

УДК 621.314.26

А.Б. Дарьенков, Е.А. Чернов, Д.М. Кочеганов, Т.Х. Абузяров

СРАВНИТЕЛЬНОЕ ИМИТАЦИОННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ РАБОТЫ МАТРИЧНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ЧАСТОТЫ СО СКАЛЯРНЫМ И ПРОСТРАНСТВЕННО-ВЕКТОРНЫМ АЛГОРИТМАМИ УПРАВЛЕНИЯ

Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексеева

В статье рассматривается имитационное моделирование работы матричного преобразователя частоты (МПЧ) с двумя различными алгоритмами управления. В качестве инструмента моделирования применяется пакет Matlab Simulink. Приводятся результаты спектрального анализа осциллограмм потребляемого преобразователем тока и напряжения нагрузки. Имитационное моделирование показало, что пространственно-векторный алгоритм управления МПЧ при прочих равных условиях демонстрирует более высокие показатели электромагнитной совместимости и коэффициент передачи по напряжению, чем скалярный алгоритм управления МПЧ.

Ключевые слова: матричный преобразователь частоты, пространственно-векторный алгоритм управления, скалярный алгоритм управления.

Введение

Совершенствование эксплуатационных характеристик преобразователей является предметом интенсивных изысканий, в настоящее время исследовательский интерес привлекают непосредственные преобразователи частоты с матричной топологией или матричные преобразователи частоты (МПЧ). По сравнению с широко распространенными преобразователями частоты со звеном постоянного тока МПЧ обладает такими преимуществами, как:

- отсутствие элементов звена постоянного тока, подверженных старению, что повышает надежность устройства, повышает коэффициент полезного действия и уменьшает габариты;
- обеспечение двунаправленного потока передачи энергии позволяет осуществлять рекуперацию энергии в сеть и производить коррекцию входного коэффициента мощности при помощи специальных техник управления преобразователем.

Матричные преобразователи также имеют определенные недостатки:

- максимальный коэффициент передачи по напряжению ограничен величиной 0.866 при синусоидальных формах входных токов и выходных напряжений;
- используется большее количество полупроводниковых приборов, чем в преобразователях частоты со звеном постоянного тока;
- сложность алгоритмов системы управления.

Принцип работы матричного преобразователя частоты

Структура матричного преобразователя содержит девять двунаправленных ключевых элементов, которые позволяют подключить каждую фазу питающей сети с каждой фазой нагрузки, структурная схема устройства представлена на рис. 1. Из-за отсутствия в конструкции матричного преобразователя элементов накопления энергии, выходное напряжение формируется непосредственно из сегментов напряжения питания. Продолжительность включения каждого используемого сегмента кривой входного напряжения должна контролироваться таким образом, чтобы среднее значение выходного напряжения на интервале сегмента соответствовало заданному; частота модуляции должна быть выбрана значительно большей, чем ча-

стота входных и выходных напряжений. Без перехода в область сверхмодуляции максимальная амплитуда выходного напряжения матричного преобразователя составляет 0,866 от амплитуды напряжения питания. Сверхмодуляция позволяет увеличить коэффициент передачи по напряжению, однако приводит к усилению искажений выходных напряжений и потребляемых токов преобразователя.

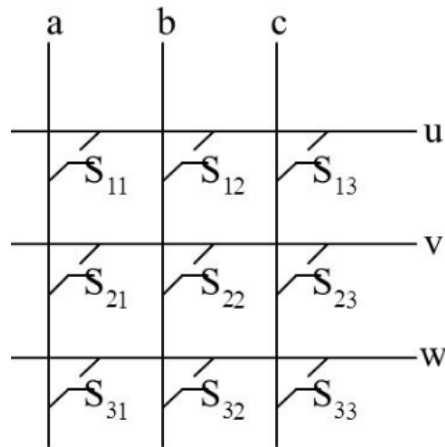


Рис. 1. Структурная схема трехфазно-трехфазного матричного преобразователя частоты

Алгоритмы управления матричным преобразователем частоты

С момента первого описания матричного преобразователя и по настоящее время способы управления являются предметом активных исследований. Стратегия управления матричным преобразователем должна удовлетворять следующим требованиям:

- формирование выходного напряжения требуемой частоты и амплитуды;
- обеспечение минимальных искажений формы потребляемых токов с возможностью регулирования фазового угла между потребляемым током и напряжением питания преобразователя;
- обеспечение максимального коэффициента передачи по напряжению;
- обеспечение минимума динамических потерь в силовых ключах;
- адаптированность к реализации с помощью цифровых средств.

В настоящей статье рассматривается скалярная техника управления П.Д. Зиогаса, С.И. Кхана и М.Х. Рашида [1, 2], а также техника прямой пространственно-векторной модуляции Д. Кэсэди, Г. Гранди, Г. Серра, А. Тани [3]. При использовании скалярной техники управления П.Д. Зиогаса, С.И. Кхана и М.Х. Рашида работа матричного преобразователя соответствует работе преобразователя частоты со звеном постоянного тока, с тем отличием, что в качестве напряжения звена постоянного тока используется входное линейное напряжение, имеющее наибольшее значение в данный момент времени. Таким образом, система управления преобразователем формирует шесть рабочих интервалов, соответствующих максимальному значению одного из входных линейных напряжений (рис. 2).

