

3. Грудев А. П. Теория прокатки. – М.: Интермет инжиниринг, 2001. – 280 с.
4. Пирожок А. В. Супрун А. А. Супрун Ю. А. Имитационные модели электромеханических процессов тонколистового стана холодной прокатки // Электротехника та електроенергетика. – 2005. – № 2. – С. 34–42.
5. Мокрий Г. В. Борисов О. О. Моделювання динаміки листопркатного стана і оптимізація управління процесом прокатки // Наукові праці ДонНТУ. Серія: Обчислювальна техніка та автоматизація. Вип. 74. – 2006. – С. 14–18.
6. Лукьянец В. А. Физические эффекты в машиностроении.: Справочник – М.: Машиностроение, 1993. – 224. с.
7. Чиликин М. Г. Общий курс электропривода. – М.: Энергия, 1971. – 432 с.
8. Жуков С. Ф. Шамрай А. А. Синтез динамической линеаризованной модели клетки непрерывного стана холодного проката // Техн. електродинаміка. Тем.випуск: Электропривод. – 2006. – С. 48–53.
9. Дружинин Н. Н. Непрерывные станы как объект автоматизации. – М.: Металлургия, 1967. – 259 с.

Поступила в редакцию 20.12.07 г.

Розроблена імітаційна модель електроприводів клітей безперервного тонколистового чотирикільцевого прокатного стана яка враховує ефект пружного стиснення робочих валків, з її допомогою виконані розрахунок та аналіз електромеханічних процесів стана.

Simulation model of uninterrupted thin sheet mill's electric drivers considering the worked rollers flattening effect was developed, and mathematical calculation and analysis of electromechanical mill processes were realized.

УДК 621.313

А. В. Волков, С. М. Крикота

Имитационная модель двухзвенного непосредственного преобразователя частоты, нагруженного на асинхронный двигатель

Разработана имитационная модель двухзвенного непосредственного преобразователя частоты, нагруженного на асинхронный двигатель, предназначенная для исследования электромагнитных и электромеханических процессов в преобразователе частоты и двигателе.

В последние годы за рубежом и в Украине интенсивно проводятся работы по созданию частотно-регулируемых (ч-р) асинхронных электроприводов (ЭП) на основе новых типов статических преобразователей частоты (ПЧ) [1]. Среди них наиболее привлекательным является ч-р асинхронный ЭП с двухзвенным непосредственным преобразователем частоты (ДНПЧ) с широтно-импульсной модуляцией [2–6]. Данный ПЧ отличается хорошими энергетическими показателями и улучшенной электромагнитной совместимостью с питающей сетью, характеризуется уменьшенными массогабаритными и стоимостными показателями [2–5].

Для успешного промышленного внедрения асинхронного ЭП на основе ДНПЧ-ШИМ требуется предварительно всесторонне исследовать достигаемые посредством него электромеханические процессы и энергетические характеристики привода, определить наиболее эффективные алгоритмы управления этим электроприводом. При этом целесообразно основной объем данных исследований провести на имитационных моделях указанного ЭП, что позволит снизить трудоемкость этих исследований, расширить количество исследуемых возможных вариантов алгоритмов управления, ускорить во времени проведение данных исследований. Однако, в зарубежной и отечествен-

ной литературе до настоящего времени вопросу создания имитационных моделей асинхронного ЭП с ДНПЧ-ШИМ или его составных элементов (преобразователя частоты и двигателя) не уделено достаточного внимания, хотя это очень актуально и востребовано практикой.

Целью статьи является разработка имитационной модели двухзвенного непосредственного преобразователя частоты, нагруженного на асинхронный двигатель, предназначенной для исследования электромагнитных процессов в преобразователе частоты и электромеханических процессов в двигателе.

Силовая схема трехфазного ДНПЧ-ШИМ, нагруженного на асинхронный двигатель (АД), представлена на рис. 1 и содержит в своем составе: трехфазный активный выпрямитель (АВ), выполненный на управляемых силовых ключах VS1–VS6, VS1'–VS6' и трехфазный автономный инвертор напряжения (АИН), состоящий из управляемых силовых ключей VS7–VS12. В качестве указанных управляемых силовых ключей VS1–VS6, VS1'–VS6' и VS7–VS12 (шунтированных обратными диодами VD1–VD6, VD1'–VD6' и VD7–VD12 соответственно) могут применяться транзисторы IGBT или MOSFET и запираемые тиристоры GTO или IGCT.

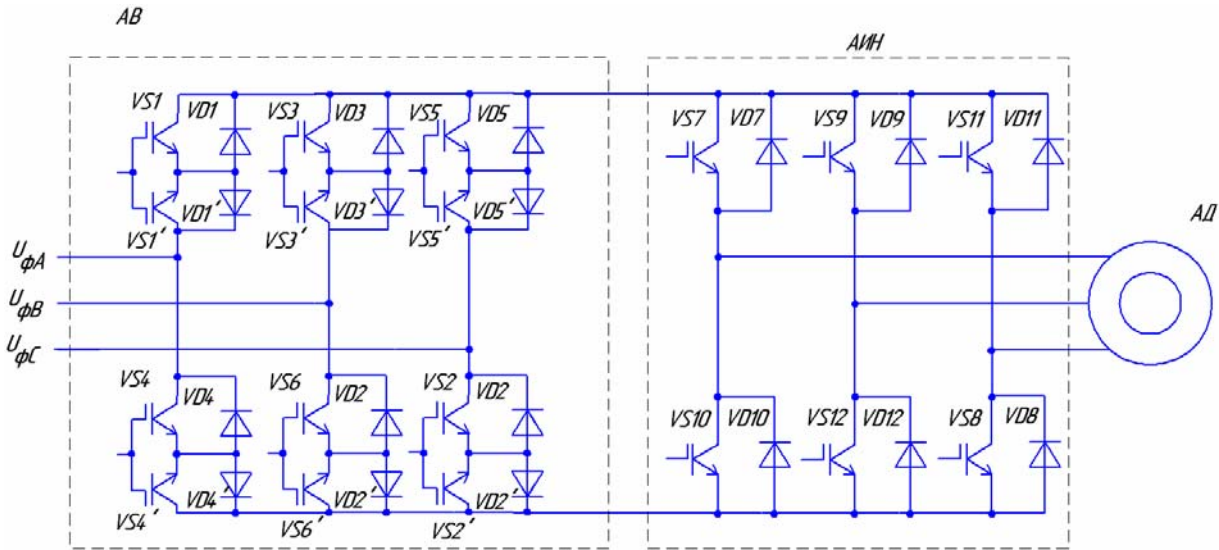


Рис. 1. Силовая схема трехфазного ДНПЧ-ШИМ

При разработке математической модели ДНПЧ-ШИМ, нагруженного на АД, воспользуемся формой записи через обобщенные векторы параметров режима двигателя и их проекции на оси неподвижной ортогональной координатной системы, а также известным идеализированным представлением преобразователя частоты и асинхронного двигателя [7, 8]. В частности, представив в исходной ДНПЧ-ШИМ схеме на рис.1 силовые ключи АВ и АИИ идеализированными (не имеющими запаздывания при их открытии или закрытии и характеризующимися сопротивлением, равным нулю в открытом состоянии или равным бесконечности в закрытом состоянии), преобразуем схему этого преобразователя к упрощенной эквивалентной (на идеальных ключах: V1–V6 и V7–V8) схеме, показанной на

рис. 2. При этом в любой момент времени в активном выпрямителе одновременно открыты два силовых ключа (по одному в катодной и анодной группах разных фаз АВ), а в автономном инверторе напряжения – одновременно открыты три силовых ключа (два в одной группе и один в другой группе инвертора, либо все три в одной группе АИИ).

