

СПОСОБЫ ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНОЙ МОДУЛЯЦИИ НА ОСНОВЕ СРАВНЕНИЯ СИНХРОНИЗИРУЮЩИХ СИГНАЛОВ С СИГНАЛАМИ МОДУЛЯЦИИ МАТРИЧНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ЧАСТОТЫ

В данной статье представлен способ формирования выходного напряжения матричных преобразователей частоты, основанный на циклическом подключении нагрузки поочередно к каждой из фаз источника. Приведены зависимости для моделирующих и синхронизирующих функций. Представлена функциональная схема многоканальной системы управления ключами матричного преобразователя.

Ключевые слова: матричный преобразователь частоты, сигнал синхронизации, модулирующий сигнал.

В настоящее время все большее распространение получают схемы непосредственных преобразователей частоты (НПЧ) выполненные на полностью управляемых ключах, которые можно разделить на две группы:

1. Двухзвенные НПЧ (ДНПЧ). Исследованию схем ДНПЧ посвящены работы отечественных и зарубежных авторов [1], [2], [3], [4] и др.

2. НПЧ матричного типа. Наиболее перспективная для регулируемых электроприводов переменного тока схема матричного преобразователя частоты (МПЧ) изображена на рисунке 1.

Коэффициент мощности МПЧ лежит в пределах 95–98% и не зависит от характера нагрузки при условии, что выбран оптимальный способ модуляции.

Для формирования управляющих воздействий на ключи МПЧ применяют как стратегию пространственно-векторного управления, так и традиционный подход, основанный на сравнении модулирующего и синхронизирующего сигналов.

Многообразие выходных состояний МПЧ, возможных вариантов их комбинации при синтезе управляющих воздействий и критериев синтеза определяет сложность и многогранность задачи синтеза алгоритмов управления, которая на данное время изучена недостаточно.

Формирование выходного напряжения, основанное на сравнении модулирующего и синхронизирующего сигналов, заключается в циклическом подключении нагрузки поочередно к каждой из фаз источника. При этом переключение с фазы на фазу осуществляется по определенному закону. Для определения момен-

тов переключения напряжения используется синхронизирующее напряжение $f(t)$, которое представляет собой периодически повторяющийся сигнал и модулирующая функция $M(t)$. Переключение происходит в момент пересечения синхронизирующего напряжения $f(t)$ с функцией $M(t)$.

В качестве синхронизирующего напряжения используется [5]:

1. Синусоидальное напряжение питающей сети

Синхронизирующие функции положительного типа $f_{11}, f_{12}, f_{13}, \dots, f_{1n}$ представляют собой синусоидальное многофазное напряжение питающей сети, где время переключения с одной фазы на другую определяется как точки пересечения ниспадающих участков этих функции с модулирующей функцией.

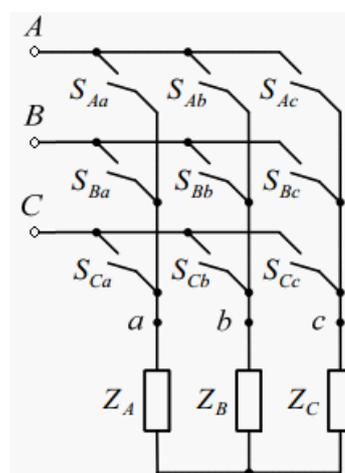


Рисунок 1. Схема трехфазно-трехфазного матричного преобразователя частоты на полностью управляемых ключах с двухсторонней проводимостью

На рисунке 2 представлены синхронизирующие функции положительного типа $f_{11}, f_{12}, f_{13}, \dots, f_{1n}$. Ниспадающие участки их синусоид показаны непрерывными линиями. Данные функции определяются следующими зависимостями ($i=1, 2, \dots$):

– для трехфазного входного напряжения

$$f_{1i} = F_m \sin\left(\omega_{BX}t - \left((i-1)\frac{2\pi}{3} + \frac{4\pi}{3}\right)\right);$$

– для шестифазного входного напряжения

$$f_{1i} = F_m \sin\left(\omega_{BX}t - \left((i-1)\frac{2\pi}{6} + \frac{8\pi}{6}\right)\right).$$

Синхронизирующие функции отрицательного типа $f_{11}, f_{12}, f_{13}, \dots, f_{1n}$ представляют собой синусоидальное многофазное напряжение питающей сети, где время переключения с одной фазы на другую определяется как точки пересечения восходящих участков этих функции с модулирующей функцией.