На каждом интервале работы вентили преобразователя функционируют в одном из трех режимов: постоянно включен, постоянно выключен, модуляция. Рассмотрим работу преобразователя с применением данной техники управления на интервале S_1 . На рис. 3 приведена схема силовой части преобразователя с нумерацией вентилях [4]. На интервале S_1 наибольшее значение имеет напряжение U_{AB} . Для формирования выходных напряжений будут использоваться вентили фаз A и B , вентили фазы C будут находиться в выключенном состоянии. Потенциал фазы A превышает потенциал фазы B , следовательно, фаза A будет подключаться к нагрузке через подводящие вентили 1, 7, 13, а фаза B – через отводящие вентили 4, 10, 16. При этом эквивалентная схема матричного преобразователя будет иметь вид схемы трехфазного мостового инвертора напряжения (рис. 4).

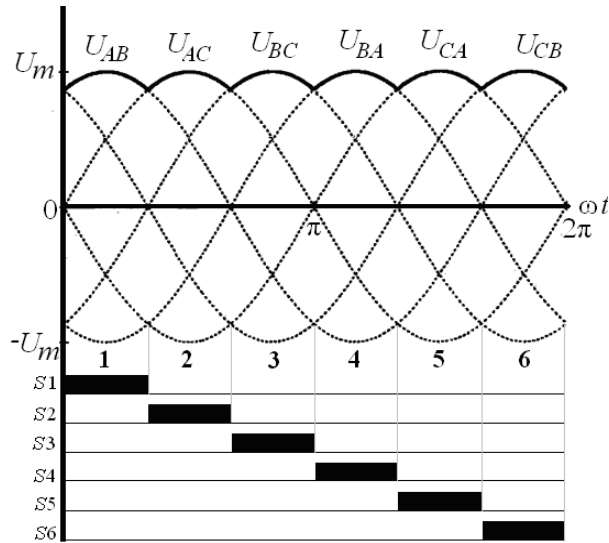


Рис. 2. Формирование интервалов работы преобразователя

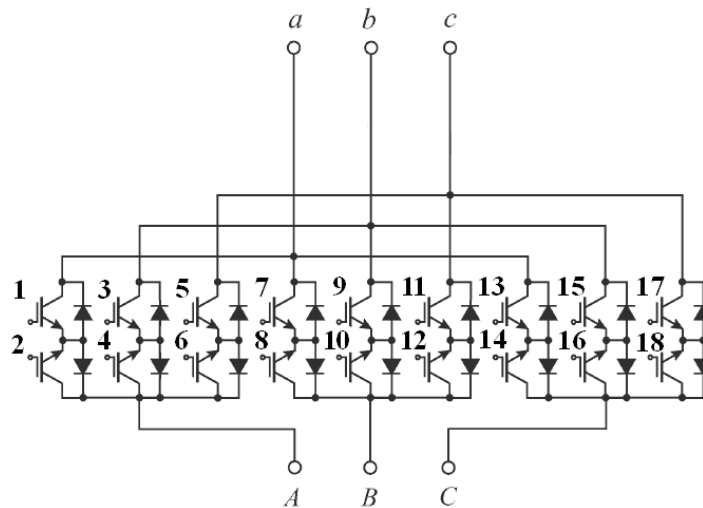


Рис. 3. Схема силовой части преобразователя с нумерацией вентилей

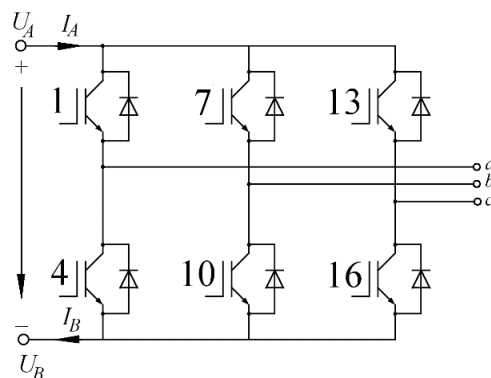


Рис. 4. Эквивалентная схема матричного преобразователя на интервале работы S1

Роль напряжения звена постоянного тока играет линейное напряжение U_{AB} . Для обеспечения протекания тока обратного направления в нагрузке вентили 2, 8, 14 фазы А и вентили

3, 9, 15 фазы B находятся в постоянно включенном состоянии. Работа преобразователя на других интервалах осуществляется аналогично. Основным преимуществом данной техники управления является простота реализации.

Система управления матричным преобразователем в среде *MatlabSimulink*, реализующая данную технику, представлена на рис. 5.

