

УДК 621.313

## СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ВЕКТОРНОЙ И ТРАДИЦИОННОЙ ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНОЙ МОДУЛЯЦИИ

Титяев Д. К., студент, Мирошник Д.Н., ассистент, магистр;  
(Донецкий национальный технический университет, г.Донецк, Украина)

Широтно-импульсная модуляция (ШИМ), применяемая в автономных инверторах напряжения (АИН) (Рис.1) для управления двигателями переменного тока, развивалась достаточно интенсивно в последние десятилетия. Было получено множество различных методов ШИМ, целью которых было: получение широкого линейного диапазона модуляции; уменьшение потерь на переключение в транзисторах; уменьшение содержания высших гармоник в выходном напряжении, искажающих его форму и облегчение реализации.

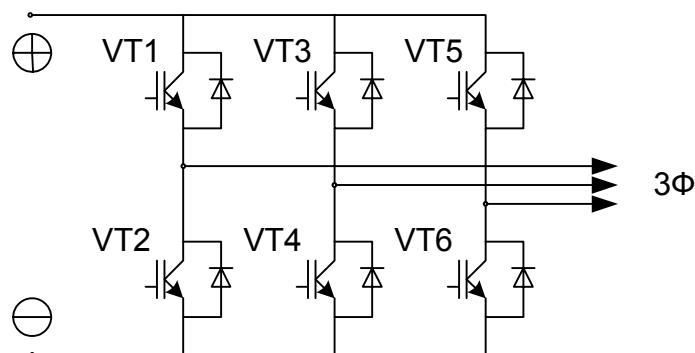


Рисунок 1 – Схема автономного инвертора напряжения

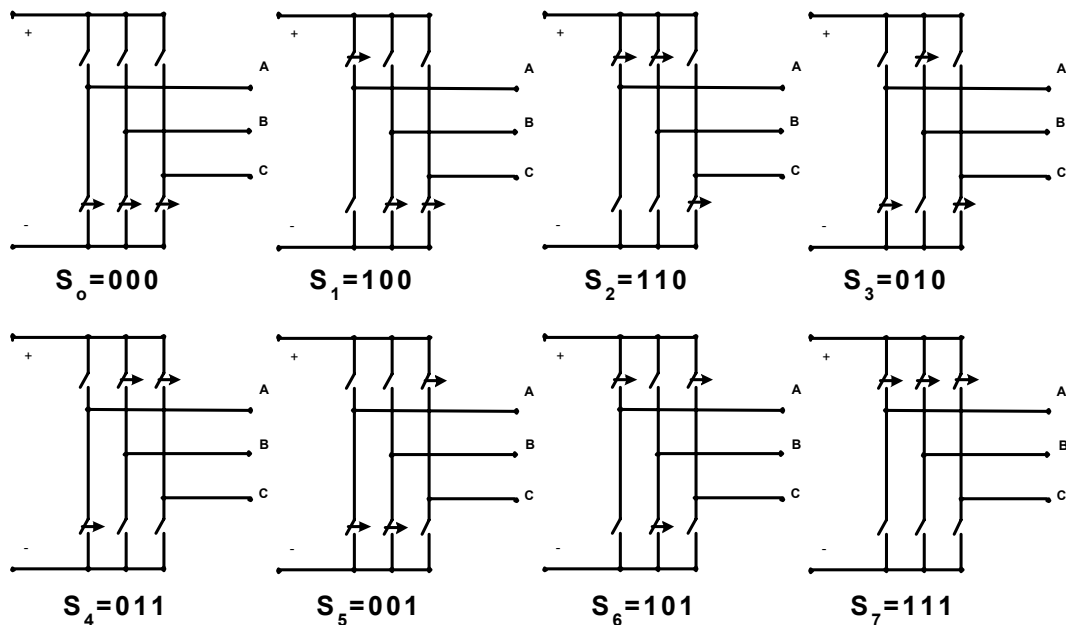
С момента создания, традиционные методы ШИМ [1] использовались практически во всех приложениях. Сначала входной сигнал был синусоидальным, потом в него добавили сигнал нулевой последовательности, что несколько увеличило линейный диапазон модуляции. Дальнейшие исследования необходимо было проводить по той причине, что при использовании ШИМ в линейной зоне модуляции,

двигатель был недоиспользован по напряжению на 15%, поэтому приходилось применять нелинейную зону (зону перемодуляции), чтобы обеспечить работу машины на частотах близких к 50 Гц. Это приводило к появлению на выходе преобразователя гармоник, которые вызывали колебания электромагнитного момента двигателя, и определяли внутренние потери в нем.