На рисунке 3 представлены синхронизирующие функции отрицательного типа $f_{11}, f_{12}, f_{13}, \dots, f_{1n}$. Восходящие участки их синусоид по-

казаны непрерывными линиями. Данные функции определяются следующими зависимостями:

– для трехфазного напряжения

$$f_{1i} = F_m \sin\left(\omega_{BX}t - (i-1)\frac{2\pi}{3}\right), i=1, 2, \dots;$$

– для шестифазного напряжения

$$f_{1i} = F_m \sin\left(\omega_{BX}t - (i-1)\frac{2\pi}{6}\right), i=1, 2, \dots$$

В общем случае выражение для синхронизирующей функции f_{1i} может быть записано в виде

$$f_{1i} = F_m \sin\left(\omega_{BX}t - \left((i-1)\frac{2\pi}{n} + \frac{4\pi}{3}q\right)\right),$$

где n – число фаз напряжения питающей сети ($n=3, 6$),

q – параметр, определяющий тип синхронизирующей функции ($q=1$ для синхронизирующих функций положительного типа, $q=0$ для синхронизирующих функций отрицательного типа).

Синхронизирующие функции поочередно-составного типа, сформированные из чередую-

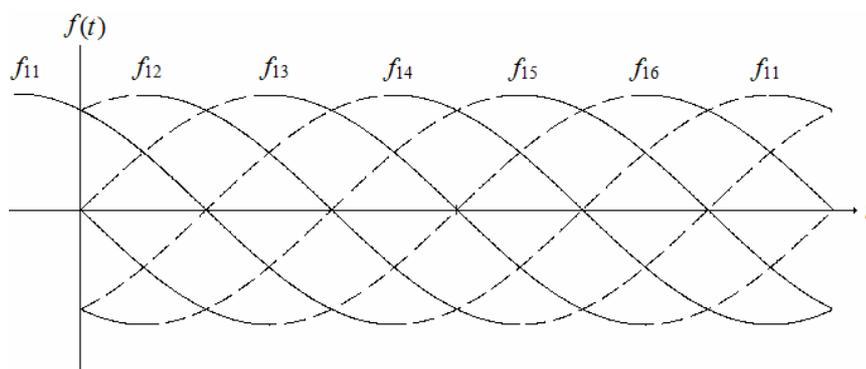


Рисунок 2. Синхронизирующие функции положительного типа

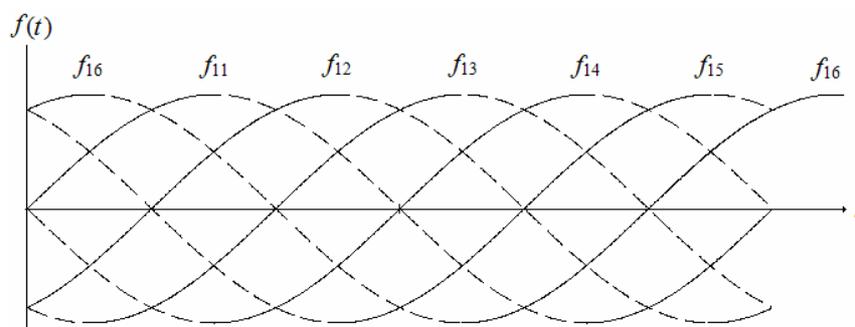


Рисунок 3. Синхронизирующие функции отрицательного типа

щихся участков положительного и отрицательного типов [6].

Синхронизирующие функции совместно-составного типа, сформированные на всем их протяжении из кривых обоих типов [6].

