

## Управление непосредственными преобразователями частоты с ШИМ в системах приводов переменного тока

ШРЕЙНЕР Р.Т., КРИВОВЯЗ В.К., КАЛЫГИН А.И.

Рассмотрены вопросы управления непосредственными преобразователями частоты в системах приводов переменного тока. Представлена двухэтапная концепция управления такими преобразователями на основе координатной стратегии ШИМ. Описана система управления, обеспечивающая формирование заданных параметров выходных напряжений и входных токов преобразователя. Синтез системы управления проведен с учетом искажающего влияния реальных процессов коммутации. Приведены результаты экспериментального исследования режимов работы асинхронного привода на базе двухзвенного непосредственного преобразователя частоты.

Ключевые слова: привод переменного тока, непосредственные преобразователи частоты, широтно-импульсная модуляция, системы управления

Развитие преобразовательной техники для систем приводов исторически охватывало два основных типа преобразователей частоты: двухзвенные преобразователи (ДПЧ) с промежуточным звеном постоянного тока и непосредственные преобразователи частоты (НПЧ). Преобразователи первого типа сравнительно просты, и к настоящему времени промышленно освоены преобразователи на полностью управляемых полупроводниковых ключах, работающих в импульсно-модуляционных режимах. Схемные решения и алгоритмы управления ДПЧ позволяют получить системы управляемого привода с предельным быстродействием, а также обеспечивают рекуперацию и электромагнитную совместимость преобразователей как с нагрузкой, так и с питающей сетью. Наиболее существенным недостатком ДПЧ является необходимость в громоздком накопителе энергии в промежуточном звене постоянного тока.

Преобразователи второго типа свободны от указанного недостатка структуры ДПЧ и обеспечивают прямое двухстороннее преобразование энергии переменного тока, что позволяет уменьшить их массогабаритные показатели. Однако, несмотря на свою перспективность, НПЧ до сих пор выпускаются сравнительно малыми сериями, так как из-за специфики процессов коммутации для НПЧ требуется сложная техническая реализация как силовой части, так и системы управления. Более двадцати

Questions relating to the control of direct frequency converters in a.c. drive systems are considered. A two-stage concept of controlling such converters using a coordinate PWM strategy is presented. A control system enabling the specified parameters of output voltages and input currents of a converter to be obtained is described. The control system is synthesized taking into account the distorting effect of actual switching processes. Results of an experimental investigation into the operating conditions of an asynchronous drive built around a two-section direct frequency converter are presented.

Key words: a.c. drives, direct frequency converters, pulse-width modulation, control systems

лет ведутся исследования по разработке матричных НПЧ (МНПЧ) на полностью управляемых силовых ключах [1–3 и др.]. За это время созданы алгоритмы управления, обеспечивающие не только заданные режимы работы нагрузки, но и улучшенные энергетические показатели и электромагнитную совместимость НПЧ с питающей сетью: кривая потребляемого тока близка к синусоиде, обеспечен двухсторонний обмен электрической энергией и сетевой коэффициент мощности, равный единице. Широкое внедрение МНПЧ сдерживается необходимостью обеспечения безопасной коммутации силовых ключей с двухсторонней проводимостью тока (из-за противоречивых требований к формированию сигналов управления реальными полупроводниковыми приборами). С одной стороны, необходимо обеспечить неразрывность токов индуктивной нагрузки, а с другой, — не допустить короткого замыкания напряжения входных емкостей коммутатора НПЧ. Для решения данной проблемы разработаны алгоритмы многошаговой коммутации составных ключей, что ведет к усложнению аппаратной реализации [2].

Комплексным решением проблем усовершенствования средств управления приводами переменного тока является использование двухзвенных преобразователей частоты без фильтра в промежуточном звене двухзвенных непосредственных преобразователей частоты (ДНПЧ). По сравнению с

ДПЧ они обладают улучшенными массогабаритными показателями. Преимуществом ДНПЧ перед матричными является обеспечение безопасной коммутации силовых ключей на алгоритмическом уровне, без усложнения схемы [4–6 и др.]. Кроме того, в схеме ДНПЧ не накладываются ограничения на схемные реализации ключей с двухсторонней проводимостью тока.

В статье рассмотрено дальнейшее развитие концепции управления НПЧ в системах привода переменного тока, базовые элементы которой разработаны авторами (см., например, [5–7]).

**Концепция широтно-импульсного управления НПЧ в системе привода переменного тока. Структура силовой части и математическая модель НПЧ.** Известно [7–9 и др.], что двухзвенные и матричные НПЧ имеют схожее математическое описание. На этапе анализа МНПЧ может быть рассмотрен как двухзвенный преобразователь, состоящий из фиктивного активного выпрямителя (АВ) и фиктивного автономного инвертора (АИ). Такой подход с использованием понятия коммутационной функции коммутатора позволяет вести 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. На рис. 1 представлена принципиальная схема НПЧ, состоящего из сетевого LC-фильтра, АВ и АИ.

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

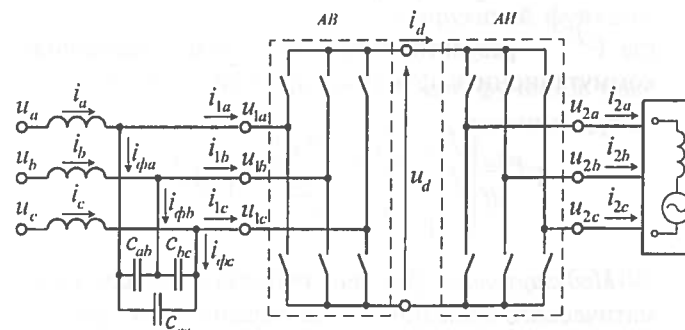


Рис. 1. Принципиальная схема силовой части ДНПЧ

$$\mathbf{U}^F = \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix}; \mathbf{I}^F = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}; \mathbf{U}_1^F = \begin{bmatrix} u_{1a} \\ u_{1b} \\ u_{1c} \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{I}_1^F = \begin{bmatrix} i_{1a} \\ i_{1b} \\ i_{1c} \end{bmatrix}; \mathbf{U}_2^F = \begin{bmatrix} u_{2a} \\ u_{2b} \\ u_{2c} \end{bmatrix}; \mathbf{I}_2^F = \begin{bmatrix} i_{2a} \\ i_{2b} \\ i_{2c} \end{bmatrix}$$

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

$$\mathbf{S}_1^F = \begin{bmatrix} s_{1a} \\ s_{1b} \\ s_{1c} \end{bmatrix}; \mathbf{S}_2^F = \begin{bmatrix} s_{2a} \\ s_{2b} \\ s_{2c} \end{bmatrix}$$

— дискретные вектор-функции, компоненты которых описывают состояния фазных плеч коммутаторов АВ и АИ.