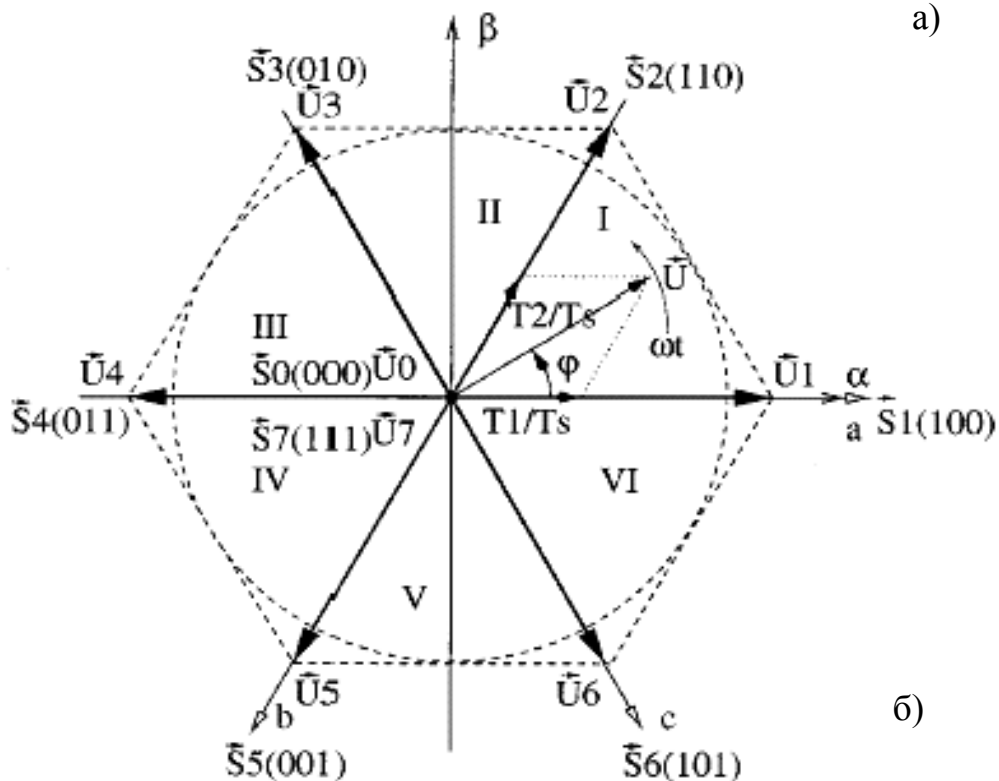
Для того чтобы обеспечить номинальные параметры исполнительного двигателя, разработчики были вынуждены идти на искажение формы выходного напряжения в зоне частот, близких к номинальной, т.е. переходить от синусоидальной формы выходного напряжения к трапецеидальной (в пределе — к прямоугольной). Очевидно, что такое решение устраивало далеко не всех потребителей, и работы по поиску более совершенных методов управления продолжались. Теория этого вопроса активно развивалась зарубежными и отечественными учеными на протяжении более чем 10 лет. Поэтому в связи с появлением цифровых, так называемых DSP-контроллеров [2,3], появилась возможность реализации принципиально другого алгоритма управления ключами инвертора, называемого методом векторной ШИМ [4].

Суть метода, получившего название **широтно-импульсной модуляции базовых векторов** (векторной ШИМ), состоит в отказе от одновременной ком-

мутации всех ключей инвертора за период коммутации (при синусоидальной ШИМ) и в переходе к коммутации между несколькими, заранее выбранными состояниями инвертора, каждое из которых соответствует определенному пространственному положению вектора результирующего напряжения, приложенного к двигателю (рис. 2).



a)



б)

Рисунок 2 – Принцип формирования базового вектора выходного напряжения АИН: а) состояния ключей инвертора; б) принцип формирования базового вектора на плоскости.

