

ВЕКТОРНОЕ УПРАВЛЕНИЕ АСИНХРОННЫМИ ТРЕХФАЗНЫМИ ДВИГАТЕЛЯМИ

О. Горячев, Е. Ерошкин

Сегодня, когда свыше 60% вырабатываемой в мире электроэнергии потребляется электрическими приводами, проблема энергосбережения теснейшим образом связана с эффективностью электродвигателей. Вот почему так актуально создание энергосберегающих систем с векторным управлением для асинхронных трехфазных двигателей. Авторы статьи рекомендуют использовать для этих целей модифицированную пространственно-векторную модуляцию, реализацию которой они осуществили на отечественной элементной базе.

Благодаря своей надежности асинхронные трехфазные двигатели (АТД) с короткозамкнутым (КЗ) ротором находят широкое применение в различных сферах промышленности. При замкнутом контуре управления скоростью вращения вала ротора в таких АТД целесообразно векторное управление, поскольку оно обеспечивает создание энергосберегающих электроприводов с высокими динамическими характеристиками и широким диапазоном регулирования. Используя этот способ, можно разделить каналы управления двигателем по потокоосцеплению и моменту на валу двигателя, что позволяет рассматривать АТД с КЗ-ротором как некий эквивалент двигателя постоянного тока с независимым возбуждением и, следовательно, адаптировать к нему методы синтеза электрических следящих приводов, разработанные для двигателей постоянного тока. Кроме того, векторное управление обеспечивает увеличение момента двигателя – по сравнению с амплитудно-частотным почти в два раза. Максимальное значение момента двигателя соответствует перпендикулярному положению векторов потокоосцепления

и тока, а поскольку каналы потокоосцепления и тока разделены, при векторном управлении это условие поддерживается постоянно. (При обычном управлении, например при частотном, угол между векторами потокоосцепления и тока составляет 60–70°.)

Векторное управление основывается на пространственной ориентации вектора напряжения и преобразовании неподвижной трехфазной системы координат в вращающуюся двухфазную. В структурной схеме контура тока векторного управления (рис. 1) этот переход выполняют блоки прямых преобразований Парка и Кларка, блоки же обратных преобразований осуществляют обратный переход.

Входными параметрами для осуществления векторного управления являются мгновенные значения токов, скорость вращения вала ротора, модуль и угол вектора потокоосцепления. Ввод в систему значений токов и скорости как аналоговых измеряемых величин выполняют АЦП. Измерение тока производят специальные датчики, при этом достаточно использовать датчики только в двух фазах двигателя, т.к. значение тока третьей фазы вычисляется исходя из алгебраической суммы токов, равной нулю. Для непосредственного измерения вектора потокоосцепления необходимо наличие датчиков Холла в воздушном зазоре двигателя, что не всегда представляется возможным. Поэтому применен блок расчета вектора потокоосцепления, который производит его моделирование на основе значений проекций вектора тока и скорости вращения вала ротора. Блок компенсации взаимного влияния каналов осуществляет развязку каналов потокоосцепления и момента двигателя, а ПИ-регуляторы