При допущениях об идеальности силовых ключей и блоков управления ключами АВ и АИ математическая модель силовой части ДНПЧ может быть описана следующими уравнениями:

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

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

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

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

В этих уравнениях  $t$  — время;

$$\mathbf{R}_1^F = \begin{bmatrix} r_{1a} & 0 & 0 \\ 0 & r_{1b} & 0 \\ 0 & 0 & r_{1c} \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{L}_1^F = \begin{bmatrix} l_{1a} & 0 & 0 \\ 0 & l_{1b} & 0 \\ 0 & 0 & l_{1c} \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{C}_1^F = \begin{bmatrix} c_{1a} & 0 & 0 \\ 0 & c_{1b} & 0 \\ 0 & 0 & c_{1c} \end{bmatrix}$$

— матрицы активных сопротивлений, индуктивностей реакторов и приведенных к схеме «звезда» емкостей конденсаторов сетевого фильтра;

$$F_1^F = \frac{df}{df} \begin{bmatrix} f_{1a} \\ f_{1b} \\ f_{1c} \end{bmatrix}; F_2^F = \frac{df}{df} \begin{bmatrix} f_{2a} \\ f_{2b} \\ f_{2c} \end{bmatrix}$$

— дискретные коммутационные вектор-функции коммутаторов  $AB$  и  $AI$ ;

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

Представленная математическая модель НПЧ позволяет описывать процессы в силовой схеме при различных режимах управления ключами  $AB$  и  $AI$ , в том числе использующих принцип широтно-импульсной модуляции (ШИМ).

**Цели управления.** Анализ свойств НПЧ с ШИМ позволяет сформулировать цели управления НПЧ в системе частотно-регулируемого электропривода:

формирование заданных значений выходного напряжения при максимальном использовании потенциальных возможностей НПЧ как высококачественного источника питания двигателя переменного тока;

стабилизация коэффициента передачи НПЧ как элемента САР электропривода;

регулирование реактивной мощности на входе НПЧ как элемента системы электроснабжения;

обеспечение электромагнитной совместимости НПЧ с нагрузкой и сетью.

**Общая стратегия широтно-импульсного управления НПЧ.** Комплексный характер, взаимосвязанность и относительная сложность реализации указанных выше целей управления обуславливают целесообразность двухэтапного подхода к разработке общей стратегии управления [10—12 и др.], принципиальные положения которого заключаются в следующем.

На первом этапе формируются мгновенные значения эталонных модулирующих функций коммутаторов  $AB$  и  $AI$ , соответствующих перечисленным целям, а также конкретным условиям управления. Здесь решаются задачи:

распределение функций управления выходным напряжением НПЧ между выпрямителем и инвертором;

согласование функций управления выходным напряжением и входной реактивной мощностью.

На втором этапе формируются сигналы управления силовыми ключами НПЧ. При этом последовательно решаются задачи:

формирование коммутационных функций  $AB$  и  $AI$  методом адаптированной широтно-импульсной

аппроксимации их эталонных модулирующих функций;

компенсация факторов, искажающих коммутационные функции реальных ПЧ;

формирование функций состояния ключей, обеспечивающих заданные значения коммутационных функций.

Структурная схема системы управления НПЧ, реализующей двухэтапную концепцию, изображена на рис. 2. Формирователь модулирующих функций решает задачи первого этапа стратегии. Второй этап реализуется блоком адаптированной ШИМ.

Рассмотрим подробнее ключевые понятия и их математические определения в излагаемой концепции.



Рис. 2. Блок-схема системы управления НПЧ

**Ключевые понятия.** Разработка общей стратегии широтно-импульсного управления НПЧ базируется на понятиях о коммутационной и модулирующей функциях преобразователя, а также функции состояния ключей его силовой схемы.

Коммутационная функция используется для математического описания связи мгновенных значений векторов входных и выходных напряжений и токов преобразователя с учетом дискретного характера работы его коммутатора:

$$U_2^F = F_F U_1^F; I_1^F = [F^F]^T I_2^F, \quad (5)$$

где  $F^F$  — результирующая дискретная матричная коммутационная функция преобразователя;

$$F^F = \frac{df}{df} \begin{bmatrix} f_{11} & f_{12} & f_{13} \\ f_{21} & f_{22} & f_{23} \\ f_{31} & f_{32} & f_{33} \end{bmatrix} = F_1^F [F_2^F]^T. \quad (6)$$

**Модулирующая функция** используется для математического описания связи усредненных составляющих напряжений и токов на входе и выходе преобразователя:

$$U_{2i}^F = \Phi_i^F U_{1i}^F; I_{1i}^F = [\Phi_i^F]^T I_{2i}^F, \quad (7)$$

$$\text{где } U_{1i}^F = \frac{d}{df} \begin{bmatrix} u_{1ai} \\ u_{1bi} \\ u_{1ci} \end{bmatrix}; I_{1i}^F = \frac{d}{df} \begin{bmatrix} i_{1ai} \\ i_{1bi} \\ i_{1ci} \end{bmatrix}; U_{2i}^F = \frac{d}{df} \begin{bmatrix} u_{2ai} \\ u_{2bi} \\ u_{2ci} \end{bmatrix};$$

$$I_{2i}^F = \frac{d}{df} \begin{bmatrix} i_{2ai} \\ i_{2bi} \\ i_{2ci} \end{bmatrix} \text{ — векторы квазинепрерывных составляющих входных напряжений и токов, выходных напряжений и токов коммутатора НПЧ; } \Phi_i^F \text{ — модулирующая функция преобразователя.}$$

Для рассматриваемых преобразователей с ШИМ под квазинепрерывными составляющими импульсных последовательностей выходных напряжений и входных токов реального коммутатора подразумеваются кусочно-непрерывные функции, значения которых математически определяются как средние значения мгновенных напряжений и токов на каждом очередном интервале ШИМ:

$$U_{2i}^F = \frac{1}{T} \int_{iT}^{(i+1)T} U_2^F(t) dt; I_{1i}^F = \frac{1}{T} \int_{iT}^{(i+1)T} I_1^F(t) dt, \quad (8)$$

где  $T$  — длительность интервала ШИМ;  $i$  — номер интервала ШИМ.

Пренебрегая малыми изменениями значений напряжения на входе коммутатора в течение интервала ШИМ, можно определить связь коммутационной и модулирующей функций преобразователя следующей формулой:

$$\Phi_i^F = \frac{1}{T} \int_{iT}^{(i+1)T} F^F(t) dt. \quad (9)$$

Как видно, значения модулирующей функции представляют собой усредненные на интервалах ШИМ значения коммутационных функций. (Далее индекс « $i$ » в обозначении модулирующей функции опускается.)

Результирующая модулирующая функция преобразователя определяется модулирующими функциями его звеньев следующим образом:

$$\Phi^F = \Phi_2^F [\Phi_1^F]^T. \quad (10)$$

При этом модулирующие функции выпрямителя  $\Phi_1^F$  и инвертора  $\Phi_2^F$  в задачах управления статическими и динамическими режимами преобразователя целесообразно математически задавать в виде гармонических функций

$$\Phi_1^F = \frac{d}{df} \begin{bmatrix} \phi_{1a}^* \\ \phi_{1b}^* \\ \phi_{1c}^* \end{bmatrix} = \Phi_1 \begin{bmatrix} \cos(\theta_1) \\ \cos(\theta_1 - \Delta) \\ \cos(\theta_1 + \Delta) \end{bmatrix};$$

$$\Phi_2^F = \frac{d}{df} \begin{bmatrix} \phi_{2a}^* \\ \phi_{2b}^* \\ \phi_{2c}^* \end{bmatrix} = \Phi_2 \begin{bmatrix} \cos(\theta_2) \\ \cos(\theta_2 - \Delta) \\ \cos(\theta_2 + \Delta) \end{bmatrix}, \quad \Delta = 2\pi/3 \quad (11)$$

с изменяющимися во времени параметрами  $\Phi_1 = \Phi_1(t)$ ,  $\theta_1(t) = \theta_1(t)$  и  $\Phi_2 = \Phi_2(t)$ ,  $\theta_2(t) = \theta_2(t)$ .

