

[Рассальський О. М.] Сахно О. А., Конограй С. П., Козлов О. В. Методика вимірювання та обробки струму комплексної провідності головної ізоляції високовольтних апаратів 110–750 кВ при діагностуванні під робочою напругою

*Представлено розроблену методику вимірювання струму комплексної провідності головної ізоляції високовольтних апаратів 110–750 кВ при діагностуванні під робочою напругою. Запропоновано алгоритм математичної обробки сигналу для мінімізації експлуатаційних завод. Методика може бути використана для діагностики високовольтних трансформаторів струму, ввідів, нелінійних обмежувачів напруги та іншої апаратури в умовах експлуатації.*

**Ключові слова:** трансформатор, ізоляція головна, діагностика, струм провідності, обробка сигналу.

[Rassalsky A.] Sakhno A., Konogray S., Kozlov A. Measuring and processing technique of complex conduction current of 110–750 kV high-voltage equipment basic insulation at diagnostics under operating voltage

*The developed technique of complex conduction current measurement during on-line testing of 110–750 kV high-voltage equipment basic insulation is described. The algorithm of mathematical signal processing for operating noise minimization is proposed. The technique can be used for diagnostics of high-voltage current transformers, bushings, nonlinear voltage limiters and other equipment in operating conditions.*

**Key words:** transformer, basic insulation, diagnostics, conduction current, signal processing.

УДК 621.313

А. А. Колесников, А. Г. Лохматов канд. техн. наук

Запорізька державна інженерна академія

## ПРОГНОЗУЮЧЕ РЕЛЕЙНО-ВЕКТОРНЕ РЕГУЛЮВАННЯ СТАТОРНОГО СТРУМУ В АСИНХРОННОМУ ЕЛЕКТРОПРИВОДІ З МАТРИЧНИМ БЕЗПОСЕРЕДНІМ ПЕРЕТВОРЮВАЧЕМ ЧАСТОТИ

*Запропоновано прогнозує релейно-векторне регулювання статорного струму для асинхронного електропривода з матричним безпосереднім перетворювачем частоти, для якого методом імітаційного моделювання проведено дослідження електромеханічних та електромагнітних процесів вказаного електропривода в статичних та динамічних режимах.*

**Ключові слова:** асинхронний електропривід, матричний безпосередній перетворювач частоти, прогнозує релейно-векторне керування, імітаційне моделювання.

Останні роки характеризуються широким використанням у промисловості активних статичних перетворювачів частоти (СПЧ), що призначені для створення частотно-регульованих електроприводів з підвищеною швидкодією регулювання та покращеною електромагнітною сумісністю з мережею. З погляду схемотехнічних рішень активні перетворювачі можна розділити на дві групи. Перша – це дволанкові перетворювачі частоти (ДПЧ), що складаються із двох автономних інверторів напруги (АІН) або двох автономних інверторів струму (АІС), один із яких працює в режимі випрямлення, а інший – в режимі інвертування. У проміжній ланці по-

стійного струму встановлюється для АІН – ємність, що згладжує, для АІС – реактор. Наявність громіздкого фільтра в проміжній ланці є одним з найбільш істотних недоліків схем ДПЧ. Однак сьогодні найбільший інтерес у світі та Україні викликає друга група перетворювачів – безпосередні перетворювачі частоти (БПЧ), у структурі яких відсутній проміжний фільтр. Як наслідок, БПЧ має кращі масогабаритні та динамічні показники в порівнянні з активними ДПЧ, також забезпечує двосторонній обмін енергією з мережею живлення, має форму кривої вхідного та вихідного струмів, близьку до синусоїдальної і, як наслідок, високу швидкодію регу-

лювання, зменшені втрати потужності та покращену якість електромагнітної сумісності перетворювача з мережею живлення [1].

Відомі системи векторного регулювання статорного струму базуються на використанні в них широтно-імпульсної модуляції з явно вираженими модуляторами [2] та релейного керування [3, 4], що можуть бути застосовані, на жаль, тільки для АІН-ШІМ або дволанкових БПЧ та є непридатними для матричного безпосереднього перетворювача частоти (МБПЧ). Відомі СВРС, які використовуються для МБПЧ, основані на просторовій стратегії керування [5, 6] і характеризуються відносною складністю алгоритму керування.

Метою даної статті є розробка та дослідження прогнозуючого релейно-векторного керування для асинхронного електропривода (АЕП) з МБПЧ.

На рис. 1 наведено схему трифазного матричного безпосереднього перетворювача частоти [5, 7, 8], що містить 18 керованих напівпровідникових ключів VT1-VT18 (типу IGBT, MOSFET, IGCT та ін.), шунтованих зворотно ввімкненими діодами VD1-VD18, та живить асинхронний короткозамкнений двигун (АД). Для регулювання електропривода з вказаним перетворювачем авторами запропонована система автоматичного керування (САК) швидкості цього електропривода, узагальнену функціональну схему якої наведено на рис. 2, де прийнято такі умовні позначення: СВРС – система

векторного регулювання струму; СКП – система керування перетворювачем; РП – регулятор потужності; РШ – регулятор швидкості; БО1, БО2 – блоки обмеження, які обмежують відповідно задання на намагнічуючу та активну проекції статорного струму електродвигуна; БІП – блок ідентифікації параметрів; БДН – блок датчиків напруги; БДС – блок датчиків струму; БДНМ – блок датчиків напруги мережі. При цьому МБПЧ являє собою багатомірний, багатозв'язковий об'єкт, що вимагає використання сучасних методів керування, і зокрема – прогнозуючого релейно-векторного керування.

