

АНАЛІЗ СИСТЕМ ЧАСТОТНОГО КЕРУВАННЯ ЕЛЕКТРОПРИВОДІВ ДЛЯ ЕЛЕКТРОТЕХНОЛОГІЙ

Проаналізовано наукові праці останніх років із питань систем керування електроприводів для електротехнологій. Розглянуто функціональну та структурну схеми сучасної системи частотного регулювання електропривода для електротехнологій, а також побудовано перехідні характеристики для різних налаштувань регуляторів.

Ключові слова: система керування, електропривод, електротехнології, частотне регулювання, перетворювач частоти.

Проанализированы научные работы последних лет по вопросам систем управления электроприводов для электротехнологий. Рассмотрены функциональная и структурная схемы современной системы частотного регулирования электропривода для электротехнологий, а также построены переходные характеристики для различных настроек регуляторов.

Ключевые слова: система управления, электропривод, электротехнологии, частотное регулирование, преобразователь частоты.

Scientific researches in recent years of control systems for electrical drive for electrical technologies are analyzed. Functional and structural schemes of the modern system with frequency controllers for electrotechnology are considered. Transient characteristics for different regulators settings are simulated.

Key words: control system, electrical drive, electrical technologies, frequency regulation, frequency converter.

Вступ. Постановка проблеми. Сучасні електротехнологічні установки широко використовуються в різних галузях промисловості, вони також затребувані в сільському господарстві. Автоматизовані електроприводи електротехнологічних установок обладнані системами керування з регуляторами певного типу. Проте основним недоліком цих систем є порівняно низька енергоефективність, що призводить до надмірного споживання енергетичної потужності електроприводом у цілому. Саме тому системи керування електроприводів для електротехнологій потребують удосконалення, а для сучасних електротехнологій актуальними залишаються питання енергозбереження в автоматизованих електроприводах технологічних установок, що забезпечують технологічні процеси, в яких електрична енергія застосовується безпосередньо, перетворюючись у робочій зоні в теплову, електромагнітну, хімічну, механічну та інші види енергії.

Системи частотного керування для електроприводів змінного струму здатні вирішити проблеми низької енергоефективності роботи електроприводів для електротехнологій. За

деякими даними економія електроенергії при їх використанні досягає 30 %. Крім того, частотні системи забезпечують високу точність і достатньо широкий діапазон регульованих величин.

Аналіз останніх досліджень та публікацій. У літературі останніх років широко висвітлені питання підвищення енергоефективності, моделювання і застосування сучасних систем керування електроприводів для електротехнологій [1-13]. У них розглянуто частотні системи з векторним, скалярним алгоритмом керування або з прямим керуванням моментом. Саме тип виконавчого механізму та вимоги, що висувуються до його електропривода є визначальними при виборі того чи іншого алгоритму керування.

Велика кількість позначень у літературі фізичних величин для векторних і скалярних систем керування призводить до труднощів при розгляді та порівнянні таких систем. У [1] пропонуються підходи до уніфікації позначень таких систем, а також на прикладах вітчизняних і зарубіжних серійних асинхронних двигунів визначаються фактичні значення динамічних параметрів машин для полегшення розробки електроприводів для електротехнологій.

Опису особливостей моделювання асинхронних машин у системі підпорядкованого векторного регулювання з опорним вектором головного потокозчеплення машини і в системі скалярного керування електроприводом присвячена робота [2].

У [3; 6] розглянуто способи ефективного впровадження частотного електропривода та питання підвищення енергоефективності за рахунок зменшення втрат потужності на тертя.

Дослідження та моделювання безперервно-дискретних систем керування електроприводів для електротехнологій є досить зручним за допомогою прямого методу Ейлера та методу цифрової апроксимації на основі z-форм [4; 5].

Авторами [7] розроблено алгоритм скалярного керування лінійним асинхронним двигуном із компенсацією впливу кінцевих ефектів. Для реалізації запропонованого алгоритму необхідна інформація про миттєві значення фазного струму індуктора, активні опори індуктора та вторинного елемента, індуктивність вторинного елемента.

Порівняльний аналіз перехідних електро-механічних процесів для систем автоматичного керування зі скалярним, квазівекторним і векторним принципами частотного регулювання зручно здійснювати за допомогою імітаційного моделювання [8].

Про способи оптимального керування для отримання необхідних динамічних і точносних показників електроприводів змінного струму йдеться в [9].

У [10] запропоновано структуру системи скалярного частотного керування асинхронним

електроприводом з контурами регулювання активної та реактивної складових вектора потокозчеплення статора, моменту та швидкості, яка забезпечує стабілізацію модуля вектора потокозчеплення статора й покращені показники якості перехідних процесів. У цій праці дослідження системи виконані методом математичного моделювання.

Робота [11] містить основні положення теорії частотного керування асинхронними двигунами і математичні моделі асинхронного двигуна з короткозамкненим ротором у векторному представленні, а також принципи побудови сучасних систем векторного керування.

Формулювання мети статті. Метою статті є аналіз досліджень останніх років із питань систем частотного керування електроприводів для електротехнологій. Також у статті проведено моделювання системи частотного керування електропривода для електротехнологій з векторним принципом при різних налаштуваннях регуляторів та отримано необхідні показники якості керування.