Параметры модулирующих функций выпрямителя  $\Phi_1(t)$ ,  $\theta_1(t)$  и инвертора  $\Phi_2(t)$ ,  $\theta_2(t)$  геометрически интерпретируются как мгновенные значения модулей (длин) и угловых положений соответствующих изображающих векторов в неподвижной системе координат. В задаче рассматриваются управления преобразователем частоты в качестве искомого управляющих воздействий для последующего ШИМ-преобразования в системе управления.

Главная функция преобразователя в системе электропривода заключается в формировании заданных значений квазинепрерывных составляющих напряжений питания двигателя и сетевых токов. Поэтому в задачах управления целесообразно использовать понятие заданной (эталонной) модулирующей функции, обеспечивающей заданные значения этих квазинепрерывных составляющих.

Функция состояния ключей используется на заключительном этапе синтеза управляющих воздействий для силовых ключей преобразователя. Следует отметить, что эта функция однозначно определяет коммутационную функцию преобразователя, однако обратная зависимость неоднозначна. Приведенная выше математическая модель трехфазного мостового  $AI$  с жестким законом коммутации ключей [12] описывает связь между этими функциями формулой:

$$F_2^F = \frac{1}{2} M S_2^F. \quad (12)$$

Матрица  $M$  является вырожденной, поэтому обратной однозначной зависимости не существует. Однако данная неоднозначность не является серьезным препятствием для установления перехода от заданной коммутационной функции к заданной функции состояний, ибо она относится по существу только к нулевым векторам (нулевое значение коммутационной функции инвертора может быть обеспечено двумя различными значениями функции его состояний). В этом случае выбор значения функции состояний определяется критерием оптимизации процессов чередования состояний (коммутации ключей) силовой схемы.

Разделение понятий модулирующей и коммутационной функций преобразователя, их последовательное формирование и оптимальный выбор значений функций состояния существенно упрощают задачу формирования сигналов управления ключами коммутатора в соответствии с задачами управления. Причем предварительное определение эталонных модулирующих функций позволяет рассматривать этап формирования коммутационных функций как широтно-импульсную аппроксимацию эталонных модулирующих функций. Следовательно, рассматриваемая стратегия широтно-импульсного управления базируется на процедуре решения сложной комплексной задачи по частям с учетом специфических особенностей преобразователей данного типа.

**Особенности реализации двухэтапной стратегии.** Рассмотрим содержание и особенности решения задач первого этапа. *Задача распределения функций управления выходным напряжением НПЧ* между его элементами обусловлена тем, что коэффициент передачи НПЧ — как управляемого трансформатора питающего напряжения, определяется формулой:

$$k_U = \frac{U_2}{U_1} = \frac{3}{2} \Phi_1 \Phi_2 |\cos \alpha_1|, \quad (13)$$

где  $\alpha = \theta_1 - \theta_{U1}$  — угол управления АВ;  $\theta_{U1}$  — угловое положение вектора напряжений на силовом входе коммутатора АВ;  $\theta_1$  — угловое положение вектора модулирующих функций коммутатора АВ;  $\Phi_1, \Phi_2$  — модули модулирующих функций выпрямителя и инвертора.

Как видно из (13), величина  $k_U$  зависит от параметров управления выпрямителем и инвертором. Поэтому задача обеспечения заданного значения допускает вариативное решение и выбор оптимального соотношения значений модулирующих функций АВ и АИ по критерию минимизации коэффициента гармоник токов нагрузки и сети. Оптимальным оказывается вариант управления амплитудой квазинепрерывной составляющей выходного напряжения путем изменения модуля  $\Phi_2$  при максимально допустимом значении  $\Phi_1$  [10, 11].

*Задача согласования функций управления выпрямителем и инвертором* обусловлена взаимосвязью механизмов регулирования амплитуды квазинепрерывной составляющей выходного напряжения

$$U_2 = \frac{3}{2} U_1 \Phi_1 \Phi_2 |\cos \alpha_1| \quad (14)$$

и реактивной мощности на входе преобразователя

$$Q = \frac{3}{2} U_1 (I_{1q} - I_c), \quad (15)$$

где  $I_{1q} = \frac{3}{2} I_1 \Phi_1 \Phi_2 \sin \alpha_1 \cos \varphi_2$  — реактивная составляющая входного тока коммутатора выпрямителя;  $I_c$  — ток конденсатора входного фильтра НПЧ.

Это приводит к появлению взаимных ограничений на управляющие воздействия АВ и АИ. Кроме того, на управляющие воздействия накладываются естественные и дополнительные ограничения вида:

$$\Phi_1 < \Phi_{1\text{доп}}; \Phi_2 < \Phi_{2\text{доп}}; |\alpha_1| < \alpha_{1\text{доп}}. \quad (16)$$

Для рассматриваемых схем НПЧ предельно допустимые значения параметров управления выбираются в соответствии с естественными ограничениями  $\Phi_{1\text{доп}} < 1, \Phi_{2\text{доп}} < \frac{1}{\sqrt{3}}$ , которые обусловлены переходом ШИМ в режим перемодуляции. Кроме того, при использовании классической схемы АИ на ключах с неуправляемой обратной проводимостью (обратные диоды) максимально допустимое значение угла управления выпрямителем ограничивается значением  $\alpha_{1\text{доп}} < \frac{\pi}{6}$ , что исключает изменение полярности мгновенных значений напряжения питания АИ [5].

Одновременное регулирование выходных напряжений и сетевого коэффициента мощности приводит к обоюдному сужению диапазонов их достижимых значений, что приводит к необходимости выбора приоритетов. Поэтому рациональным представляется регулирование сетевого коэффициента мощности в пределах, не ограничивающих решение основной задачи, а именно регулирования выходных напряжений преобразователя [10, 11].

В силу изложенного выше сформулируем задачу формирования эталонных модулирующих функций в системе управления НПЧ с ШИМ следующим образом. *Для заданных усредненных значений координат вектора выходных напряжений и сетевого коэффициента мощности при учете текущих значений сетевых напряжений и токов нагрузки требуется найти значения таких модулирующих функций, адаптированная широтно-импульсная аппроксимация которых [9] обеспечит соответствие усредненных за интервал управления дискретных значений выходных напряжений НПЧ их заданным значениям при максимально возможном приближении значений сетевого коэффициента мощности к заданному.* При этом должны быть соблюдены указанные выше естественные и искусственные ограничения на параметры модулирующих функций НПЧ. Структура блока формирования модулирующих функций (рис. 2), соответствующая такой постановке задачи, рассмотрена в [10, 11].

Основным содержанием второго этапа стратегии является преобразование эталонных модулирующих функций в широтно-модулированные сиг-

налы управления ключами АВ и АИ. Особенности реализации задач данного типа состоят в *формировании коммутационных функций АВ и АИ методом адаптированной широтно-импульсной аппроксимации их эталонных модулирующих функций.* Отсутствие фильтра в промежуточном звене не позволяет напрямую использовать для управления НПЧ векторную или координатную стратегии ШИМ, хорошо отработанные для традиционных двухзвенных преобразователей [12]. Здесь требуется дополнительная адаптация к особенностям НПЧ [2, 3, 6 и др.].

Применительно к НПЧ на сегодня наиболее полно разработана векторная стратегия ШИМ [5]. В [5] сформулировано общее требование к взаимной адаптации алгоритмов формирования дискретных коммутационных функций АВ и АИ. Введение в стандартный алгоритм векторной ШИМ этапа адаптации дискретных коммутационных функций выпрямителя и инвертора обеспечило синусоидальность кривых входных и выходных токов НПЧ. Векторная стратегия предусматривает адаптацию моментов коммутации ключей АВ и АИ на этапе *формирования последовательности* реализации рабочих состояний коммутаторов [7]. Она обладает наглядностью, гибкостью и четким структурированием, характеризуется относительной автономностью этапов синтеза управляющих воздействий, ориентирована на реализацию в микропроцессорных системах управления.

