

ЭПТТ 2015



ACED 2015

УДК 621.314.27

2.2. ОСОБЕННОСТИ ВЕКТОРНОЙ ШИМ ДЛЯ ДВУХСЕКЦИОННОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ЧАСТОТЫ

THE FEATURES OF THE VECTOR PWM FOR TWO-SECTION FREQUENCY CONVERTER

Шрейнер Рудольф Теодорович, д-р. техн. наук, профессор-консультант каф. «Электрооборудование и энергоснабжение» Российского государственного профессионально-педагогического университета, Россия, 620012, г. Екатеринбург, ул. Машиностроителей, 11. E-mail: r_shreiner@mail.ru

Костылев Алексей Васильевич, канд. техн. наук, доцент, зав. кафедрой «Электропривод и автоматизация промышленных установок» Уральского федерального университета имени первого Президента России Б.Н. Ельцина, Россия, 620002, г. Екатеринбург, ул. Мира, 19. E-mail: a.v.kostylev@urfu.ru

Шилин Сергей Иванович, канд. техн. наук, доцент, начальник научно-инженерного центра ЗАО «Автоматизированные системы и комплексы», Россия, 620137, г. Екатеринбург, ул. Студенческая, 1д. E-mail: shilin@asc-ural.ru. Тел.: +7(343)360-05-01 (доб. 1007)

Rudolf T. Shreiner, Doctor Sc., Russian state vocational pedagogical university, 620012, Mashinostroiteley Street, 11, Ekaterinburg, Russia. E-mail: r_shreiner@mail.ru

Alex V. Kostylev, PhD in Technical Sciences, Ural federal university named after the first President of Russia B.N. Yeltsin, 620002, Mira Street, 19, Ekaterinburg, Russia. E-mail: a.v.kostylev@urfu.ru

Sergey I. Shilin, PhD in Technical Sciences, Chief Officer of Engineering Research Centre «Automated Systems and Complexes», Studencheskaya str. 1D, Ekaterinburg, Russia, 620137. E-mail: shilin@asc-ural.ru. Ph.: +7(343)360-05-01 ext. 1007

Аннотация: Статья посвящена вопросам анализа режимов работы двухсекционного преобразователя частоты (ДСПЧ) на основе двух последовательно включенных инверторов напряжения. Рассматривается вопрос реализации векторной широтно-импульсной модуляции для исследуемого преобразователя. Предложен алгоритм векторной ШИМ, позволяющий 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.

Abstract: This paper deals with analysis of two-section frequency converter based on two series-connected voltage inverters operating modes. The implementation issue of the vector pulse-width modulation for analyzed convertor is considered. The presented algorithm of the vector PWM eliminates the necessity to compensate the 2nd and 4th harmonics that occurs when using traditional sinusoidal PWM with asymmetric reference signal.

Ключевые слова: векторная широтно-импульсная модуляция, двухсекционный преобразователь частоты
Key words: Vector pulse-width modulation, two-section frequency converter

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, 4]. К недостаткам силовых схем с трехуровневыми автономными инверторами относятся наличие дополнительных фиксирующих диодов и проблема поддержания заданного значения нулевого уровня напряжения питания.

В работе [2] рассмотрен представленный на рис.1. альтернативный вариант топологии силовой схемы – двухсекционный преобразователь частоты (ДСПЧ), содержащий два двухуровневых инвертора напряжения (U_{Z1} , U_{Z2}), 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 аналогичное увеличение выходной мощности, величины и числа возможных уровней выходного напряжения. При

2. Силовые полупроводниковые преобразователи для электроприводов переменного тока

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

дополнительные фиксирующие диоды и облегчается возможность улучшения сетевых характеристик преобразователя частоты за счет использования возможностей многопульсных схем выпрямления.

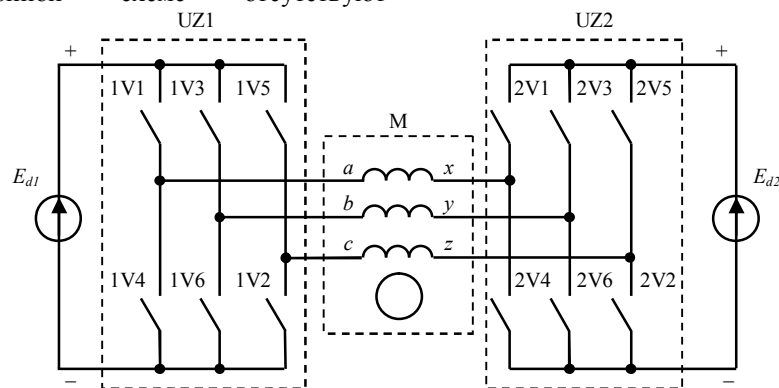


Рис. 1. Силовая схема двухсекционного инвертора напряжения

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 [2]. 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 с учетом знака сумме напряжений, генерируемых инверторами. Как известно [3], 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.