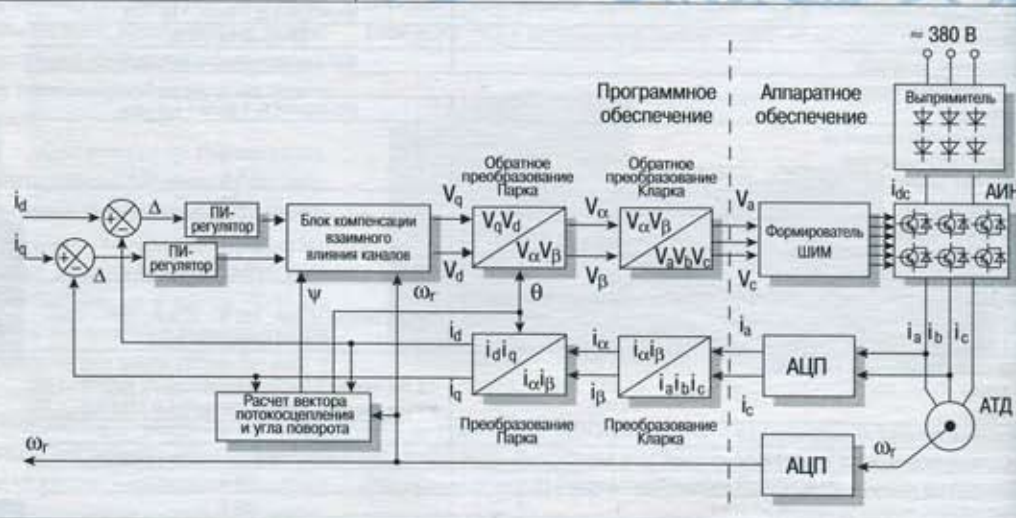


Рис. 1. Структурная схема контура тока векторного управления

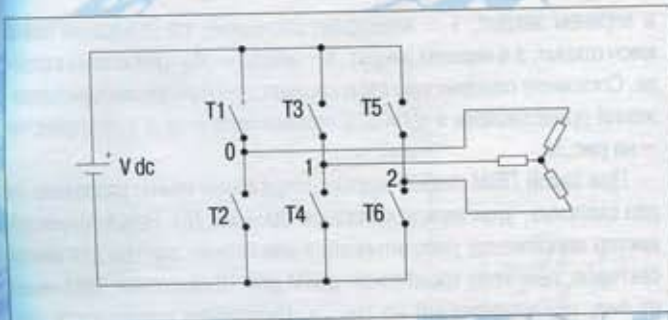


Рис.2. Типовой автономный инвертор напряжения

пропорционально-интегрирующее управление. Формирователь ШИМ генерирует сигналы управления для ключей автономного инвертора напряжения (АИН).

Следует отметить, что для реализации векторного управления необходимо точное позиционирование вектора напряжения, особенно при низких частотах вращения вала ротора. Достичь этого можно с помощью специальных алгоритмов коммутации силовых ключей, например ШИМ с синусоидальным распределением длительности импульсов, однако при таком способе максимальное значение вектора напряжения равно половине напряжения в цепи постоянного тока. Для увеличения максимального значения вектора напряжения, а следовательно и КПД системы АИН-АТД, целесообразно использовать пространственно-векторную модуляцию.

ПРОСТРАНСТВЕННО-ВЕКТОРНАЯ МОДУЛЯЦИЯ

Пространственно-векторная модуляция (ПВМ) основана на принципе ШИМ. Представленный на рис.2 типовой автономный инвертор напряжения служит для создания питающего напряжения двигателя. Анализ этой схемы позволяет сделать вывод, что при трех одновременно открытых ключах существует восемь возможных комбинаций протекания тока через обмотки двигателя, которые представлены в табл. 1 (0 – ключ закрыт 1 – ключ открыт). В таблице каждая комбинация обозначена тремя цифрами (сочетание 0 и 1). Порядковый номер обозначает состояние соответствующей фазы, 0 – в нижнем плече ключ открыт а в верхнем – закрыт, 1 – инверсное состояние, т.е. в верхнем плече ключ открыт а в нижнем – закрыт

Таблица 1. Комбинации протекания тока через обмотки двигателя

Состояние ключей						Обозначение комбинации
T1	T2	T3	T4	T5	T6	
0	1	0	1	0	1	V0(000)
0	1	1	0	1	0	V3(011)
0	1	0	1	1	0	V1(001)
1	0	0	1	1	0	V5(101)
1	0	0	1	0	1	V4(100)
1	0	1	0	0	1	V6(110)
0	1	1	0	0	1	V2(010)
0	1	0	1	0	1	V7(111)

Очевидно, что при таких комбинациях существует шесть возможных базовых положений вектора напряжения в пространстве,

которые сдвинуты относительно друг друга на 60°. Два других состояния, когда открыты ключи только в нижних плечах – V0(000) или только в верхних – V7(111), соответствуют нулевым векторам (рис.3а).

Допустим, необходимо получить вектор Vr который располагается между векторами V4 и V6 (рис.3б). Очевидно, что

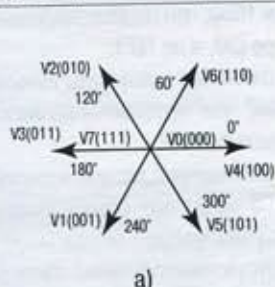


Рис.3. Положения базовых векторов

если в течение периода ШИМ-сигнала формировать последовательности из комбинаций V4 и V6, действующих соответственно за время T4 и T6, то результирующим вектором и будет вектор Vr. Общие выражения для вектора Vr тогда можно записать в виде:

$$\begin{cases} T = T_4 + T_6 + T_0 \\ V_r = \frac{T_4}{T} V_4 + \frac{T_6}{T} V_6 \end{cases}$$

где T – период ШИМ-сигнала; T4 – время действия вектора V4; T6 – время действия вектора V6; T0 – время, соответствующее нулевым векторам V0 и V7