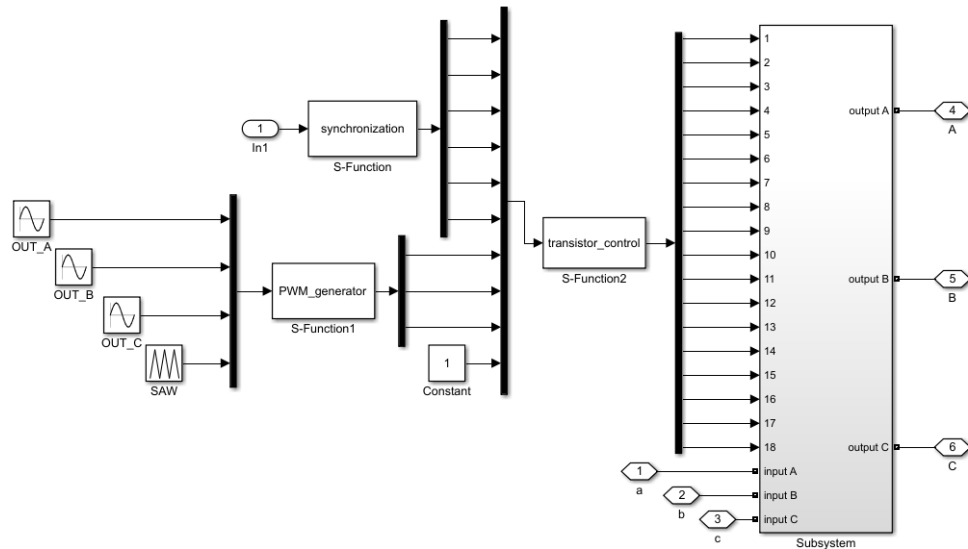


Рис. 5. Система управления МПЧ по принципу П.Д. Зиогаса, С.И. Кхана и М.Х. Рашида с блоком двунаправленных ключей

Система управления включает в себя блоки s -функций *MatlabSimulink*, осуществляющие:

- синхронизацию с сетевым напряжением, формирование интервалов работы;
- формирование сигналов ШИМ в соответствии с заданием на выходное напряжение;
- формирование сигналов управления транзисторами в соответствии с методикой мягкой коммутации.

Другая техника управления матричным преобразователем – пространственно-векторная модуляция – была предложена Д. Кэсэди, Г. Гранди, Г. Серра, А. Тани. Она основана на пространственно-векторном представлении мгновенных значений входных и выходных напряжений и токов. Из 27 доступных коммутационных конфигураций трехфазно-трехфазного матричного преобразователя, в алгоритме пространственно-векторной модуляции применяются только 21. Первые 18 конфигураций, представленных в табл. 1, определяют вектор выходного напряжения и вектор входного тока, имеющие фиксированные направления (рис. б). Модуль этих векторов зависит от мгновенных значений входного напряжения и тока. Последние три конфигурации задают нулевой входной ток и нулевое выходное напряжение. Для обозначения комбинаций работающих двунаправленных ключей также применяются буквенные обозначения, соответствующие обозначениям фаз питающей сети, подключаемым к фазам нагрузки. Так, вектор +1 имеет буквенное обозначение ABB , вектор +2 BCC и т. д.

Таблица 1

Коммутационные конфигурации матричного преобразователя

Номер вектора	Конфигурация ключей			Выходные фазные напряжения			Выходные линейные напряжения			Входные линейные токи		
				V_a	V_b	V_c	V_{ab}	V_{bc}	V_{ca}	I_A	I_B	I_C
+1	S _{Aa}	S _{Bb}	S _{Bc}	V _A	V _B	V _B	V _{AB}	0	-V _{AB}	I _a	I _b +I _c	0
-1	S _{Ba}	S _{Ab}	S _{Ac}	V _B	V _A	V _A	-V _{AB}	0	V _{AB}	I _b +I _c	I _a	0
+2	S _{Ba}	S _{Cb}	S _{Cc}	V _B	V _C	V _C	V _{BC}	0	-V _{BC}	0	I _a	I _b +I _c
-2	S _{Ca}	S _{Bb}	S _{Bc}	V _C	V _B	V _B	-V _{BC}	0	V _{BC}	0	I _b +I _c	I _a
+3	S _{Ca}	S _{Ab}	S _{Ac}	V _C	V _A	V _A	V _{CA}	0	-V _{CA}	I _b +I _c	0	I _a
-3	S _{Aa}	S _{Cb}	S _{Cc}	V _A	V _C	V _C	-V _{CA}	0	V _{CA}	I _a	0	I _b +I _c
+4	S _{Ba}	S _{Ab}	S _{Bc}	V _B	V _A	V _B	-V _{AB}	V _{AB}	0	I _b	I _a +I _c	0
-4	S _{Aa}	S _{Bb}	S _{Ac}	V _A	V _B	V _A	V _{AB}	-V _{AB}	0	I _a +I _c	I _b	0
+5	S _{Ca}	S _{Bb}	S _{Cc}	V _C	V _B	V _C	-V _{BC}	V _{BC}	0	0	I _b	I _a +I _c
-5	S _{Ba}	S _{Cb}	S _{Bc}	V _B	V _C	V _B	V _{BC}	-V _{BC}	0	0	I _a +I _c	I _b
+6	S _{Aa}	S _{Cb}	S _{Ac}	V _A	V _C	V _A	-V _{CA}	V _{CA}	0	I _a +I _c	0	I _b
-6	S _{Ca}	S _{Ab}	S _{Cc}	V _C	V _A	V _C	V _{CA}	-V _{CA}	0	I _b	0	I _a +I _c
+7	S _{Ba}	S _{Bb}	S _{Ac}	V _B	V _B	V _A	0	-V _{AB}	V _{AB}	I _c	I _a +I _b	0
-7	S _{Aa}	S _{Ab}	S _{Bc}	V _A	V _A	V _B	0	V _{AB}	-V _{AB}	I _a +I _b	I _c	0
+8	S _{Ca}	S _{Cb}	S _{Bc}	V _C	V _C	V _B	0	-V _{BC}	V _{BC}	0	I _c	I _a +I _b
-8	S _{Ba}	S _{Bb}	S _{Cc}	V _B	V _B	V _C	0	V _{BC}	-V _{BC}	0	I _a +I _b	I _c
+9	S _{Aa}	S _{Ab}	S _{Cc}	V _A	V _A	V _C	0	-V _{CA}	V _{CA}	I _a +I _b	0	I _c
-9	S _{Ca}	S _{Cb}	S _{Ac}	V _C	V _C	V _A	0	V _{CA}	-V _{CA}	I _c	0	I _a +I _b

