

# КООРДИНАТНАЯ СТРАТЕГИЯ УПРАВЛЕНИЯ НЕПОСРЕДСТВЕННЫМИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ ЧАСТОТЫ С ШИМ ДЛЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Р.Т. Шрейнер, В.К. Кривовяз, А.И. Калыгин

## Введение

Современный этап развития преобразовательной техники характеризуется стремлением к повышению энергетической эффективности, включающей обеспечение синусоидальности выходных и входных токов, близкий к единице коэффициент мощности, а также возможность рекуперации электрической энергии в питающую сеть. Известные схемы силовой части преобразователей частоты (ПЧ) на полностью управляемых ключах, позволяющие решить данную задачу, можно разделить на две группы. Первая группа – это двухзвенные преобразователи частоты (ДПЧ) с промежуточным звеном постоянного тока, состоящие из двух автономных инверторов напряжения (АИН) или двух автономных инверторов тока (АИТ), один из которых работает в режиме активного выпрямителя, а другой в режиме автономного инвертора. В звене постоянного тока устанавливается сглаживающая ёмкость для АИН или реактор для АИТ. Наличие громоздкого фильтра в промежуточном звене является одним из наиболее существенных недостатков схем ДПЧ.

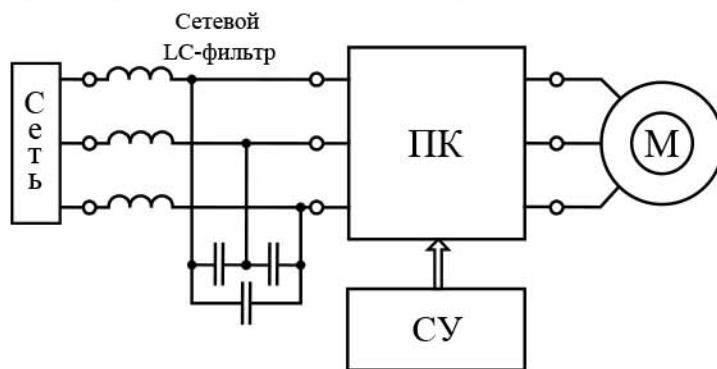
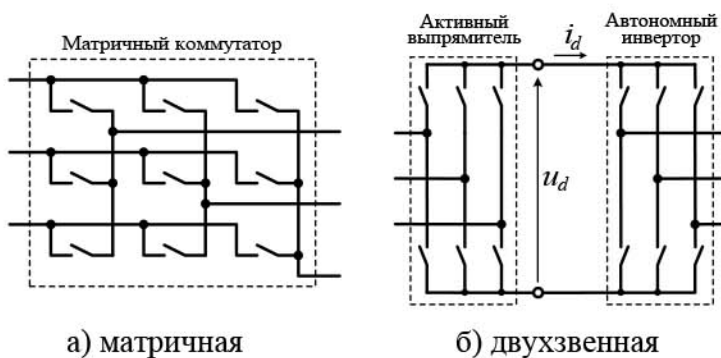


Рис.1. Блок-схема силовой части НПЧ



а) матричная

б) двухзвенная

Рис.2. Схемы силовых коммутаторов НПЧ

типа: матричный НПЧ (МНПЧ) [1-4] и двухзвенный НПЧ (ДНПЧ) [5-9]. Принципиальная схема коммутатора трёхфазно-трёхфазного МНПЧ (рис.2,а) состоит из девяти ключей с двухсторонней проводимостью тока. Коммутатор ДНПЧ, представленный на рис.2,б, состоит из последовательно соединенных коммутатора активного выпрямителя (АВ) и коммутатора автономного инвертора (АИ), которые, в общем случае, также реализуются на двухсторонних ключах [5, 8, 9].

В настоящее время значительный интерес вызывает вторая группа преобразователей – непосредственные преобразователи частоты (НПЧ), в структуре которых отсутствует промежуточный фильтр [1-9]. Как следствие, НПЧ обладают лучшими массогабаритными и динамическими показателями, но требуют разработки более сложных, адаптированных алгоритмов управления силовыми ключами. Решению этих вопросов посвящена данная статья.

На рис.1 представлена блок-схема силовой части НПЧ, включающая сетевой LC-фильтр, силовой полупроводниковый коммутатор ПК, систему управления силовыми ключами коммутатора СУ

и нагрузку. НПЧ может быть построен на основе различных схем силовых коммутаторов. Наибольший интерес сегодня вызывают два их

## 1. Математическая модель НПЧ как объекта управления

Несмотря на внешнее различие коммутаторов оба типа НПЧ обладают схожим математическим описанием. На этапе анализа МНПЧ может быть рассмотрен как двухзвенный преобразователь, состоящий из фиктивного АВ и фиктивного АИ [2]. Такой подход с использованием понятия коммутационной функции коммутатора позволяет провести анализ функционирования и синтез алгоритмов управления силовыми ключами МНПЧ и ДНПЧ с единых позиций. В дальнейшем, используя понятия АВ и АИ, будем подразумевать реальные звенья ДНПЧ и фиктивные МНПЧ.

Для математического описания процессов, протекающих в силовой части НПЧ, введем следующие абстрактные алгебраические векторы-столбцы, составленные из мгновенных относительных значений, верхний индекс «F» обозначает, что векторы записаны в фазных переменных:

$$\mathbf{U}^F = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix}; \quad \mathbf{I}^F = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}; \quad \mathbf{U}_1^F = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} u_{1a} \\ u_{1b} \\ u_{1c} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{I}_1^F = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{1a} \\ i_{1b} \\ i_{1c} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{U}_2^F = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} u_{2a} \\ u_{2b} \\ u_{2c} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{I}_2^F = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{2a} \\ i_{2b} \\ i_{2c} \end{bmatrix} -$$

векторы напряжений и токов сети, напряжений и токов на входе коммутатора АВ (индекс «1»), выходе коммутатора АИ (индекс «2»);

$$\mathbf{S}_1^F = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} s_{1a} \\ s_{1b} \\ s_{1c} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{S}_2^F = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} s_{2a} \\ s_{2b} \\ s_{2c} \end{bmatrix} - \text{дискретные вектор-функции, компоненты которых описывают}$$

состояния фазных плеч коммутаторов АВ и АИ.