2. Линейное напряжение

Линейное напряжение представляет собой наклонные параллельные линии $f_{11}, f_{12}, f_{13}, \dots, f_{1n}$, наложенные на модулирующую функцию. Данные линии являются синхронизирующими функциями положительного типа (рисунок 4), определяемые следующими зависимостями [6]:

– для трехфазного входного напряжения

$$f_{1i} = i \frac{2\pi}{3} - \omega_{BX} t, i=1, 2, \dots;$$

– для шестифазного входного напряжения

$$f_{1i} = i \frac{2\pi}{6} - \omega_{BX} t, i=1, 2, \dots;$$

– для двенадцатифазного входного напряжения

$$f_{1i} = i \frac{2\pi}{12} - \omega_{BX} t, i=1, 2, \dots$$

Синхронизирующие функции отрицательного типа (рисунок 5), определяемые следующими зависимостями [6]:

– для трехфазного входного напряжения

$$f_{1i} = -i \frac{2\pi}{3} + \omega_{BX} t, i=1, 2, \dots;$$

– для шестифазного входного напряжения

$$f_{1i} = -i \frac{2\pi}{6} + \omega_{BX} t, i=1, 2, \dots;$$

– для двенадцатифазного входного напряжения

$$f_{1i} = -i \frac{2\pi}{12} + \omega_{BX} t, i=1, 2, \dots$$

Синхронизирующие функции поочередно-составного типа, сформированные из чередующихся участков положительного и отрицательного типов.

Синхронизирующие функции совместно-составного типа, сформированные на всем их протяжении из кривых обоих типов.

Данные функции f_{1i} необходимы для определения точек пересечения их с модулирующей функцией $M(t)$. Значения времени их пересечения будут являться временем переключения с одной фазы входного напряжения на другую, формируя, таким образом, выходное напряжение $U_{ВЫХ}(t)$.

В качестве модулирующих функций используются:

1. Треугольная моделирующая функция [6]

Треугольная моделирующая функция определяется из уравнения

$$M(t) = \arcsin[r \cdot \sin(\omega_{ВЫХ} t)],$$

при $r=1$, т. е.

$$M(t) = \arcsin[\sin(\omega_{ВЫХ} t)] = \omega_{ВЫХ} t.$$

Эта функция определена на периоде 2π следующим выражением:

$$M(t) = \begin{cases} \omega_{ВЫХ} t, & -\pi/2 \leq \omega_{ВЫХ} t < \pi/2 \\ -\omega_{ВЫХ} t + \pi, & \pi/2 \leq \omega_{ВЫХ} t < 3\pi/2 \end{cases}$$

График треугольной моделирующей функции показан на рисунке 6.

2. Линейная моделирующая функция [6]

Линейная моделирующая функция определяется из уравнения

$$M(t) = \omega_{ВЫХ} t.$$

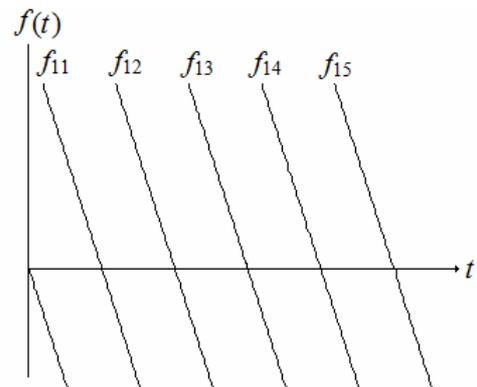


Рисунок 4

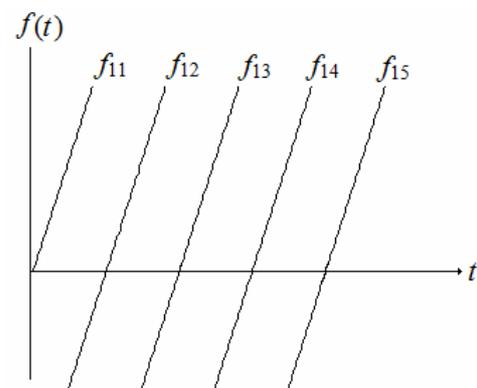


Рисунок 5

Эта функция определена на периоде 2π следующим выражением:

$$M(t) = \omega_{\text{ВЫХ}} t, \quad 0 \leq \omega_{\text{ВЫХ}} t < 2\pi$$

График линейной моделирующей функции показан на рисунке 7.