У складі САК електропривода на рис. 2 авторами запропоновано нову СВРС, яка виконана з прогнозуючим релейно-векторним керуванням та ілюструється функціональною схемою на рис. 3. На цьому рисунку прийнято такі позначення:  $I_{sx}$ ,  $I_{sy}$  – значення відповідно намагнічуючої та активної проекції статорного струму;  $I_{sx}^*$ ,  $I_{sy}^*$  – бажані значення відповідно намагнічуючої та активної проекції статорного струму, що надходять від зовнішніх контурів відповідно потокозчеплення та швидкості;  $I_x^*$ ,  $I_y^*$  – уставки відповідно намагнічуючої та активної проекції статорного струму, що відповідають бажаній точності відпрацювання проекцій статорного струму (для загальнопромислових систем складають 5 % від номінального струму електродвигуна);

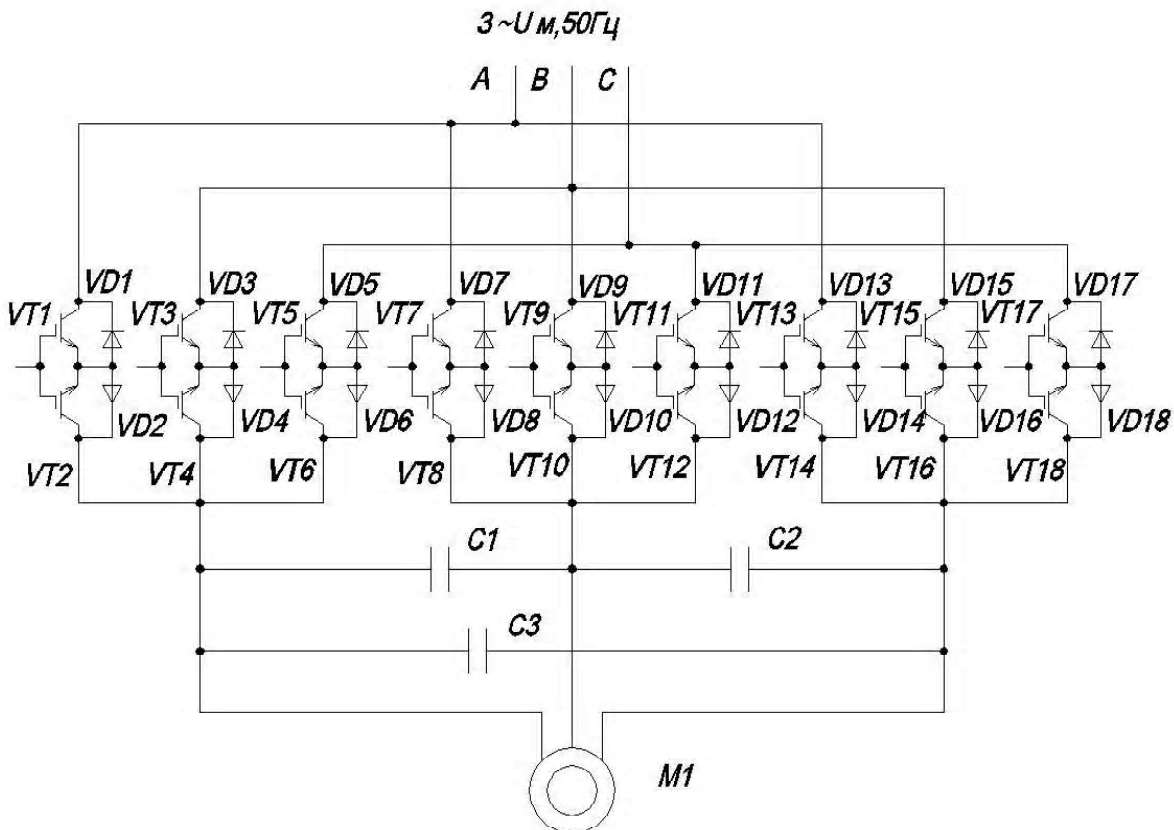


Рис. 1. Електрична схема трифазного МБПЧ

$\Delta I_x, \Delta I_y$  – різниця між бажаним та реальним значеннями відповідно намагнічуючої та активної проєкцій статорного струму;  $m$  – натуральне число у інтервалі від 1 до 25, що показує, яка комбінація фазних напруг буде подана на електродвигун (для всіх різних можливих робочих варіантів (комбінацій) станів силових ключів  $a_1, a_2, a_3; v_1, v_2, v_3; c_1, c_2, c_3$  [8] трифазного

МБПЧ наведено у табл. 1 відповідні значення узагальненого вектора статорної напруги  $\bar{U}_{s(m)} = U_{s(m)} e^{j\theta_{s(m)}}$ ; К1, К2 – компаратори; БВК – блок вибору комбінації; ПФ1 – перетворювач фаз; КП1 – координатний перетворювач; ОПЗН – обчислювач програмних значень напруги.

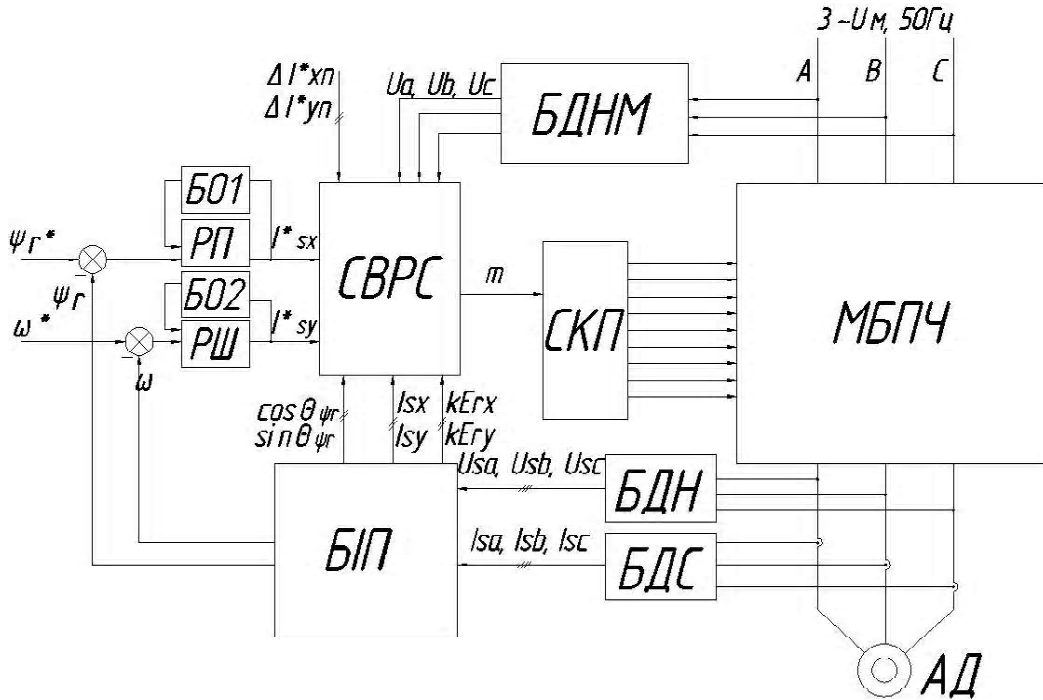


Рис. 2. Узагальнена функціональна схема релейно-векторної САК швидкості асинхронного електропривода з МБПЧ