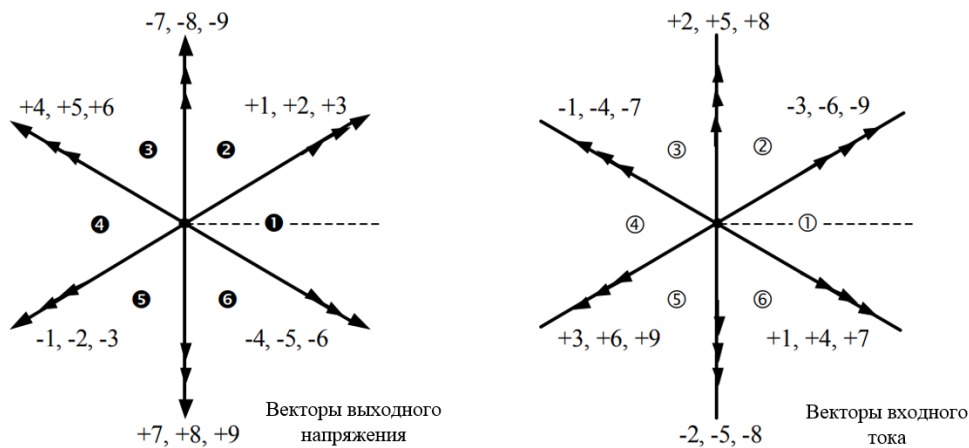


Рис. 6. Пространственные векторы матричного преобразователя

Основа алгоритма пространственно-векторной модуляции заключается в выборе четырех активных конфигураций с соответствующими продолжительностями включения, которые обеспечат требуемые параметры вектора выходного напряжения и величину фазового сдвига между входным током и входным напряжением. Так как данная топология матричного преобразователя частоты лишена элементов хранения энергии, регулировать амплитуду вектора входного тока с целью уменьшения искажений не представляется возможным. В качестве примера рассмотрим ситуацию, когда требуемый вектор выходного напряжения \vec{v}_o и вектор входного тока \vec{i}_i находятся в секторе 1 (рис. 7).

В каждый момент времени в качестве исходных данных известны вектор требуемого выходного напряжения \vec{v}_o , вектор входного напряжения \vec{e}_i и величина фазового сдвига между входным током и входным напряжением ϕ_i . Как видно из рис. 7, путем регулирования фазового угла β_i можно достичь требуемого значения угла ϕ_i .

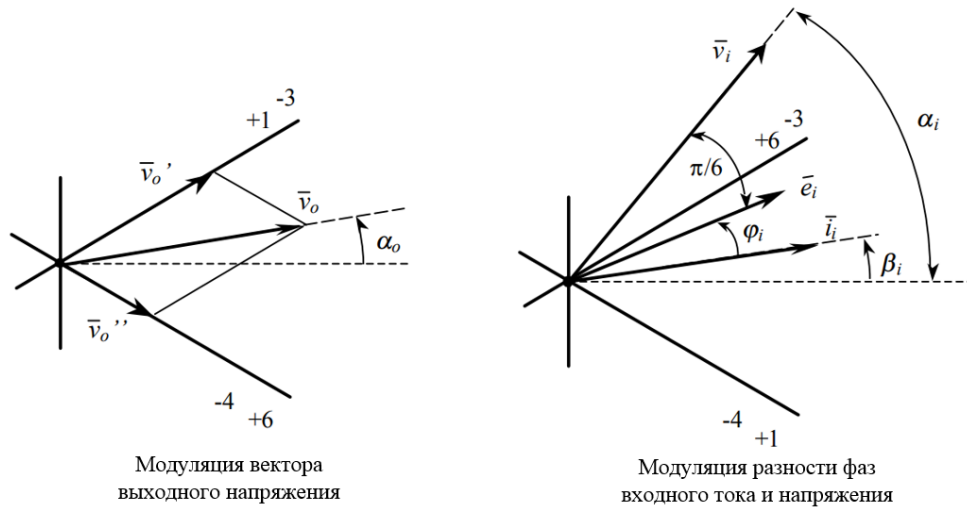


Рис. 7. Расположение векторов выходного напряжения и входного тока

Вектор выходного напряжения \vec{v}_o раскладывается на две компоненты \vec{v}_o' и \vec{v}_o'' , соответствующие двум смежным пространственным векторам выходного напряжения. Компонента \vec{v}_o' может быть сформирована из коллинеарных пространственных векторов $\pm 1, \pm 2, \pm 3$. Из шести возможных векторов выбираются те, которые принимают участие в формировании вектора входного тока в текущем секторе и обладают максимальной амплитудой. Такими векторами являются $+1$ и -3 . Аналогично для формирования компоненты \vec{v}_o'' выбираются векторы $+6$ и -4 . Соответствующие комбинации пространственных векторов для формирования векторов тока и напряжения в каждом секторе представлены в табл. 2.