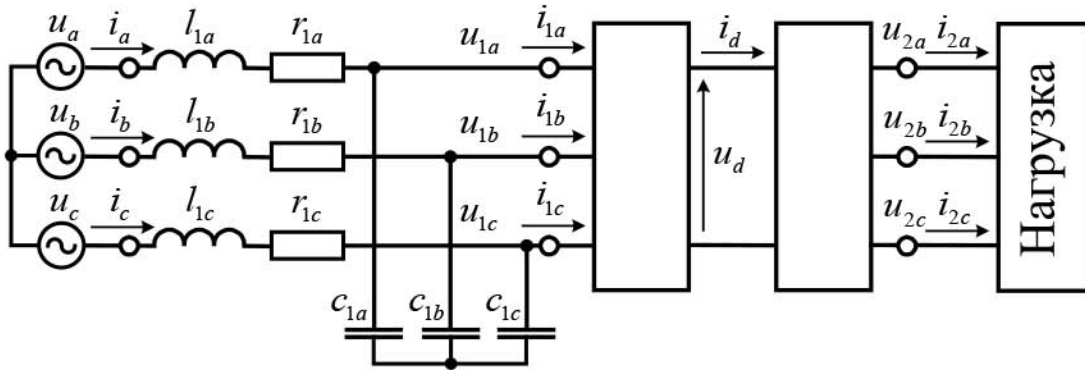


Рис.3. Эквивалентная схема замещения НПЧ

На рис.3 изображена эквивалентная схема замещения НПЧ. Введем допущение об идеальности силовых ключей и блоков управления ключами АВ и АИ, тогда математическая модель силовой части ДНПЧ может быть описана следующими уравнениями:

$$\mathbf{U}^F = \mathbf{U}_1^F + \mathbf{R}_1^F \mathbf{I}_1^F + \mathbf{L}_1^F \frac{d\mathbf{I}_1^F}{dt}; \quad \mathbf{I}^F - \mathbf{I}_1^F = \mathbf{C}_1^F \frac{d\mathbf{U}_1^F}{dt}; \quad (1)$$

$$u_d = \mathbf{F}_1^F \bullet \mathbf{U}_1^F; \quad \mathbf{U}_2^F = u_d \mathbf{F}_2^F; \quad (2)$$

$$i_d = \mathbf{F}_2^F \bullet \mathbf{I}_2^F; \quad \mathbf{I}_1^F = i_d \mathbf{F}_1^F; \quad (3)$$

$$\mathbf{F}_1^F = \mathbf{S}_1^F; \quad \mathbf{F}_2^F = \frac{1}{2} \mathbf{M} \mathbf{S}_2^F \quad (4)$$

В этих уравнениях:

$\tau$  – относительное время;

$$\mathbf{R}_1^F \stackrel{\text{df}}{=} \begin{bmatrix} r_{1a} & 0 & 0 \\ 0 & r_{1b} & 0 \\ 0 & 0 & r_{1c} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{L}_1^F \stackrel{\text{df}}{=} \begin{bmatrix} l_{1a} & 0 & 0 \\ 0 & l_{1b} & 0 \\ 0 & 0 & l_{1c} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{C}_1^F \stackrel{\text{df}}{=} \begin{bmatrix} c_{1a} & 0 & 0 \\ 0 & c_{1b} & 0 \\ 0 & 0 & c_{1c} \end{bmatrix} \text{ – матрицы активных}$$

сопротивлений, индуктивностей дросселей и приведенных к схеме «звезда» емкостей конденсаторов сетевого фильтра;

$$\mathbf{F}_1^F \stackrel{\text{df}}{=} \begin{bmatrix} f_{1a} \\ f_{1b} \\ f_{1c} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{F}_2^F \stackrel{\text{df}}{=} \begin{bmatrix} f_{2a} \\ f_{2b} \\ f_{2c} \end{bmatrix} \text{ – дискретные коммутационные вектор-функции коммутаторов}$$

АВ и АИ.

$$\mathbf{M} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \text{ – матричный коэффициент.}$$

Проведенный в работе [8, 9] анализ математической модели ДНПЧ показал, что непосредственные преобразователи частоты обладают возможностью управления четырьмя координатами – амплитудой и фазой вектора выходного напряжения, а также амплитудой и фазой вектора входного тока коммутатора. Но независимое управление можно осуществить лишь тремя из них, к числу которых по практическим соображениям целесообразно отнести амплитуду и фазу вектора выходного напряжения и фазу вектора входного тока коммутатора.

Общую стратегию широтно-импульсного управления целесообразно проводить на основе двухэтапного алгоритма. *На первом этапе* с помощью математической модели НПЧ определяются мгновенные значения эталонных модулирующих функций преобразователя, соответствующие заданным значениям управляемых координат. *На втором этапе* производится широтно-импульсная аппроксимация эталонных модулирующих функций последовательностями физически реализуемых значений дискретных коммутационных функций коммутаторов выпрямителя и инвертора с последующим определением состояний ключей, обеспечивающих полученные коммутационные функции.

Широтно-импульсная аппроксимация эталонных модулирующих функций может быть проведена на основе различных подходов, использующих векторную или координатную стратегии ШИМ. Оба эти подхода позволяют в равной степени выявить и реализовать предельные возможности многофазных систем, а также оптимизировать рабочие процессы в них по различным критериям. Любое решение, полученное в рамках одного подхода, имеет аналогичное по конечным результатам решение, полученное с помощью другого [10]. Оба подхода обладают наглядностью, гибкостью, хорошо структурированы, являются достаточно полными и не противоречат друг другу. Методические различия и результаты одного из них позволяют выявить скрытые, неочевидные возможности другого. Вместе с тем, применительно к НПЧ стандартные стратегии ШИМ требуют введения

дополнительного этапа адаптации, устраняющей искажения значений управляемых координат из-за взаимного влияния высокочастотных составляющих дискретных коммутационных функций АВ и АИ.

Векторная стратегия, рассмотренная в работах [2, 5, 7-9] предусматривает расчет длительностей реализации ненулевых векторов коммутационных функций АВ и АИ на периоде ШИМ по стандартным методикам и взаимную адаптацию моментов коммутации ключей АВ и АИ на этапе *формирования последовательности* реализации соответствующих состояний ключей коммутаторов.

## 2. Координатная стратегия управления ДНПЧ

Данная работа посвящена синтезу алгоритма управления силовыми ключами НПЧ на основе координатной стратегии ШИМ, которая базируется на понятиях модулирующего и опорного сигналов. Для адаптации коммутационных функций АВ и АИ один из коммутаторов целесообразно рассматривать в качестве ведущего, а второй – в качестве ведомого, коммутационная функция которого адаптируется к коммутационной функции ведущего.