Таким образом, формирование базового вектора напряжения происходит за счет перехода одного в другое восьми различных состояний ключей инвертора (рис.2,а), шесть из которых образуют граничные векторы  $S_1 \dots S_6 \rightarrow U_1 \dots U_6$  и два нулевые  $S_0, S_7 \rightarrow U_0, U_7$  (рис.2,б). Путем последовательного включения двух смежных векторов состояния (образующих сектор), а также нулевого вектора, можно сформировать положение базового вектора выходного напряжения инвертора в каждом из шести секторов и его величину по следующей формуле:

$$U = (U_i T_1 + U_{i+1} T_2 + U_0 T_0) / T_k$$

- где  $U_i, U_{i+1}$  – смежные векторы состояний одного сектора;  $U_0$  – нулевой вектор напряжения;  $T_1, T_2$  – продолжительность включенного состояния смежных векторов соответственно;  $T_0$  – продолжительность включенного состояния нулевого вектора;  $T_k = T_1 + T_2 + T_0$  – период несущей частоты.

Так, к примеру, чтобы сформировать вектор напряжения  $U$ , повернутый в первом секторе на угол  $\varphi$  (рис.2,б), необходимо включить на время  $T_1$  вектор напряжения  $U_1$ , а на время  $T_2$  напряжение  $U_2$ , причем это включение должно происходить последовательно. Сама же величина вектора напряжения формируется за счет продолжительности  $T_0$ .

Структурная схема системы управления автономным инвертором напряжения при использовании метода векторной ШИМ представлена на рисунке 3.

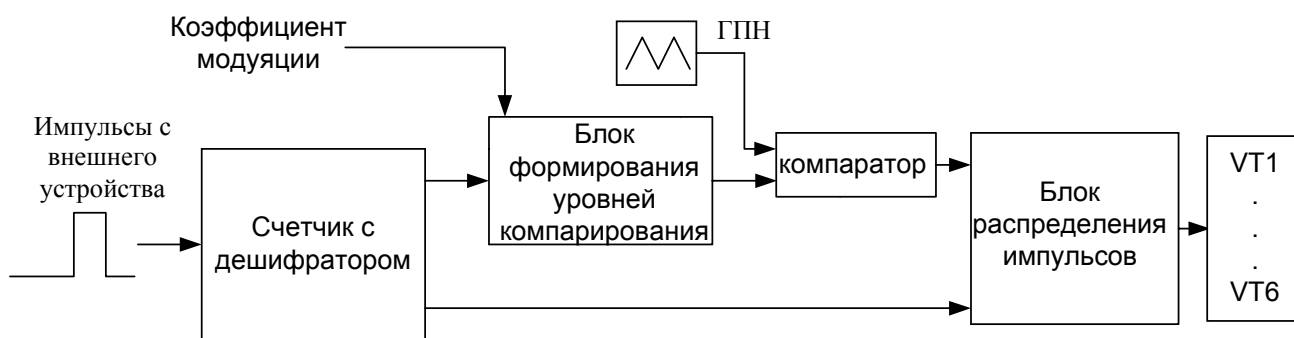


Рисунок 3 – Структурная схема системы управления ключами инвертора для формирования векторной широтно-импульсной модуляции

Входными сигналами такой системы являются импульсы, соответствующие определенному пространственному положению вектора результирующего напряжения на выходе инвертора, а также коэффициент модуляции, характеризующий величину первой гармоники выходного напряжения инвертора.

Импульсы (характеризующие положение базового вектора напряжения в пространстве), поступают на счетчик с дешифратором. Счетчик информирует о местоположении базового вектора в секторе, а дешифратор о принадлежности этого вектора одному из шести секторов.

Далее информация об угле поворота базового вектора выходного напряжения  $\varphi$  вместе с коэффициентом модуляции  $K_m$  поступает на блок формирования уровней компарирования (рис.3), которые определяются по формулам:

$$K_1 = K_m \sin(\pi/3 - \varphi); K_2 = K_m [\sin \varphi + \sin(\pi/3 - \varphi)]; \quad (1)$$

На рисунке 4 показана диаграмма формирования импульсов на компараторе (рис.3).