Таблица 2

Конфигурации пространственных векторов для различных секторов

i_k	v_o	①	②	③	④	⑤	⑥
①		-3 +1 +6 -4	+9 -7 -3 +1	-6 +4 +9 -7	+3 -1 -6 +4	-9 +7 +3 -1	+6 -4 -9 +7
②		+2 -3 -5 +6	-8 +9 +2 -3	+5 -6 -8 +9	-2 +3 +5 -6	+8 -5 -2 +3	-5 +6 +8 -9
③		-1 +2 +4 -5	+7 -8 -1 +2	-4 +5 +7 -8	+1 -2 -4 +5	-7 +8 +1 -2	+4 -5 -7 +8
④		+3 -1 -6 +4	-9 +7 +3 -1	+6 -4 -9 +7	-3 +1 +6 -4	+9 -7 -3 +1	-6 +4 +9 -7
⑤		-2 +3 +5 -6	+8 -5 -2 +3	-5 +6 +8 -9	+2 -3 -5 +6	-8 +5 +2 -3	+5 -6 -8 +9
⑥		+1 -2 -4 +5	-7 +8 +1 -2	+4 -5 -7 +8	-1 +2 +4 -5	+7 -8 -1 +2	-4 +5 +7 -8
		I II III IV	I II III IV	I II III IV	I II III IV	I II III IV	I II III IV

В последней строке записывается порядковый номер комбинации пространственных векторов в пределах одного сектора.

В соответствии с этим, выражения, представляющие алгоритм модуляции, записываются следующим образом

$$\vec{v}_o' = \vec{v}_o^I d^I + \vec{v}_o^{II} d^{II} = \frac{2}{\sqrt{3}} v_o \cos(\tilde{\alpha}_o - \frac{\pi}{3}) e^{j[(K_v-1)\pi/3 + \pi/6]}, \quad (1)$$

$$\vec{v}_o'' = \vec{v}_o^{III} d^{III} + \vec{v}_o^{IV} d^{IV} = \frac{2}{\sqrt{3}} v_o \cos(\tilde{\alpha}_o + \frac{\pi}{3}) e^{j[(K_v-1)\pi/3 + \pi/6]}, \quad (2)$$

$$(\vec{i}_i^I d^I + \vec{i}_i^{II} d^{II}) j i_i e^{j\tilde{\beta}_i} = 0, \quad (3)$$

$$(\bar{i}_i^{-III} d^{III} + \bar{i}_i^{-IV} d^{IV}) j i_i e^{j\tilde{\beta}_i} = 0. \quad (4)$$

где d^{I-IV} – относительная длительность включения соответствующей комбинации;
 K_v – номер сектора, в котором находится вектор выходного напряжения;
 \bar{v}_i^{I-IV} – составляющие вектора выходного напряжения, соответствующие комбинации пространственных векторов;
 \bar{i}_i^{I-IV} – составляющие вектора входного тока, соответствующие комбинации пространственных векторов;
 $\tilde{\alpha}_o$ – угол между вектором выходного напряжения и биссектрисой сектора, в котором в данный момент находится вектор выходного напряжения;
 $\tilde{\beta}_i$ – угол между вектором входного тока и биссектрисой сектора, в котором в данный момент находится вектор входного тока;

Относительные длительности включения будут определяться как

$$d^I = \frac{2}{\sqrt{3}} m \frac{\cos\left(\tilde{\alpha}_o - \frac{\pi}{3}\right) \cos\left(\tilde{\beta}_i - \frac{\pi}{3}\right)}{\cos(\varphi_i)}, \quad (5)$$

$$d^{II} = \frac{2}{\sqrt{3}} m \frac{\cos\left(\tilde{\alpha}_o - \frac{\pi}{3}\right) \cos\left(\tilde{\beta}_i + \frac{\pi}{3}\right)}{\cos(\varphi_i)}, \quad (6)$$

$$d^{III} = \frac{2}{\sqrt{3}} m \frac{\cos\left(\tilde{\alpha}_o + \frac{\pi}{3}\right) \cos\left(\tilde{\beta}_i - \frac{\pi}{3}\right)}{\cos(\varphi_i)}, \quad (7)$$

$$d^{IV} = \frac{2}{\sqrt{3}} m \frac{\cos\left(\tilde{\alpha}_o + \frac{\pi}{3}\right) \cos\left(\tilde{\beta}_i + \frac{\pi}{3}\right)}{\cos(\varphi_i)}. \quad (8)$$

где m – коэффициент передачи по напряжению.

Максимальный теоретический коэффициент передачи по напряжению при данной технике управления равняется 0.866 и достигается при нулевой разности фаз между входным напряжением и током преобразователя. Модель системы управления в пакете *Matlab Simulink*, реализующая данную технику управления, представлена на рис. 8.