Максимальное значение вектора Vr можно получить при полном отсутствии нулевого вектора (T0=0), т.е..

$$\begin{aligned} T_4 &= T_6 = T/2, \\ V_{r_{\text{МХ}}} &= V_4 \times 1/2 + V_6 \times 1/2. \end{aligned}$$

Из рис.4, где графически представлены максимальные значения векторов при разных видах модуляции, видно, что ПВМ обеспечивает вектор напряжения с большей амплитудой, чем синусоидальная модуляция. Он равен радиусу окружности (отрезок OM), вписанной в шестиугольник, который образуют основные векторы, т.е. $V_{r_{\text{МХ}}} = 1/\sqrt{3} V_{\text{dc}}$, где Vdc – напряжение питания АИН.

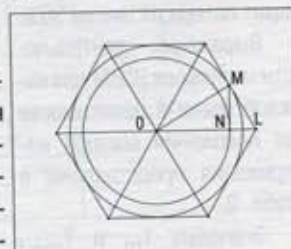


Рис.4. Максимальные значения векторов

Отрезок ON соответствует максимальному вектору при синусоидальной модуляции и равен Vdc/2. Отрезок OL – максимальному значению векторов, образующих шестиугольник, и равен 2Vdc/3.

РАСЧЕТ ПАРАМЕТРОВ

ПРОСТРАНСТВЕННО-ВЕКТОРНОЙ МОДУЛЯЦИИ

Входными параметрами при расчете ПВМ являются значения проекций векторов напряжения в двухфазной системе координат, выходными – значения длительности импульсов ШИМ для каждой фазы. Для расчета обозначим длительности действия смежных векторов через Tm и Tm+1 (см. рис.3а,б). Тогда состояния фаз будут иметь вид, как это показано на рис.5. Здесь высокий уровень соответствует состоянию, когда

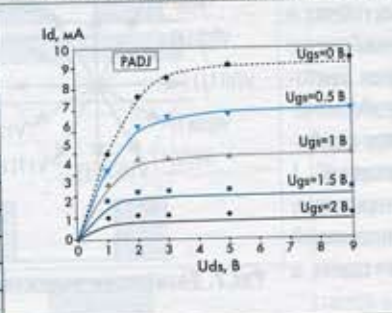
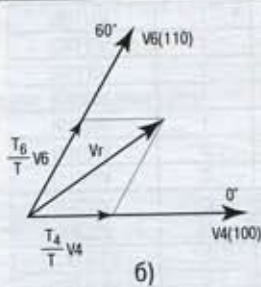


Рис.5. Состояния фаз, выраженные через Tm и Tm+1

транзистор в верхнем плече открыт, а в нижнем – закрыт. Нулевой уровень соответствует инверсному состоянию, т.е. когда верхний транзистор закрыт а нижний открыт.

Можно использовать и другой способ формирования пространственно-векторной модуляции. Как видно из рис.5, чередование

базовых векторов с нулевыми происходит в следующем порядке: 1 – нулевой вектор V0(000); 2 – базовый вектор V4(100); 3 – базовый вектор V6(110); 4 – нулевой вектор V7(111); 5 – базовый вектор V6(110); 6 – базовый вектор V4(100); 7 – нулевой вектор V0(000). При таком чередовании за период происходит 12 переключений (по четыре на каждую фазу), что приводит к дополнительным энергетическим потерям.



Для их снижения следует использовать другое чередование векторов: 1 – нулевой вектор $V_0(000)$; 2 – базовый вектор $V_4(100)$; 3 – базовый вектор $V_6(110)$; 4 – базовый вектор $V_4(100)$; 5 – нулевой вектор $V_0(000)$. При новом чередовании векторов (рис.6) происходит уже не 12, а восемь переключений, что сокращает потери от них на 30%.

Выражения длительности импульсов ШИМ для каждой фазы в зависимости от положения вектора напряжения представлены в табл. 2.

Таблица 2. Длительность импульсов ШИМ для каждой фазы

Положение вектора	T_{onA}	T_{onB}	T_{onC}
1	0	$T_{m+1}+T_m$	T_{m+1}
2	0	T_m	$T_{m+1}+T_m$
3	T_{m+1}	0	$T_{m+1}+T_m$
4	$T_{m+1}+T_m$	0	T_m
5	$T_{m+1}+T_m$	T_{m+1}	0
6	T_m	$T_{m+1}+T_m$	0