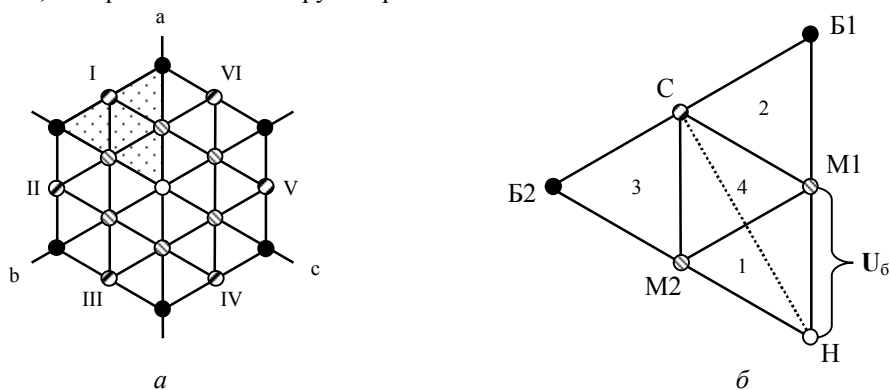


Рис.2. Диаграмма пространственных векторов напряжений ДСПЧ
а – общая диаграмма, б – распределение векторов в I секторе

Диаграмма, приведенная на рис.2а. полностью соответствует диаграмме трехуровневого инвертора напряжения. Из этого следует, что по форме напряжения на нагрузке в трехуровневом инверторе и в ДСПЧ будут достаточно близки. Диаграмма обладает свойством 6-тактной симметрии. На рис. 2б. приведен фрагмент диаграммы для I-го сектора. Кружками

обозначены следующие состояния инвертора: Н – нулевой вектор (может быть реализован 4-мя состояниями включения ключей инвертора), М1,2 – «малые» векторы (каждый реализуется 2-мя состояниями), С – «средний» вектор (реализуется 2-мя состояниями), В1,2 – «большие» векторы (каждый реализуется только 1-м состоянием).

Диаграмма на рис.2б разделена на 4 сегмента – равносторонних треугольника, длина ребра которого равна модулю напряжения одного из образующих ДСПЧ инверторов (справедливо при условии равенства $E_{a1}=E_{a2}$). Комбинирование пространственных векторов отдельных инверторов позволяет реализовать требуемый суммарный вектор.

РЕАЛИЗАЦИЯ АЛГОРИТМА ВЕКТОРНОЙ ШИМ ДЛЯ ДСПЧ

Реализация векторной ШИМ для многоуровневых инверторов напряжения подробным образом изложена в [4]. Учитывая идентичность диаграммы состояний ДСПЧ, приведенной на рис.2а., 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 векторов состояния инвертора.

Основным принципом реализации векторной ШИМ в многоуровневых преобразователях является требование формирования желаемого вектора 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.

Принадлежность к конкретному сегменту желаемого вектора выходного напряжения определяется исходя из известных соотношений [4], иллюстрируемых на рис.3. и приведенных в таблице 1.

Таблица 1.

Расчет продолжительностей включения векторов

Номер сегмента	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$	$\tau_{M1} = 1 - U_{ж2} / U_6$ $\tau_{M2} = 1 - U_{ж1} / U_6$ $\tau_C = \tau_{M1} + \tau_{M2} - 1$

На рис.3. $U_{ж}$ – желаемый вектор выходного напряжения ДСПЧ, $U_{ж1,2}$ – проекции желаемого вектора на соответствующие грани сектора, U_6 – длина базового вектора *одного* из инверторов ДСПЧ.

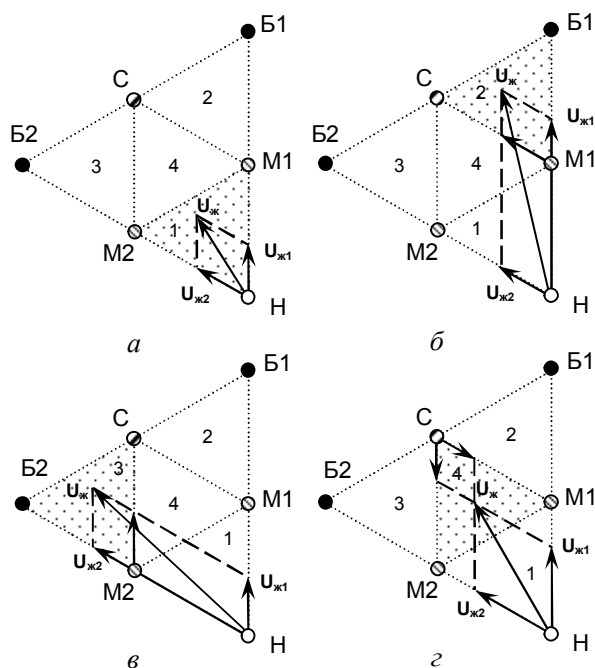


Рис.3. Условия выбора рабочего сегмента

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 [2].

Приведем пример реализации желаемого вектора при его нахождении во 2-м сегменте (рис.4.). Диаграмма состоит из 6 циклически включаемых состояний. Сплошной линией показан вектор напряжения 1-го инвертора, пунктирной – 2-го инвертора ДСПЧ.