В [7, 9] для управления НПЧ предложена координатная стратегия ШИМ, в рамках которой разработан алгоритм адаптации и широтно-импульсной аппроксимации эталонных непрерывных модулирующих функций выпрямителя и инвертора. Координатная стратегия органично связана с традиционными системами синусоидальной ШИМ, использующими периодический опорный сигнал, переход к непрерывным эквивалентным моделям более очевиден и логичен для микроконтроллерной реализации координатной ШИМ требуются меньшие вычислительные ресурсы. Базовые принципы адаптированной координатной стратегии ШИМ заключаются в следующем: один из коммутаторов рассматривается в качестве ведущего, а второй — в качестве ведомого; коммутационная функция ведомого адаптируется к коммутационной функции ведущего; адаптация осуществляется путем коррекции эталонных модулирующих функций ведомого коммутатора. В случае, когда ведущим выбран коммутатор выпрямителя, для эталонных модулирующих фазных вектор-функций выпрямителя и инвертора математическая модель блока адаптированной ШИМ описывается следующим образом.

В канале управления выпрямителем реализуется алгоритм координатной ШИМ [12], предусматривающий следующие преобразования:

$$\Phi_{1,1}^{*F} = A_m \left( \frac{\pi}{6} \right) \Phi_1^{*F}; \quad (17)$$

$$\Phi_{1,2}^{*F} = \Phi_{1,1}^{*F} + \Phi_{1n}^{*F}; \quad (18)$$

$$F_1^* = \text{sign}(\Phi_{1,2}^{*F} \Phi_{1\text{оп}}^F); \quad (19)$$

$$S_1^{*F} = \frac{\sqrt{3}}{2} A_m^T \left( \frac{\pi}{6} \right) F_1^*. \quad (20)$$

Формула (17) описывает процедуру фазовой предмодуляции вектора эталонных непрерывных модулирующих функций выпрямителя  $\Phi_1^{*F}$  с поворотом на угол  $\pi/6$  с помощью матрицы поворота  $A_m \left( \frac{\pi}{6} \right)$ . Последующая симметричная аддитивная предмодуляция (18) обеспечивает расширение диапазона регулирования АВ за счет добавления нейтральной составляющей  $\Phi_{1n}^*$ , для формирования которой может быть использована третья гармоника либо другие известные решения [11]. Далее проводится стандартное широтно-импульсное преобразование (19) с использованием нормированного высокочастотного опорного сигнала  $\Phi_{1\text{оп}}^F(t)$  симметричной пилообразной формы. Линейное преобразование (20) обеспечивает фазовую демодуляцию и нормирование сигналов, в результате чего формируется вектор-функция заданных состояний коммутатора активного выпрямителя.

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

$$\Phi_{2,1}^{*F} = \Phi_2^{*F} + \Phi_{2n}^{*F}; \quad (21)$$

$$\Phi_2^{<*F} = k_1 \Phi_{2,1}^{*F} + \Phi_{\text{см}}^{<}; \quad (22)$$

$$\Phi_2^{>*F} = k_2 \Phi_{2,1}^{*F} + \Phi_{\text{см}}^{>}; \quad (23)$$

$$S_2^{<*} = \text{sign}(\Phi_2^{<*F} + \Phi_{2\text{оп}}^F); \quad (24)$$

$$S_2^{>*} = \text{sign}(\Phi_2^{>*F} + \Phi_{2\text{оп}}^F); \quad (25)$$

$$S_2^* = S(S_2^{<*F}, S_2^{>*F}). \quad (26)$$

Формула (21) описывает процедуру симметричной аддитивной предмодуляции эталонных непрерывных модулирующих функций инвертора  $\Phi_2^{*F}$ , расширяющей диапазон регулирования. Выражения (21), (23) описывают двухканальную мультип-

ликативно-аддитивную предмодуляцию с целью адаптации эталонной коммутационной вектор-функции ведомого преобразователя к коммутационной функции ведущего:

$$\Phi_{2}^{>*F} = \frac{\begin{bmatrix} \phi_{2a}^* \\ \phi_{2b}^* \\ \phi_{2c}^* \end{bmatrix}}{df} = k_1 \begin{bmatrix} \phi_{2a}^* \\ \phi_{2b}^* \\ \phi_{2c}^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \phi_{см}^* \\ \phi_{см}^* \\ \phi_{см}^* \end{bmatrix};$$

$$\Phi_{2}^{<*F} = \frac{\begin{bmatrix} \phi_{2a}^* \\ \phi_{2b}^* \\ \phi_{2c}^* \end{bmatrix}}{df} = k_2 \begin{bmatrix} \phi_{2a}^* \\ \phi_{2b}^* \\ \phi_{2c}^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \phi_{см}^* \\ \phi_{см}^* \\ \phi_{см}^* \end{bmatrix};$$

$$k_1 = \frac{\phi_{1mid} - \phi_{1min}}{2\Phi_{1оп}}; \quad k_2 = \frac{\phi_{1mid} - \phi_{1max}}{2\Phi_{1оп}}; \quad (27)$$

$$\phi_{см}^* = \frac{\phi_{1mid} + \phi_{1min}}{2\Phi_{1оп}} \Phi_{2оп};$$

$$\phi_{см}^* = \frac{\phi_{1mid} + \phi_{1max}}{2\Phi_{1оп}} \Phi_{2оп}, \quad (28)$$

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

$$\phi_{1max} = \max\{\phi_{1a}^*, \phi_{1b}^*, \phi_{1c}^*\},$$

$$\phi_{1min} = \min\{\phi_{1a}^*, \phi_{1b}^*, \phi_{1c}^*\},$$

$$\phi_{1mid} = \text{mid}\{\phi_{1a}^*, \phi_{1b}^*, \phi_{1c}^*\} - \text{максимальное, минимальное и промежуточное текущие значения компонент вектора } \Phi_{1}^{*F} \text{ соответственно. По своему смыслу } k_1 \text{ и } k_2 \text{ определяют сжатие, а } \phi_{см}^* \text{ и } \phi_{см}^* \text{ – временное смещение графика неадаптированной коммутационной функции инвертора с целью её адаптации к коммутационной функции выпрямителя.}$$

Формулы (24), (25) определяют закон широтно-импульсного преобразования:

$$S_{2}^{<*F} = \frac{\begin{bmatrix} s_{2a}^* \\ s_{2b}^* \\ s_{2c}^* \end{bmatrix}}{df} = \begin{bmatrix} \text{sign}(\phi_{2a}^* + \phi_{2оп}(t)) \\ \text{sign}(\phi_{2b}^* + \phi_{2оп}(t)) \\ \text{sign}(\phi_{2c}^* + \phi_{2оп}(t)) \end{bmatrix};$$

$$S_{2}^{>*F} = \frac{\begin{bmatrix} s_{2a}^* \\ s_{2b}^* \\ s_{2c}^* \end{bmatrix}}{df} = \begin{bmatrix} \text{sign}(\phi_{2a}^* - \phi_{2оп}(t)) \\ \text{sign}(\phi_{2b}^* - \phi_{2оп}(t)) \\ \text{sign}(\phi_{2c}^* - \phi_{2оп}(t)) \end{bmatrix}. \quad (29)$$