Все возможные состояния открытых (обозначены знаком "+") и закрытых силовых ключей активного выпрямителя и автономного инвертора показаны в табл. 1 и табл. 2 соответственно, где $n = 1, 2 \dots 6$ и $m = 1, 2 \dots 8$ – соответствующие возможные комбинации открытых и закрытых силовых ключей АВ и АИИ. В данных таблицах приведены соотношения для расчета: выходного напряжения U_d активного выпрямителя и обобщен-

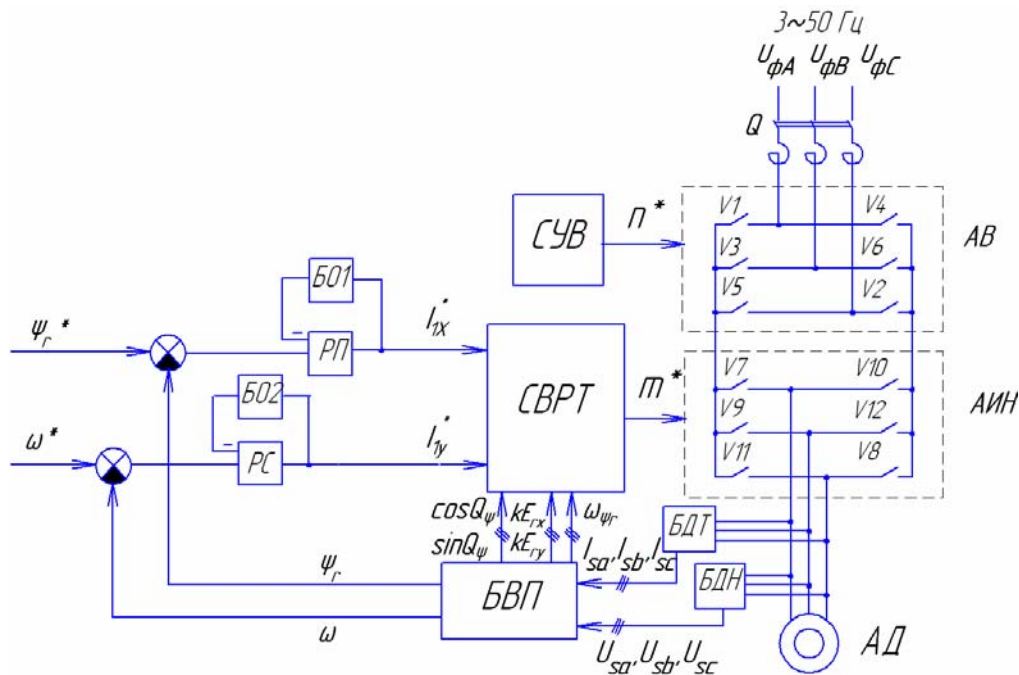


Рис. 2. Функциональная схема векторной САУ скорости асинхронного электропривода

Таблица 1. Состояние силовых ключей активного выпрямителя

n	V1	V2	V3	V4	V5	V6	U_d
1	+	+					$U_{\Phi A} - U_{\Phi C}$
2		+	+				$U_{\Phi B} - U_{\Phi C}$
3			+	+			$U_{\Phi B} - U_{\Phi A}$
4				+	+		$U_{\Phi C} - U_{\Phi A}$
5					+	+	$U_{\Phi C} - U_{\Phi B}$
6	+					+	$U_{\Phi A} - U_{\Phi B}$

ного вектора выходного напряжения \bar{U}_S инвертора, а также зависимости для расчета модуля U_S и аргумента Θ_U последнего обобщенного вектора [8].

Фазные сетевые напряжения $U_{\Phi A}, U_{\Phi B}, U_{\Phi C}$ активного выпрямителя полагаются синусоидальными и симметричными:

$$\left. \begin{aligned} U_{\Phi M} \cdot \cos \omega_{\Phi} t &= U_{\Phi A}, \\ U_{\Phi M} \cdot \cos(\omega_{\Phi} t - \frac{2\pi}{3}) &= U_{\Phi B}, \\ U_{\Phi M} \cdot \cos(\omega_{\Phi} t + \frac{2\pi}{3}) &= U_{\Phi C} \end{aligned} \right\} (1)$$

Таблица 2. Состояние силовых ключей автономного инвертора

m	V7	V8	V9	V10	V11	V12	\bar{U}_S	
							U_S	Θ_U
1	+	+				+	$2 U_d /3$	$\frac{\pi}{2}[1 - \text{sign} U_d]$
2	+	+	+				$2 U_d /3$	$\frac{\pi}{3} + \frac{\pi}{2}[1 - \text{sign} U_d]$
3		+	+	+			$2 U_d /3$	$\frac{2\pi}{3} + \frac{\pi}{2}[1 - \text{sign} U_d]$
4			+	+	+		$2 U_d /3$	$\pi + \frac{\pi}{2}[1 - \text{sign} U_d]$
5				+	+	+	$2 U_d /3$	$\frac{4\pi}{3} + \frac{\pi}{2}[1 - \text{sign} U_d]$
6	+				+	+	$2 U_d /3$	$\frac{5\pi}{3} + \frac{\pi}{2}[1 - \text{sign} U_d]$
7	+		+		+		0	-
8		+		+		+	0	-

где $U_{\Phi M}$ и ω_{Φ} – амплитуда и угловая частота сетевых фазных напряжений.