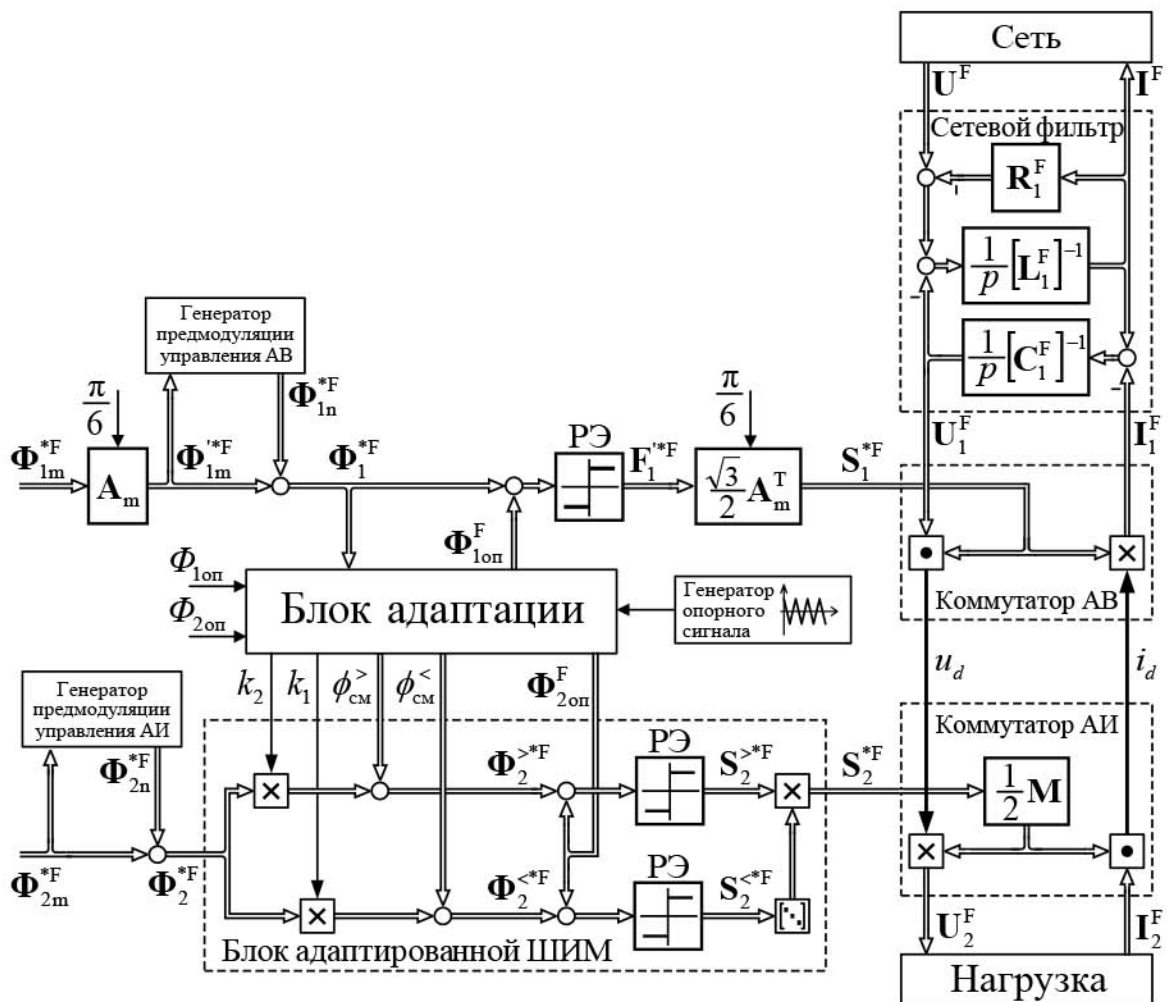


Рис.4. Структурная схема системы управления ДНПЧ

В случае, когда ведущим выбран коммутатор выпрямителя, для эталонных модулирующих фазных вектор-функций выпрямителя и инвертора:

$$\Phi_{1m}^{*F} \stackrel{\text{df}}{=} \begin{bmatrix} \phi_{1a}^* \\ \phi_{1b}^* \\ \phi_{1c}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Phi_1 \cos(\varphi_1) \\ \Phi_1 \cos(\varphi_1 - 2\pi/3) \\ \Phi_1 \cos(\varphi_1 + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad \text{и} \quad \Phi_{2m}^{*F} \stackrel{\text{df}}{=} \begin{bmatrix} \phi_{2a}^* \\ \phi_{2b}^* \\ \phi_{2c}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Phi_2 \cos(\varphi_2) \\ \Phi_2 \cos(\varphi_2 - 2\pi/3) \\ \Phi_2 \cos(\varphi_2 + 2\pi/3) \end{bmatrix}$$

процедура широтно-импульсной аппроксимации строится следующим образом. Здесь  $\Phi_1$ ,  $\Phi_2$ ,  $\varphi_1$  и  $\varphi_2$  заданные амплитуды и фазы векторов  $\Phi_{1m}^{*F}$  и  $\Phi_{2m}^{*F}$ , соответственно.

В канале управления выпрямителем выполняется алгоритм координатной ШИМ [10], предусматривающий преобразования:

$$\Phi_{1m}'^{*F} = A_m \left( \frac{\pi}{6} \right) \Phi_{1m}^{*F}; \quad (5)$$

$$\Phi_1^{*F} = \Phi_{1m}'^{*F} + \Phi_{1n}^{*F}; \quad (6)$$

$$F_1^{**} = \text{sign}(\Phi_1^{*F} + \Phi_{1оп}^F); \quad (7)$$

$$S_1^{*F} = \frac{\sqrt{3}}{2} A_m^T \left( \frac{\pi}{6} \right) F_1^{**}. \quad (8)$$

Рассмотрим развернутые выражения и физический смысл данных преобразований. Формула (5) описывает процедуру фазовой предмодуляции вектора эталонных непрерывных модулирующих функций выпрямителя с поворотом на угол  $\pi/6$ . Для этого используется матрица поворота

$$A_m(\theta) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \Delta) & \cos(\theta + \Delta) \\ \cos(\theta + \Delta) & \cos(\theta) & \cos(\theta - \Delta) \\ \cos(\theta - \Delta) & \cos(\theta + \Delta) & \cos(\theta) \end{bmatrix}, \quad \text{где } \Delta = \frac{2\pi}{3}.$$

В случае  $\theta = \frac{\pi}{6}$  формируется вектор

$$\Phi_{1m}'^{*F} \stackrel{\text{df}}{=} \begin{bmatrix} \phi_{1ma}^* \\ \phi_{1mb}^* \\ \phi_{1mc}^* \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} \phi_{1ma}^* - \phi_{1mc}^* \\ \phi_{1mb}^* - \phi_{1ma}^* \\ \phi_{1mc}^* - \phi_{1mb}^* \end{bmatrix}.$$

Последующая симметричная аддитивная предмодуляция (6):

$$\Phi_1^{*F} \stackrel{\text{df}}{=} \begin{bmatrix} \phi_{1a}^* \\ \phi_{1b}^* \\ \phi_{1c}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_{1ma}^* \\ \phi_{1mb}^* \\ \phi_{1mc}^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \phi_{1n}^* \\ \phi_{1n}^* \\ \phi_{1n}^* \end{bmatrix}$$

обеспечивает расширение диапазона регулирования АВ за счет добавления нейтральной составляющей  $\phi_{1n}^*$ , для формирования которой может быть использована третья гармоника, либо другие известные решения [10].