Функция состояния ключей коммутатора инвертора (26) определяется так:

$$S_{2}^{*F} = \frac{\begin{bmatrix} s_{2a}^* \\ s_{2b}^* \\ s_{2c}^* \end{bmatrix}}{df} = \begin{bmatrix} s_{2a}^{<*} & s_{2a}^{>*} \\ s_{2b}^{<*} & s_{2b}^{>*} \\ s_{2c}^{<*} & s_{2c}^{>*} \end{bmatrix}. \quad (30)$$

Полученные функции состояния  $AB$  и  $AI$  позволяют определить функцию состояния коммутатора МНПЧ:

$$S^{*F} = \frac{\begin{bmatrix} s_{11}^* & s_{12}^* & s_{13}^* \\ s_{21}^* & s_{22}^* & s_{23}^* \\ s_{31}^* & s_{32}^* & s_{33}^* \end{bmatrix}}{df} = \text{sg}(S_{2}^{*F} [S_{1}^{*F}]^T), \quad (31)$$

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

Дискретная матричная коммутационная функция МНПЧ по известным состояниям ключей может быть определена как

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

Расчеты по выражениям (6) и (32) дают эквивалентные результаты.

**Компенсация факторов, искажающих коммутационные функции ПЧ.** На этапе практической реализации алгоритмов управления ПЧ важен учет влияния процессов коммутации и падений напряжения на силовых полупроводниковых приборах, искажающих коммутационные и модулирующие функции преобразователя. Для этого необходима уточненная математическая модель преобразователя, позволяющая проанализировать влияние данных факторов и выбрать способы компенсации. Возможны следующие варианты компенсации: а) прямая – путем коррекции алгоритма ШИМ; б) косвенная – путем коррекции эталонных модулирующих функций; в) комбинированный вариант. Косвенная компенсация реализуется на первом, а прямая – на втором этапе общей стратегии ШИМ-управления.

Влияние искажающих факторов как количественно, так и качественно зависит от типа схемы коммутатора ПЧ, поэтому каждый его вариант требует отдельного рассмотрения. Ниже данный вопрос рассмотрен для силовой схемы коммутатора ДНПЧ, изображенной на рис. 3. Схема обеспечивает возможность «мягкой» бестоковой коммутации  $AB$ , если переключение его состояний проводить в моменты формирования нулевых состояний  $AI$  (открыты все верхние или все нижние ключи). В этом случае безопасная коммутация может быть получена введением задержки фронтов сигналов

управления ключами как  $AI$ , так и  $AB$ . Поскольку при нулевом значении коммутационной функции инвертора через ключи выпрямителя токи не протекают, то введение задержки включения ключей  $AB$  не приводит к разрыву этих токов. Таким образом, искажающее воздействие на коммутационные функции ДНПЧ будут оказывать лишь «мертвое» время коммутации инвертора, а также падение напряжения в ключах  $AB$  и  $AI$ .

Из-за отличия алгоритма адаптированной ШИМ от традиционных алгоритмов также требуется модификация законов формирования компенсирующих воздействий для ДНПЧ. В случае косвенного способа коррекции влияния «мертвого» времени коммутации  $AI$  компенсированная модулирующая функция  $AI$  может быть получена так:

$$\Phi_{2к}^{*F} = \frac{\begin{bmatrix} \phi_{2ак}^* \\ \phi_{2бк}^* \\ \phi_{2ск}^* \end{bmatrix}}{df} = \begin{bmatrix} \phi_{2а}^* \\ \phi_{2б}^* \\ \phi_{2с}^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 2\tau_d \lambda(i_{2а}) \\ 2\tau_d \lambda(i_{2б}) \\ 2\tau_d \lambda(i_{2с}) \end{bmatrix}. \quad (33)$$

В этом выражении  $\phi_{2j}^*$  – эталонное значение компоненты модулирующей функции  $AI$ , рассчитанное по идеальной модели ДНПЧ;  $\tau_d$  – время задержки фронтов сигналов управления ключами  $AI$  («мертвое» время), отнесенное к длительности интервала ШИМ (вводится для безопасной коммутации);  $\lambda(i_{2j})$  – нелинейная функция, учитывающая влияние фазных токов на процессы коммутации при задержке включающих сигналов (для приближенного учета особенностей прерывистых режимов при малых значениях токов целесообразно использовать  $\lambda(i_{2j})$  в виде непрерывной функции);  $i_{2j}$  – фазные токи  $AI$   $j=a, b, c$ .

В отличие от эффекта «мертвого» времени, допускающего как прямую, так и косвенную компенсацию, влияние эффекта падения напряжения на

ключах ДНПЧ может быть скомпенсировано лишь косвенным методом, т. е. коррекцией результирующей коммутационной функции ДНПЧ. При этом правомерен вопрос о распределении функций компенсации влияния данного фактора по каналам управления выпрямителем и инвертором. Наряду с индивидуальной компенсацией, использующей оба канала, возможны варианты приближенной компенсации падений напряжения на ключах преобразователя путем воздействия только на один из каналов управления – либо выпрямителя, либо инвертора.

**Реализация двухэтапной стратегии.** Изложенная двухэтапная стратегия была опробована экспериментально и с помощью компьютерного моделирования [9–12]. Ниже представлены результаты исследований экспериментального образца асинхронного привода с ДНПЧ, структурная схема которого изображена на рис. 3. Параметры системы: асинхронный двигатель  $AD$  номинальной мощностью 7,5 кВт; ПЧ выполнен по двухзвенной схеме на IGBT-модулях с обратными диодами IRG4PH50UD. Параметры сетевого LC-фильтра:  $L_1=1,5$  мГн;  $r_1=0,1$  Ом;  $c_1=15$  мкФ.

Исследовались процессы в разомкнутой системе и замкнутой многоконтурной векторной системе двухзонного регулирования скорости  $AD$  с подчиненным регулированием координат. Структурная САР изображена на рис. 4, где  $PC$  – регулятор скорости;  $PH$  – регулятор напряжения;  $PM$  и  $PS$  – регулятор момента и потокосцепления;  $ФМФ$  – формирователь эталонных модулирующих функций;  $PT$  – регулятор тока;  $ПКН$ ,  $ПКТ$  – преобразователи координат векторов напряжений и токов;  $БО$  – блок ориентации;  $ПКМФ1$  и  $ПКМФ2$  – преобразователи координат векторов модулирующих функций  $AB$  и  $AI$ ;  $БА$  ШИМ – блок адаптированной ШИМ;  $AD$  – асинхронный двигатель.