3. Прямоугольная модулирующая функция [5]

Прямоугольная модулирующая функция определяется из уравнения

$$M(t) = M = \text{const}.$$

Эта функция определена на периоде 2π следующим выражением:

$$M(t) = \begin{cases} M, & 0 \leq \omega_{\text{ВЫХ}} t < \pi \\ -M, & \pi \leq \omega_{\text{ВЫХ}} t < 2\pi \end{cases}$$

График прямоугольной моделирующей функции показан на рисунке 8.

4. Трапецидальная модулирующая функция [5]

Трапецидальная модулирующая функция определена на периоде 2π следующим выражением:

$$M(t) = \begin{cases} \omega_{\text{ВЫХ}} t, & 0 \leq \omega_{\text{ВЫХ}} t < \pi/3 \\ \pi/3, & \pi/3 \leq \omega_{\text{ВЫХ}} t < 2\pi/3 \\ \pi - \omega_{\text{ВЫХ}} t, & 2\pi/3 \leq \omega_{\text{ВЫХ}} t < 4\pi/3 \\ -\pi/3, & 4\pi/3 \leq \omega_{\text{ВЫХ}} t < 5\pi/3 \\ -2\pi + \omega_{\text{ВЫХ}} t, & 5\pi/3 \leq \omega_{\text{ВЫХ}} t < 2\pi \end{cases}$$

График трапецидальной моделирующей функции показан на рисунке 9.

5. Синусоидальная модулирующая функция [6]

Синусоидальная моделирующая функция определяется из уравнения

$$M(t) = \arcsin[r \cdot \sin(\omega_{\text{ВЫХ}} t)],$$

при $r=0,5$, т. е.

$$M(t) = \arcsin[0,5 \sin(\omega_{\text{ВЫХ}} t)].$$

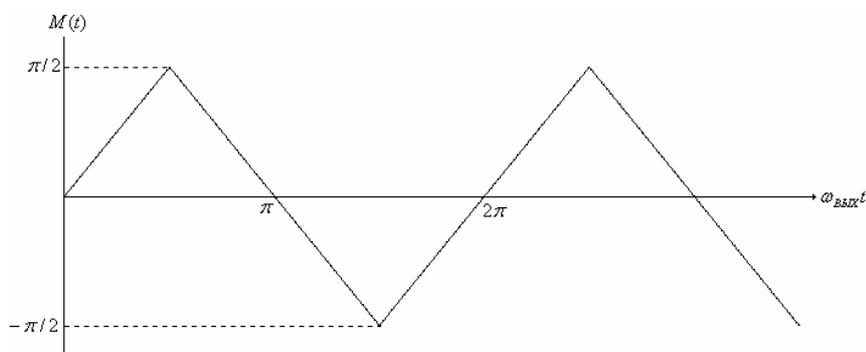


Рисунок 6

Эта функция определена на периоде 2π . График синусоидальной моделирующей функции показан на рисунке 10.

6. Прямоугольно-ступенчатая модулирующая функция [5]

Прямоугольно-ступенчатая модулирующая функция представляет собой ступенчатое напряжение. Существует два варианта формирования ступенчатого напряжения: при равных приращениях на каждой ступени изменяются их длительности либо при равной длительности ступеней изменяются приращения напряжения. Второй вариант реализуется проще. Длительность ступени для второго варианта

$$\tau = \frac{\pi}{2n-1},$$

где n – число ступеней в четверти периода низкой частоты.

Каждая ступень представлена постоянным уровнем напряжения: M_1, M_2, \dots, M_n . График прямоугольно-ступенчатой функции показан на рисунках 11 и 12.