Идеализированный АД описан системой уравнений, в которой переменными являются проекции обобщенных векторов статорного напряжения \bar{U}_S , тока \bar{I}_S и потокосцепления ротора $\bar{\Psi}_r$ двигателя на оси вращающейся ортогональной неподвижной координатной системы « $\alpha - \beta$ » [8]:

$$\left. \begin{aligned} U_{S\alpha} &= R_s I_{S\alpha} + (L_{\sigma s} + kL_{\sigma r}) \cdot \frac{dI_{S\alpha}}{dt} + k \cdot \frac{d\Psi_{r\alpha}}{dt}, \\ U_{S\beta} &= R_s I_{S\beta} + (L_{\sigma s} + kL_{\sigma r}) \cdot \frac{dI_{S\beta}}{dt} + k \cdot \frac{d\Psi_{r\beta}}{dt}, \\ L_m I_{S\alpha} &= \Psi_{r\alpha} + T \cdot \frac{d\Psi_{r\alpha}}{dt} + z\omega T \Psi_{r\beta}, \\ L_m I_{S\beta} &= \Psi_{r\beta} + T \cdot \frac{d\Psi_{r\beta}}{dt} - z\omega T \Psi_{r\alpha}, \\ M &= \frac{3}{2} \cdot z \cdot k \cdot (\Psi_{r\alpha} \cdot I_{S\beta} - \Psi_{r\beta} \cdot I_{S\alpha}), \\ M - Mc &= \frac{J \cdot d\omega}{dt}, \\ \Psi_r &= (\Psi_{r\alpha}^2 + \Psi_{r\beta}^2)^{1/2} \end{aligned} \right\} (2)$$

где $U_{S\alpha}, U_{S\beta}$ – проекции обобщенного вектора статорного напряжения на действительную и мнимую

оси; R_s – активное сопротивление фазных обмоток статора; $I_{s\alpha}, I_{s\beta}$ – проекции обобщенного вектора статорного тока на действительную и мнимую оси; $L_{\sigma s}, L_{\sigma r}$ – индуктивности рассеяния статора и ротора соответственно; $\Psi_{r\alpha}, \Psi_{r\beta}$ – проекции обобщенного вектора потокосцепления ротора; L_m – эквивалентная взаимная индуктивность; T – электромагнитная постоянная времени цепи ротора машины; z – число пар полюсов; ω – скорость машины; M, M_c – электромагнитный момент и момент сопротивления; k – коэффициент приведения ротора; Ψ_r – модуль обобщенного вектора потокосцепления ротора двигателя.

В рассмотренной математической модели АД можно полагать значения следующих внутренних параметров L_m, T, k двигателя как неизменными:

$$\left. \begin{aligned} L_m &= \text{const}, \\ T &= \text{const}, \\ k &= \text{const} \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

так и – переменными (при насыщении магнитной цепи двигателя). Причем, эквивалентную взаимоиндуктивность L_m с учетом насыщения магнитной цепи двигателя можно найти из следующего соотношения [9]:

$$\frac{\Psi_m}{\Psi_{mn}} = A \cdot \text{arctg}\left[B \cdot \frac{I_m}{I_{mn}}\right], \quad (4)$$

где L_m, L_{mn} – текущее и номинальное значение модуля обобщенного вектора намагничивающего тока АД соответственно; I_m, I_{mn} – текущее и номинальное значение обобщенного вектора тока намагничивания двигателя соответственно; $A=0,92$ и $B=1,91$ – постоянные коэффициенты для асинхронных электродвигателей серии 4А и МТК.

Принимая во внимание, что:

$$I_m = \Psi_m / L_m, \quad (5)$$

получим с учетом (4) из выражения (3):

$$\frac{\Psi_m}{\Psi_{mn}} = A \cdot \text{arctg}\left[B \cdot \frac{\Psi_m}{L_m} \cdot \frac{L_{mn}}{\Psi_{mn}}\right]. \quad (6)$$

Определим из последнего выражения взаимоиндуктивность L_m :

$$L_m = L_{mn} \cdot \frac{B \cdot \left(\frac{\Psi_m}{\Psi_{mn}}\right)}{\text{tg}\left[\frac{1}{A} \cdot \frac{\Psi_m}{\Psi_{mn}}\right]}. \quad (7)$$

Затем найдем проекции обобщенного вектора потокосцепления АД в воздушном зазоре $\Psi_{m\alpha}, \Psi_{m\beta}$:

$$\left. \begin{aligned} \Psi_{m\alpha} &= k \cdot (\Psi_{r\alpha} + L_{\sigma r} \cdot I_{s\alpha}), \\ \Psi_{m\beta} &= k \cdot (\Psi_{r\beta} + L_{\sigma r} \cdot I_{s\beta}) \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

через которые определим модуль Ψ_m :

$$\Psi_m = \sqrt{\Psi_{m\alpha}^2 + \Psi_{m\beta}^2}. \quad (9)$$

Электромагнитную постоянную времени цепи ротора и коэффициент приведения ротора k рассчитываем из соотношений [8]:

$$\left. \begin{aligned} T &= (L_m + L_{\sigma r}) / R_r, \\ k &= L_m / (L_m + L_{\sigma r}) \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

Исходя из систем уравнений (1) и (6)–(10), составим имитационные модели асинхронного двигателя без учета (а) и с учетом (б) насыщения ее магнитной цепи, показанные на рис. 3. Все обозначения на данных имитационных моделях соответствуют универсальным блокам, применяемым в пакете программ MatLab [10].

Исходя из принципа работы ДНПЧ-ШИМ, установим взаимосвязь параметров режима АВ и АИН в виде следующих математических соотношений:

$$\left. \begin{aligned} U_{s\alpha} &= U_s \cdot \cos \Theta_U; \\ U_{s\beta} &= U_s \cdot \sin \Theta_U; \\ I_d &= \begin{cases} I_{sa}, m=1; \\ -I_{sc}, m=2; \\ I_{sb}, m=3; \\ -I_{sa}, m=4; \\ I_{sc}, m=5; \\ -I_{sb}, m=6; \\ 0, m=7,8; \end{cases} \\ I_{sa} &= I_{s\alpha}; \\ I_{sb} &= -0,5I_{s\alpha} + \sqrt{3}I_{s\beta}/2; \\ I_{sc} &= -0,5I_{s\alpha} - \sqrt{3}I_{s\beta}/2; \\ I_{\phi A} &= \begin{cases} I_d, n=1; \\ -I_d, n=4; \end{cases} \\ I_{\phi B} &= \begin{cases} I_d, n=3; \\ -I_d, n=6; \end{cases} \\ I_{\phi C} &= \begin{cases} I_d, n=5; \\ -I_d, n=2 \end{cases} \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