Далее производится стандартное широтно-импульсное преобразование (7):

$$\mathbf{F}_1^{**} \stackrel{\text{df}}{=} \begin{bmatrix} f_{1a}^{**} \\ f_{1b}^{**} \\ f_{1c}^{**} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{sign}(\phi_{1a}^* + \phi_{1оп}(t)) \\ \text{sign}(\phi_{1b}^* + \phi_{1оп}(t)) \\ \text{sign}(\phi_{1c}^* + \phi_{1оп}(t)) \end{bmatrix}$$

с использованием нормированного высокочастотного опорного сигнала  $\phi_{1оп}(t)$  симметричной пилообразной формы.

Последующее линейное преобразование (8) обеспечивает фазовую демодуляцию и нормирование сигналов, в результате чего формируется вектор-функция заданных состояний коммутатора активного выпрямителя (рис.4,б):

$$\mathbf{S}_1^{*F} \stackrel{\text{df}}{=} \begin{bmatrix} s_{1a}^* \\ s_{1b}^* \\ s_{1c}^* \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{3}}{2} \mathbf{A}_m^T \left( \frac{\pi}{6} \right) \mathbf{F}_1^{**} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} f_{1a}^{**} - f_{1b}^{**} \\ f_{1b}^{**} - f_{1c}^{**} \\ f_{1c}^{**} - f_{1a}^{**} \end{bmatrix}.$$

В канале управления инвертором предусматривается реализация стандартного алгоритма координатной ШИМ, дополненного процедурой адаптации:

$$\Phi_2^{*F} = \Phi_{2m}^{*F} + \Phi_{2n}^{*F}; \quad (9)$$

$$\Phi_2^{<*F} = k_1 \Phi_2^{*F} + \Phi_{cm}^{<}; \quad (10)$$

$$\Phi_2^{>*F} = k_2 \Phi_2^{*F} + \Phi_{cm}^{>}; \quad (11)$$

$$\mathbf{S}_2^{<*} = \text{sign}(\Phi_2^{<*F} + \Phi_{2оп}^F); \quad (12)$$

$$\mathbf{S}_2^{>*} = \text{sign}(\Phi_2^{>*F} + \Phi_{2оп}^F); \quad (13)$$

$$\mathbf{S}_2^* = \mathbf{S}(\mathbf{S}_2^{>*F}, \mathbf{S}_2^{<*F}); \quad (14)$$

Формула (9) описывает процедуру симметричной аддитивной предмодуляции эталонных непрерывных модулирующих функций инвертора  $\Phi_2^{*F}$ , расширяющей диапазон регулирования:

$$\Phi_2^{*F} \stackrel{\text{df}}{=} \begin{bmatrix} \phi_{2a}^* \\ \phi_{2b}^* \\ \phi_{2c}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_{2ma}^* \\ \phi_{2mb}^* \\ \phi_{2mc}^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \phi_{2n}^* \\ \phi_{2n}^* \\ \phi_{2n}^* \end{bmatrix},$$

где  $\phi_{2n}^*$  – нейтральная составляющая.

Выражения (10), (11) описывают двухканальную мультипликативно-аддитивную предмодуляцию с целью адаптации эталонной коммутационной вектор-функции ведомого преобразователя к коммутационной функции ведущего:

$$\Phi_2^{<*F} =_{df} \begin{bmatrix} \phi_{2a}^{<*} \\ \phi_{2b}^{<*} \\ \phi_{2c}^{<*} \end{bmatrix} = k_1 \begin{bmatrix} \phi_{2a}^* \\ \phi_{2b}^* \\ \phi_{2c}^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \phi_{CM}^{<*} \\ \phi_{CM}^{<*} \\ \phi_{CM}^{<*} \end{bmatrix}; \quad \Phi_2^{>*F} =_{df} \begin{bmatrix} \phi_{2a}^{>*} \\ \phi_{2b}^{>*} \\ \phi_{2c}^{>*} \end{bmatrix} = k_2 \begin{bmatrix} \phi_{2a}^* \\ \phi_{2b}^* \\ \phi_{2c}^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \phi_{CM}^{>*} \\ \phi_{CM}^{>*} \\ \phi_{CM}^{>*} \end{bmatrix};$$

$$k_1 = \frac{\phi_{1mid} - \phi_{1min}}{2\Phi_{1оп}}; \quad k_2 = \frac{\phi_{1mid} - \phi_{1max}}{2\Phi_{1оп}};$$

$$\phi_{CM}^{<} = \frac{\phi_{1mid} + \phi_{1min}}{2\Phi_{1оп}} \Phi_{2оп}; \quad \phi_{CM}^{>} = \frac{\phi_{1mid} + \phi_{1max}}{2\Phi_{1оп}} \Phi_{2оп},$$

где

$\Phi_{1оп}$  и  $\Phi_{2оп}$  – амплитуды опорных сигналов  $\phi_{1оп}(t)$  и  $\phi_{2оп}(t)$  соответственно;

$$\phi_{1max} = \max\{\phi_{1a}^*, \phi_{1b}^*, \phi_{1c}^*\}; \quad \phi_{1min} = \min\{\phi_{1a}^*, \phi_{1b}^*, \phi_{1c}^*\}; \quad \phi_{1mid} = \text{mid}\{\phi_{1a}^*, \phi_{1b}^*, \phi_{1c}^*\} \quad (15)$$

максимальное, минимальное и промежуточное текущие значения компонент вектора  $\Phi_1^{*F}$ , соответственно.

По своему физическому смыслу  $k_1$  и  $k_2$  определяют сжатие, а  $\phi_{CM}^{<}$  и  $\phi_{CM}^{>}$  временное смещение неадаптированной коммутационной функции инвертора с целью её адаптации к коммутационной функции выпрямителя.

Формулы (12), (13) определяют закон широтно-импульсного преобразования:

$$\mathbf{S}_2^{<*F} =_{df} \begin{bmatrix} s_{2a}^{<*} \\ s_{2b}^{<*} \\ s_{2c}^{<*} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{sign}(\phi_{2a}^{<*} + \phi_{2оп}(t)) \\ \text{sign}(\phi_{2b}^{<*} + \phi_{2оп}(t)) \\ \text{sign}(\phi_{2c}^{<*} + \phi_{2оп}(t)) \end{bmatrix}; \quad \mathbf{S}_2^{>*F} =_{df} \begin{bmatrix} s_{2a}^{>*} \\ s_{2b}^{>*} \\ s_{2c}^{>*} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{sign}(\phi_{2a}^{>*} + \phi_{2оп}(t)) \\ \text{sign}(\phi_{2b}^{>*} + \phi_{2оп}(t)) \\ \text{sign}(\phi_{2c}^{>*} + \phi_{2оп}(t)) \end{bmatrix}.$$

Функция состояния ключей коммутатора инвертора (14) определяется как:

$$\mathbf{S}_2^{*F} =_{df} \begin{bmatrix} s_{2a}^* \\ s_{2b}^* \\ s_{2c}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{2a}^{<*} s_{2a}^{>*} \\ s_{2b}^{<*} s_{2b}^{>*} \\ s_{2c}^{<*} s_{2c}^{>*} \end{bmatrix},$$

Структурная схема ДНПЧ, включающая силовую часть и систему управления, реализующую описанный алгоритм представлена на рис. 4.