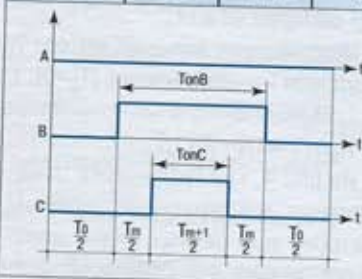


Рис.6. Новое чередование переключений базовых векторов

Значения T_m и T_{m+1} можно рассчитать соответственно из следующих выражений:

$$T_m = \frac{\sqrt{3}T_S}{V_{dc}} \left[V_{S\alpha} \sin\left(\frac{m\pi}{3}\right) - V_{S\beta} \cos\left(\frac{m\pi}{3}\right) \right], \quad (1)$$

$$T_{m+1} = \frac{\sqrt{3}T_S}{V_{dc}} \left[V_{S\beta} \cos\left(\frac{(m-1)\pi}{3}\right) - V_{S\alpha} \sin\left(\frac{(m-1)\pi}{3}\right) \right],$$

где T_S – период ШИМ; $V_{S\alpha}, V_{S\beta}$ – соответствующие значения векторов напряжения в двухфазной системе координат; m – номер сектора расположения формируемого вектора.

МОДИФИЦИРОВАННАЯ 12-СЕКТОРНАЯ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВЕКТОРНАЯ МОДУЛЯЦИЯ

Как уже отмечалось, максимальный вектор напряжения при ПВМ равен радиусу вписанной в шестиугольник окружности (см. рис.4). Однако вектор, равный радиусу, можно также сформировать, если открыты будут всего два транзистора в разных плечах и стойках, например T_1 и T_4 . В этом случае возможно получение 12 базовых векторов и двух нулевых. При новом обозначении векторов напряжений каждая комбинация представлена тремя знаками (0, 1 или X). Порядковый номер по-прежнему обозначает состояние соответствующей фазы, 0 – открыт ключ в нижнем плече, а

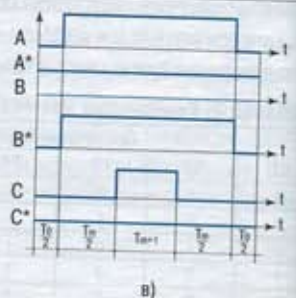
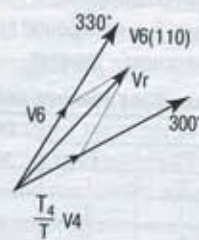
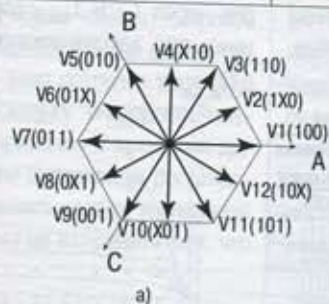


Рис.7. Возможные положения вектора напряжения и состояния фаз

Таблица 3. Состояние силовых ключей и векторы напряжений

T1	Состояние ключей					Обозначение комбинации
	T2	T3	T4	T5	T6	
0	1	0	1	0	1	$V_0(000)$
1	0	0	1	0	1	$V_1(100)$
1	0	0	0	0	1	$V_2(1X0)$
1	0	1	0	0	1	$V_3(110)$
0	0	1	0	0	1	$V_4(X10)$
0	1	1	0	0	0	$V_5(010)$
0	1	1	0	0	0	$V_6(01X)$
0	1	0	0	1	0	$V_7(011)$
0	1	0	1	1	0	$V_8(0X1)$
0	0	0	1	1	0	$V_9(001)$
1	0	0	1	1	0	$V_{10}(X01)$
1	0	0	1	0	0	$V_{11}(101)$
1	0	1	0	1	0	$V_{12}(10X)$

в верхнем закрыт 1 – инверсное состояние, т.е. в верхнем плече ключ открыт а в нижнем закрыт X – закрыты оба транзистора в стойке. Состояние силовых ключей и соответствующие им векторы напряжений представлены в табл.3, а положение векторов в пространстве – на рис.7а.

При такой ПВМ любой вектор напряжения можно разложить на два смежных, угол между которыми 30° (рис.7б). Результирующий вектор напряжения рассчитывается аналогично вектору для шести секторов, при этом трехфазная ШИМ для 12-секторной ПВМ имеет вид, представленный на рис.7в. Выражения длительности импульсов ШИМ для каждой фазы в зависимости от положения вектора напряжения представлены в табл. 4.