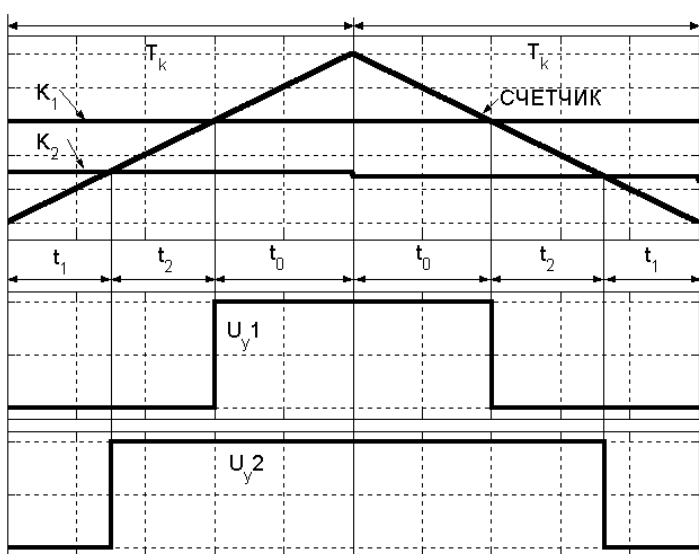


Рисунок 4 – Диаграмма формирования векторной ШИМ

Генератор пилообразных напряжений (ГПН – рис.3) в микропроцессорном исполнении образует реверсивный счетчик (рис.4), с которым сравниваются два уровня (1). Они управляют соответственно только двумя ключами преобразователя ( $U_{y1}$ ,  $U_{y2}$ ), формируя, таким образом, лишь один интервал времени  $T_0$  (нулевого состояния инвертора) и уменьшая тем самым на 33 % число переключений транзисторов за период коммутации  $T_k$ , в сравнении с традиционной ШИМ [1]. Так как включенными на каждом  $T_k$  являются три транзисторных ключа преобразователя, то третий ключ

для каждого из секторов (рис.2,б) остается постоянно включенным. Импульсы  $U_{y1}$ ,  $U_{y2}$  вместе сигналом о текущем секторе логически преобразуются и подаются на транзисторы VT1-VT6 (рис.1) при помощи блока распределения импульсов (рис. 3).

Описанная модель системы управления (рис.3) имеет некоторые недостатки. В частности при уменьшении частоты импульсов управления на входе при неизменной несущей частоте, система управления будет держать базовый вектор в одном положении, при этом коммутируя транзисторные ключи. При этом в выходном напряжении будут появляться нежелательные высшие гармонические составляющие. Поэтому в дальнейшем стоит задача согласования частоты импульсов на входе и несущей частоты, что на практике является достаточно сложной задачей.

Осциллограммы фазного напряжения и тока на выходе АИН при частоте коммутации транзисторов 3кГц, полученные путем моделирования в программном пакете MATLAB 6.1 (приложения SIMULINK и POWERSYSTEM BLOCKSET), представлены на рисунке 5.

Как видно из рисунка, уменьшив число коммутаций транзисторов за период ШИМ, можно уменьшить коммутационные потери в них и при этом как минимум ничего не потерять в качестве выходного напряжения, а соответственно и тока.

Еще одним из преимуществ метода векторной ШИМ, в сравнении с синусоидальной ШИМ, является увеличенный диапазон линейного изменения выходного напряжения инвертора, что подтверждают выходные характеристики инвертора, изображенные на рисунке 6.