Ниже представлены рисунки, иллюстрирующие процессы, протекающие в системе управления ДНПЧ. На этих рисунках  $\Omega_1 = \frac{d\phi_1}{dt}$  и  $\Omega_2 = \frac{d\phi_2}{dt}$ , рассмотрен случай  $\Omega_1 = const$  и  $\Omega_2 = 2\Omega_1$ . На рис.5,а показаны эталонная коммутационная функция  $\phi_{1ma}^*$  выпрямителя и результат предмодуляции поворота  $\phi_{1ma}^{**}$  и симметрирования в потенциальной зоне источника  $\phi_{1a}^*$ . На рис.5,б изображен сигнал управления ключами фазы  $a$  выпрямителя  $s_{1a}^*$ .

Сигналы блока адаптации представлены на рис.6. Фазные непрерывные предмодулированные коммутационные функции АВ, поступающие на вход блока адаптации, изображены на рис.6,а. Выделяемые из них максимальный  $\phi_{1max}$ , средний  $\phi_{1mid}$  и  $\phi_{1min}$

минимальный сигналы (15) приведены на рис.6,б. Полученные в результате параметры сжатия  $k_1$ ,  $k_2$  и временного смещения  $\phi_{см}^<$ ,  $\phi_{см}^>$  показаны на рис.6,в и рис.6,г, соответственно.

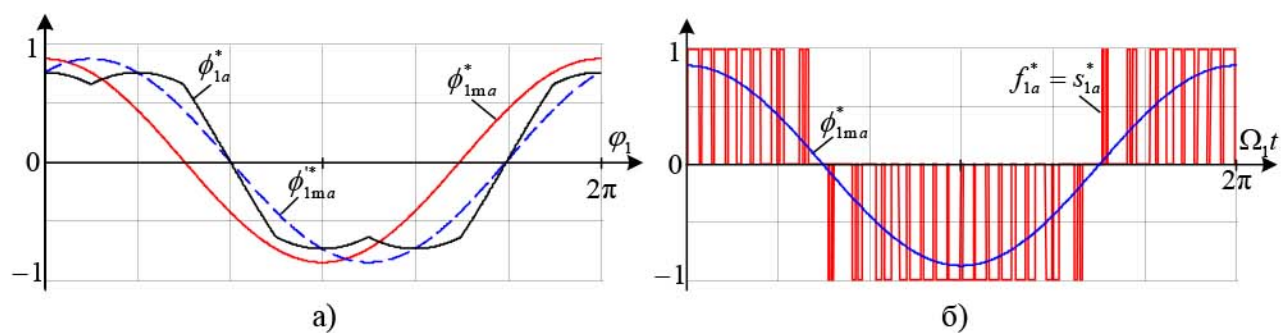


Рис.5. Сигналы управления выпрямителем

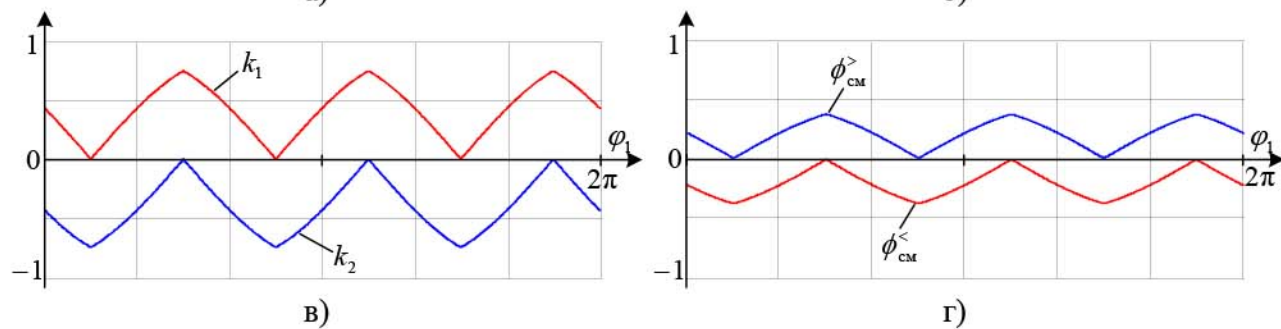
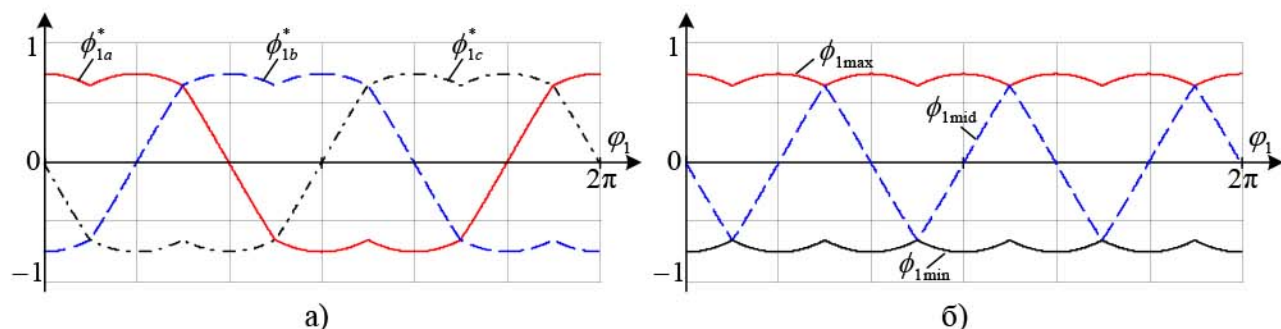