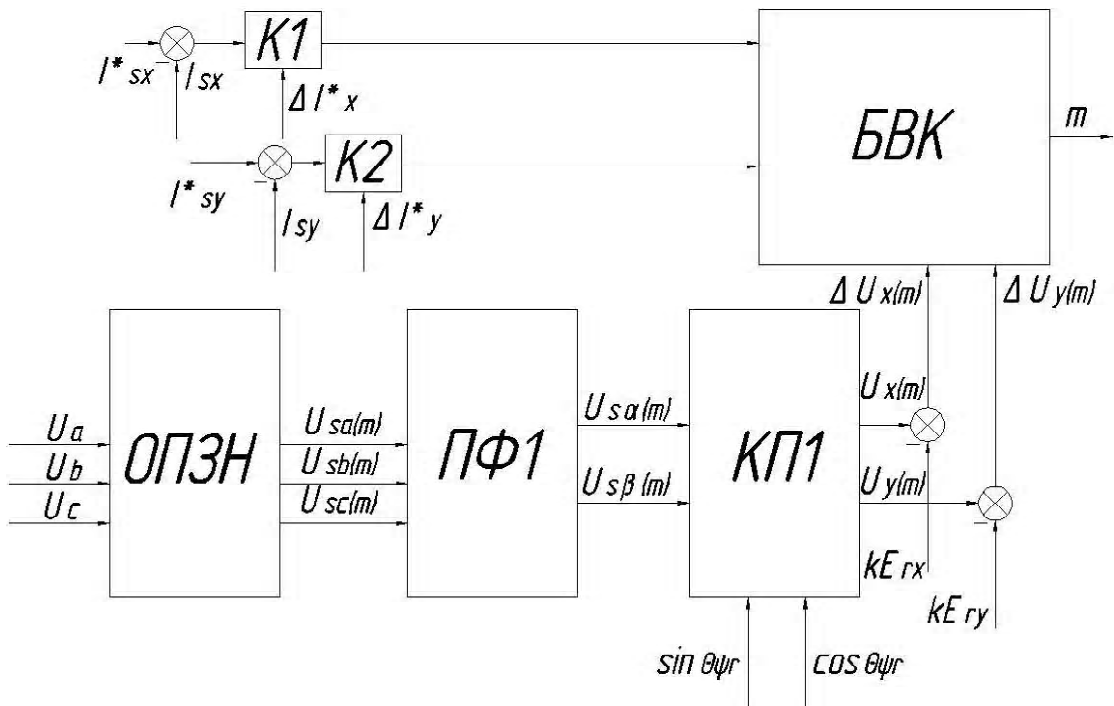


Рис. 3. Функціональна схема релейно-векторної СВРС з прогнозуючим керуванням

**Таблиця 1** – Стан силових ключів та відповідні значення узагальненого вектора вихідної напруги трифазного МБПЧ

m	Значення узагальненого вектора $\bar{U}_{s(m)} = U_{s(m)} e^{j\theta_{s(m)}}$	Стан силових ключів МБПЧ								
		a1	a2	a3	v1	v2	v3	c1	c2	c3
1	$U_{\phi M} e^{j(\omega_{\phi t} + \alpha_0)}$	+	-	-	-	+	-	-	-	+
2	$U_{\phi M} e^{j(\omega_{\phi t} + \alpha_0 + 2\pi/3)}$	-	-	+	+	-	-	-	+	-
3	$U_{\phi M} e^{j(\omega_{\phi t} + \alpha_0 + 4\pi/3)}$	-	+	-	-	-	+	+	-	-
4	$U_{\phi M} e^{-j(\omega_{\phi t} + \alpha_0)}$	+	-	-	-	-	+	-	+	-
5	$U_{\phi M} e^{-j(\omega_{\phi t} + \alpha_0 + 2\pi/3)}$	-	-	+	-	+	-	+	-	-
6	$U_{\phi M} e^{-j(\omega_{\phi t} + \alpha_0 + 4\pi/3)}$	-	+	-	+	-	-	-	-	+
7	$\frac{2}{\sqrt{3}} U_{\phi M} \cos(\omega_{\phi t} + \alpha_0 - \pi/6)$	+	-	-	-	-	+	-	-	+
8	$\frac{2}{\sqrt{3}} U_{\phi M} \cos(\omega_{\phi t} + \alpha_0 - \pi/2)$	-	+	-	-	-	+	-	-	+
9	$\frac{2}{\sqrt{3}} U_{\phi M} \cos(\omega_{\phi t} + \alpha_0 - 5\pi/6)$	-	+	-	+	-	-	+	-	-
10	$\frac{2}{\sqrt{3}} U_{\phi M} \cos(\omega_{\phi t} + \alpha_0 - 7\pi/6)$	-	-	+	+	-	-	+	-	-
11	$\frac{2}{\sqrt{3}} U_{\phi M} \cos(\omega_{\phi t} + \alpha_0 - 3\pi/2)$	-	-	+	-	+	-	-	+	-
12	$\frac{2}{\sqrt{3}} U_{\phi M} \cos(\omega_{\phi t} + \alpha_0 - 1\pi/6)$	+	-	-	-	+	-	-	+	-
13	$\frac{2}{\sqrt{3}} U_{\phi M} \cos(\omega_{\phi t} + \alpha_0 - \pi/6) \cdot e^{j2\pi/3}$	-	-	+	+	-	-	-	-	+
14	$\frac{2}{\sqrt{3}} U_{\phi M} \cos(\omega_{\phi t} + \alpha_0 - \pi/2) \cdot e^{j2\pi/3}$	-	-	+	-	+	-	-	-	+
15	$\frac{2}{\sqrt{3}} U_{\phi M} \cos(\omega_{\phi t} + \alpha_0 - 5\pi/6) \cdot e^{j2\pi/3}$	+	-	-	-	+	-	+	-	-
16	$\frac{2}{\sqrt{3}} U_{\phi M} \cos(\omega_{\phi t} + \alpha_0 - 7\pi/6) \cdot e^{j2\pi/3}$	+	-	-	-	-	+	+	-	-
17	$\frac{2}{\sqrt{3}} U_{\phi M} \cos(\omega_{\phi t} + \alpha_0 - 3\pi/2) \cdot e^{j2\pi/3}$	-	+	-	-	-	+	-	+	-
18	$\frac{2}{\sqrt{3}} U_{\phi M} \cos(\omega_{\phi t} + \alpha_0 - 11\pi/6) \cdot e^{j2\pi/3}$	-	+	-	+	-	-	-	+	-
19	$\frac{2}{\sqrt{3}} U_{\phi M} \cos(\omega_{\phi t} + \alpha_0 - \pi/6) \cdot e^{j4\pi/3}$	-	-	+	-	-	+	+	-	-
20	$\frac{2}{\sqrt{3}} U_{\phi M} \cos(\omega_{\phi t} + \alpha_0 - \pi/2) \cdot e^{j4\pi/3}$	-	-	+	-	-	+	-	+	-
21	$\frac{2}{\sqrt{3}} U_{\phi M} \cos(\omega_{\phi t} + \alpha_0 - 5\pi/6) \cdot e^{j4\pi/3}$	+	-	-	+	-	-	-	+	-
22	$\frac{2}{\sqrt{3}} U_{\phi M} \cos(\omega_{\phi t} + \alpha_0 - 7\pi/6) \cdot e^{j4\pi/3}$	+	-	-	+	-	-	-	-	+
23	$\frac{2}{\sqrt{3}} U_{\phi M} \cos(\omega_{\phi t} + \alpha_0 - 3\pi/2) \cdot e^{j4\pi/3}$	-	+	-	-	+	-	-	-	+
24	$\frac{2}{\sqrt{3}} U_{\phi M} \cos(\omega_{\phi t} + \alpha_0 - 11\pi/6) \cdot e^{j4\pi/3}$	-	+	-	-	+	-	+	-	-