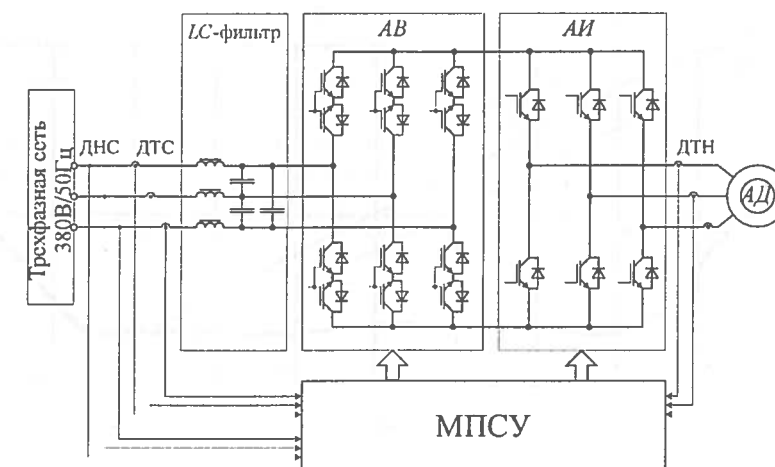


Рис. 3. Структурная схема привода переменного тока с ДНПЧ



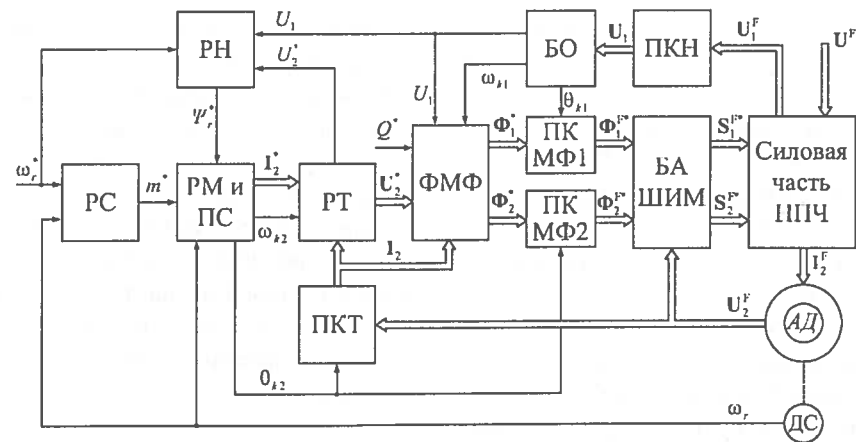


Рис. 4. Структурная схема САУ асинхронного привода с ДНПЧ

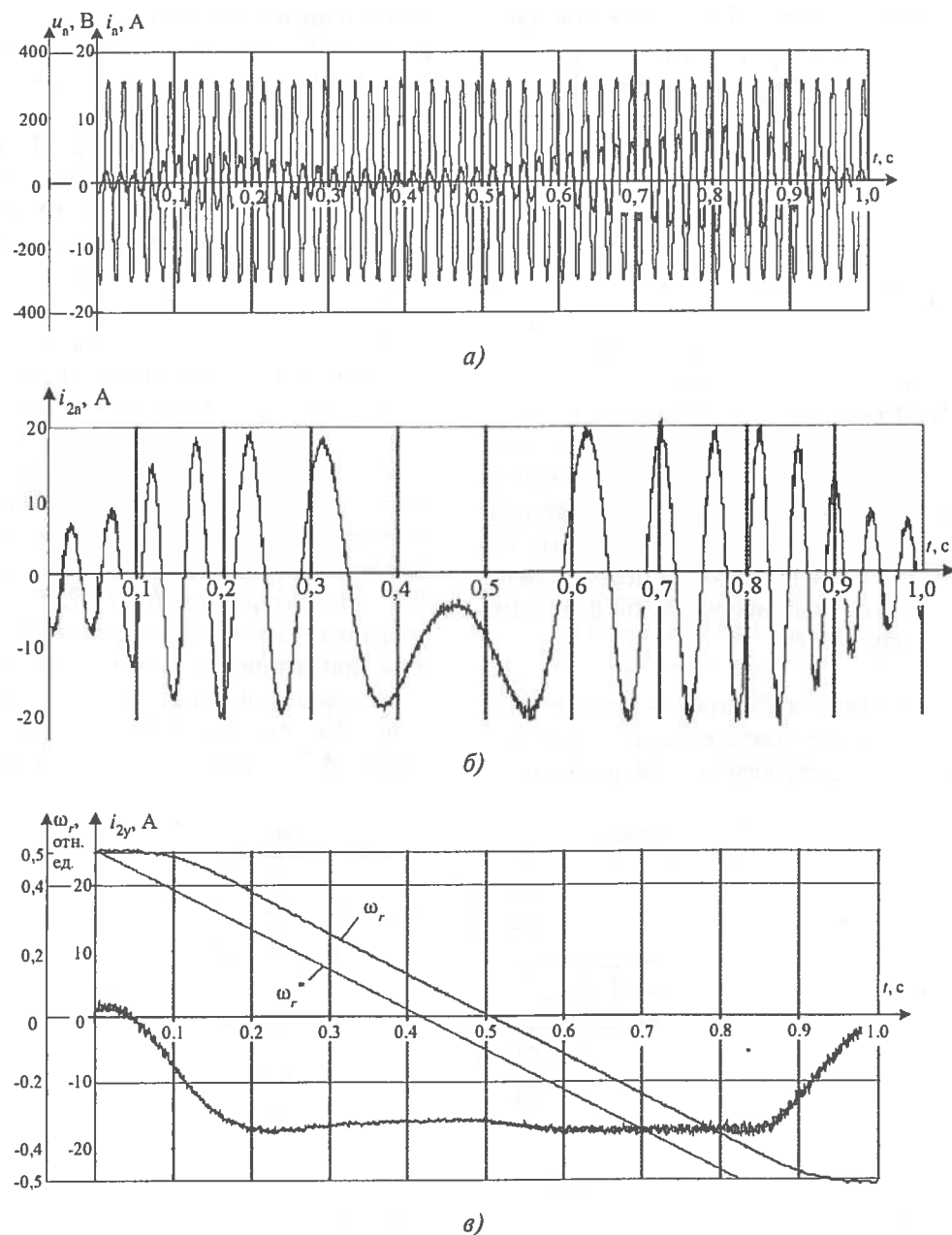


Рис. 5. Осциллограммы реверса асинхронного привода с ДНПЧ: а – фазные сетевые напряжения и ток ДНПЧ; б – фазный ток статора АД; в – скорость ротора и моментобразующая компонента вектора токов статора АД