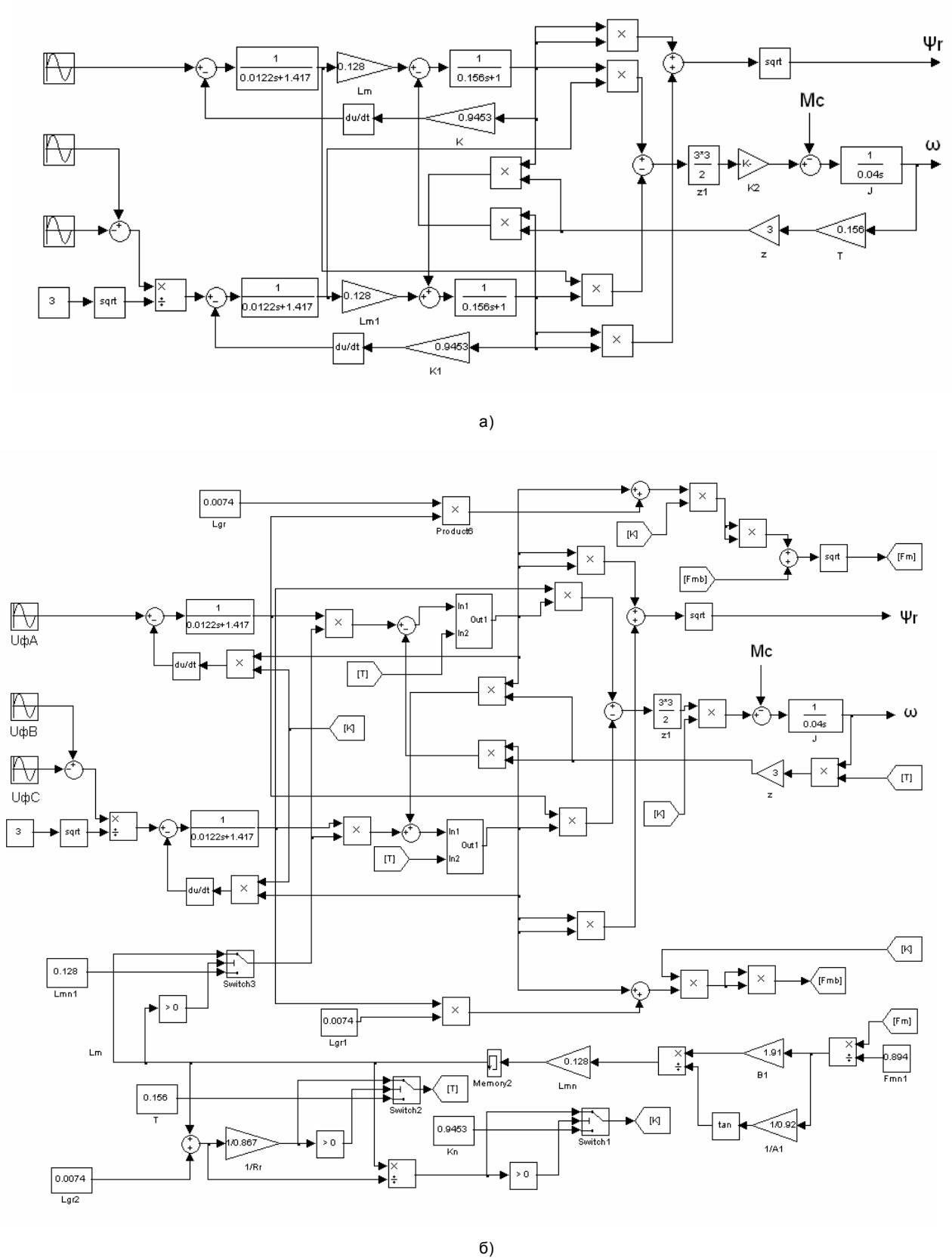


Рис. 3. Схема имитационной модели асинхронной машины, составленная в неподвижной системе координат через проекции $\Psi_{r\alpha}$, $\Psi_{r\beta}$ обобщенного вектора потокоцепления ротора: а – без учета насыщения; б – с учетом насыщения магнитной цепи

В качестве системы автоматического управления (САУ) в разрабатываемой модели асинхронного ЭП с ДНПЧ-ШИМ принята релейного типа (во внутренних контурах регулирования ортогональных проекций I_{sx}, I_{sy} статорного тока) система подчиненного регулирования с векторным управлением и ориентацией вращающейся ортогональной координатной системы 'x-y' вещественной осью 'x' по обобщенному вектору потокосцепления ротора $\bar{\Psi}_r$. В данной САУ, показанной на рис. 2, во внешних контурах регулируются модуль потокосцепления ротора Ψ_r (посредством регулятора потокосцепления РП) и скорость ω двигателя (посредством регулятора скорости РС) и применяются следующие обозначения: СУИ – система управления автономным инвертором; СУВ – система управления активным выпрямителем; СВРТ – система векторного регулирования статорного тока; БВП – блок вычисления параметров режима двигателя; БДТ и БДН – блоки датчиков тока и напряжения; БО1 и БО2 – блоки ограничения.

Полагаем, что на входе БВП определяются фактические значения модуля Ψ_r потокосцепления ротора и скорости ω двигателя, а также рассчитываются проекции I_{sx}, I_{sy} обобщенного вектора статорного тока и вычисляются необходимые для функционирования СВРТ гармонические функции (от аргумента Θ_Ψ обобщенного вектора потокосцепления ротора), проекции E_{rx}, E_{ry} обобщенного вектора ЭДС ротора и угловая частота ω_Ψ обобщенного вектора потокосцепления ротора в виде [8]:

$$\left. \begin{aligned} I_{sx} &= I_{s\alpha} \cdot \cos \Theta_\Psi + I_{s\beta} \sin \Theta_\Psi; \\ I_{sy} &= I_{s\beta} \cdot \cos \Theta_\Psi - I_{s\alpha} \sin \Theta_\Psi; \\ \cos \Theta_\Psi &= \frac{\Psi_{r\alpha}}{\Psi_r}; \\ \sin \Theta_\Psi &= \frac{\Psi_{r\beta}}{\Psi_r}; \\ E_{r\alpha} &= \frac{d\Psi_{r\alpha}}{dt}; \\ E_{r\beta} &= \frac{d\Psi_{r\beta}}{dt}; \\ \omega_\Psi &= \frac{d\Theta_\Psi}{dt} = \frac{\Psi_{r\alpha} E_{r\beta} - \Psi_{r\beta} E_{r\alpha}}{\Psi_r^2} \end{aligned} \right\} (12)$$

Функционирование применяемой СВРТ (в которой реализуется релейный принцип регулирования проекций статорного тока) описывается зависимостями:

$$\left. \begin{aligned} \Delta I_{sx} &= I_{1x}^* - I_{sx}; \\ \Delta I_{sy} &= I_{1y}^* - I_{sy}; \\ \Delta I_{s\alpha} &= \Delta I_{sx} \cdot \cos \Theta_\Psi - \Delta I_{sy} \cdot \sin \Theta_\Psi; \\ \Delta I_{s\beta} &= \Delta I_{sx} \cdot \sin \Theta_\Psi + \Delta I_{sy} \cdot \cos \Theta_\Psi; \\ \Delta I_s &= \sqrt{\Delta I_{s\alpha}^2 + \Delta I_{s\beta}^2}; \\ \Theta_{\Delta I} &= (\text{sign} \Delta I_{s\alpha}) \cdot \arcsin \frac{\Delta I_{s\beta}}{\Delta I_s} + \frac{\pi}{2} [1 - \text{sign} \Delta I_{s\alpha}] \end{aligned} \right\} (13)$$

где I_{1x}^* и I_{1y}^* – заданные значения намагничивающей и активной проекций статорного тока АД; ΔI_{sx} и ΔI_{sy} – отклонения между заданными и фактическими значениями проекций статорного тока во вращающейся ортогональной координатной системе 'x-y'; $\Delta I_{s\alpha}$ и $\Delta I_{s\beta}$ – отклонения между заданными и фактическими значениями проекций статорного тока в неподвижной ортогональной координатной системе 'α-β'; ΔI_s и $\Theta_{\Delta I}$ – соответственно модуль и аргумент обобщенного вектора отклонения статорного тока: $\Delta \bar{I} = \Delta I \cdot e^{j \cdot \Theta_{\Delta I}}$.