25	0	+	-	-	+	-	-	+	-	-
	0	-	+	-	-	+	-	-	+	-
	0	-	-	+	-	-	+	-	-	+

Розглянемо функціонування запропонованої СВРС. БВК призначений для вибору однієї комбінації з загальної кількості у кожний момент часу. При цьому алгоритм його функціонування такий.

У першому випадку, якщо обидві проекції знаходяться у бажаному інтервалі, що описується умовою

$$\left. \begin{aligned} |\Delta I_x| < \Delta I^*_{xn} \\ |\Delta I_y| < \Delta I^*_{yn} \end{aligned} \right\}, \quad (1)$$

зберігається незмінна (вибрана у попередній такт часу) комбінація відкриття ключів ( $m = \text{const}$ ).

У другому випадку – якщо за межі бажаного інтервалу виходить тільки намагнічуюча проекція статорного струму – описується умовою

$$\left. \begin{aligned} |\Delta I_x| \geq \Delta I^*_{xn} \\ |\Delta I_y| < \Delta I^*_{yn} \end{aligned} \right\}, \quad (2)$$

здається нова комбінація  $m$ , що задовольняє системі:

$$\left. \begin{aligned} \text{sign}[\Delta U_x(m)] = \text{sign}(\Delta I_x) \\ |\Delta U_x(m)| = \max \end{aligned} \right\}. \quad (3)$$

У третьому випадку, коли за межі бажаного інтервалу виходить тільки активна проекція статорного струму, за умови

$$\left. \begin{aligned} |\Delta I_x| < \Delta I^*_{xn} \\ |\Delta I_y| \geq \Delta I^*_{yn} \end{aligned} \right\}, \quad (4)$$

здається нова комбінація  $m$ , що задовольняє критеріям:

$$\left. \begin{aligned} \text{sign}[\Delta U_y(m)] = \text{sign}(\Delta I_y) \\ |\Delta U_y(m)| = \max. \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

Четвертий, найскладніший, випадок, якщо обидві проекції струму вийшли за межі бажаного інтервалу, описується умовою

$$\left. \begin{aligned} |\Delta I_x| \geq \Delta I^*_{xn} \\ |\Delta I_y| \geq \Delta I^*_{yn} \end{aligned} \right\}, \quad (6)$$

здається нова комбінація  $m$ , що задовольняє таким критеріям:

$$\left. \begin{aligned} \text{sign}[\Delta U_y(m)] = \text{sign}(\Delta I_y) \\ |\Delta U_y(m)| = \max \end{aligned} \right\}, \text{ якщо } \Delta I_y > 0,5 \cdot \Delta I_x; \quad (7)$$

$$\left. \begin{aligned} \text{sign}[\Delta U_x(m)] = \text{sign}(\Delta I_x) \\ |\Delta U_x(m)| = \max \end{aligned} \right\}, \text{ якщо } \Delta I_y \leq 0,5 \cdot \Delta I_x. \quad (8)$$

При цьому значення коефіцієнта 0,5 визначалося

експериментально в ході імітаційного моделювання.

Для дослідження електромеханічних та електромагнітних процесів в АЕП з МБПЧ створено імітаційну модель вказаного електропривода [9], яка показана на рис. 4, де прийнято такі позначення: 1 – БДНМ, 2 – блок аналогових регуляторів потокозчеплення ротора та кутової швидкості електродвигуна, 3 – СВРС, 4 – БДС, 5 – БІП, 6 – БДН, 7 – АД, 8 – мережа живлення, 9, 10 – відповідно вхідний та вихідний фільтри перетворювача, 11 – МБПЧ.

