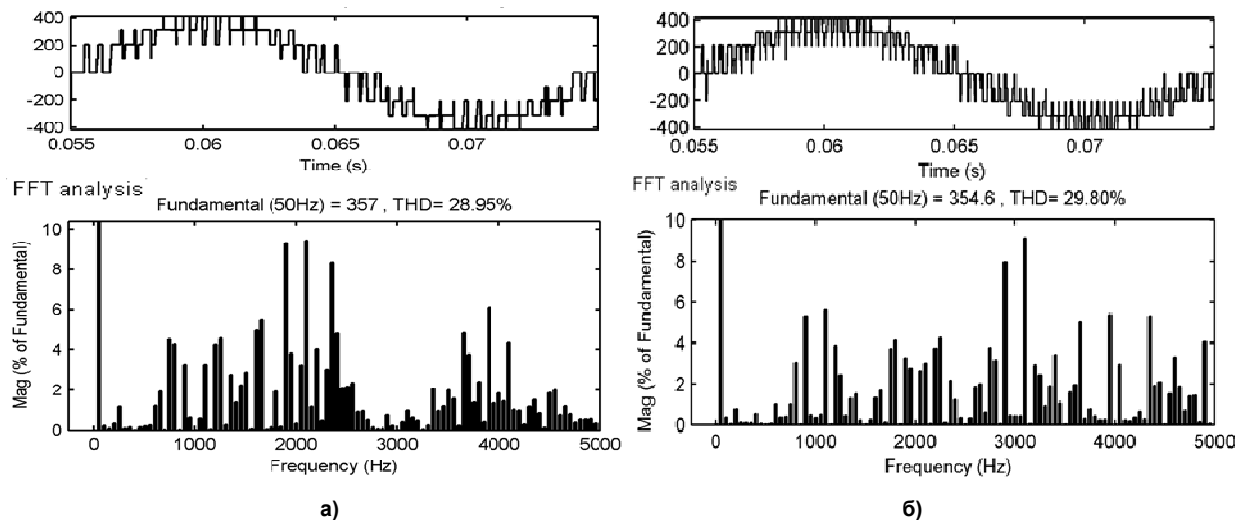


Рис. 8. Спектральный состав выходного напряжения ДСПЧ

Заключение

Представленный в статье алгоритм векторной ШИМ позволяет исключить необходимость компенсации 2-й и 4-й гармоник, возникающих в предложенном ранее подходе к синтезу системы управления ДСПЧ с использованием односторонних опорных сигналов в узле ШИМ. Также данный прием несколько улучшает гармонический состав выходного напряжения ДСПЧ в высокочастотной области. Однако несколько увеличивается нагрузка на ключи одного из инверторов за счет

дополнительных переключений нулевых векторов. Для реализации представленного алгоритма удобно использовать модуль ПЛИС.

Литература

1. Пронин, М.В. Силовые полностью управляемые полупроводниковые преобразователи (моделирование и расчет) / М.В. Пронин, А.Г. Воронцов; под ред. Е.А. Крутякова. – СПб.: Электросила, 2003. – 172 с.
 2. Pou, J. Modulation and control of three-phase

PWM multilevel converters. Ph. D. Dissertation / J. Pou. – Terrassa: Universitat politècnica de Catalunya, 2002. – 206 p.

3. Шрейнер, Р.Т. Электропривод переменного тока с двухсекционным инвертором напряжения / Р.Т. Шрейнер, А.В. Костылев, С.И. Шилин // Труды VII Международной (XVIII Всероссийской) конфе-

ренции по автоматизированному электроприводу АЭП-2012. – Иваново: ИЭГУ, 2012. – С. 345–350.

4. Шрейнер, Р.Т. Математическое моделирование электроприводов переменного тока с полупроводниковыми преобразователями частоты / Р.Т. Шрейнер. – Екатеринбург: УРО РАН, 2000. – 654 с.

Костылев Алексей Васильевич, канд. техн. наук, доцент кафедры «Электропривод и автоматизация промышленных установок», Уральский федеральный университет им. первого Президента России Б.Н. Ельцина, г. Екатеринбург; a.v.kostylev@urfu.ru.

Поступила в редакцию 20 февраля 2015 г.

DOI: 10.14529/power150205

THE VECTOR PWM FOR TWO-SECTION FREQUENCY CONVERTER

A.V. Kostylev, Ural Federal University named after the first President of Russia B.N. Yeltsin, Yekaterinburg, Russian Federation, a.v.kostylev@urfu.ru

The paper deals with analysis of operating modes of two-section frequency converter (TSFC) based on two series-connected voltage inverters. The author considers implementation of the vector pulse-width modulation for analyzed converter. The schemes of converter powering and the vector diagram of the output voltage states are presented. It is shown that the vector state diagram corresponds to the diagram of the traditional three-level converter. The proposed algorithm of vector PWM provides a doubled frequency of phase voltage switching with respect to the switching frequency of the power switches. The presented algorithm of the vector PWM eliminates the necessity to compensate the 2nd and 4th harmonics that occur when using a traditional sinusoidal PWM with asymmetric reference signal. Also this technique slightly improves harmonic composition of the output voltage of the converter. However additional switching of the zero vector increases the load on the power switches. To implement the presented algorithm it is useful to apply FPGA module.

The paper presents the plot of the phase output voltage of the converter and its spectral composition.

Keywords: vector pulse-width modulation, two-section frequency converter.

References

1. Pronin M.V., Vorontsov A.G., Krutyakova E.A. (ed.). *Silovie polnostyu upravlyаемie poluprovodnikovye preobrazovateli (modelirovanie i raschet)* [Power is fully controllable semiconductor converters (modeling and calculation)]. St. Petersburg, Electrosila Publ., 2003. 172 p.
2. Pou J. Modulation and control of three-phase PWM multilevel converters. Ph.D. Dissertation. Terrassa, Universitat politècnica de Catalunya, 2002. 206 p.
3. Shreiner R.T., Kostylev A.V., Shilin S.I. [AC Drives with a two-voltage inverter]. *Trudy VII Megdunarodnoy (XVIII Vserossiyskoy) konferentsii po avtomatizirovannomu electroprivodu AEP-2012* [Proceedings of the VII International (XVIII All-Russian) Conference on automated electric AEP 2012]. Ivanovo, IGEU, 2012, pp. 345–350.
4. Shreiner R.T. *Mathematischeskoe modelirovanie electroprivodov peremennogo toka s poluprovodnikovimi preobrazovatelyami chastoti* [Mathematical modeling of AC drives with solid-state frequency converters]. Ekaterinburg: URO RAN Publ., 2000. 654 p.

Received 20 February 2015

БИБЛИОГРАФИЧЕСКОЕ ОПИСАНИЕ СТАТЬИ

Костылев А.В. Векторная ШИМ для двухсекционного преобразователя частоты / А.В. Костылев // Вестник ЮУрГУ. Серия «Энергетика». – 2015. – Т. 15, № 2. – С. 34–40. DOI: 10.14529/power150205

REFERENCE TO ARTICLE

Kostylev A.V. The Vector PWM for Two-Section Frequency Converter. *Bulletin of the South Ural State University. Ser. Power Engineering*, 2015, vol. 15, no. 2, pp. 34–40. (in Russ.) DOI: 10.14529/power150205