В разработанной имитационной модели алгоритм определения посредством релейной СВРТ необходимой текущей комбинации m^* силовых ключей инвертора задавался следующим:

1) вначале кратковременно ($\Delta t \approx 1$ мс) задают: $m^* = 1$;

2) после этого, если $\Delta I_s < \Delta I_n$, то поддерживается $m^* = \text{const}$ (сохраняется предыдущее состояние силовых ключей АИН),

$$\text{где } \Delta I_n \approx 0,05 \cdot I_{sh} \cdot \sqrt{2}; \quad (14)$$

3) если $\Delta I_s \geq \Delta I_n$, то задается новое значение комбинации m^* силовых ключей АИН из табл. 2, которое соответствует условию:

$$F(m^*) = \cos[\Theta_{\Delta I} - \Theta_{\Delta U}(m^*)] = \max. \quad (15)$$

При этом предварительно определялись модуль и аргумент обобщенного вектора результирующего напряжения $\Delta \bar{U}$ [8]:

$$\left. \begin{aligned} \Delta U_\alpha &= U_{s\alpha} - k \cdot E_{r\alpha} - R_s I_{s\alpha}; \\ \Delta U_\beta &= U_{s\beta} - k \cdot E_{r\beta} - R_s I_{s\beta}; \\ \Delta U &= \sqrt{\Delta U_\alpha^2 + \Delta U_\beta^2}; \\ \Theta_{\Delta U} &= (\text{sign} \Delta U_\alpha) \cdot \arcsin \left(\frac{\Delta U_\beta}{\Delta U} \right) + \frac{\pi}{2} [1 - \text{sign} \Delta U_\alpha] \end{aligned} \right\} (16)$$

В рассматриваемой имитационной модели асинхронного ЭП с ДНПЧ-ШИМ задавались два возможных варианта управления активным выпрямителем.

При первом варианте: выбирается комбинация n^* его силовых ключей из табл. 1, при которой:

$$U_d = \max. \quad (17)$$

При втором варианте:

1) рассчитывается значение напряжения U_d для всех вариантов включения ключей: $n = 1, 2, \dots, 6$;

2) выбираются значения $U_d(n)$, удовлетворяющие условию:

$$U_d(n) > \sqrt{3} \cdot E_r, \quad (18)$$

где E_r – модуль ЭДС ротора АД;

3) находится напряжение, удовлетворяющее условию:

$$U_d(n^*) = \min. \quad (19)$$

С использованием разработанной математической модели асинхронного ЭП с ДНПЧ-ШИМ создана имитационная модель указанного электропривода показанная на рис. 4. В данной схеме применяются стандартные обозначения блоков из пакета программ MatLab [10]. В модели используются следующие новые обозначения блоков:

- СВРТ – система векторного регулирования тока;
- РС – регулятор скорости;
- РП – регулятор потока;
- АД – асинхронный двигатель.

Посредством разработанной имитационной модели были рассчитаны электромагнитные процессы ДНПЧ-ШИМ для стационарного режима, соответствующие первому (рис. 5) и второму (рис. 6) вариантам управления активным выпрямителем. На рис. 7 и рис. 8 показаны рассчитанные электрохимические процессы двигателя для переходных режимов: начального намагничивания, разгона, наброса и сброса номинальной нагрузки, реверса и торможения до полной остановки электродвигателя 4А132S6У3 (мощностью 5,5 кВт), – соответствующие первому и второму вариантам управления активным выпрямителем.

