

## **СПОСОБ ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНОГО УПРАВЛЕНИЯ СИЛОВЫМИ КЛЮЧАМИ АВТОНОМНОГО ИНВЕРТОРА НАПРЯЖЕНИЯ ВЕКТОРНОГО АСИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА**

В современных системах частотного регулирования асинхронными двигателями, в основном, используется транзисторные инверторы, для управления которыми предложено большое число разных схем и способов управления. Из всего многообразия способов наиболее перспективным, обеспечивающим лучшее использование источника постоянного тока и лучший гармонический состав синтезируемого напряжения, является пространственная ШИМ [1, 2]. Однако реализация этого алгоритма вызывает затруднения из-за неоднозначной зависимости между заданием на синтезируемое напряжение и его фактическим значением, что приводит к неоднозначности и многообразию технических решений, возрастающих по мере развития элементной базы. Поэтому актуальной является задача обоснования дополнительных ограничений и самого алгоритма пространственной ШИМ с целью исключения неоднозначности, доведения расчетных соотношений до широкого круга пользователей, которые позволили бы разрабатывать схемы управления автономным инвертором на различных элементных базах, в том числе, с использованием микропроцессорной техники.

При питании трехфазной асинхронной машины от автономного инвертора пространственное положение обобщенного вектора напряжения в каждый момент времени однозначно определяется комбинацией замкнутых в это же время ключей преобразователя. Если фазу двигателя подключить к одному выводу источника постоянного тока, а две оставшиеся фазы к другому выводу, то, в случае симметричной нагрузки, к одной фазе будет приложено  $\frac{2}{3}$  напряжения питания  $U_d$ , а к двум оставшимся по  $\frac{1}{3}U_d$ . При таком подключении нагрузки к автономному инвертору на комплексной плоскости возможно шесть положений обобщенного вектора (таблица). Как следует из таблицы, обобщенный вектор напряжения, не меняя своей величины, может скачкообразно изменить положение на электрический угол, кратный  $\frac{\pi}{3}$ .

При векторном управлении асинхронным двигателем актуальной становится задача изменения абсолютной величины и положения в пространстве вектора тока статора. С целью поддержания постоянства скорости двигателя амплитуда и фаза тока статора регулируются, в зависимости от положения в пространстве вектора потокосцепления, таким образом, чтобы момент двигате-

ля был равен моменту нагрузки  $M_C$ . Так как момент двигателя, при неизменных значениях амплитуды тока статора и потокосцепления ротора, пропорционален синусу угла между ними, то при скачкообразном перемещении обобщенного вектора напряжения (тока) на комплексной плоскости на угол  $\frac{\pi}{3}$  момент двигателя будет “пульсировать”, что приведет к пульсациям скорости. Чтобы этого избежать, необходимо точно “позиционировать” вектор напряжения в зависимости от положения в пространстве амплитуды вектора потокосцепления ротора  $\bar{\Psi}_2$ .

### Возможные положения обобщенного вектора напряжения

Замкнутые ключи	Обобщенный вектор напряжения	Направление
К1, К4, К6	$\bar{U}_1 = \frac{2}{3} \left( \frac{2}{3} U_d + \bar{a} \left( -\frac{1}{3} U_d \right) + \bar{a}^2 \left( -\frac{1}{3} U_d \right) \right) = \frac{2}{3} U_d$	$\bar{U}_A$
К1, К3, К6	$\bar{U}_1 = \frac{2}{3} \left( \frac{1}{3} U_d + \bar{a} \left( \frac{1}{3} U_d \right) + \bar{a}^2 \left( -\frac{2}{3} U_d \right) \right) = -\frac{2}{3} \bar{a}^2 U_d$	$-\bar{U}_C$
К2, К3, К6	$\bar{U}_1 = \frac{2}{3} \left( -\frac{1}{3} U_d + \bar{a} \left( \frac{2}{3} U_d \right) + \bar{a}^2 \left( -\frac{1}{3} U_d \right) \right) = \frac{2}{3} \bar{a} U_d$	$\bar{U}_B$
К2, К3, К5	$\bar{U}_1 = \frac{2}{3} \left( -\frac{2}{3} U_d + \bar{a} \left( \frac{1}{3} U_d \right) + \bar{a}^2 \left( \frac{1}{3} U_d \right) \right) = -\frac{2}{3} U_d$	$-\bar{U}_A$
К2, К4, К5	$\bar{U}_1 = \frac{2}{3} \left( -\frac{1}{3} U_d + \bar{a} \left( -\frac{1}{3} U_d \right) + \bar{a}^2 \left( \frac{2}{3} U_d \right) \right) = \frac{2}{3} \bar{a}^2 U_d$	$\bar{U}_C$
К1, К4, К5	$\bar{U}_1 = \frac{2}{3} \left( \frac{1}{3} U_d + \bar{a} \left( -\frac{2}{3} U_d \right) + \bar{a}^2 \left( \frac{1}{3} U_d \right) \right) = -\frac{2}{3} \bar{a} U_d$	$-\bar{U}_B$