Таблица 4. Длительность импульсов ШИМ для каждой фазы

Положение вектора	T_{onA}	T_{onB}	T_{onC}	T_{onA}	T_{onB}	T_{onC}
1	T_{m+1}	0	$T_{m+1}+T_m$	0	0	$T_{m+1}+T_m$
2	$T_{m+1}+T_m$	0	T_m	0	0	$T_{m+1}+T_m$
3	$T_{m+1}+T_m$	0	0	T_{m+1}	0	$T_{m+1}+T_m$
4	$T_{m+1}+T_m$	0	0	$T_{m+1}+T_m$	0	T_m
5	$T_{m+1}+T_m$	0	0	$T_{m+1}+T_m$	$T_{m+1}+T_m$	0
6	T_m	0	0	$T_{m+1}+T_m$	$T_{m+1}+T_m$	0
7	0	T_{m+1}	0	$T_{m+1}+T_m$	$T_{m+1}+T_m$	0
8	0	$T_{m+1}+T_m$	0	T_m	$T_{m+1}+T_m$	0
9	0	$T_{m+1}+T_m$	T_{m+1}	0	$T_{m+1}+T_m$	0
10	0	$T_{m+1}+T_m$	$T_{m+1}+T_m$	0	T_m	0
11	0	$T_{m+1}+T_m$	$T_{m+1}+T_m$	0	0	T_{m+1}
12	0	T_m	$T_{m+1}+T_m$	0	0	$T_{m+1}+T_m$

* Параметры относятся к транзисторам в нижнем плече.

Значения T_m и T_{m+1} можно рассчитать соответственно из следующих зависимостей:

$$T_m = \frac{\sqrt{3}T_S}{V_{dc}} \left[V_{S\alpha} \sin\left(\frac{m\pi}{6}\right) - V_{S\beta} \cos\left(\frac{m\pi}{6}\right) \right]$$

$$T_{m+1} = \frac{\sqrt{3}T_S}{V_{dc}} \left[V_{S\beta} \cos\left(\frac{(m-1)\pi}{6}\right) - V_{S\alpha} \sin\left(\frac{(m-1)\pi}{6}\right) \right]$$

(обозначения те же, что в уравнениях (1)).

Модифицированная пространственно-векторная модуляция имеет ряд преимуществ перед шестисекторной:

- ♦ повышение точности формирования вектора напряжения благодаря тому, что позиционирование вектора происходит в меньшем секторе (30° , а не 60°);

- ♦ снижение амплитуды пульсаций тока в обмотках, обусловленное тем, что переключение вектора напряжения происходит с дискретностью в 30° .

- ♦ уменьшение потерь в силовых транзисторах при переключениях на 25%, что объясняется меньшим числом переключений (шесть) за период;

- ♦ отсутствие сквозных токов благодаря тому, что в каждый момент времени в течение периода открыт всего один транзистор в стойке – либо верхний, либо нижний.

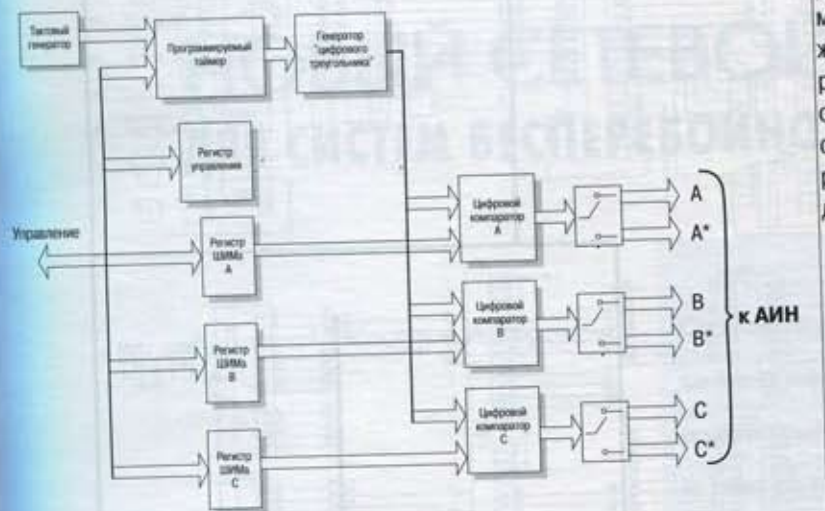


Рис.8. Структура системы модифицированной ПВМ

РЕАЛИЗАЦИЯ МОДИФИЦИРОВАННОЙ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВЕКТОРНОЙ МОДУЛЯЦИИ

Структура системы, реализующей модифицированную ПВМ, приведена на рис. 8. В этой структуре тактовый генератор задает рабочую частоту программируемому таймеру, который, в свою очередь, определяет частоту генератора "цифрового треугольника" представляющего собой m -разрядный счетчик. Выход каждого из m -разрядных регистров ШИМ содержит постоянную величину (эквивалент уровня напряжения) для каждой фазы, определяющую скважность ШИМ-сигнала, которая в результате имеет 2^m значений. Регистр управления предназначен для управления каналами таймера и коммутаторами ШИМ-сигнала на выходе цифровых компараторов.