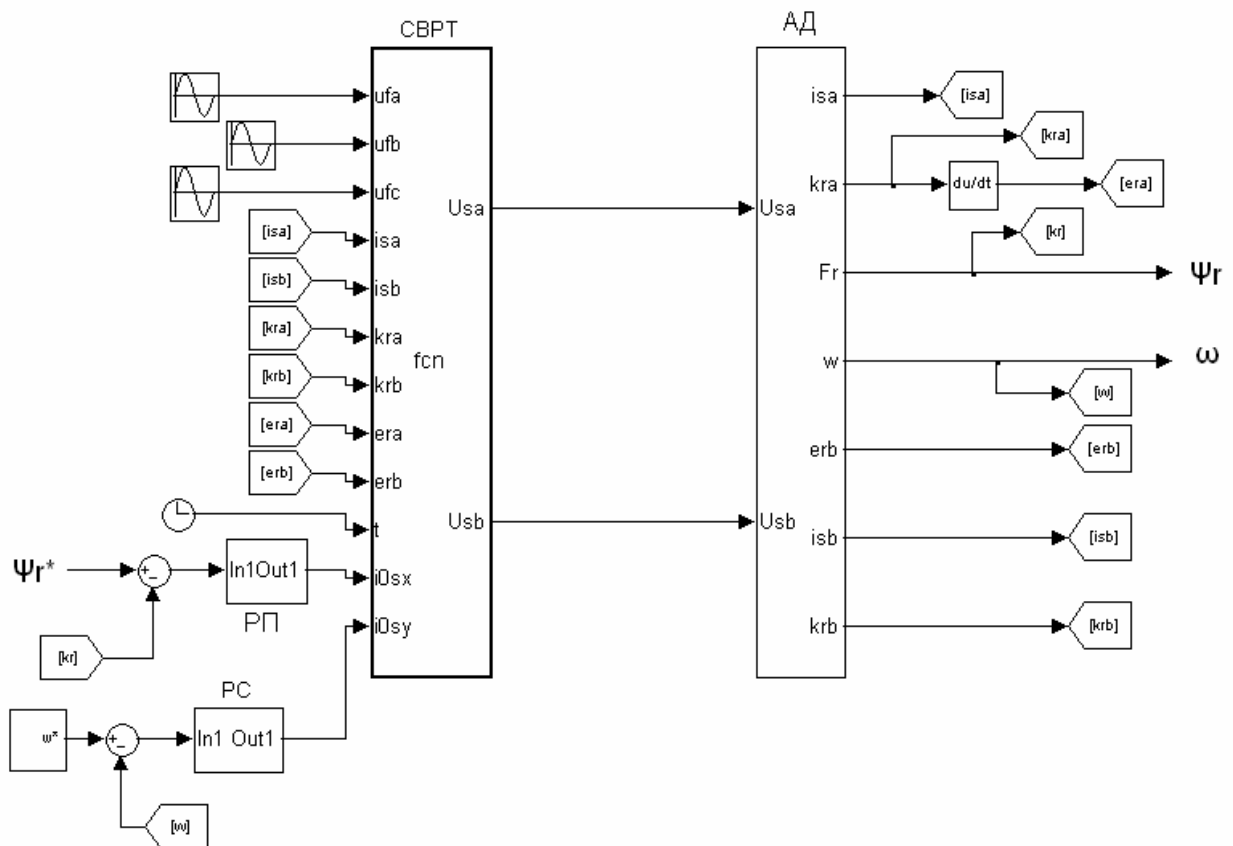


Рис. 4. Имитационная модель ч-р асинхронного ЭП с ДНПЧ-ШИМ

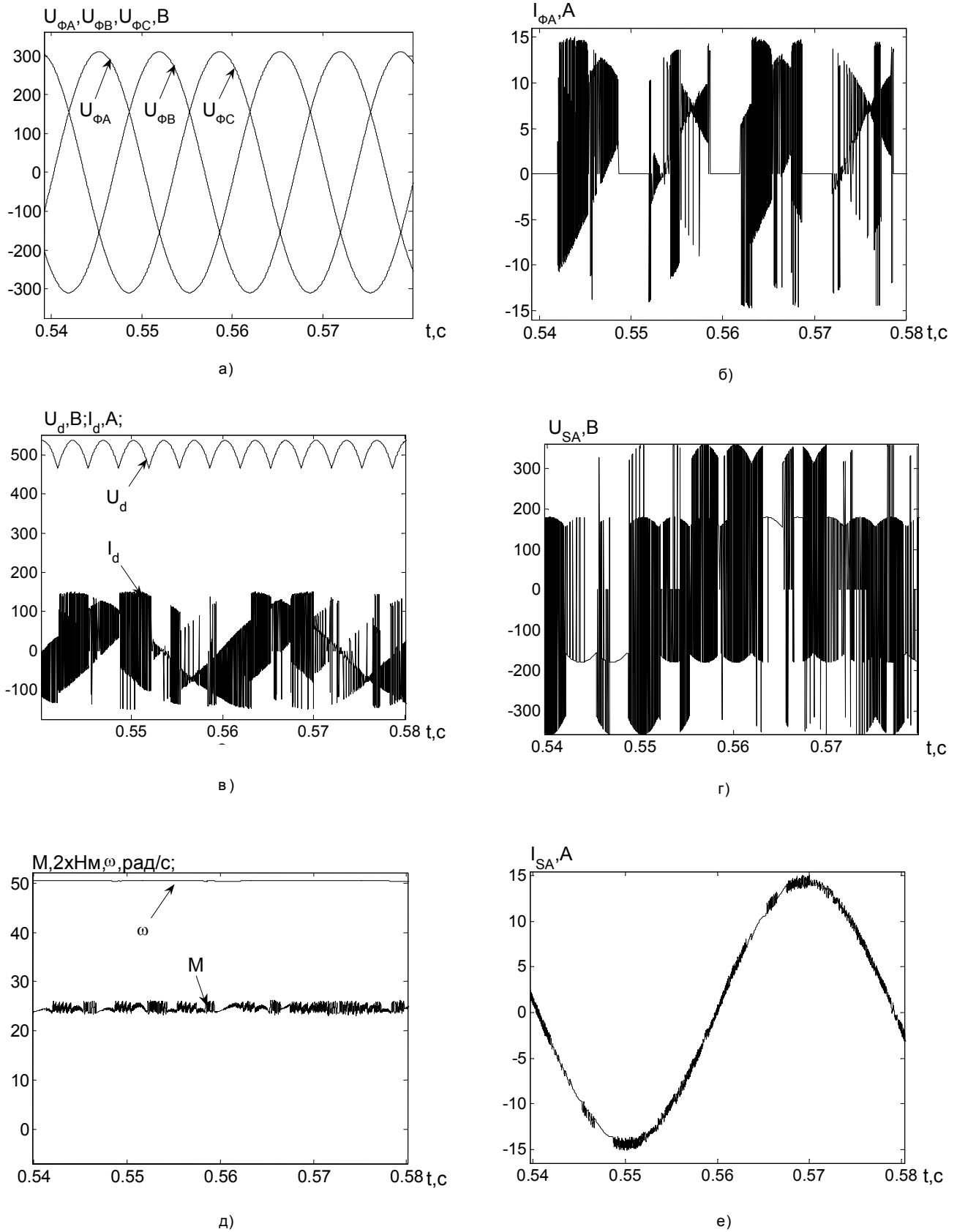
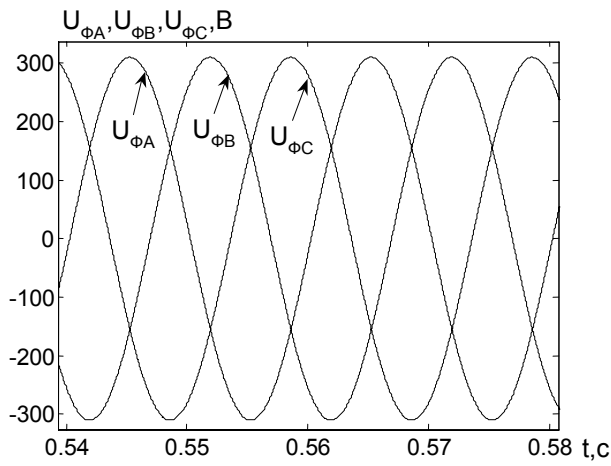
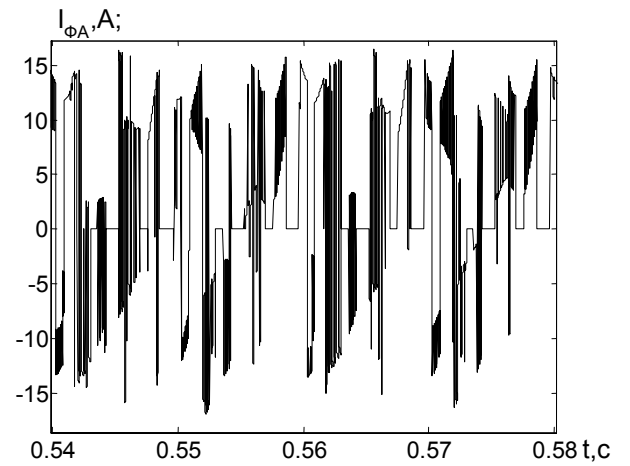


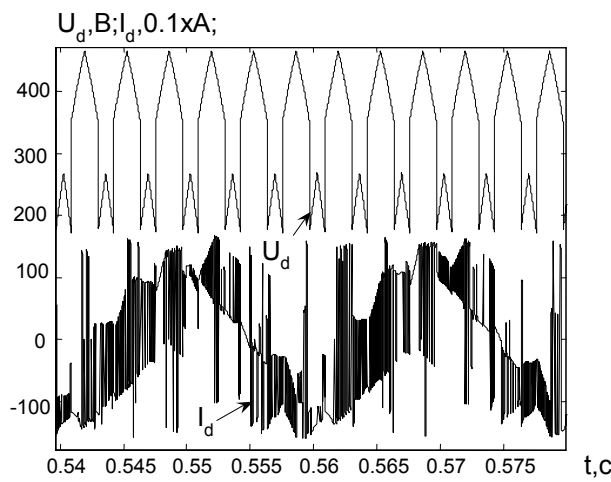
Рис. 5. Электромагнитные процессы для стационарного режима ДНПЧ-ШИМ, соответствующие первому варианту управления активным выпрямителем