Математичне моделювання АЕП з МБПЧ було проведено за таких умов: величина задання потокозчеплення ротора двигуна весь час залишалася номінальною (рівною 0,889 Вб), задавалося обмеження струму при розгоні та гальмуванні, яке дорівнює двократному по відношенню до номінального значення струму

електродвигуна.

Відомо, що при напрузі мережі, що дорівнює номінальній напрузі електродвигуна, з використанням матричного безпосереднього перетворювача частоти, можливо досягти приблизно 86 % від його номінальної швидкості [1]. В даній моделі для того, щоб досягти номінальної швидкості двигуна, напруга мережі живлення складає 120 % від номінального значення.

Отримані результати моделювання електромагнітних та механічних процесів у АЕП з МБПЧ показано на рис. 5–8, де використовуються такі позначення:  $U_a$  – вхідна фазна напруга МБПЧ;  $U_{sa}$  та  $I_{sa}$  – фазні статорні напруга та струм електродвигуна відповідно;  $I_{sy}$ ,  $\omega$  – активна складова статорного струму та швидкість електродвигуна відповідно,  $\Psi_r$ ,  $M$  – потокозчеплення ротора та момент електродвигуна відповідно.

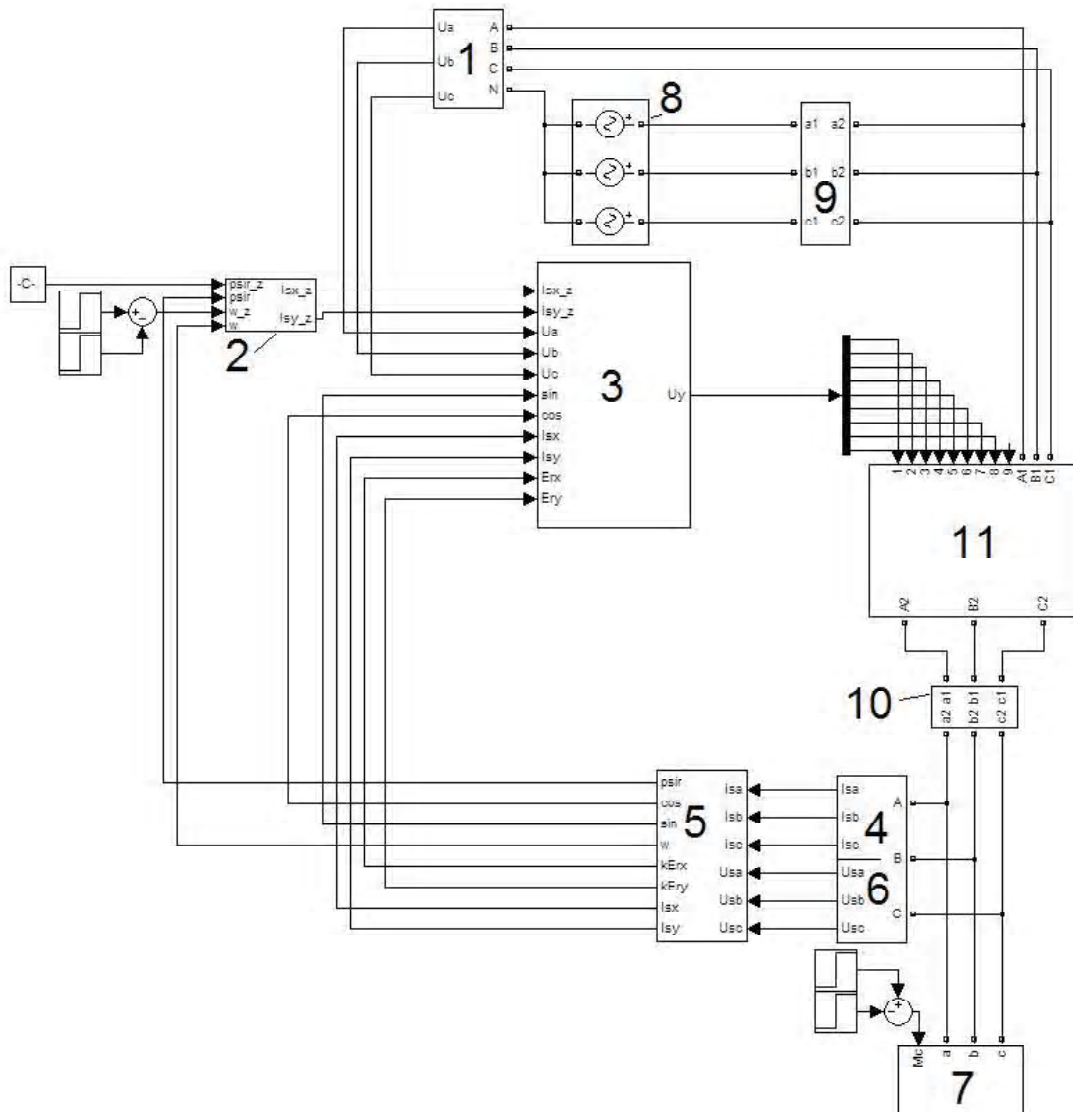


Рис. 4. Імітаційна модель асинхронного електропривода з МБПЧ

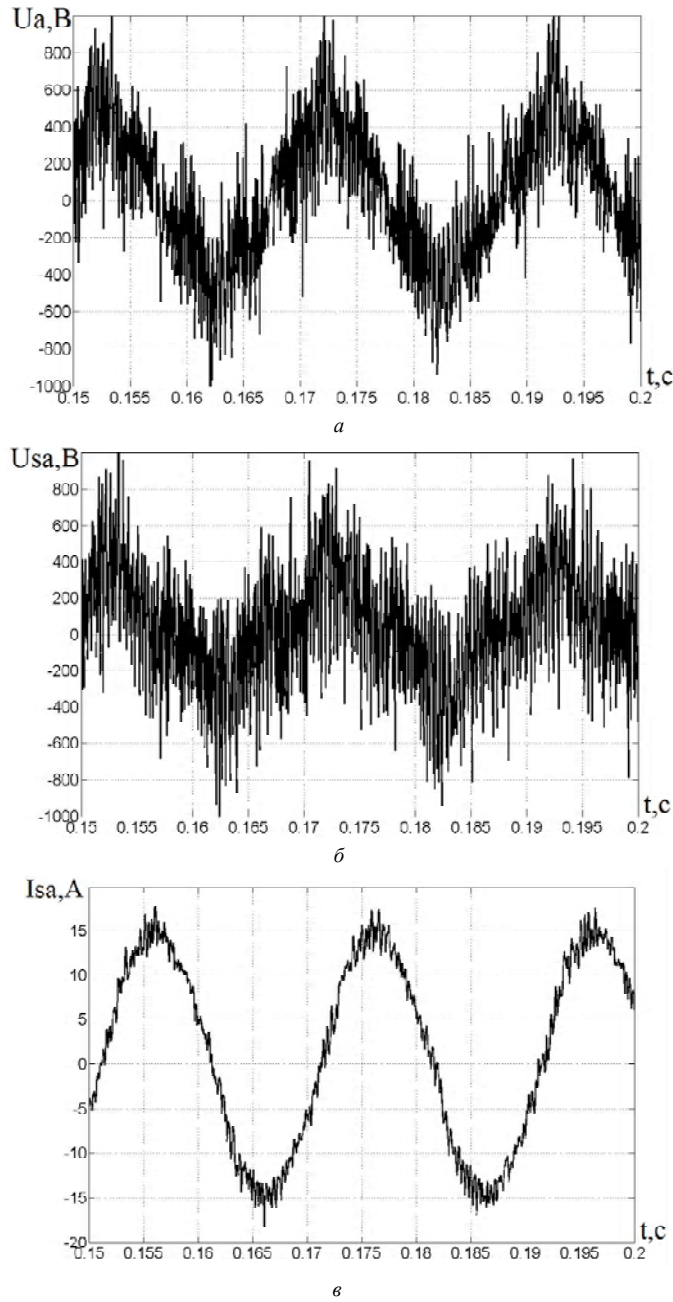


Рис. 5. Електромагнітні процеси в АЕП з МБПЧ при номінальній швидкості (100,7 рад/с) та номінальному навантаженні (49,2 Нм)

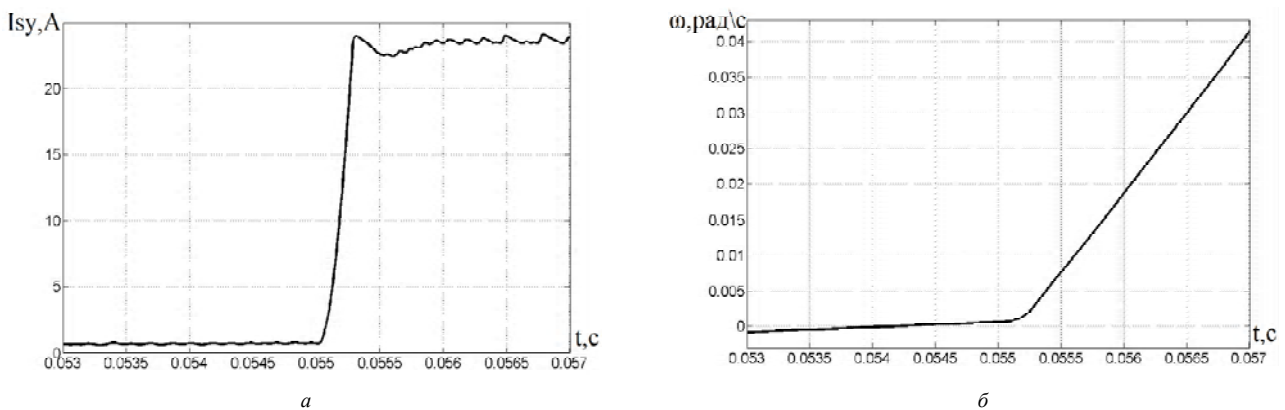
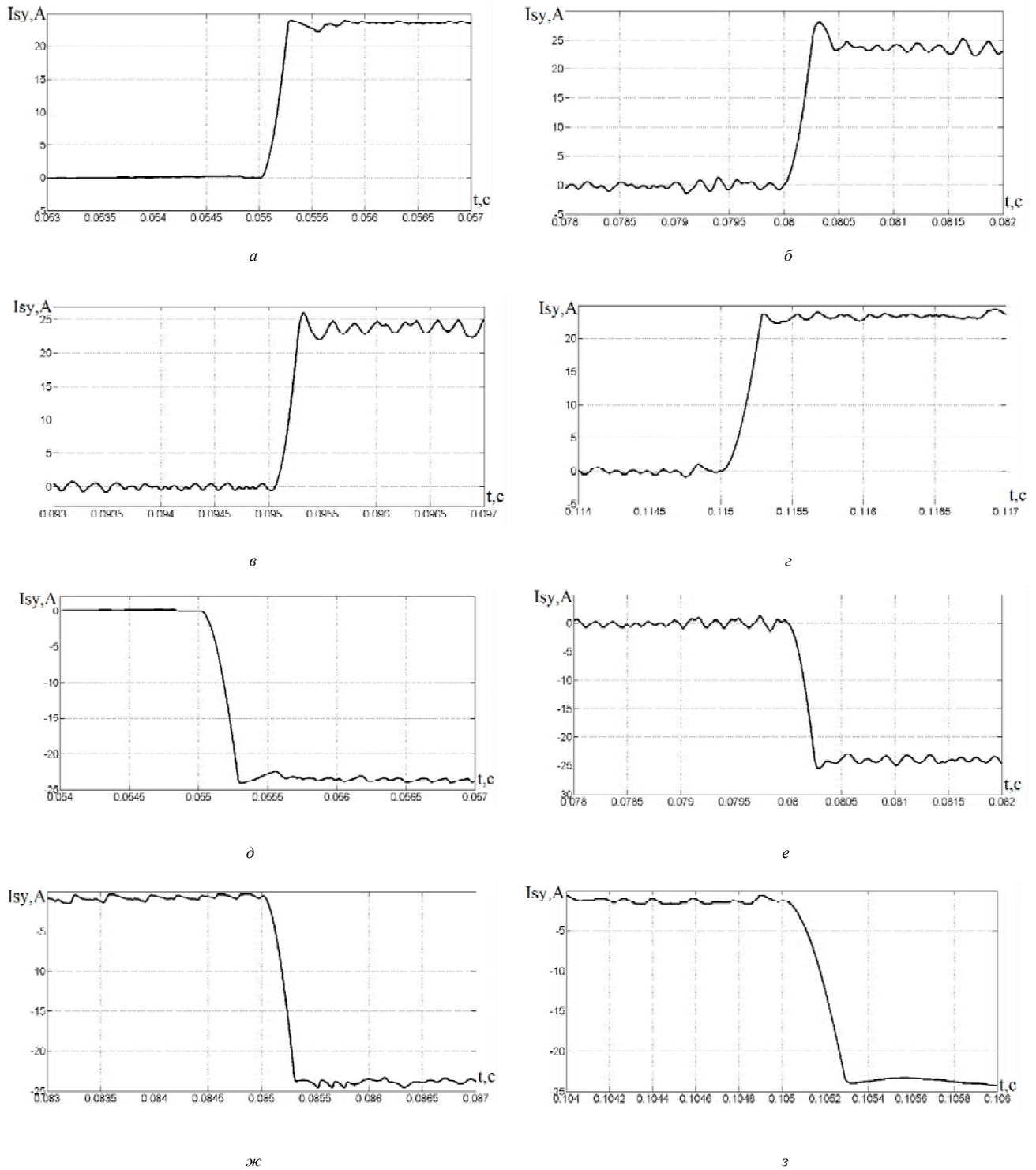