Цифровые компараторы производят сравнение значений "цифрового треугольника" с постоянными величинами регистров и формируют сигналы управления для ключей, что отображено в диаграммах на рис.9а (где U_1, U_2, U_3 — соответствующие значения напряжений регистров ШИМ, U_A, U_B, U_C — ШИМ-сигналы соответствующих фаз). Коммутаторы на выходе цифровых компараторов осуществляют коммутацию ШИМ-сигнала между транзисторами верхнего и нижнего плеч. Переключение коммутаторов происходит при переходе вектора напряжения из одного сектора в другой в соответствии с рис.9в, где изображены диаграммы управляющих сигналов компараторов для каждой фазы в зависимости от номера сектора. Как видим, на выходе компараторов формируются сигналы управления ключами, длительность которых определяется частотой "циф-

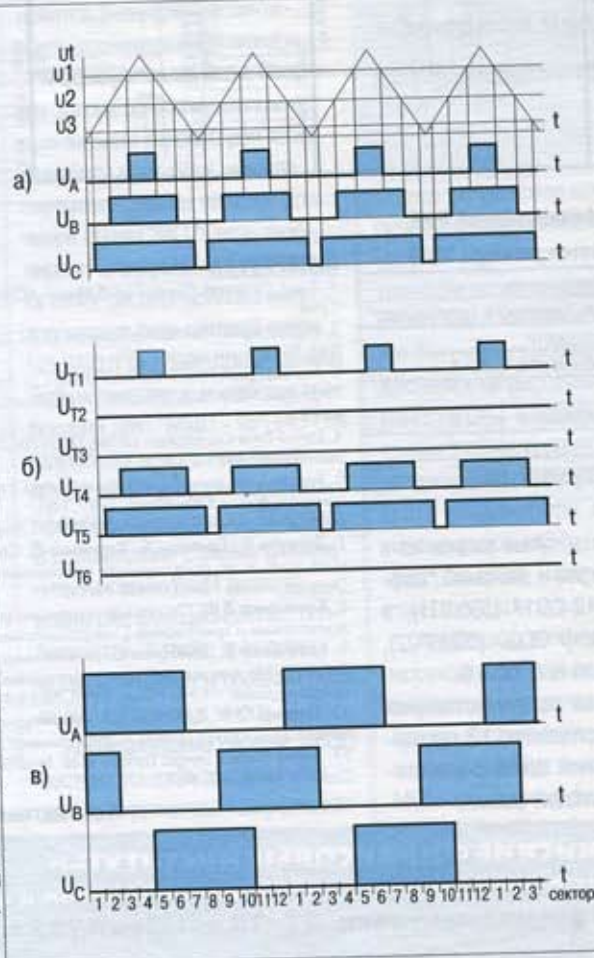


Рис.9. Диаграммы работы компараторов и коммутаторов

Таблица 5. Прошивка ПЗУ

Адрес HEX	Данные HEX															
	00	01	02	03	04	05	06	07	08	09	0A	0B	0C	0D	0E	0F
0000	00	01	02	03	04	05	06	07	08	09	0A	0B	0C	0D	0E	0F
00F0	F0	F1	F2	F3	F4	F5	F6	F7	F8	F9	FA	FB	FC	FD	FE	FF
0100	FF	FE	FD	FC	FB	FA	F9	F8	F7	F6	F5	F4	F3	F2	F1	F0
01F0	0F	0E	0D	0C	0B	0A	09	08	07	06	05	04	03	02	01	00

ствляют коммутацию ШИМ-сигнала между транзисторами верхнего и нижнего плеч. Переключение коммутаторов происходит при переходе вектора напряжения из одного сектора в другой в соответствии с рис.9в, где изображены диаграммы управляющих сигналов компараторов для каждой фазы в зависимости от номера сектора. Как видим, на выходе компараторов формируются сигналы управления ключами, длительность которых определяется частотой "циф-

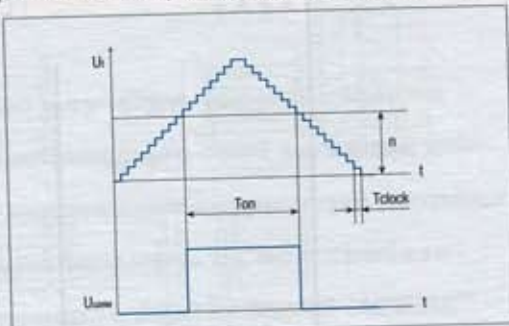


Рис.10. Пояснение к расчету величины регистра

рового треугольника" и величиной в соответствующем регистре. Диаграммы ШИМ-сигналов силовых транзисторов на выходе коммутаторов представлены на рис.9б.