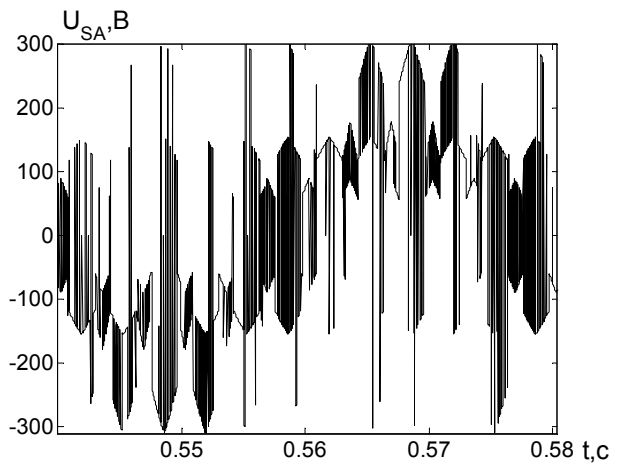
а)



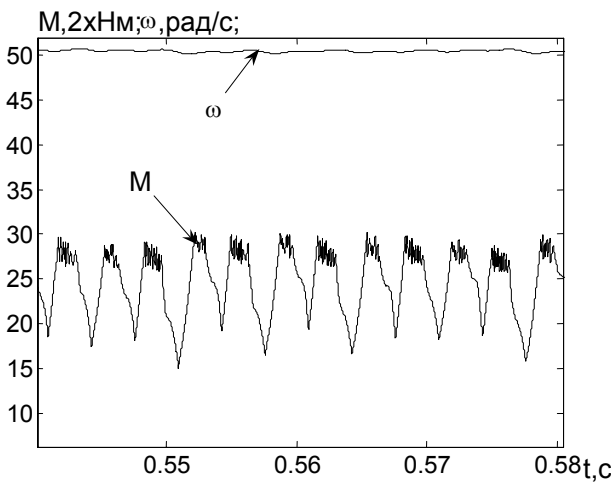
б)



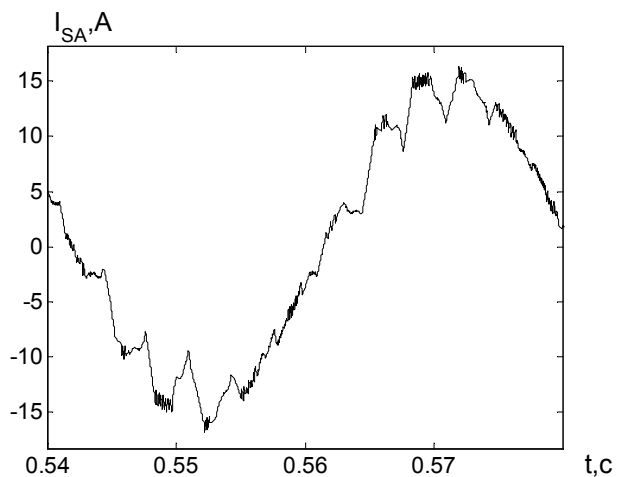
в)



г)



д)



е)

Рис. 6. Электромагнитные процессы для стационарного режима ДНПЧ-ШИМ, соответствующие второму варианту управления активным выпрямителем

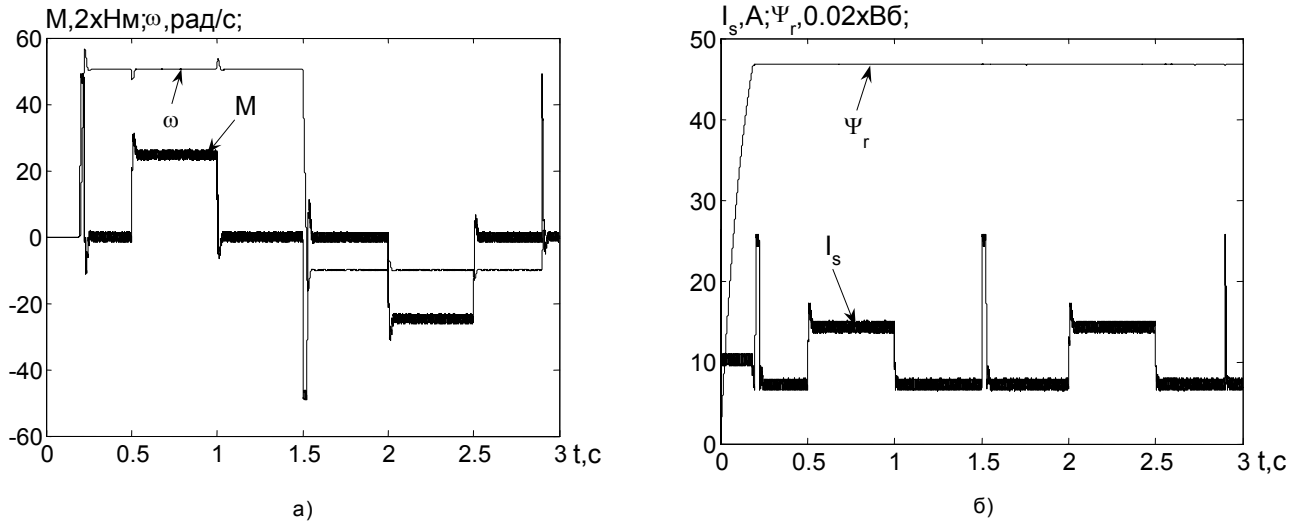


Рис. 7. Электромеханические процессы двигателя для переходных режимов: начального намагничивания, разгона, наброса и сброса номинальной нагрузки, реверса и торможения до полной остановки, соответствующие первому варианту управления активным выпрямителем