Основные положения обобщенного вектора 1-6 (рис. 1) можно получить включением соответствующих комбинаций силовых ключей, которые необходимо коммутировать так, чтобы геометрическая сумма средних значений основных векторов за период модуляции давала требуемый вектор  $\bar{V}$ .

Принцип точного “позиционирования” обобщенного вектора показан на рис.1. Здесь 1-6 - положения обобщенного вектора, обеспечиваемые последовательным включением шести комбинаций силовых ключей. Так, вектор  $\bar{V}$ , находящийся в первом секторе, можно получить геометрическим суммированием векторов, совпадающих с фазой А ( $\bar{1}$ ,  $\bar{2}$ ) и фазой С ( $\bar{4}$ ,  $\bar{5}$ ). На рис.2 изображена диаграмма работы силовых ключей преобразователя, из которой следует,

что среднее значение обобщенного вектора, совпадающего с осью **A**, определяется как  $|\bar{U}_1| = \bar{U}_A + (-\bar{U}_A) = \frac{2}{3}U_d \frac{t_1 - t_4}{T}$ , а осью **C**, - как

$$|\bar{U}_2| = \frac{2}{3}U_d \frac{t_2 - t_5}{T},$$

где  $T$  - период модуляции;  $U_d$  - входное напряжение инвертора;  $t_1, t_2, t_4, t_5$  - время нахождения обобщенного вектора в положениях  $1', 2', 4'$  и  $5'$ , соответственно.