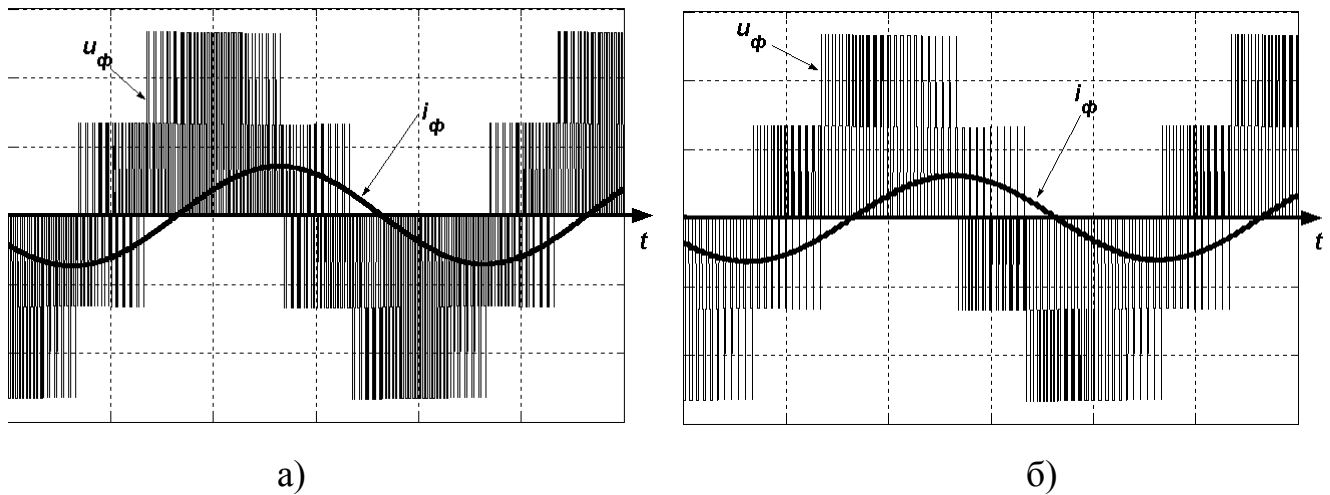


Рисунок 5 – Осциллограммы работы фазного напряжения -  $U_{\phi}$  и фазного тока -  $I_{\phi}$  на выходе автономного инвертора: а) с синусоидальной ШИМ; б) с векторной ШИМ.

Как видно из рисунка, выходные характеристики АИН имеют линейную зону изменения линейного напряжения на его выходе  $U_{\text{лин}}$  (коэффициент модуляции  $K_m < 1$ ).

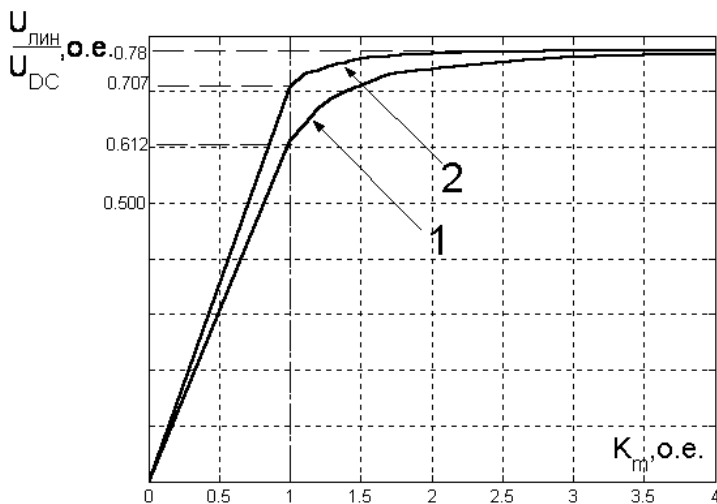


Рисунок 6 – Выходные характеристики автономных инверторов напряжения с использованием : 1) традиционной ШИМ; 2) векторной ШИМ.

При  $K_m > 1$  обе характеристики входят в зону насыщения и стремятся к значению  $U_{\text{лин}} = U_{\text{DC}} * 0.78$  ( $U_{\text{DC}}$  - напряжение в звене постоянного тока). Причем во всем диапазоне характеристика 1 имеет выходное напряжение меньше, чем характеристика 2. Так как преобразователь частоты практически не работает при  $K_m > 1$  (см. ниже), то применение векторной ШИМ позволяет получить на нагрузке величину линейного напряжения  $U_{\text{лин}} = U_{\text{DC}} * 0.707$ , в сравнении с традиционной синусоидальной ШИМ, где  $U_{\text{лин}} = U_{\text{DC}} * 0.612$ , что

на 15% больше. Не смотря на то, что при работе в линейной зоне, метод векторной ШИМ обеспечивает уменьшение числа переключений транзисторов преобразователя на 33% [4], а вместе с этим и потери переключения преобразователя, переходя в режим перемодуляции ( $K_m > 1$ ) оба метода обеспечивают уменьшение количества переключений за период основной частоты. С увеличением коэффициента модуляции, увеличивается величина 5-ой, 7-ой и 11-ой гармоник в выходном напряжении, которые ухудшают работу двигателя и затрудняют процесс регулирования, вследствие влияния этих гармоник на электромагнитный момент. На рисунке 7 показано, что одинаковое выходное на-

пряжение АИН, о величине которого можно судить по величине тока, можно получить методом векторной ШИМ (рис. 7,а) при  $K_m=0.9$  (линейная зона), или при использовании синусоидальной ШИМ (рис. 7,б) при  $K_m=1.2$  (нелинейная зона).