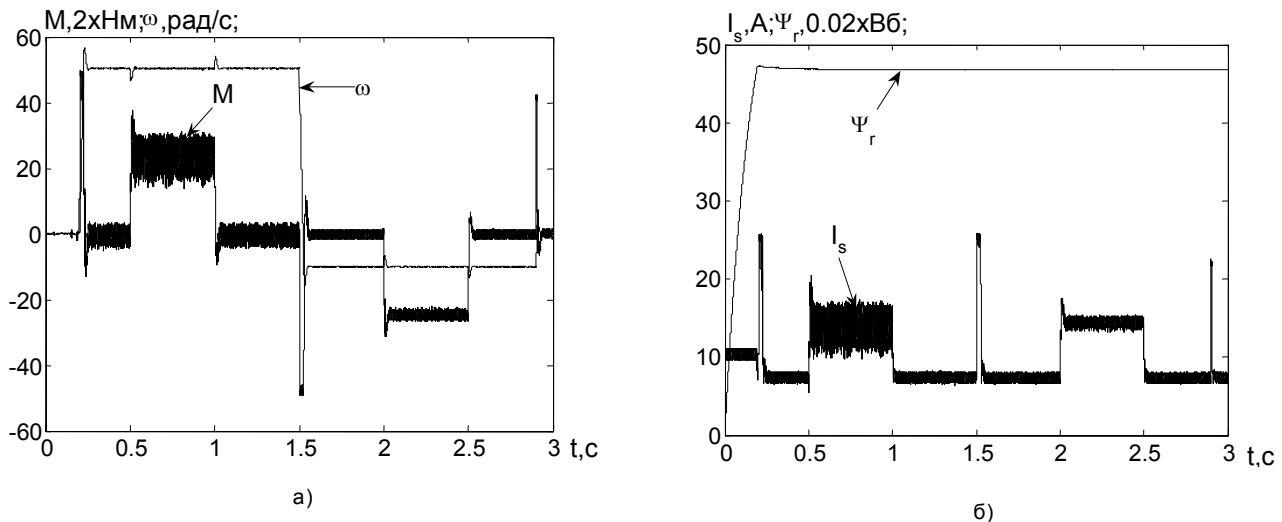


Рис. 8. Электромеханические процессы двигателя для переходных режимов: начального намагничивания, разгона, наброса и сброса номинальной нагрузки, реверса и торможения до полной остановки, соответствующие второму варианту управления активным выпрямителем

Выводы

1. Разработанная имитационная модель двухзвенного непосредственного преобразователя частоты, нагруженного на асинхронный двигатель, отображает реальные электромагнитные и электромеханические процессы в данных преобразователе частоты и двигателе (с отклонением от эксперимента менее, чем на 5–7 %) и предназначена для последующих исследований стационарных и динамических режимов работы частотно-регулируемых электроприводов, создаваемых на основе ДНПЧ-ШИМ.

2. На гармонический состав выходных токов и частоту переключения силовых ключей автономного инвертора оказывают существенное влияние применяемые алгоритмы управления силовыми ключами активного выпрямителя, что требует отдельного глубокого исследования данного вопроса с целью нахож-

дения эффективных алгоритмов управления активным выпрямителем в асинхронном ЭП с ДНПЧ-ШИМ.

Перечень ссылок

1. Хрисанов В. И., Бржезинский Р. Анализ состояния и перспектив развития силовой электроники и электропривода (по материалам международной конференции ЕРЕ – РЕМС'2002). – № 6. – С. 10–15.
2. Шрейнер Р. Т., Ефимов А. А., Калыгин А. И., Корюков К. Н., Мухаматшин И. А. Концепция построения двухзвенных непосредственных преобразователей частоты для электроприводов переменного тока // Электротехника. – 2002. – № 12. – С. 30–39.
3. Шрейнер Р. Т., Кривовяз В. К., Калыгин А. И. Координатная стратегия управления непосредствен-

- ными преобразователями частоты с ШИМ для электроприводов переменного тока // Электротехника. – 2003. – №6. – С. 39–47.
4. Чехет Э. М., Соболев В. Н., Михальский С. Н., Шаповал И. А., Полищук С. Н. Тенденции развития матричных преобразователей для асинхронного электропривода // Вісник Національного технічного університету «Харківський політехнічний інститут»: Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія і практика. – 2005. – Вып.45. – С. 32–37.
 5. Tyshaki O., Riefenstahl U. Frequenzumrichter für Modernen drehstromantriebe:simulativer vergleich der halbleiterverluste//Збірник наукових праць Дніпродзержинського ДТУ. Темат. вип. «Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія й практика». – Дніпродзержинськ: ДДТУ, 2007. – С. 66–67.
 6. Klumpner C., Blasbjerg F., Thogersen P. Evaluation of the converter topologies suited for imergrated motor drives// Proceedings of IAS'2003-salt Lake City (USA).– 12–16 October, 2003. – Vol. 11.– P. 890–897.
 7. Ковач К. П., Рац И. Переходные процессы в машинах переменного тока / Пер. с нем. яз., – М.: Госэнергоиздат, 1963. – 744с.
 8. Пивняк Г. Г., Волков А. В. Современные частотно-регулируемые асинхронные электроприводы с широтно-импульсной модуляцией. – Дніпропетровськ: НГУ, 2006. – 470 с.
 9. Волков А. В. Исследование пускового режима асинхронного двигателя при питании от автономного инвертора с широтно-импульсным регулированием выходного напряжения / Техн. електродинаміка. – 1996. – № 5. – С. 37–42.
 10. Дьяконов В. П. MATLAB 6.5 SPI/7 + Simulink 5/6. Основы применения. – М.:СОЛОН – Пресс, 2005. – 800 с.

Поступила в редакцию 25.12.07 г.

Розроблена імітаційна модель дволанцюгового безпосереднього перетворювача частоти, навантаженого на асинхронний двигун, призначена для дослідження електромагнітних та електромеханічних процесів в перетворювачі частоти і двигуні.

A simulation model of the two-section direct transformer of frequency, loaded on the asynchronous engine, intended for research of electromagnetic and electromechanics processes in the transformer of frequency and engine are developed.

УДК 62-83: 681.51

А. С. Трухин

Имитационная модель реверсивного тиристорного электропривода постоянного тока с отдельным управлением

Разработана уточненная имитационная модель реверсивного тиристорного электропривода постоянного тока с отдельным управлением, посредством которой выполнен расчет электромеханических и электромагнитных процессов электропривода.

В связи с бурным развитием вычислительной техники на ее основе с использованием современных мощных вычислительных пакетов программ [1] создаются многочисленные имитационные модели [2], предназначенные для исследования электромагнитных и электромеханических процессов в автоматизированных электроприводах постоянного и переменного тока. Это чрезвычайно актуально и востребовано практикой, поскольку указанные имитационные модели позволяют значительно расширить количество исследуемых вариантов режимов электропривода, существенно уменьшить трудоемкость и сократить сроки проводимых исследований.

При этом, несмотря на то, что исследованию электромагнитных и электромеханических процессов в тиристорных электроприводах постоянного тока (ТЭПТ) на протяжении последних тридцати лет посвящены многочисленные работы (в том числе такие известные, как [3–5]), до настоящего времени вопросы создания имитационных моделей ТЭПТ с отдельным управле-

нием, учитывающих реальные дискретные свойства тиристорного преобразователя (ТП), остаются недостаточно рассмотренными.

Целью статьи является разработка уточненной имитационной модели тиристорного электропривода постоянного тока, в которой учитываются особенности функционирования мостовой схемы реверсивного ТП с отдельным управлением (РУ).

При разработке данной уточненной модели ТЭПТ, представленной на рис. 1, использованы следующие блоки пакета Simulink [1]:

- 1) Bridge firing unit – система импульсного фазового управления (СИФУ);
- 2) Universal Bridge – нереверсивный тиристорный мост;
- 3) DC Machine – двигатель постоянного тока;
- 4) Ls – индуктивность и активное сопротивление преобразователя;
- 5) W_{rw} – регулятор скорости;
- 6) W_{rt} – регулятор тока.