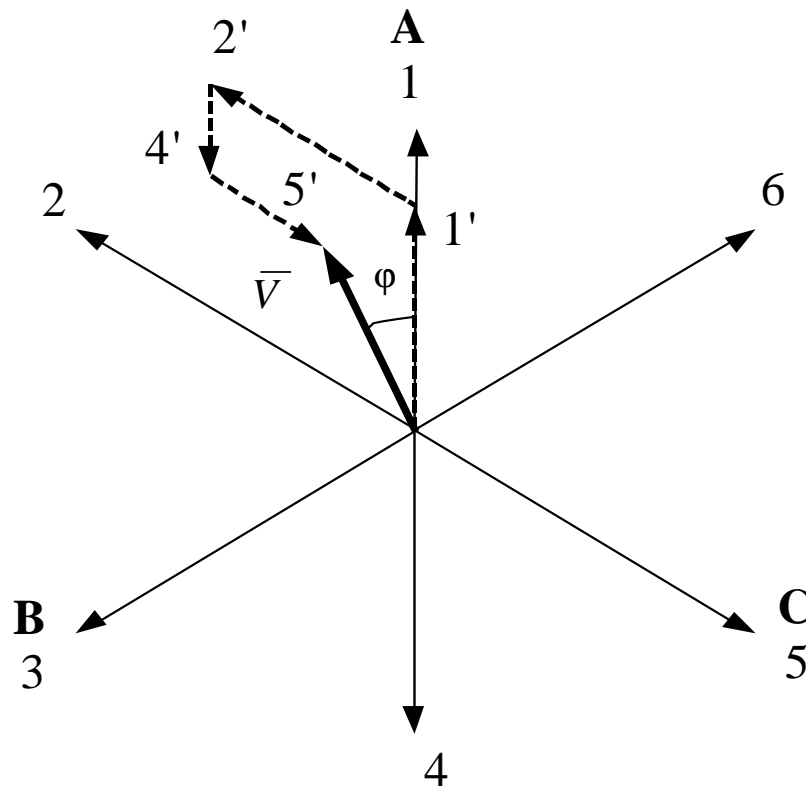


Рис.1. Обобщенный вектор напряжения

То есть обобщенный вектор  $\bar{V}$  с заданной амплитудой  $V$  и фазой  $\varphi$  можно получить геометрическим суммированием смежных с ним базовых векторов  $\bar{U}_1$  и  $\bar{U}_2$ . Для случая, показанного на рис.2, обобщенный вектор

$$\bar{V} = \frac{2}{3}U_d \left( \frac{t_1 - t_4}{T} e^{j0} + \frac{t_2 - t_5}{T} e^{j\frac{\pi}{3}} \right) = \frac{2}{3} \frac{U_d}{T} \left( (t_1 - t_4) e^{-j\varphi} + (t_2 - t_5) e^{j(\frac{\pi}{3} - \varphi)} \right).$$

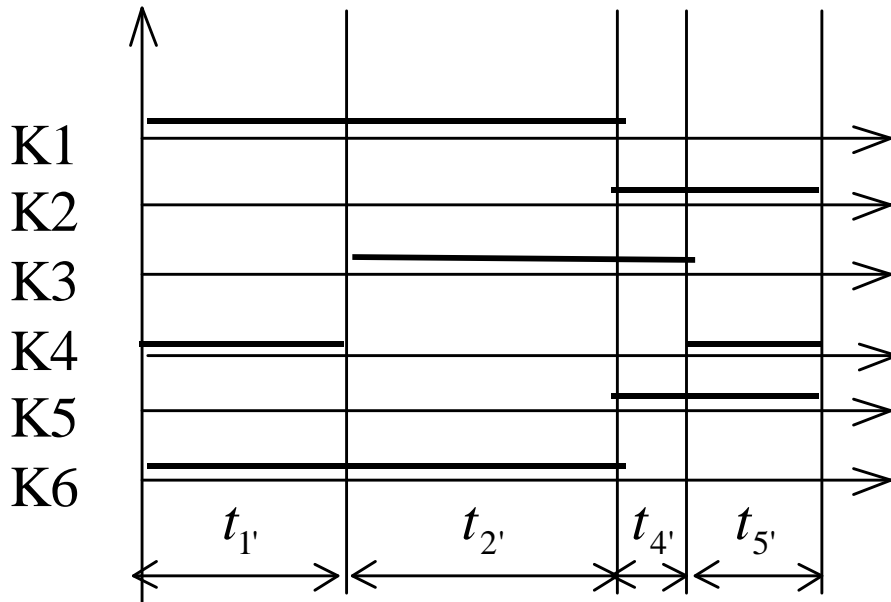


Рис. 2 Диаграмма работы силовых ключей автономного инвертора

Преобразуем показательные функции полученного равенства в тригонометрические и разложим по базисам полярной системы координат с учетом того, что сумма всех временных интервалов должна равняться периоду модуляции, т.е.

$$\begin{cases} V = \frac{2U_d}{3T} \cdot \left( (t_1 - t_4) \cdot \cos \varphi + (t_2 - t_5) \cdot \cos\left(\frac{\pi}{3} - \varphi\right) \right); \\ (t_1 - t_4) \cdot \sin \varphi = (t_2 - t_5) \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \varphi\right); \\ t_1 + t_2 + t_4 + t_5 = T. \end{cases} \quad (1)$$