Для расчета выходного параметра ПВМ — длительности ШИМ-сигнала T_{on} — можно использовать выражение для величины n , записываемой в регистр ШИМ каждой фазы:

$$n = N - \frac{T_{on}}{2T_{clock}}$$

где T_{clock} — период такта реверсивного счетчика; $N = 2^m$ — число ступеней "цифрового треугольника".

Данный расчет графически пояснен на рис.10.

Модуль модифицированной ПВМ, принципиальная схема которого представлена на рис. 11 содержит генератор "цифрового треугольника", выполненный на элементах DD3-DD6. Коды "цифрового треугольника" хранятся в ПЗУ DD6 (556PT5), адреса которого перебираются четырехразрядными счетчиками DD3-DD5 (555IE5). Прошивка ПЗУ представлена в табл.5.

Тактирование счетчиков осуществляет программируемый таймер DD2 (580BI53). Тактовый генератор выполнен на элементах ZQ1, DD1.1, DD1.2. В восьмиразрядных регистрах

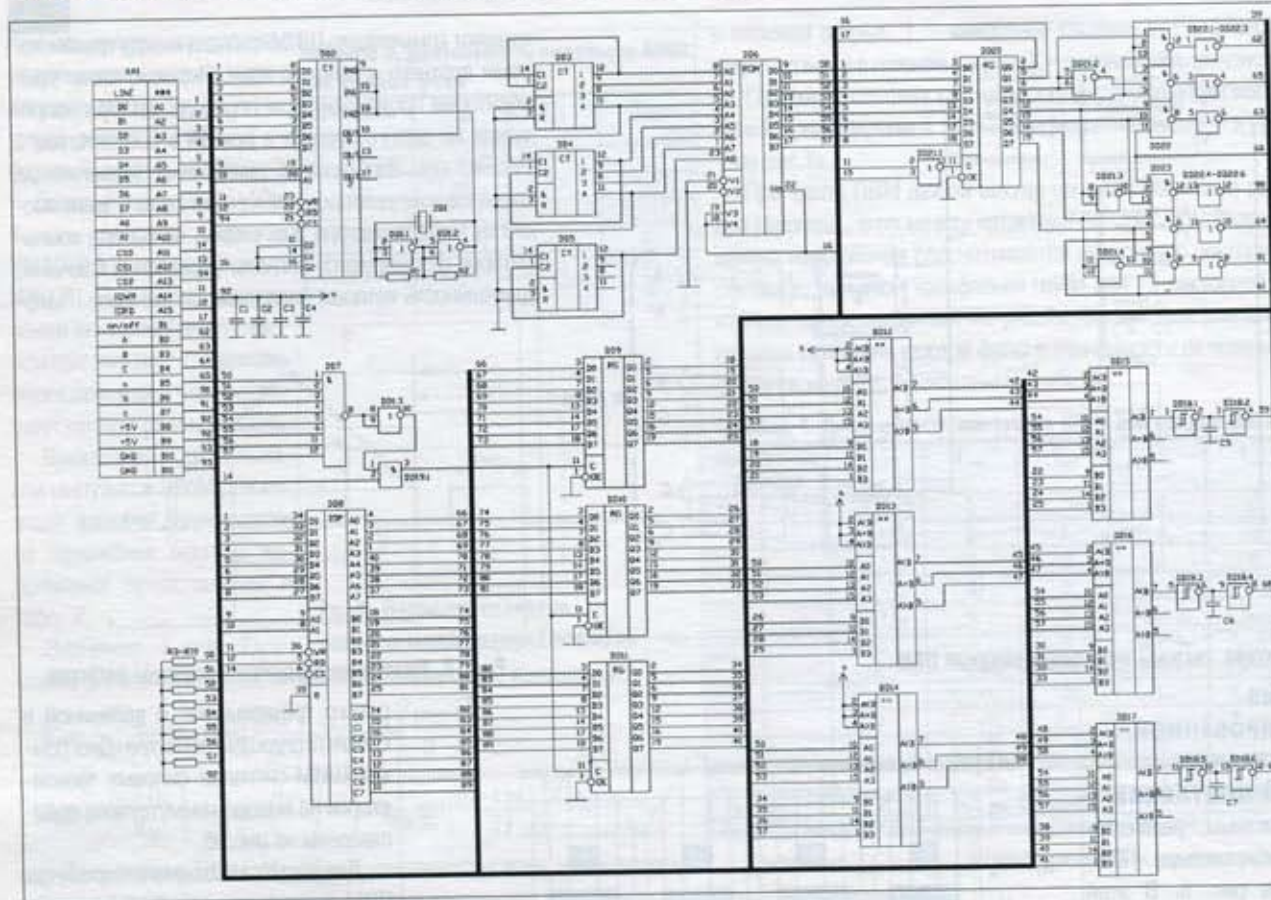


Рис. 11. Принципиальная схема модуля модифицированной ПВМ

DD9-DD11 (555-IP22) хранятся постоянные величины, которые обновляются каждый период, когда выходной код "цифрового треугольника" становится равным

Таблица 6. Назначения битов регистра DD20

Бит	Назначение
D0	Блокировка генератора "цифрового треугольника"
D1	Вкл/выкл усилителя мощности
D2	Выбор верхнего/нижнего ключа фазы А
D3	Блокировка фазы А
D4	Выбор верхнего/нижнего ключа фазы В
D5	Блокировка фазы В
D6	Выбор верхнего/нижнего ключа фазы С
D7	Блокировка фазы С

FFh. Установка значений регистров производится путем записи их в порт DD8 (580BI55). Сравнение величин регистров и значений "цифрового треугольника" проводят элементы DD12-DD17 (555CP1), а управление коммутаторами осуществляет регистр DD20 (555IP22), функциональные назначения битов которого указаны в табл. 6.

Итак, представленная система, выполненная на отечественных элементах, позволяет формировать модифицированную 12-секторную ПВМ на основе трехфазной центрированной ШИМ с возможностью установки скважности отдельно для каждой фазы.

ЛИТЕРАТУРА

1. Field Oriented Control of 3-Phase AC-Motor. LN: BPA073, Texas Instruments, 1998.
2. Digital Signal Processing Solution for AC-Induction Motor. Application Note: BPA043, Texas Instruments, 1996.