Рис. 6. Електромагнітний (а) та механічний (б) процеси в АЕП з МБПЧ при роботі «на упор»



**Рис. 7.** Електромагнітні процеси у АЕП з МБПЧ при відпрацюванні задання активної проекції струму статора, рівного за модулем подвійному від номінального: *a–г)* додатного; *д–з)* від’ємного; *a, д)* при нульовій швидкості двигуна; *б, е)* при швидкості двигуна, що дорівнює 25 % від номінальної; *в, ж)* при швидкості двигуна, що дорівнює 50 % від номінальної; *г, з)* при швидкості двигуна, що дорівнює 100 % номінальної

Електромагнітні та механічні процеси в АЕП з МБПЧ у циклі роботи електропривода, що складається з намагнічування двигуна, розгону до номінальної швидкості, стрибкоподібне накидання та скидання номіналь-

ного навантаження, реверс до швидкості, що складає половину від номінальної швидкості електродвигуна, та гальмування до повної зупинки, показано на рис. 8.

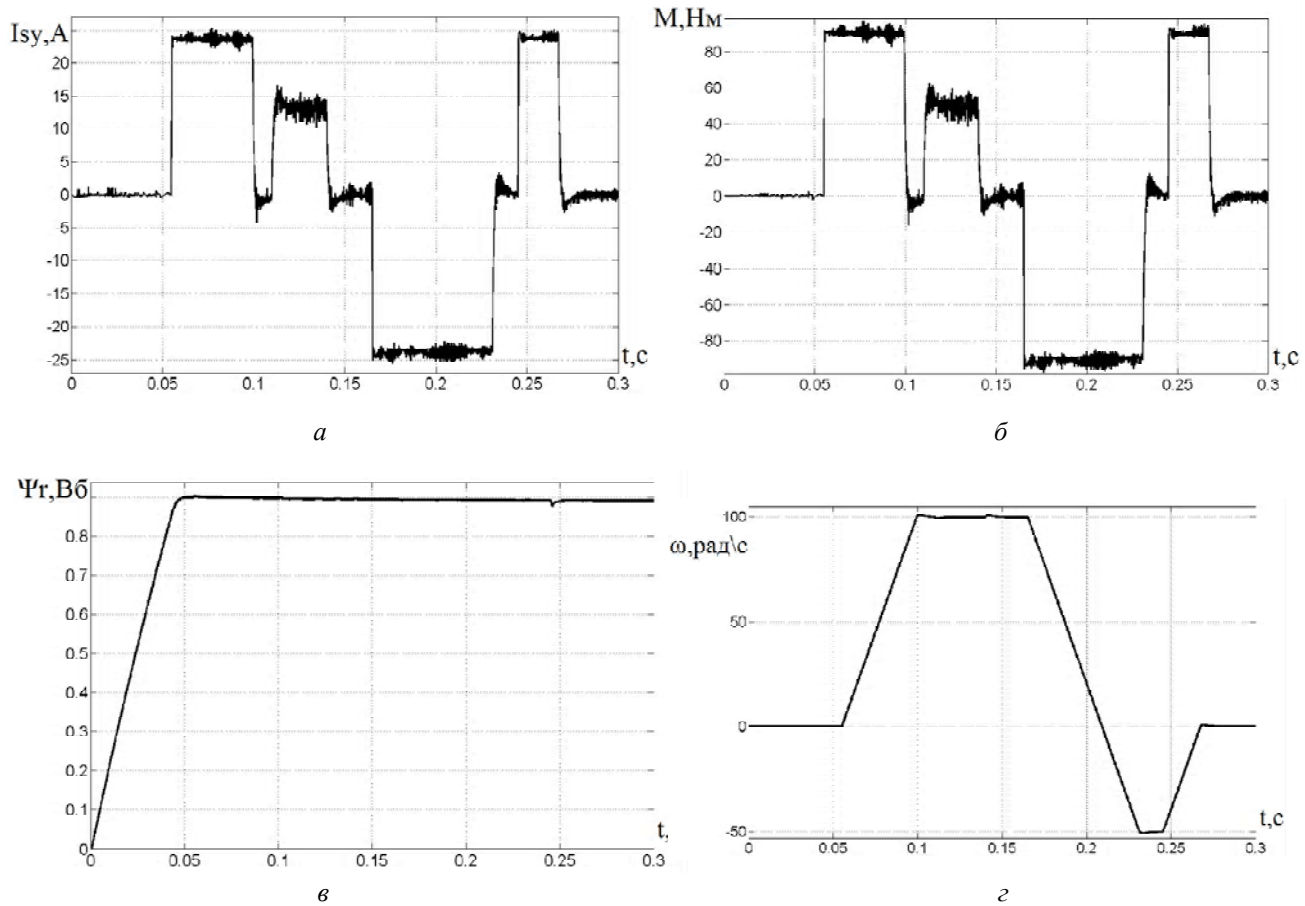


Рис. 8. Електромагнітні та механічні процеси в АЕП з МБПЧ

## Висновки

1. Розроблена система релейно-векторного регулювання статорного струму з прогнозуючим керуванням для АЕП з МБПЧ характеризується спрощеним алгоритмом керування у порівнянні з існуючими системами векторного регулювання для АЕП з МБПЧ [1–5].