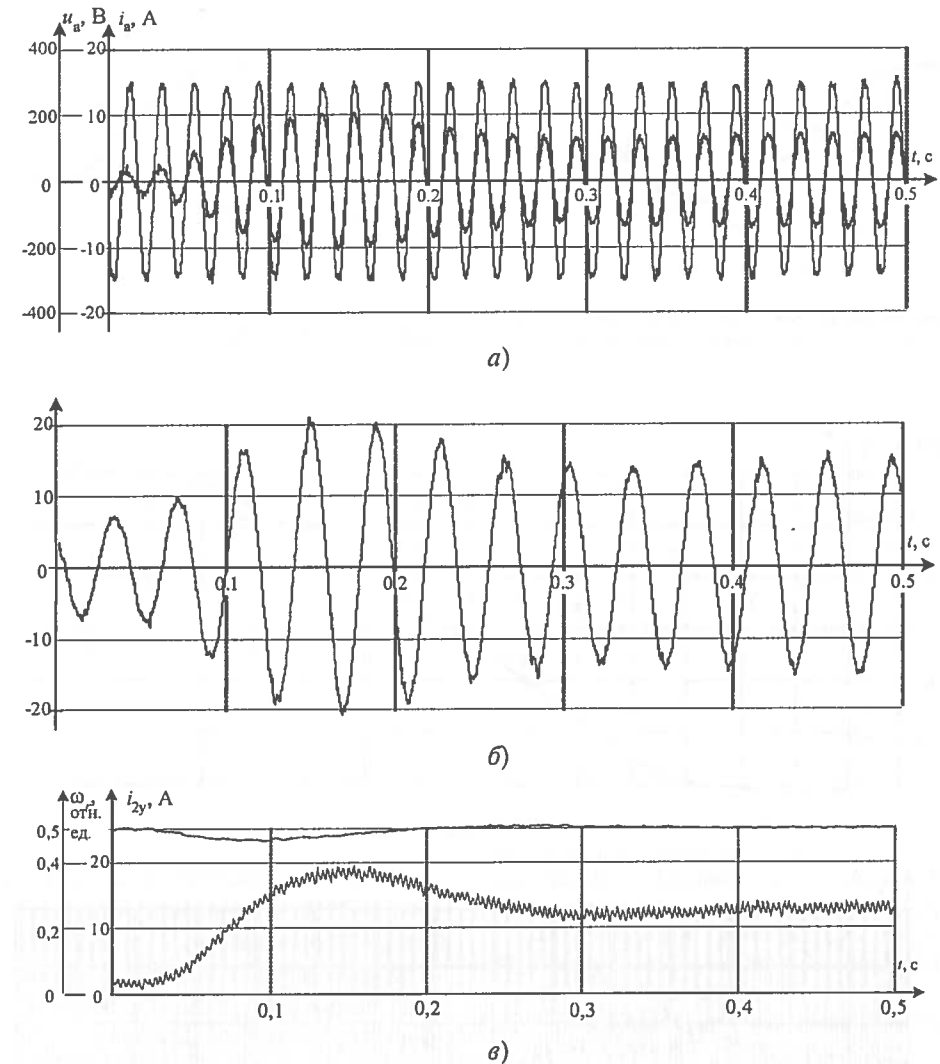
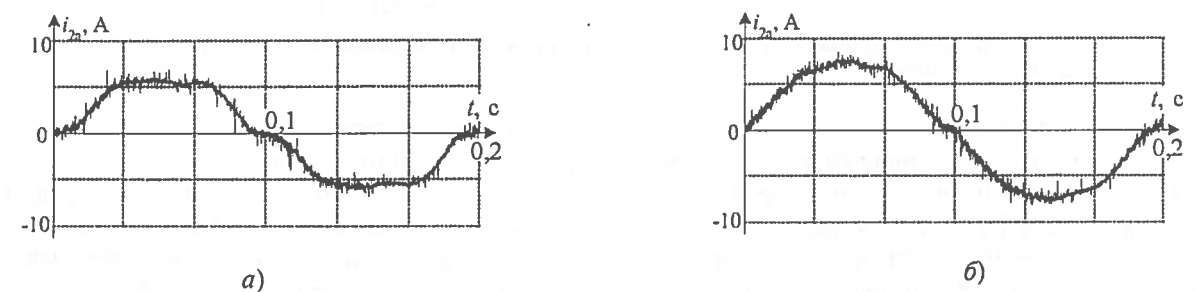


Рис. 6. Осциллограммы наброса нагрузки на валу асинхронного привода с ДНПЧ: а – фазные сетевые напряжения и ток ДНПЧ; б – фазный ток статора АД; в – скорость ротора и моментобразующая компонента вектора токов статора двигателя

На рис. 5 и 6 представлены осциллограммы динамических режимов работы САУ скорости асинхронного привода с ДНПЧ мощностью 7,5 кВт, выполненном на IGBT-модулях с обратными диодами IRG4PH50UD; питающая сеть – трехфазная 380 В, 50 Гц; параметры сетевого LC-фильтра:  $l_1 = 1,5$  мГн;  $r_1 = 0,1$  Ом;  $c_1 = 15$  мкФ.

Рис. 5 иллюстрирует реверсирование, рис. 6 – ступенчатое изменение (наброс) нагрузки на валу двигателя от момента х. х. до 80% номинального момента. На этих рисунках  $\omega_r, \omega_r^*$  – фактическая и

заданная скорости ротора. Как видно, обладая нормированными электромеханическими свойствами, присущими системам подчиненного регулирования, привод с ДНПЧ характеризуется улучшенной энергетической и электромагнитной совместимостью с питающей сетью, обеспечивая синусоидальность кривых входных и выходных токов, двухсторонний обмен электрической энергией в пускорезонных режимах, регулирование потребляемой реактивной мощности.



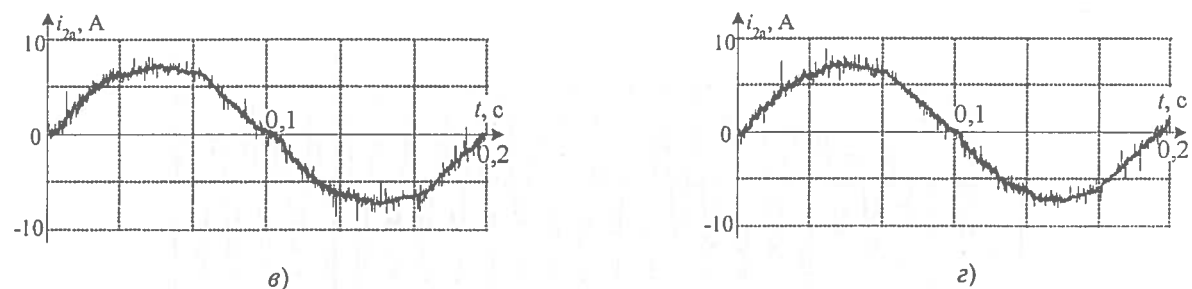
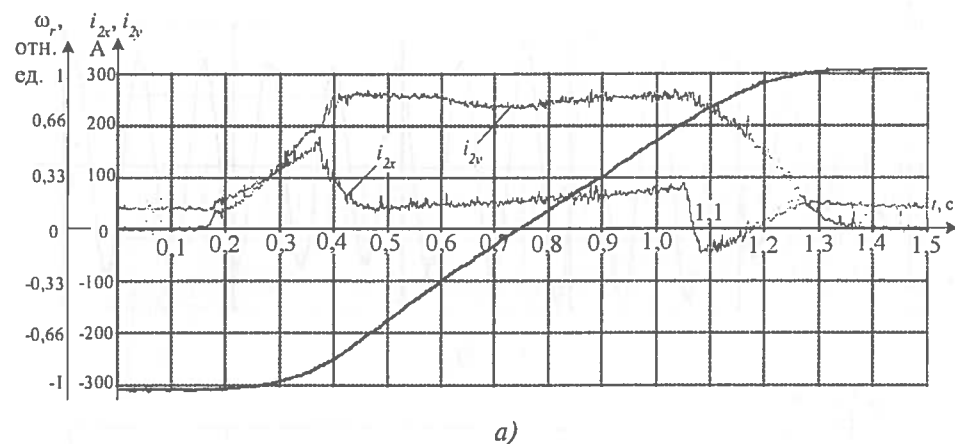
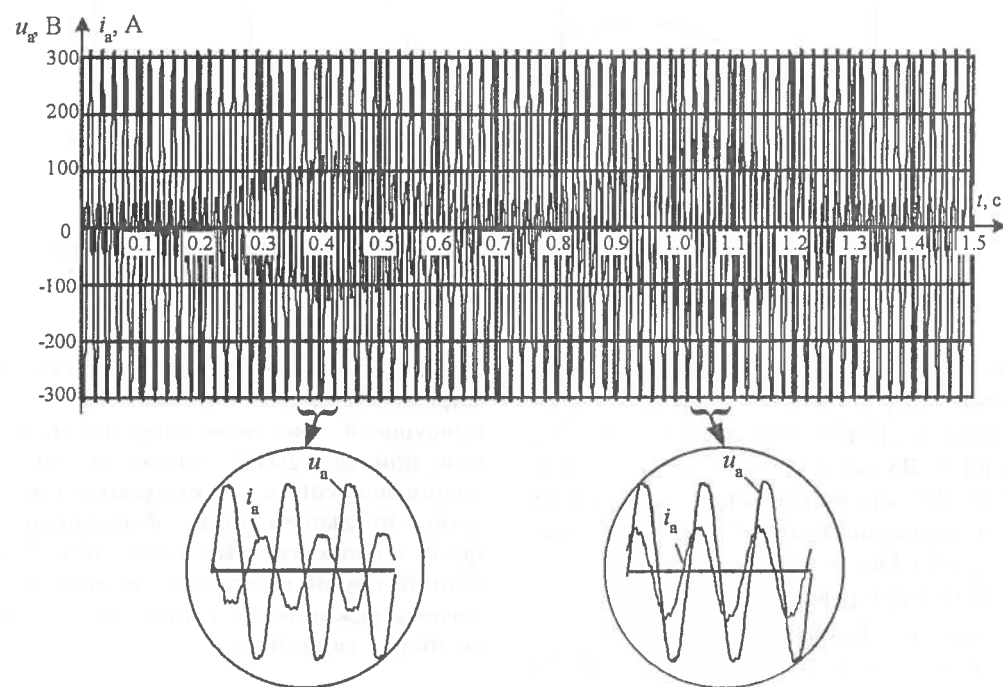