3. AC-Induction Motor Control Using Constant V/Hz Principle and Space Vector PWM Technique with TMS320C240. - Application Report: SPRA284A, Texas Instruments, 1998.
4. Dead-Time Generation on the TMS320C24x. - Application Report: SPRA371, Texas Instruments, 1997.
5. Управление асинхронным двигателем с помощью цифрового сигнального микроконтроллера. - Chip News, 1997, №1.
6. Motor Control Technology Seminar. Analog Devices, 1998.
7. Денисов К., Ермилов А., Карпенко Д. Способы управления машинами переменного тока и их практическая реализация на базе компонентов фирмы Analog Devices. Chip News, 1997, №7-8.
8. Козаченко В.Ф. Основные тенденции развития встроенных систем управления двигателями и требования к микроконтроллерам. Chip News, 1999, №1.
9. Козаченко В., Грибачев С. Новые микроконтроллеры фирмы Texas Instruments TMS320x24x для высокопроизводительных систем встроенного управления двигателями. Chip News, 1998, №11-12.
10. Горячев О.В., Ерошкин Е.А. Амплитудно-частотное управление асинхронными трехфазными двигателями. Электроника: НТБ, 1999, №2.
11. Bruno Coppi, Sergio Lanfani et al. Brushless Vector Control Using SAB C-164-Contact, 1998, v.1, №3.

Контактный телефон: (0872) 35-38-3

"РОССИЙСКИЕ ФИНАНСОВЫЕ ИНСТИТУТЫ: кредитоспособность и финансовые инструменты для реального сектора и частных инвесторов"
Всероссийская конференция-выставка. 27-28 октября 1999 г., г.Москва

Организаторы конференции-выставки: журнал "Рынок ценных бумаг" и рейтинговая служба "EA-Rating"
 При поддержке: Центрального банка РФ, АРКО, ММВБ.

Тематика конференции:

- раскрытие информации об уровне финансовой надежности российских банков, страховых компаний и негосударственных пенсионных фондов;
- представление финансовых инструментов и услуг, предлагаемых реальному сектору экономики, финансовым институтам и частным инвесторам.

Стоимость участия - 95 \$ за одного участника (включая НДС). Промышленным предприятиям предоставляется скидка - 20%
 За более подробной информацией обращайтесь в журнал "Рынок ценных бумаг" по телефонам: (095) 198-7566/9465/9677