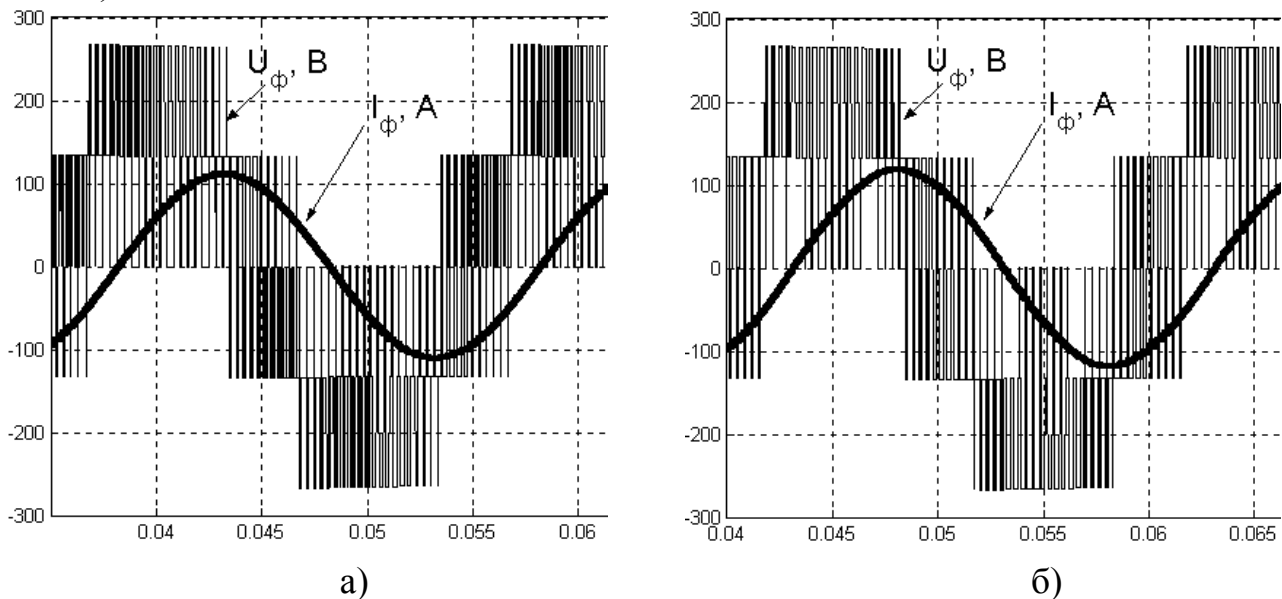


Рисунок 7 – Осциллограммы фазных напряжений  $U_\phi$  и токов  $I_\phi$  на нагрузке: а) с векторной ШИМ при  $K_m=0.9$ ; б) с традиционной ШИМ при  $K_m=1.2$ .

Таким образом, не смотря на внешнюю кажущуюся родственность двух методов, можно сделать вывод о том, что принцип векторной ШИМ кажется лучшим. Кроме того, он позволяет исключить координатные преобразователи в системах полеориентированного векторного управления двигателем переменного тока [5], основное предназначение которых в том, чтобы ориентировать вектор напряжения инвертора по потокосцеплению ротора (статора).

#### Перечень ссылок

1. Holtz J. "Pulsewidth modulation for electronic power conversion," Proc. IEEE, vol. 82, pp. 1194–1214, Aug. 1994.
2. Козаченко В.Ф. Микроконтроллеры: Руководство по применению 16-разрядных микроконтроллеров Intel MCS-196/296 во встроенных системах управления. — М.:Эком. — 1997. — 688 с.
3. В.Козаченко, А.Соловьев. Новые DSP-микроконтроллеры фирмы Analog Devices ADMC300/330 для высокопроизводительных систем векторного управления электроприводами переменного тока// CHIP NEWS. — 1998. — № 5. — С. 16-21.
4. A.M. Trzynadlowski, R.L. Kirlin, S.F. Legowski. Space vector PWM technique with minimum switching losses and a variable pulse rate, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 44, no. 2, pp. 173-181, 1997.
5. Слежановский О.В. Системы подчинённого регулирования электроприводов переменного тока с вентильными преобразователями. Москва, Энергоатомиздат", 1983.-256 с.