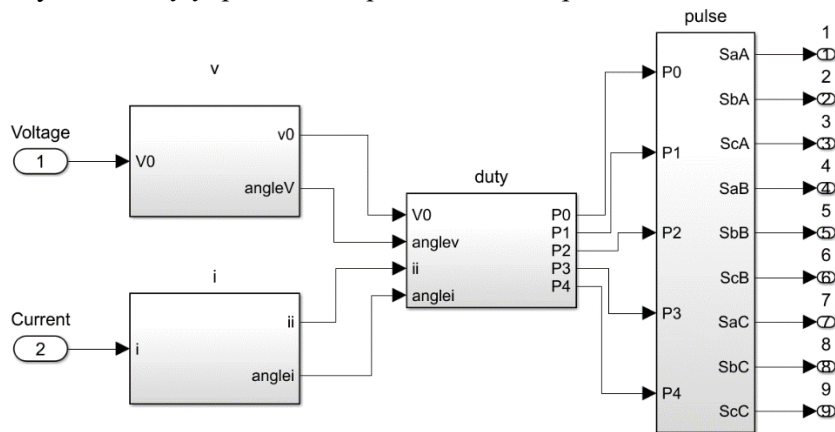


Рис. 8. Система управления по принципу пространственно-векторной модуляции

Система состоит из блоков *s*-функций *Matlab Simulink*, выполняющих следующие функции:

- определение параметров входного тока и выходного напряжения;
- определение секторов векторов входного тока и выходного напряжения;
- вычисление требуемых относительных длительностей включения соответствующих пространственных векторов;
- выработка соответствующих сигналов управления для двунаправленных ключей.

Имитационное моделирование

Исследуется работа матричного преобразователя частоты со скалярным алгоритмом управления при питании от трехфазного источника напряжения частотой 40 Гц и активной нагрузке мощностью 2 кВт без использования фильтров, частота выходного напряжения 50 Гц, частота ШИМ 5 кГц. Осциллограммы линейного напряжения AB и тока фазы A источника напряжения представлены на рис. 9. Результаты спектрального анализа осциллограммы тока фазы A источника напряжения и линейного напряжения AB нагрузки приводятся на рис. 10.

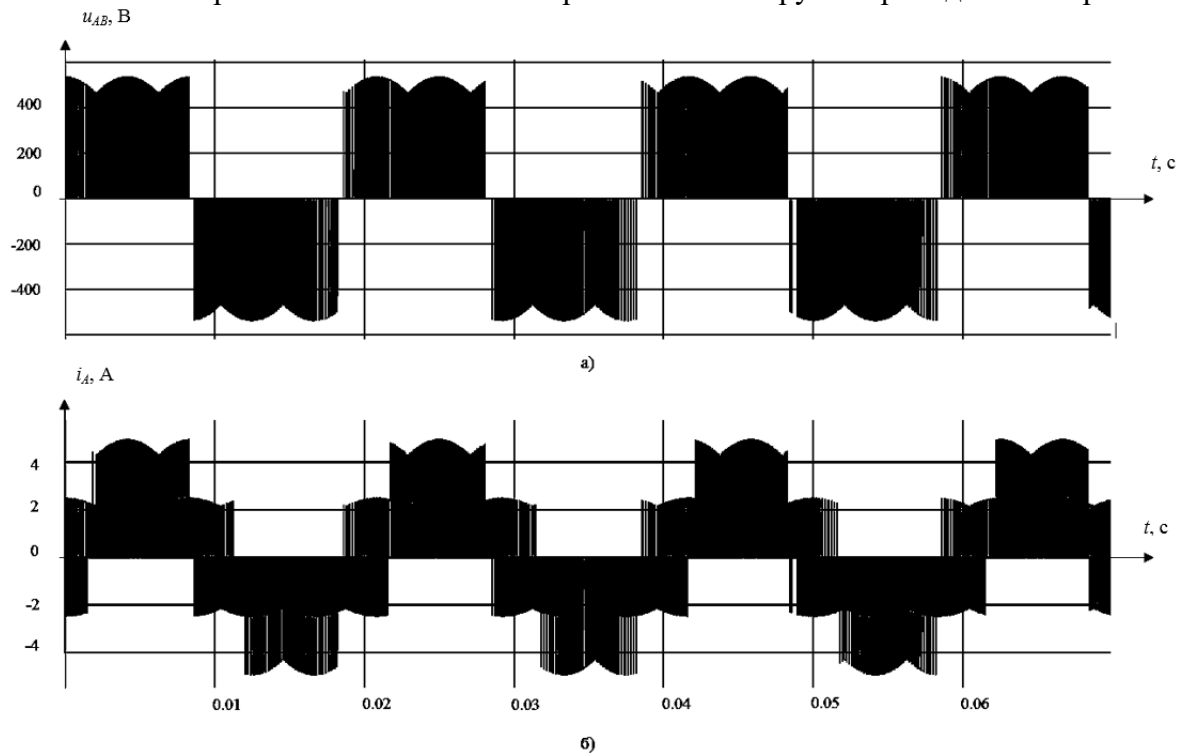


Рис. 9. Линейное напряжение нагрузки AB (а), ток фазы A нагрузки (б)