2. Запропонована імітаційна модель АЕП з МБПЧ призначена для дослідження функціонування вказаного ЕП в статичних та динамічних режимах, отримання графіків електромагнітних та електромеханічних процесів привода.

3. В результаті імітаційного моделювання виявлено: розроблена прогнозуюча релейно-векторна СВРС дозволяє досягти високої швидкодії та точності регулювання статорного струму.

4. Як видно з рис. 7, час відпрацювання подвійного (відносно номінального) значення активної проекції струму статора складає менше 1 мс, що на рівні кращих відомих систем векторного регулювання статорного струму. Час відпрацювання задання активної проекції струму статора практично не залежить від полярності задання та поточної кутової швидкості електропривода.

## СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Saul Lopez Arevalo. Matrix Converter for Frequency Changing Power Supply Applications, Ph.D. thesis, University of Nottingham. – England. – 2008. – 250 p.
2. Шрейнер Р.Т. Математическое моделирование электроприводов переменного тока с полупроводниковыми преобразователями частоты. – Екатеринбург: Изд-во УРО РАН. – 2000. – 654 с.
3. Садовой А.В. Синтез алгоритмов разрывного полеориентированного управления асинхронными электроприводами / А.В. Садовой, Ю.М. Клименко, А.Л. Дерез, Ю.В. Сохина // Проблемы автоматизованого електропривода. Теорія та практика. – Харків: ХІП. – 1994. – С.126-129.
4. Chekhet E., Mikhalsky V., Sobolev V., Shapoval I. Control and commutation technique for matrix converter/ E. Chekhet, V. Mikhalsky, V. Sobolev, I. Shapoval // Technical electrodynamic. Special issue on Problems of present-day electrotechnics. – 2006. – Vol. 1. – P. 56–67.
5. Чехет Э.М. Непосредственные преобразователи частоты для электропривода. / Э.М. Чехет,



- В. П. Мордач, В. Н. Соболев. – К. : Наук. Думка. – 1988. – 224 с.
6. Casadei D. Matrix Converter Communication Strategy Using both Output Current and Input Voltage Sign Measurement / D. Casadei, A. Trentin, M. Matteini, M. Calvini // 10th European Conference on Power Electronics and Applications EPE-2003. – Toulouse, France. – 2003 (CD-ROM).
  7. Чехет Э.М. Тенденции развития матричных преобразователей для асинхронного электропривода / Э. М. Чехет, В. Н. Соболев, В. М. Михальский // Проблемы автоматизованого электропривода. Теорія та практика: Вісник НТУ-ХПІ. – Харків. – 2005. – Вип. 45. – С. 32–37.
  8. Пивняк Г.Г. Современные частотно-регулируемые электроприводы с широтно-импульсной модуляцией / Г.Г. Пивняк, А.В. Волков – Днепропетровск: НГУ. – 2006. – 470 с.
  9. Bauer J. Development of a Compact Matrix Converter // Acta Polytechnica. – 2009. – Vol.49. – No. 2–3. – P. 64–69.

Стаття надійшла до редакції 17.06.2010

Колесников А. А., Лохматов А. Г. Прогнозирующее релейно-векторное регулирование статорного тока в асинхронном электроприводе с матричным непосредственным преобразователем частоты

*Предложено прогнозирующее релейно-векторное регулирование статорного тока для асинхронного электропривода с матричным непосредственным преобразователем частоты, для которого методом имитационного моделирования проведено исследование электромагнитных и электромеханических характеристик указанного электропривода в статических и динамических режимах.*

**Ключевые слова:** асинхронный электропривод, матричный непосредственный преобразователь частоты, прогнозирующее релейно-векторное управление, имитационное моделирование.

Kolesnikov A., Lohmatov A. Predictive relay-vector stator current control in induction electric drive with matrix direct frequency converter

*Predictive relay-vector stator current control is proposed for an induction electric drive with a matrix direct frequency converter. Electromagnetic and electromechanical characteristics of the electric drive were studied in static and dynamic operation modes using the simulation method.*

**Key words:** induction electric drive, matrix direct frequency converter, predictive relay-vector control, simulation

УДК 681.527.2

Е. М. Потапенко д-р техн. наук, Е. В. Душинова, А. Е. Казурова канд. техн. наук, С. Г. Деев

Запорожский национальный технический университет

## ЛИНЕЙНАЯ ДИНАМИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ С ВЕКТОРНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

*Составлена простая эквивалентная математическая модель для системы векторного управления АД с нелинейной математической моделью, достаточно точно описывающая работу исходной системы во всех режимах работы. Простота и линейность эквивалентной системы позволяют синтезировать законы управления исходной нелинейной системы хорошо разработанными линейными методами с существенно меньшими затратами времени на моделирование. Численное моделирование динамики исходной нелинейной и эквивалентной линейной систем показало хорошее совпадение переходных и стационарных процессов.*

**Ключевые слова:** модель, линейность, управление.

### Введение

Асинхронный двигатель (АД) является самым распространенным типом электродвигателей. Его отличается от других типов двигателей простота обслуживания,

дешевизна, высокая надежность, возможность работать в агрессивных средах. АД, вследствие их сложной динамики, изначально предназначались для нерегулируемых электроприводов. Развитие силовой электропреобра-