Рис.6. Сигналы блока адаптации

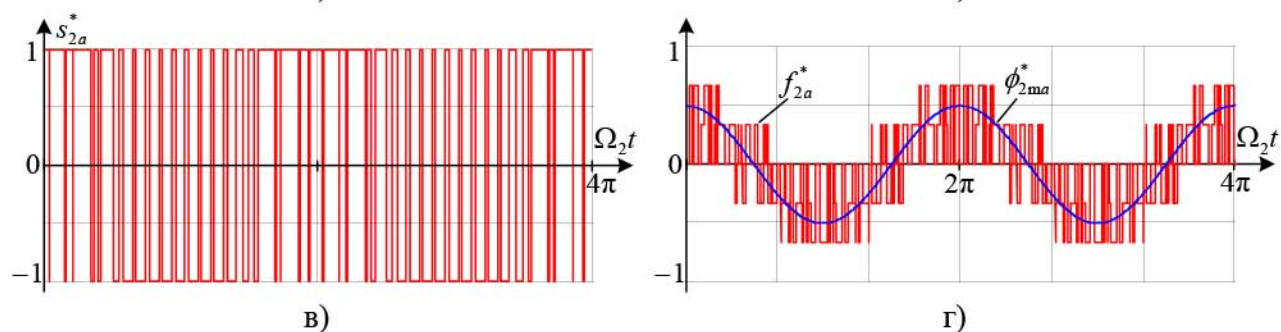
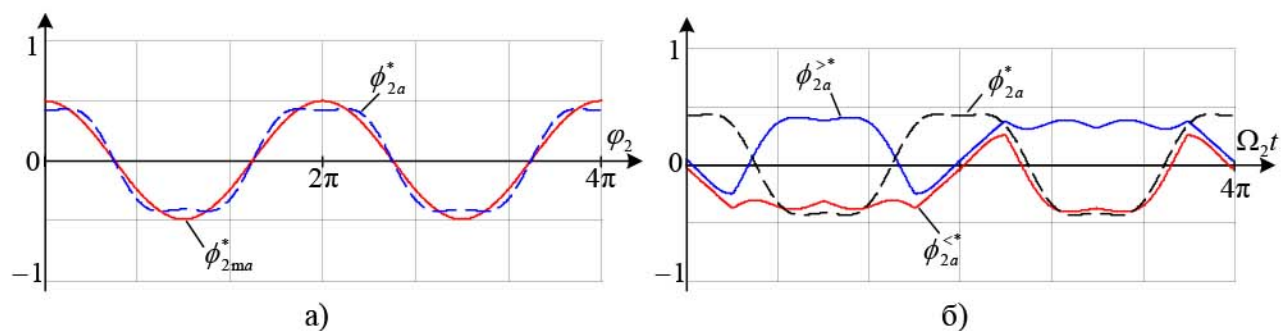


Рис.7. Сигналы управления автономным инвертором

Сигналы управления инвертором изображены на рис.7. Рис.7,а содержит эталонную модулирующую коммутационную функцию  $\phi_{2ma}^*$  и функцию  $\phi_{2a}^*$ , полученную в результате её приближенного симметрирования (9) путем добавления третьей гармоники. На рис.7,б представлены фазные адаптированные функции  $\phi_{2a}^{<*}$  и  $\phi_{2a}^{>*}$ , полученные с помощью преобразований (10) и (11). Сигнал управления ключами фазы  $a$  инвертора  $s_{2a}^*$  показан на рис.7,в, соответствующая дискретная коммутационная функция  $f_{2a}^*$  изображена на рис.7,г.

Для анализа соотношений между входными и выходными фазными переменными коммутатора НПЧ удобно пользоваться результирующими коммутационными функциями. Дискретная и её эквивалентная непрерывная и результирующие фазные коммутационные матрицы-функции ДНПЧ могут быть получены как [5, 8, 9]:

$$\mathbf{F}^{*F} =_{df} \begin{bmatrix} f_{11}^* & f_{12}^* & f_{13}^* \\ f_{21}^* & f_{22}^* & f_{23}^* \\ f_{31}^* & f_{32}^* & f_{33}^* \end{bmatrix} = \mathbf{F}_1^{*F} [\mathbf{F}_2^{*F}]^T. \quad (16)$$

$$\Phi^{*F} =_{df} \begin{bmatrix} \phi_{11}^* & \phi_{12}^* & \phi_{13}^* \\ \phi_{21}^* & \phi_{22}^* & \phi_{23}^* \\ \phi_{31}^* & \phi_{32}^* & \phi_{33}^* \end{bmatrix} = \Phi_1^{*F} [\Phi_2^{*F}]^T; \quad (17)$$

На рис.8 представлены компонента  $f_{11}^*$  дискретной коммутационной матрицы  $\mathbf{F}^{*F}$  и соответствующая ей эквивалентная непрерывная компонента  $\phi_{11}^*$  матрицы  $\Phi^{*F}$ .

Из (16) следует, что результирующая коммутационная вектор-функция  $\mathbf{F}^{*F}$  равна нулю, если нулю равен хотя бы один из двух векторов  $\mathbf{F}_1^{*F}$  или  $\mathbf{F}_2^{*F}$ . Таким образом, для получения нулевых значений  $\mathbf{F}^{*F}$  достаточно выполнить коммутацию ключей только одного коммутатора выпрямителя или инвертора. В работах [5, 7-9] показано, что для уменьшения потерь в схеме целесообразно выполнять коммутацию ключей инвертора. Для исключения нулевых состояний коммутатора АВ был реализован способ, заключающийся в ограничении опорного сигнала  $\phi_{1on}(t)$  на уровне минимального и максимального текущих значений компонент вектора  $\Phi_1^{*F}$ . На рис.9 показана компонента  $f_{1a}^*$  дискретной коммутационной функции выпрямителя, полученная таким способом. Из сравнения рис.5,б и рис.9 видно, что исключение нулей приводит к уменьшению количества коммутаций ключей выпрямителя и снимает необходимость определения, того какую именно из трех возможных нулевых комбинаций следует реализовать на данном интервале [10].

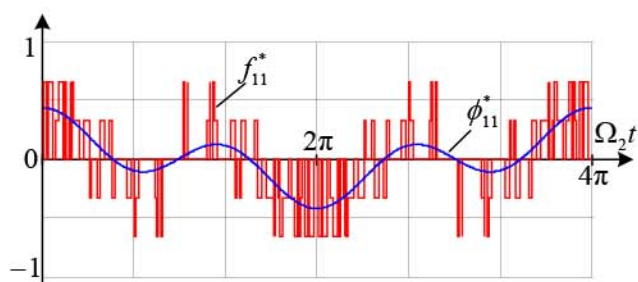


Рис.8. Компоненты непрерывной и дискретной коммутационных матриц-функции НПЧ

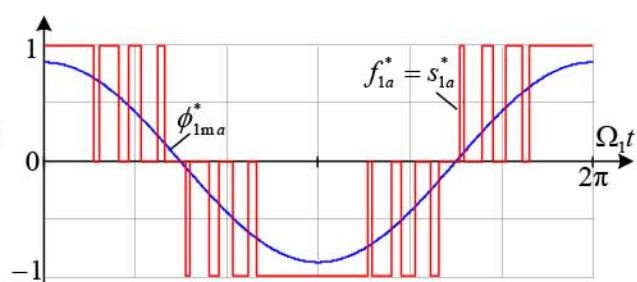


Рис.9. Непрерывная эталонная и «безнулевая» дискретные коммутационные функции выпрямителя