Рис. 7. Влияние искажающих факторов на кривую фазного тока статора АД в разомкнутой (а и б) и в замкнутой (в и г) системах: а и в — без компенсации; б и г — с компенсацией искажающих влияний



а)



б)

Рис. 8. Осциллограммы реверса привода с ДНПЧ: а — скорость и составляющие вектора токов статора АД; б — фазные сетевые напряжение и ток

На рис. 7, а и б представлены осциллограммы, характеризующие существенное влияние «мертвого» времени коммутации и падения напряжения на силовых ключах ДНПЧ на форму фазного тока статора АД, а также возможность компенсации искажающего влияния этих факторов косвенным мето-

дом — путем коррекции эталонных модулирующих функций АИ. Данные факторы оказывают заметное влияние и в замкнутых системах (рис. 7, в и г). Это обусловлено наличием в САР области резонансных частот по отношению к этим факторам, действующим как периодические внешние возмущения в

контурах регулирования тока. Поэтому как для разомкнутых, так и высококачественных замкнутых САР требуется введение воздействий, компенсирующих искажение реальных коммутационных функций преобразователя.

По результатам теоретических и экспериментальных исследований ЗАО «Автоматизированные системы и комплексы», г. Екатеринбург, разработаны и внедрены в ОАО «Корпорация ВСМПО-АВИСМА», г. Верхняя Салда, опытно-промышленные образцы асинхронного привода на базе ДНПЧ мощностью 110 кВт для главного привода продольно-строгального станка 7А256. Рис. 8 иллюстрирует процесс реверсирования привода, включающий этапы рекуперативного частотного торможения и разгона. На начальной стадии осуществляется усиление, а на заключительной — ослабление поля двигателя. Формы кривых сетевых напряжений и токов на этапах торможения и разгона показаны на вынесенных фрагментах осциллограммы в увеличенном масштабе. Результаты экспериментальных исследований подтверждают реализуемость целей и основных положений представленной двухэтапной концепции управления непосредственными преобразователями частоты в системах приводов переменного тока.

**Вывод.** Результаты теоретических и экспериментальных исследований приводов с ДНПЧ подтверждают, что благодаря использованию новой топологии силовой схемы и адаптированных алгоритмов ШИМ, а также концептуальному комплексному подходу к проблеме управления преобразователем возможно создать новое поколение энергосберегающих регулируемых приводов переменного тока, обладающих таким комплексом положительных качеств (нормированными электро-механическими характеристиками в сочетании с улучшенной энергетической и электромагнитной совместимостью с питающей сетью, синусоидальностью кривых входных и выходных токов, двухсторонним обменом активной мощностью в пуско-тормозных режимах, регулированием потребляемой реактивной мощности и улучшенными массогабаритными показателями), какой ранее был недостижим.

Рекомендуемые области применения таких приводов — высокочастотные механизмы с напряженными пуско-тормозными режимами работы при повышенных требованиях к качеству потребления и использования электрической энергии.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Venturini M. A new sine wave in, sine wave out conversion technique eliminates reactive elements. — Powercon. 7. San Diego, 1980.
2. 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.

3. 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.

4. Holtz J., Boelkens U. Direct Frequency Converter with Sinusoidal Line Currents for Speed-Variable AC Motors. — IEEE Transaction on Industry Electronics, 1989, vol.36, №4.

5. Шрейнер Р.Т., Ефимов А.А., Калыгин А.И. и др. Концепция построения двухзвенных непосредственных преобразователей частоты для электроприводов переменного тока. — Электротехника, 2002, №12.

6. Shreiner R., Krivoviyaz V., Kalygin A. Coordinate PWM Control Strategy of the Two-Stage Direct Frequency Converter. — International Electric Machines and Drives Conf. (IEMDC-03), 1–4 June 2003.—Madison, WI: Monona Terrace Community and Convention Center.

7. Shreiner R.T., Krivoviyaz V.K., Kalygin A.I. Coordinate PWM Control Strategy of the Direct Frequency Converter. — 10<sup>th</sup> European Conf. on Power Electronics and Applications (EPE-2003), 2–4 September 2003. — Toulouse, France.

8. Ziogas P.D., Kang Y., Stefanovic V.R. Rectifier-Inverter Frequency Changers with Suppressed DC-Link Component. — IEEE Transaction on Industry Application, 1986, vol. IA-22, № 6.

9. Шрейнер Р.Т., Кривовяз В.К., Калыгин А.И. Координатная стратегия управления непосредственными преобразователями частоты с ШИМ для электроприводов переменного тока. — Электротехника, 2003, № 6.

10. Шрейнер Р.Т., Кривовяз В.К., Калыгин А.И. Оптимизация функций управления непосредственными преобразователями с ШИМ. — Технічна Електродинаміка. Тематичний випуск силової електроніки та енергоефективності, ч. 2. — Київ, 2003.

11. Shreiner R.T., Krivoviyaz V.K., Kalygin A.I. Generating of Modulating Functions in Direct Frequency Converter PWM Control System. — Proceedings of the 11<sup>th</sup> International Conf. (EPE-PEMC'2004), 2–4 September 2004, Riga, Latvia.

12. Шрейнер Р.Т. Математическое моделирование электроприводов переменного тока с полупроводниковыми преобразователями частоты. — Екатеринбург: Изд. УрОРАН, 2000.

[22.08.05]

*Авторы: Шрейнер Рудольф Теодорович окончил в 1960 г. энергетический факультет Уральского политехнического института (УПИ). В 1991 г. защитил в Московском энергетическом институте докторскую диссертацию «Асинхронные электроприводы с полупроводниковыми преобразователями частоты». Профессор Российского профессионально-педагогического университета, г. Екатеринбург.*

*Кривовяз Владимир Константинович окончил электротехнический факультет УПИ в 1980 г. Главный инженер ЗАО «Автоматизированные системы и комплексы», г. Екатеринбург.*

*Калыгин Андрей Игоревич окончил Новоуральский государственный технологический институт (НГТИ) в 1997 г. В 2001 г. защитил в Государственном университете аэрокосмического приборостроения (С.-Петербург) кандидатскую диссертацию «Энергосберегающий синхронно-гистерезисный электропривод». Доцент НГТИ.*