Система (1) состоит из трех уравнений, содержащих четыре неизвестных переменных: (временные интервалы модуляции  $t_2$ ,  $t_1$ ,  $t_4$  и  $t_5$ ). Предположим, что время первого интервала модуляции определяется некоторой абстрактной функциональной зависимостью  $t_1 = f(V, \varphi)$ , аргументами которой являются задания на амплитуду и фазу обобщенного вектора, тогда систему (1) относительно  $t_2$ ,  $t_4$  и  $t_5$  можно записать как

$$\begin{cases} t_1 = f(V, \varphi); \\ t_2 = \frac{T}{2} - f(V, \varphi) + \frac{\sqrt{3}V \cdot T}{2U_d} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} + \varphi\right); \\ t_4 = f(V, \varphi) - \sqrt{3} \frac{V \cdot T}{U_d} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \varphi\right); \\ t_5 = \frac{T}{2} - f(V, \varphi) + \frac{3V \cdot T}{2U_d} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{6} - \varphi\right). \end{cases} \quad (2)$$

С целью упрощения аппаратно-программной реализации ШИМ на уравнение (2) наложим дополнительное ограничение (примем  $t_4 = t_5$ ) и запишем:

$$\begin{cases} t_1 = \frac{T}{4} + \frac{VT}{8U_d}(9\cos(\varphi) - 5\sqrt{3}\sin(\varphi)); \\ t_2 = \frac{T}{4} + \frac{VT}{8U_d}(7\sqrt{3}\sin(\varphi) - 3\cos(\varphi)); \\ t_4 = t_5 = \frac{T}{4} - \frac{VT}{8U_d}(\sqrt{3}\sin(\varphi) + 3\cos(\varphi)). \end{cases} \quad (3)$$

Поскольку в реальных полупроводниковых силовых ключах автономного инвертора физические процессы коммутации не могут протекать мгновенно, то уравнение (3) следует переписать, а именно:

$$\begin{cases} \frac{T}{4} + \frac{VT}{8U_d}(9\cos(\varphi) - 5\sqrt{3}\sin(\varphi)) \geq t_{\min}; \\ \frac{T}{4} + \frac{VT}{8U_d}(7\sqrt{3}\sin(\varphi) - 3\cos(\varphi)) \geq t_{\min}; \\ \frac{T}{4} - \frac{VT}{8U_d}(\sqrt{3}\sin(\varphi) + 3\cos(\varphi)) \geq t_{\min}, \end{cases} \quad (4)$$

где  $t_{\min}$  - минимально допустимое по условиям коммутации время работы силового ключа, определяемое явлениями инжекции и экстракции носителей заряда конкретного полупроводника, применяемого в качестве ключевого элемента инвертора.

Решив неравенство (4) относительно периода модуляции, получим

$$1 \geq 4 \frac{t_{\min}}{T} = \gamma_{\min}. \quad (5)$$

где  $\gamma_{\min} = \frac{t_{\min}}{T}$  - относительная длительность минимально возможного состояния, когда обмотки машины переменного тока присоединены к источнику.

Используя выражение (5), определим обобщенный вектор напряжения

$$V \leq \frac{U_d}{\sqrt{3}}(1 - 4\gamma_{\min}),$$

значение которого ограничивается отношением минимально допустимого вре-

мени работы силового ключа  $t_{\min}$  к периоду широтно-импульсной модуляции  $T$ . Поскольку  $t_{\min}$  зависит только от типа применяемого в качестве силового ключа полупроводника, то задание на модуль  $V$  ограничивается верхним значением периода  $T$  ШИМ (частотой модуляции).

Выбор частоты модуляции зависит от диапазона регулирования, момента инерции механизма и мощности двигателя, и поэтому может быть обоснован только при моделировании системы регулирования, в которую автономный инвертор со схемой управления будет входить как составляющая часть.

При выбранном периоде модуляции  $T$  система управлений (4) определяет время нахождения обобщенного вектора в одном из шести возможных положений без учета влияния коммутационных процессов, возникающих в периоды бестоковых пауз, когда токи проходят через обмотки двигателя и силовые диоды. Рассмотрим процессы в автономном инверторе с учетом коммутации для корректировки выражения (4).