### 3. Управление ключами матричного коммутатора

Представленный алгоритм позволяет получить функции состояния ключей реальных коммутаторов АВ и АИ двухзвенного непосредственного преобразователя. Алгоритм управления силовыми ключами матричного коммутатора включает дополнительный этап, заключающийся в преобразовании совокупности матриц  $S_1^{*F}$  и  $S_2^{*F}$ , описывающих состояния ключей фиктивных АВ и АИ в матрицу состояний ключей реального коммутатора МНПЧ  $S^{*F}$ . Данная задача может быть решена на основе различных подходов при различных критериях формирования нулевых значений матричной

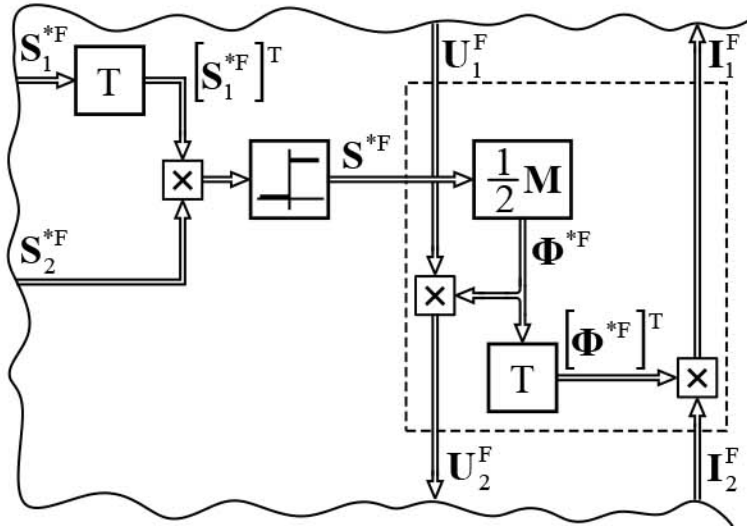


Рис.10. Структурная схема коммутатора МНПЧ

результатирующей коммутационной функции преобразователя. Задача получения состояний ключей, формирующих ненулевые образующие векторы входных токов и выходных напряжений коммутатора МНПЧ может быть решена как [11]:

$$S^{*F} =_{df} \begin{bmatrix} s_{11}^* & s_{12}^* & s_{13}^* \\ s_{21}^* & s_{22}^* & s_{23}^* \\ s_{31}^* & s_{32}^* & s_{33}^* \end{bmatrix} = \text{sg} \left( S_1^{*F} [S_2^{*F}]^T \right),$$

где функция  $\text{sg}(x) = \begin{cases} 0, & \text{при } x \leq 0; \\ 1, & \text{при } x > 0. \end{cases}$

Состояния коммутатора, формирующие нулевые векторы, могут быть однозначно определены по критерию минимума числа переключений в схеме коммутатора на периоде ШИМ.

Непрерывная коммутационная фазная матрица МНПЧ вычисляется аналогично результирующей матрице ДНПЧ (17). Дискретная коммутационная фазная матрица МНПЧ по известным состояниям ключей может быть определена как:

$$F^{*F} =_{df} \begin{bmatrix} f_{11}^* & f_{12}^* & f_{13}^* \\ f_{21}^* & f_{22}^* & f_{23}^* \\ f_{31}^* & f_{32}^* & f_{33}^* \end{bmatrix} = \frac{1}{2} M S^{*F}. \quad (18)$$

Выражения (16) и (18) приводят к эквивалентным результатам. Структурная схема силового коммутатора МНПЧ и канал формирования сигналов управления его ключами изображены на рис.10.

### 4. Результаты моделирования

Представленная координатная стратегия управления НПЧ проверена методом математического моделирования на ЭВМ. На рис.11 представлены результаты моделирования работы ДНПЧ на активно-индуктивную нагрузку с противо-ЭДС. Как видно, предлагаемая координатная стратегия, включающая этап адаптации, обеспечивает синусоидальность сетевых и нагрузочных токов преобразователя.