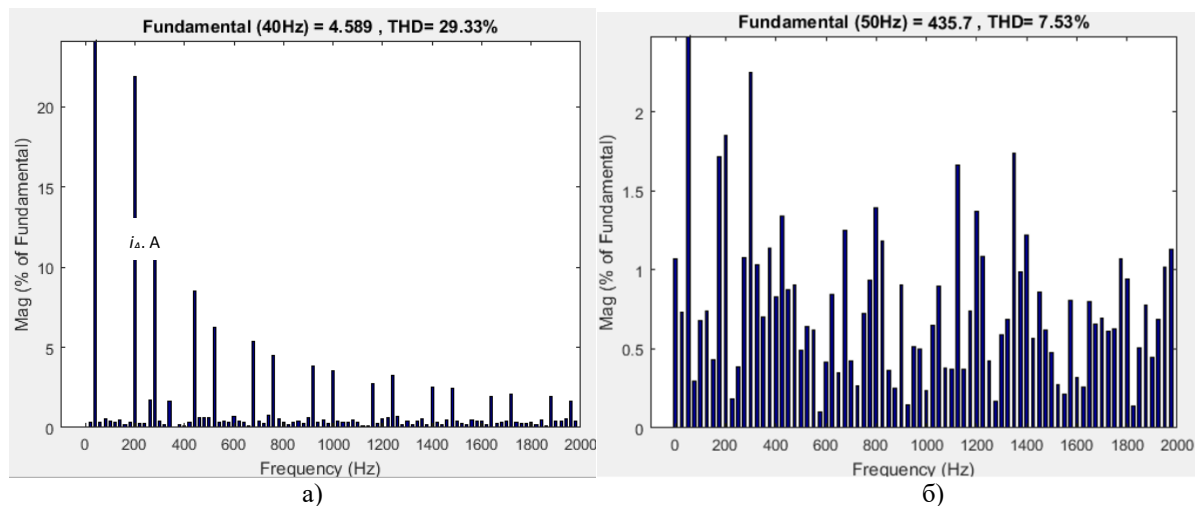


Рис. 10. Спектральный анализ потребляемого тока фазы A (а), напряжения нагрузки AB (б)

Исследование работы матричного преобразователя частоты с пространственно-векторным алгоритмом управления производится при аналогичных условиях: питание от трехфазного источника частотой 40 Гц, нагрузка – активная мощностью 2 кВт без использования

фильтров, частота выходного напряжения 50 Гц, частота ШИМ 5 кГц. Осциллограммы линейного напряжения AB и тока фазы A источника напряжения представлены на рис. 11. Результаты спектрального анализа осциллограммы тока фазы A источника напряжения и линейного напряжения AB нагрузки приводятся на рис. 12.

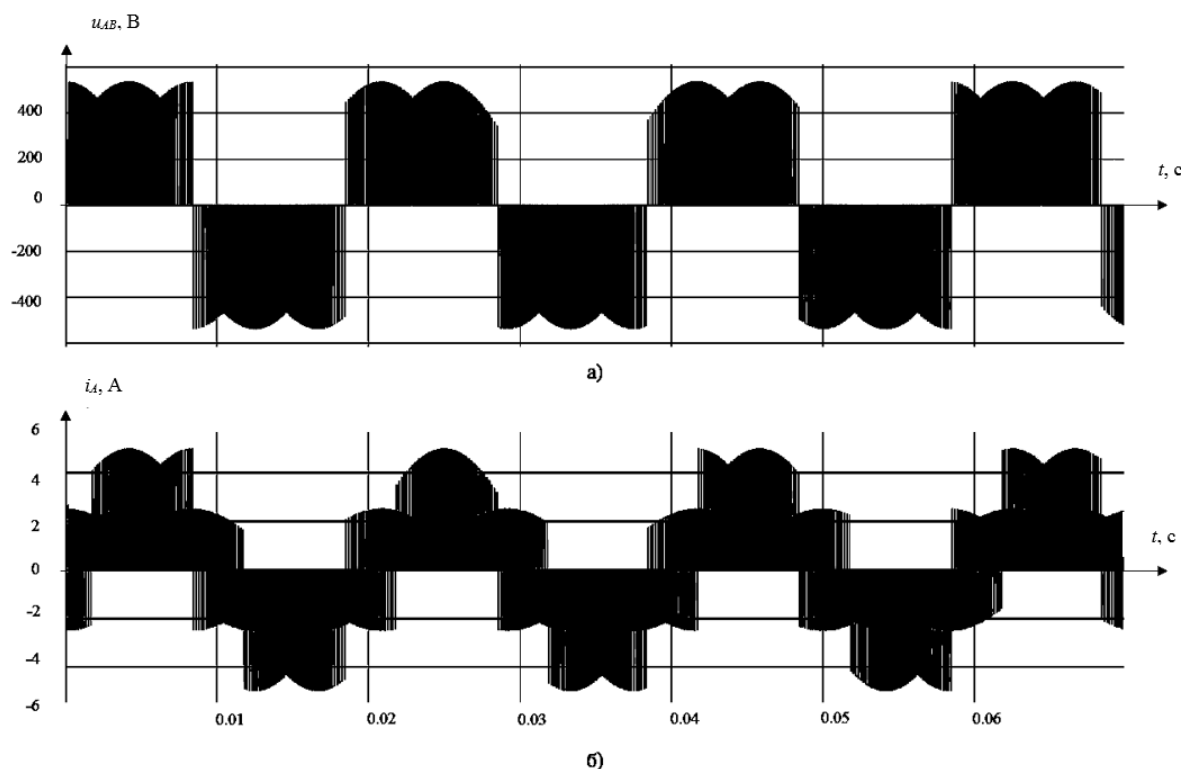


Рис. 11. Линейное напряжение нагрузки AB (а), ток фазы A нагрузки (б)