На диаграмме векторы как 1-го, так и 2-го инвертора совершают одностороннее движение. Это эквивалентно односторонней пилообразной развертке для синусоидальной ШИМ. Как было показано в [2], 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) приведен на рис.5а.

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.5б приведен

спектр выходного напряжения для этого режима векторной ШИМ. Заметим, что в обоих вариантах

THD напряжений практически совпадает и составляет порядка 30%.

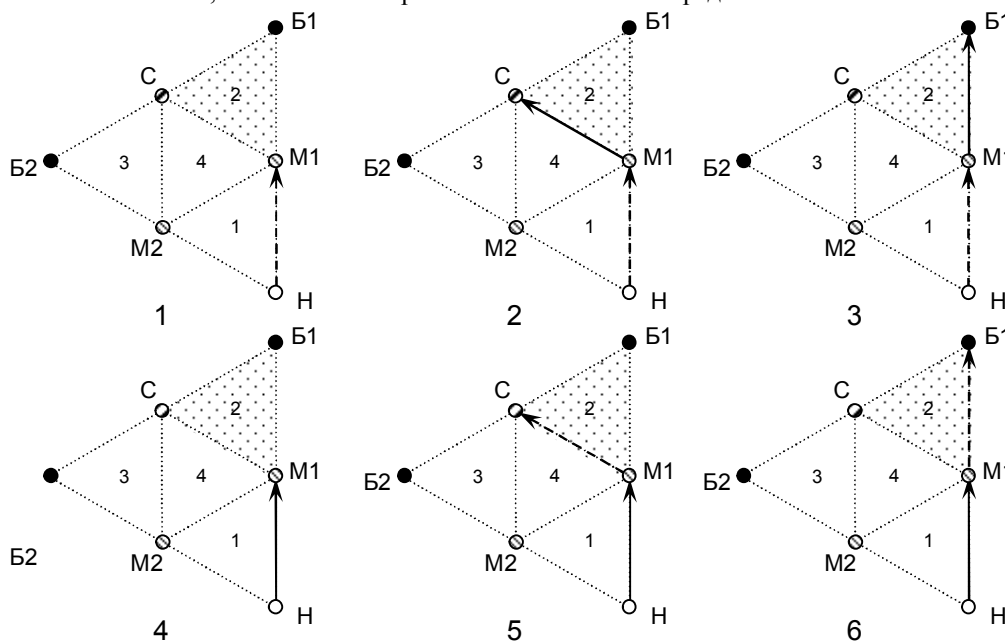


Рис.4. Диаграмма переключений для сегмента 2

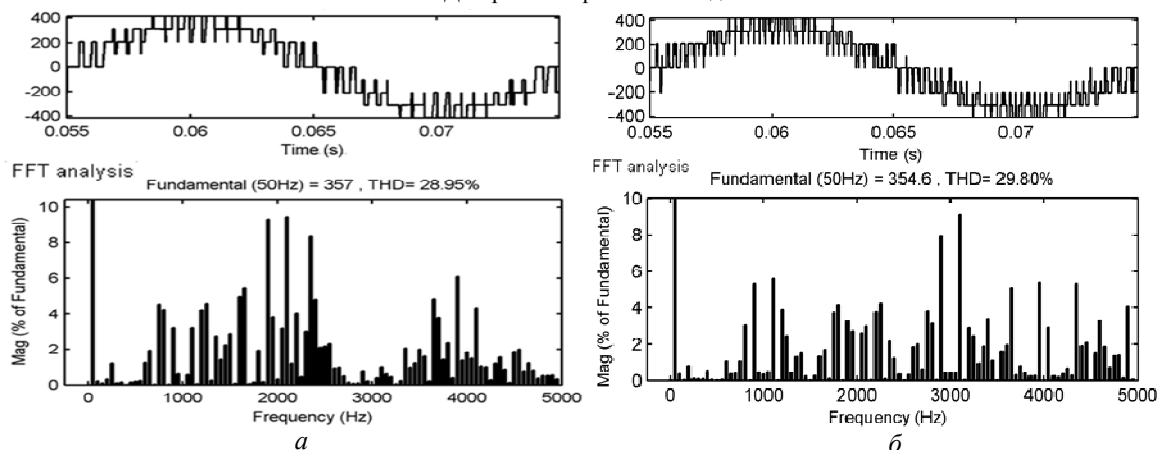


Рис.5. Спектральный состав выходного напряжения ДСПЧ

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.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Пронин М.В. Силовые полностью управляемые полупроводниковые преобразователи (моделирование и расчет). / М.В. Пронин, А.Г.

Воронцов. Под ред. Крутякова Е.А. Санкт-Петербург, «Электросила», 2003. 172 с.

2. Шрейнер Р.Т. Электропривод переменного тока с двухсекционным инвертором напряжения / Р.Т. Шрейнер, А.В. Костылев, С.И. Шилин // Труды VII Международной (XVIII Всероссийской) конференции по автоматизированному электроприводу АЭП-2012, Иваново, ИЭГУ, 2012, С. 345-350

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

4. Pou J. Modulation and control of three-phase PWM multilevel converters. Ph. D. Dissertation. Terrassa, Universitat politècnica de Catalunya, 2002, 206 p.