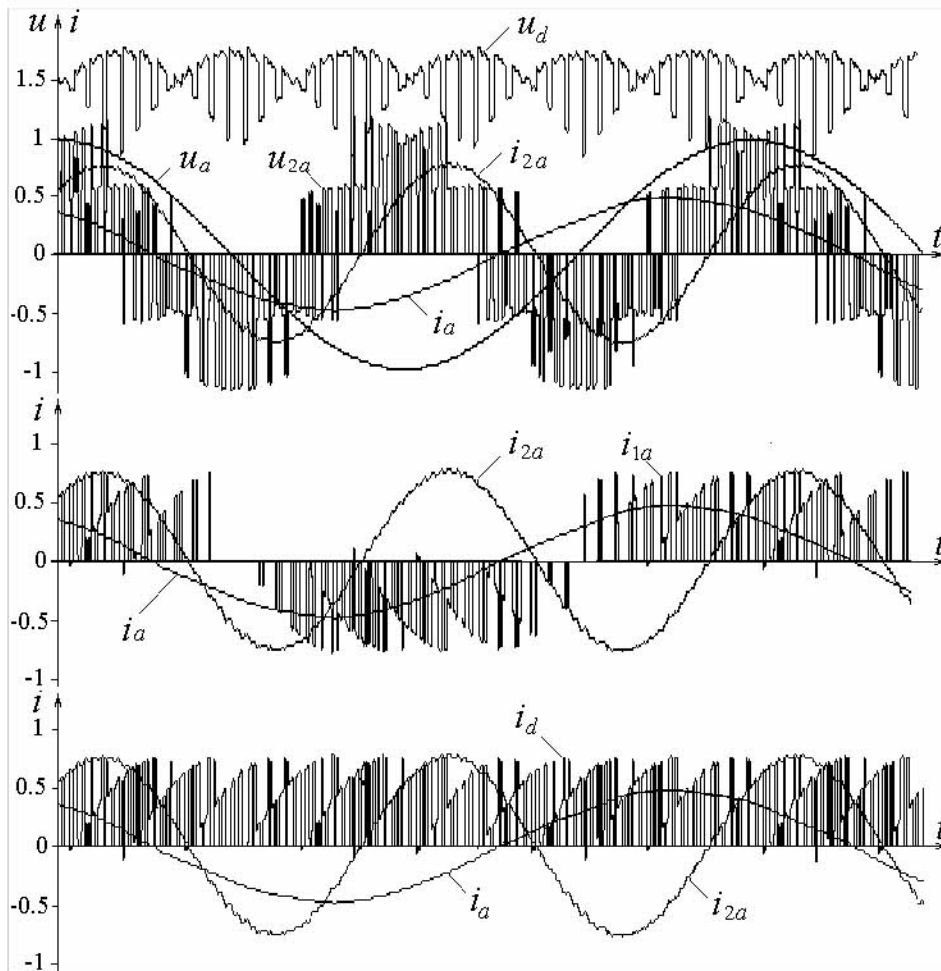


Рис.11. Работа НПЧ на активно-индуктивную нагрузку с противо-ЭДС

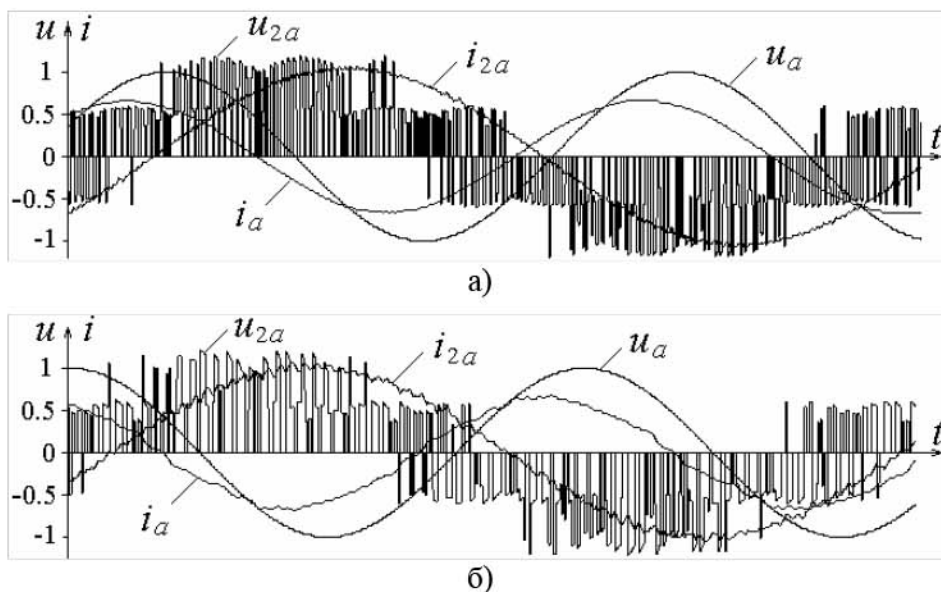


Рис.12. Работа ДНПЧ на асинхронный двигатель

На рис.12 приведены результаты, полученные при моделировании работы НПЧ на асинхронный двигатель при двух вариантах симметричной амплитудной предмодуляции функций АВ. Рис.12,а иллюстрирует вариант с центрированием потенциальной зоны нагрузки в потенциальной зоне источника, а рис.12,б – с привязкой потенциальной зоны

нагрузки к ближайшей границе потенциальной зоны источника. Как видно, первый вариант предмодуляции обеспечивает лучшее приближение токов к синусоиде, а второй позволяет уменьшить число коммутаций ключей на периоде ШИМ.

### Заключение

Не умаляя достоинств векторного подхода, можно констатировать, что координатная стратегия обладает рядом преимуществ. Она органично связана с традиционными системами синусоидальной ШИМ, использующими опорный сигнал. Более очевидным и логичным является переход к непрерывным эквивалентным моделям. Благодаря возможности введения различных предмодулирующих воздействий упрощается процедура систематизированного анализа различных режимов работы системы – «преобразователь частоты – нагрузка». Микроконтроллерная реализация систем управления на основе координатной стратегии требует меньших вычислительных ресурсов. Симметричная аддитивная предмодуляция (6) и (9) позволяет получить от коммутатора НПЧ теоретически достижимое предельное значение коэффициента передачи схемы по напряжению  $\sqrt{3}/2$ , такое же, как и в случае использования векторной ШИМ [2, 5, 8, 9].

Следует отметить, что практическая реализация МНПЧ существенно осложняется проблемами безопасной коммутации [3-9]. Для их решения требуется либо введение дополнительных элементов в силовую часть [3], либо датчиков тока для каждого ключа с двухсторонней проводимостью и осуществление сложной поэтапной коммутации четырех транзисторов, составляющих пару коммутируемых двухсторонних ключей [4]. Это накладывает дополнительные ограничения на возможные схемы построения таких ключей. В тоже время силовая схема ДНПЧ, благодаря структурному разделению функций выпрямителя и инвертора, позволяет разрешить коммутационные проблемы на алгоритмическом уровне, что является её существенным преимуществом [5-9].

### Литература

1. Зиновьев Г.С., Попов В.И. Инвертор напряжения с непосредственным питанием от трехфазной сети // Преобразовательная техника. Новосибирск, 1968. кн.2. с. 208-223.
2. Huber; Borojevic; Burany - Analisis, Design and Implementation of the Space Vector Modulator for Forced Commutated Cycloconverter – IEE proceedings-B, Vol. 139. No. 2. March 1992.
3. Teichmann R., Oyama J., Yamada E. Controller Design for Auxiliary Resonant Commutated Pole Matrix Converter // EPE-PEMC 2000 Proceedings. Kosice, Slovak Republic, 5-7 September 2000. Vol.3. p.3-14–3-18.
4. Empringham L., Wheeler P.W., Clare J.C. Intelligent Commutation of Matrix Converter Bi-directional Switch Cells Using Novel Gate Drive Techniques, Power Electronic Specialists Conference, Japan, May, 1998.
5. Ефимов А.А., Шрейнер Р.Т. Активные преобразователи в регулируемых электроприводах переменного тока / Под общей ред. д-ра техн. наук, проф. Р.Т. Шрейнера. Новоуральск: Изд-во НГТИ, 2001. 250с.
6. Shinohara K., Iimori K., Muroya M., Matsusita Y. Commutation Strategies for PWM Rectifier of Converter without DC Link Components for Induction Motor Drive // EPE-PEMC 2002 Proceedings. Cavtat&Dubrovnik, Croatia, 9-11 September 2002. (CD-ROM)
7. Klumpner C., Blaabjerg A Direct Power Electronic Conversion Topology for Multi-Drive Application // EPE-PEMC 2002 Proceedings. Cavtat&Dubrovnik, Croatia, 9-11 September 2002. (CD-ROM)
8. Shreiner R.T., Efimov A.A., Kalygin A.I., Korukov K.N., Mukhamatshin I.A. The Conception of the Two-Section Direct Frequency Converter // EPE-PEMC 2002 Proceedings. Cavtat&Dubrovnik, Croatia, 9-11 September 2002. (CD-ROM)

9. Р.Т. Шрейнер, А.А. Ефимов, А.И. Калыгин, К.Н. Корюков, И.А. Мухаматшин Концепция построения двухзвенных непосредственных преобразователей частоты для электроприводов переменного тока // Электротехника. 2002. №12. с.30-39.
10. Шрейнер Р.Т. Математическое моделирование электроприводов переменного тока с полупроводниковыми преобразователями частоты. Екатеринбург: УрО РАН, 2000. 654с. ISBN 5-7691-1111-9.
11. Havrila R., Dobrucky B., Balazovic P. Space Vector Modulated Three-phase to Three-phase Matrix Converter with Unity Power Factor // EPE-PEMC 2000 Proceedings. Kosice, Slovak Republic, 5-7 September 2000. Vol.2. p.103-108.