Пусть необходимо сформировать вектор  $\bar{V}$ , расположенный между векторами 1 и 2. Очевидно, что он будет получен поочередным включением в течение периода модуляции четырех комбинаций силовых ключей, обеспечивающих нахождение результирующего вектора в положениях 1, 2, 4 и 5. В начале периода модуляции на время  $t_1$  включаются транзисторы 1, 4, 6, - обобщенный вектор находится в положении 1. По окончании времени  $t_1$  на время первой бестоковой паузы  $t_{\text{бп}}$  отключается транзистор 4 - ток в фазе В течет через диод 3, т. е. фаза В подключается к плюсовой шине источника питания, а обобщенный вектор перемещается в положение 2. По окончании бестоковой паузы на время  $t_2$  включается ключ 3 (замкнуты транзисторы 1, 3, 6) и обобщенный вектор находится в положении 2. В период первой бестоковой паузы цикла фаза В подключена к плюсовой шине источника питания через диод 3, а в период  $t_2$  (замкнуты транзисторы 1,3,6) фаза В подключена к плюсовой шине источника питания через транзистор 3, что увеличивает расчетное время  $t_2$  на величину бестоковой паузы  $t_{\text{бп}}$ .

По окончании  $t_2$  на время  $t_{\text{бп}}$  отключаются транзисторы 1 и 6. В течение бестоковой паузы фаза А через диод 2 подключается к минусовой шине источника питания, фаза С через диод 5 к плюсовой и обобщенный вектор перемещается в положение 4. По окончании бестоковой паузы на время  $t_4$  включаются транзисторы 2 и 5. Обобщенный вектор остается в положении 4. В период второй бестоковой паузы цикла диоды 2 и 5 работают также, как будут работать транзисторы 2 и 5, что увеличивает время  $t_4$  на величину  $t_{\text{бп}}$ . По окончании времени  $t_4$  отключается транзистор 3 - фаза В через диод 4 на время  $t_{\text{бп}}$  подключается к минусовой шине источника питания и обобщенный вектор перемещается в положение 5. По окончании бестоковой паузы  $t_{\text{бп}}$  на время  $t_5$  включается транзистор 4 - обобщенный вектор остается в положении 5. После окончания четвертого временного интервала  $t_5$  на время бестоковой паузы отключаются транзисторы 2 и 5 - фаза А через диод 1 подключается к плюсовой шине источника питания, фаза С через диод 6 к минусовой и обобщенный вектор перемещается в положение 1.

Во время бестоковых пауз обобщенный вектор также четыре раза находится в положении 1, 2, 4 и 5, увеличивая на величину  $t_{\text{он}}$  интервалы времени  $t_1 - t_5$ . Поэтому для определения фактических интервалов времени выражения (4) должны быть скорректированы. Добавляя к системе уравнений (4) соотношения (6), получим окончательное выражение для определения интервалов времени пространственной ШИМ.

$$\left\{ \begin{array}{l} V \leq \frac{U_d}{\sqrt{3}}(1 - 4\gamma_{\min}); \\ t_1 = \frac{T}{4} + \frac{VT}{8U_d}(9\cos(\varphi) - 5\sqrt{3}\sin(\varphi)) - t_{\text{он}}; \\ t_2 = \frac{T}{4} + \frac{VT}{8U_d}(7\sqrt{3}\sin(\varphi) - 3\cos(\varphi)) - t_{\text{он}}; \\ t_4 = t_5 = \frac{T}{4} - \frac{VT}{8U_d}(\sqrt{3}\sin(\varphi) + 3\cos(\varphi)) - t_{\text{он}}. \end{array} \right. \quad (7)$$

С помощью системы уравнений (7) были определены интервалы времени. Анализ результатов моделирования показал, что работа автономного инвертора полностью соответствует приведенному алгоритму, а структурная схема виртуальной модели системы управления позволяет обосновать реализацию (программную или аппаратную) физической системы управления автономным инвертором.

#### Список литературы

1. L.Zhang, C.Wathanasarn, F.Hardan. An efficient Microprocessor-Based Pulse Width Modulator using Space Vector Modulation Strategi/IEEE 1994 –p.575-577
2. Liu, Y.H.; Chen, C.L.; Tu, R.J. A novel space-vector current regulation scheme for a field-oriented-controlled induction motor drive/IEEE 1998- p.730-737