Время переключения определяется точками пересечения модулирующей функции с синхронизирующими функциями

$$M(t) = f_{i_i}, \quad i=1, 2, \dots \quad (1.1)$$

Технически условие 1.1 реализуется с помощью схемы на рисунке 13. Эта система состоит из трех идентичных каналов, по одному на каждую переключающую функцию (h_{11}, h_{12}, h_{13}) . [6]

В каждом канале сигнал $M(t)$ вычитается из синусоидального синхронизирующего сигнала $f_{i_i}(t)$, образованного из соответствующего входного напряжения преобразователя и синхронизированного с ним. Полученный в результате этого сигнал с элемента сравнения ЭС подается на вход нуля-детектора (компаратора)

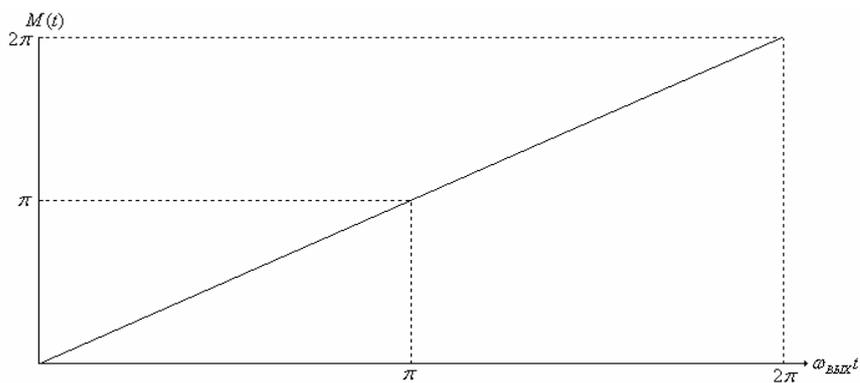


Рисунок 7

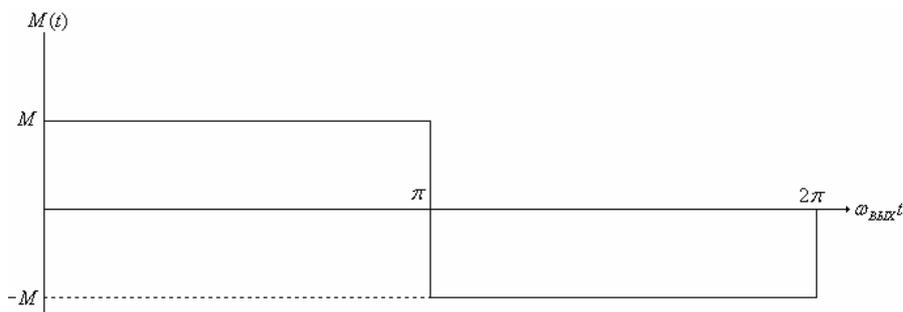


Рисунок 8

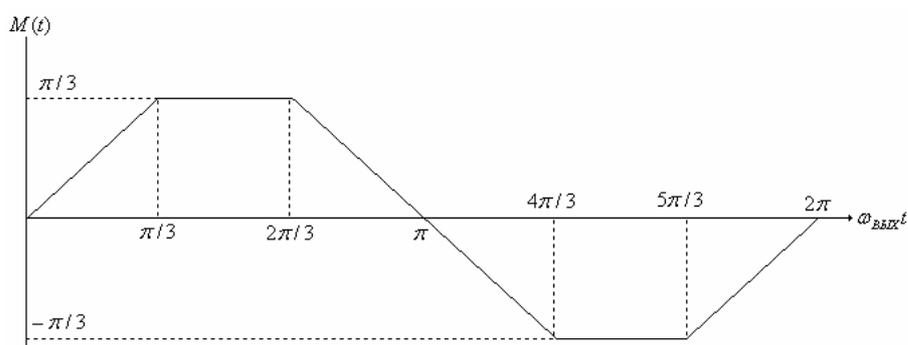


Рисунок 9

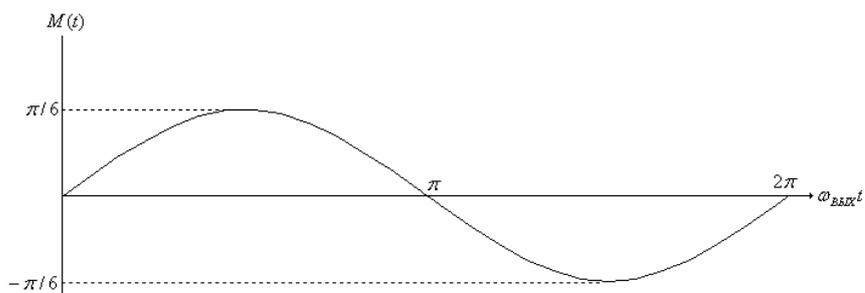


Рисунок 10

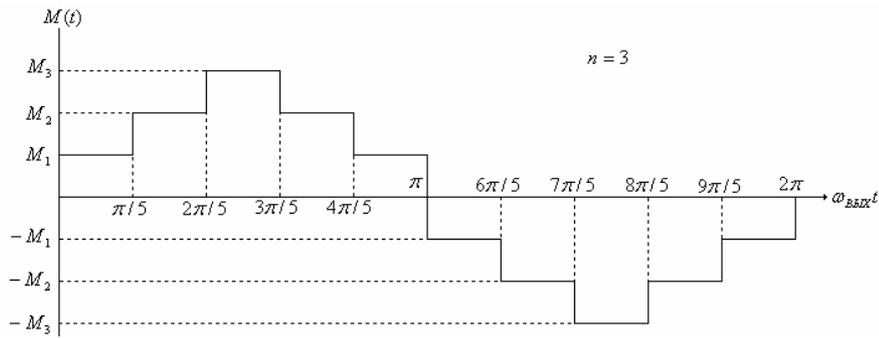


Рисунок 11

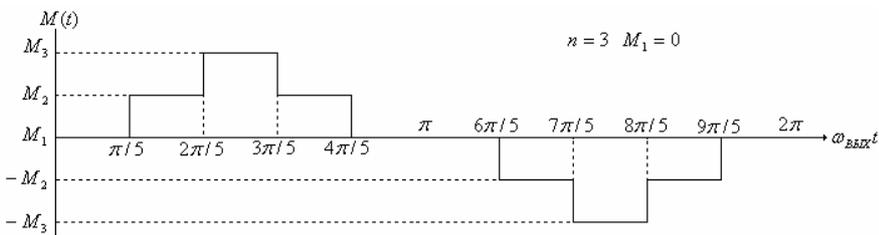


Рисунок 12

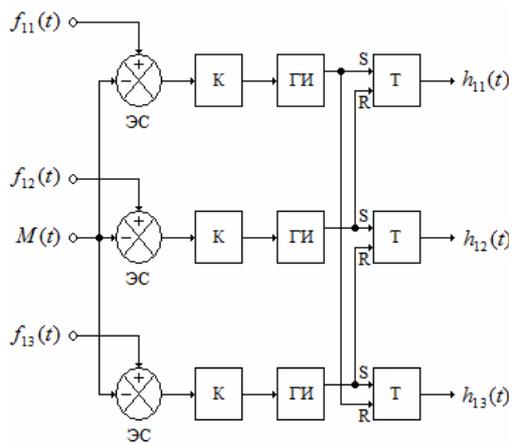


Рисунок 13

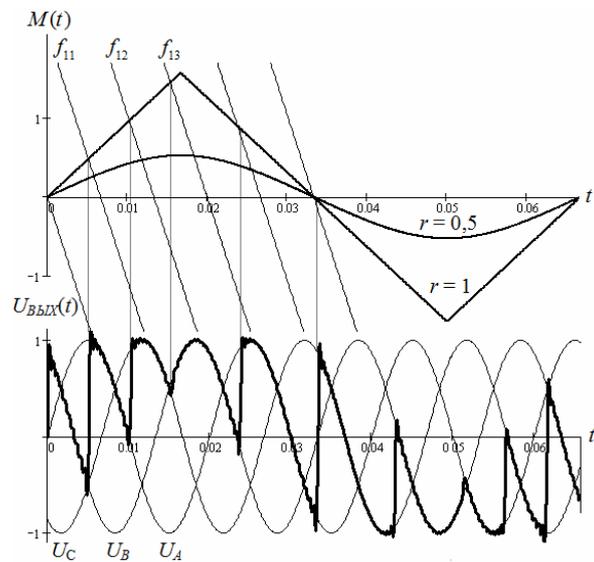


Рисунок 14. Формирование кривой выходного напряжения МПЧ при трехфазном входном напряжении