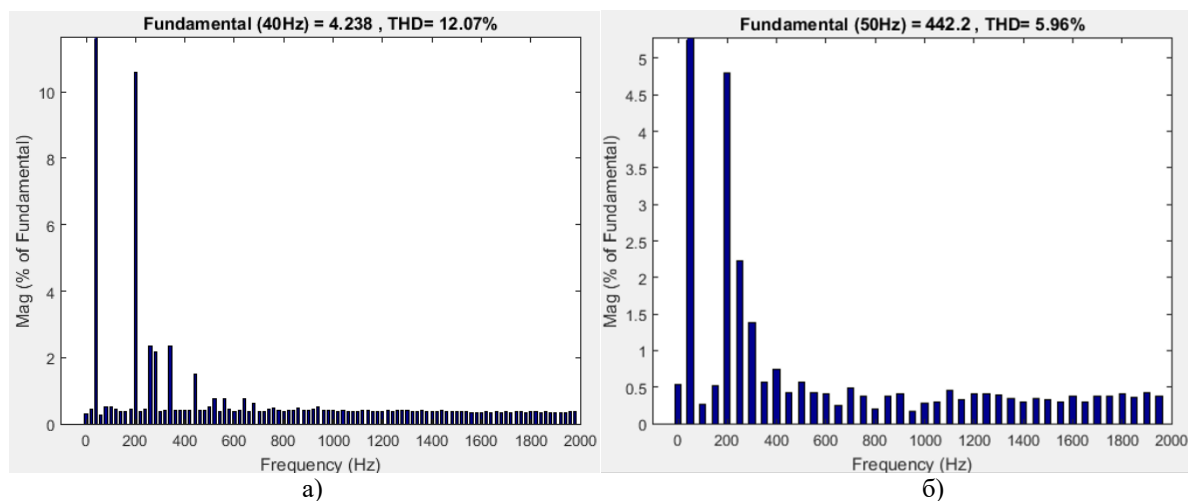


Рис. 12. Спектральный анализ потребляемого тока фазы A (а), напряжения нагрузки AB (б)

Заключение

Имитационное моделирование показало, что пространственно-векторный алгоритм управления МПЧ при прочих равных условиях демонстрирует более высокие показатели электромагнитной совместимости и коэффициент передачи по напряжению (THD потребляемого тока 12,07%, THD напряжения нагрузки 5,96%, амплитуда первой гармоники линейного напряжения 442,2 В), чем скалярный алгоритм управления МПЧ (THD потребляемого тока 29,33%, THD напряжения нагрузки 7,53%, амплитуда первой гармоники линейного напряжения 435,7

В). На основании изложенного можно сделать вывод, что векторный алгоритм управления при наличии возможности использования более сложной системы управления является более предпочтительным для применения в матричных преобразователях частоты.

Библиографический список

1. **Ziogas, P.D.** Some Improved Forced Commutated Cycloconverters Structure / P.D. Ziogas, S.I. Khan, M.H. Rashid // IEEE Transactions on Industry Application. – Vol. IA-21, № 5, Sept./Oct. 1985. – P. 1242-1253.
2. **Khan, S.I.** Forced Commutated Cycloconverters for High-Frequency Link Applications / S.I. Khan, P.D. Ziogas, M.H. Rashid // IEEE Transactions on Industry Applications. – Vol. IA-23, № 4, July/August 1987. – P. 661-672.
3. **Casadei, D.** Space vector control of matrix converters with unity input power factor and sinusoidal input/output waveforms / D. Casadei, G. Grandi, G. Serra, A. Tani // Proceedings of IEEEP'93. – Vol. 7. – P. 170-175, 1993.
4. **Дарьенков, А.Б.** Имитационная модель электропривода на базе матричного преобразователя частоты / А.Б. Дарьенков, И.В. Воротынцев, И.А. Варьгин // Труды НГТУ им. Р.Е. Алексеева. –2014. – № 5 (107). – С. 59-64.
5. **Дарьенков, А.Б.** Имитационное моделирование электропривода на базе однокаскадного матричного преобразователя частоты / А.Б. Дарьенков, И.А. Варьгин // Вестник Астраханского государственного технического университета. Серия: Морская техника и технология. – 2015. – № 1. – С. 97-104.
6. **Дарьенков, А.Б.** Сравнительный анализ топологий матричных преобразователей частоты / А.Б. Дарьенков, О.С. Хватов, Д.А. Корнев, И.А. Варьгин // Математические методы в технике и технологиях // Математические методы в технике и технологиях – ММТТ. 2013. № 9-1 (59). С. 330-331.

Дата поступления

в редакцию: 16.10.2018

A.B. Daryenkov, E.A. Chernov, D.M. Kochegonov, T.H. Abuzyarov

COMPARATIVE SIMULATION OF MATRIX CONVERTER WITH SCALAR AND SPACE VECTOR CONTROL ALGORITHMS

Nizhny Novgorod state technical university n.a. R.E. Alekseyev

Object of probe: Matrix converter control algorithms.

Purpose: An increase of matrix converter performance and effectiveness.

Results: The article shows results of comparative simulation of matrix converter control algorithms. Matlab Simulink is used as modelling environment. Input current and output voltage diagrams are shown, THD measurement results are provided. Simulation model shows that space vector control algorithm provides higher electromagnetic capability level, higher voltage transfer coefficient of matrix converter (the source current THD is 12.07%, load voltage THD 5.96%, the linear voltage first harmonic amplitude is 442.2V) compare to scalar control algorithm (the source current THD is 29.33%, load voltage THD 7.53%, the linear voltage first harmonic amplitude is 435.7V). Based on the foregoing, we can conclude that the vector control algorithm is more preferable for use in matrix frequency converters, although it requires a more complex control system.

Key words: matrix converter, scalar control algorithm, space vector control algorithm.