К. Для образования кривой выходного напряжения положительного типа компаратор К настраивается так, чтобы его выходной сигнал изменялся от 0 до 1 каждый раз когда знак его входного сигнала изменяется с положительного на отрицательный в окрестности точки пересечения сигналов. Для образования кривой выходного напряжения отрицательного типа компаратор К настраивается так, чтобы его выходной сигнал изменялся от 0 до 1 каждый раз когда знак его входного сигнала изменяется с отрицательного на положительный в окрестности точки пересечения сигналов. Образовавшийся в момент пересечения двух сигналов сигнал 1 с компаратора поступает в генератор импульсов ГИ. Генератор импульсов вырабатывает импульс который поступает на триггер Т. Триггер Т выдает сигнал 1 для соответствующей переключающей функции. При этом каждый триггер сбрасывается импульсом, поступающим из следующего канала.

В результате, выходное напряжение МПЧ формируется из «вырезанных» участков синусоид входного многофазного напряжения (рисунок 14). Выходное напряжение имеет несинусо-

идальную «пилообразную» форму, которую условно можно аппроксимировать синусоидой. [8]

Таким образом, задачей выбора закона широтно-импульсной модуляции (ШИМ) для матричных преобразователей частоты, является выбор либо разработка оптимального закона ШИМ, обеспечивающего наилучшее качество выходного напряжения. Для достижения указанной цели необходимо решить следующие основные задачи:

1. Разработка математических моделей выходного напряжения матричных преобразователей частоты с различными законами ШИМ.

2. Разработка компьютерных имитационных моделей напряжения матричных преобразователей частоты.

3. Гармонический анализ выходного напряжения матричных преобразователей частоты с различными законами ШИМ.

4. Разработка или выбор оптимального закона ШИМ для матричных преобразователей частоты, обеспечивающего наилучшее качество выходного напряжения.

24.12.2013

Список литературы:

1. Виноградов А.Б. Новые алгоритмы пространственно-векторного управления матричным преобразователем частоты / А.Б. Виноградов // Электричество. 2008. №3. С.41-52.
2. Мелешкин В.Н. Анализ и синтез алгоритмов управления ключами в матричном конвертере / В.Н. Мелешкин, С.Н. Шипаева // Труды IV Международной (XI Всероссийской) конференции по автоматизированному электроприводу АЭП2004, Часть 1, Магнитогорск, 14-17 сентября 2004 г. С.337-339.
3. Чаплыгин Е.Е. Анализ искажений выходного напряжения и сетевого тока матричного преобразователя частоты / Е.Е. Чаплыгин // Электричество. 2007. №П.С.24-38.
4. Чаплыгин Е.Е. Несимметричные режимы трехфазного преобразователя с коррекцией коэффициента мощности / Е.Е. Чаплыгин // Электричество; 2005. №9. С.55-63.
5. Жемеров Г.Г. Тиристорные преобразователи частоты с непосредственной связью. М., «Энергия», 1977.
6. Джюджи Л., Пели Б. Силовые полупроводниковые преобразователи частоты: Теория, характеристики, применение. Пер. с англ. – М.: Энергоатомиздат, 1983. – 400 с., ил.
7. Карташов Р.П., Кулиш А.К., Чехет Э.М. Тиристорные преобразователи частоты с искусственной коммутацией. К., «Техніка», 1979. 152 с. Список лит.: с. 147–150.
8. Федоров С.В., Бондарев А.В., Яппаров Ф.К. «Анализ гармонического состава выходного напряжения непосредственных преобразователей частоты». Практическая силовая электроника. / Изд-во ЗАО «ММП-Ирбис», №52(4), 2013г.

Сведения об авторах:

Федоров Сергей Витальевич, старший преподаватель кафедры электроснабжения промышленных предприятий Оренбургского государственного университета филиал в г. Кумертау
e-mail: s.v.fedorov@inbox.ru

Бондарев Андрей Владимирович, заведующий кафедрой электроснабжения промышленных предприятий Оренбургского государственного университета филиал в г. Кумертау,
кандидат технических наук, e-mail: kafedraepp@kfsou.edu.ru