Виклад основного матеріалу дослідження. Розглянемо двофазну математичну модель асинхронного двигуна, що використовує складові потокозчеплень та струмів у нерухомих осях α, β , зручну для дослідження динаміки одномасового привода з опорним вектором головного потокозчеплення. Процеси в двигуні описуються рівняннями рівноваги напруги та моментів, рівняннями струмів статора та ротора [2; 9; 11]:

$$\frac{d}{dt}\psi_{0\alpha} = U_{s\alpha} - I_{s\alpha}R_s - L_s(1 - k_s)\frac{dI_{s\alpha}}{dt}; \quad (1)$$

$$\frac{d}{dt}\psi_{0\beta} = U_{s\beta} - I_{s\beta}R_s - L_s(1 - k_s)\frac{dI_{s\beta}}{dt}; \quad (2)$$

$$\frac{d}{dt}\psi_{r\alpha} = p_0\omega\psi_{r\beta} - I_{r\alpha}R_r; \quad (3)$$

$$\frac{d}{dt}\psi_{r\beta} = p_0\omega\psi_{r\alpha} - I_{r\beta}R_r; \quad (4)$$

$$\frac{d}{dt}\omega = \frac{mp_0}{2J}(\psi_{0\alpha}I_{s\beta} - \psi_{0\beta}I_{s\alpha}) - M_cJ^{-1}; \quad (5)$$

$$I_{s\alpha} = (\psi_{s\alpha} - k_r\psi_{r\alpha}) / ((1 - k_s k_r)L_s); \quad (6)$$

$$I_{s\beta} = (\psi_{s\beta} - k_r\psi_{r\beta}) / ((1 - k_s k_r)L_s); \quad (7)$$

$$I_{r\alpha} = (\psi_{r\alpha} - k_s\psi_{s\alpha}) / ((1 - k_s k_r)L_r); \quad (8)$$

$$I_{r\beta} = (\psi_{r\beta} - k_s\psi_{s\beta}) / ((1 - k_s k_r)L_r); \quad (9)$$

де $I_s, \psi_0, \psi_s, \psi_r, U_s$ – проекції узагальненого вектора струму статора, головного потокозчеплення, потокозчеплення статора та ротору, напруги статора на осі $\alpha - \beta$;

m – число фаз статора;

k_s – коефіцієнт магнітного зв'язку статора;

$(1 - k_s k_r)L_s = L'_s$ та $(1 - k_s k_r)L_r = L'_r$ – перехідні індуктивності статора та ротора.

Рівняння (1), (2) системи можуть бути використані для обчислення ψ_0 , тому що забезпечують оцінку:

$$\psi_0 = \int_0^t (U_s - I_s R_s) dt - L_s(1 - k_s)I_s + \psi_0(0) = \psi_s - L_r(1 - k_s)I_s + \psi_0(0). \quad (10)$$

Модель, що записана для еквівалентної двофазної машини справедлива за таких припущень: розподіл магнітного поля в зазорі машини вважається синусоїдальним; параметри всіх трьох фаз ідентичні та постійні в часі; насичення сталі магнітопровода відсутнє; двигун отримує живлення від джерела напруги.

В електричних машинах з відносно малим повітряним зазором, до яких належать асинхронні машини, насичення в деяких випадках необхідно враховувати при розрахунках. Для цього можна ввести параметр γ_H , що дорівнює відношенню

$$\frac{d}{dt} \psi_{0\alpha} = U_{s\alpha} - I_{s\alpha} R_s - \sigma_s L_s \frac{d}{dt} I_{s\alpha} - (|\psi_0| - |\psi_0|_{HH}) k \psi_{0\alpha}; \quad (11)$$

$$\frac{d}{dt} \psi_{0\beta} = U_{s\beta} - I_{s\beta} R_s - \sigma_s L_s \frac{d}{dt} I_{s\beta} - (|\psi_0| - |\psi_0|_{HH}) k \psi_{0\beta}; \quad (12)$$

$$|\psi_0| - |\psi_0|_{HH} > 0, \quad (13)$$

де $|\psi_0| = (\psi_{0\alpha}^2 + \psi_{0\beta}^2)^{0,5} \approx U_\Phi / (4,44f)$ – модуль головного потокозчеплення;

k – розрахунковий коефіцієнт.

Наведена математична модель (1)-(13) враховується при побудові функціональної схеми системи керування електроприводів для електротехнологій.

В електроприводах для електротехнологій з широким діапазоном регулювання потрібно

магнітного потоку насичення до номінального магнітного потоку $|\psi_0|_{HH} / |\psi_0|_H$.

Введення нединамічних нелінійностей у модель для урахування насичення, як відомо, зв'язано з принциповими труднощами. Проблему можливо вирішити, якщо перетворити рівняння (1), (2) і синтезувавши праві частини отриманих рівнянь, що забезпечують отримання жорсткого граничного циклу при досягненні головним потокозчепленням $|\psi_0|$ рівня заданого насичення $|\psi_0|_{HH}$ відповідно до рівнянь:

застосовувати алгоритм векторного керування або пряме керування моментом.

Більш зручною, з точки зору технічної реалізації, є система векторного керування [2; 9; 11], що представлено на рис. 1. У ролі опорного в ній використовується вектор головного потокозчеплення, що забезпечує кращі енергетичні показники. Ця функціональна схема містить перетворювач з ШІМ-керуванням.

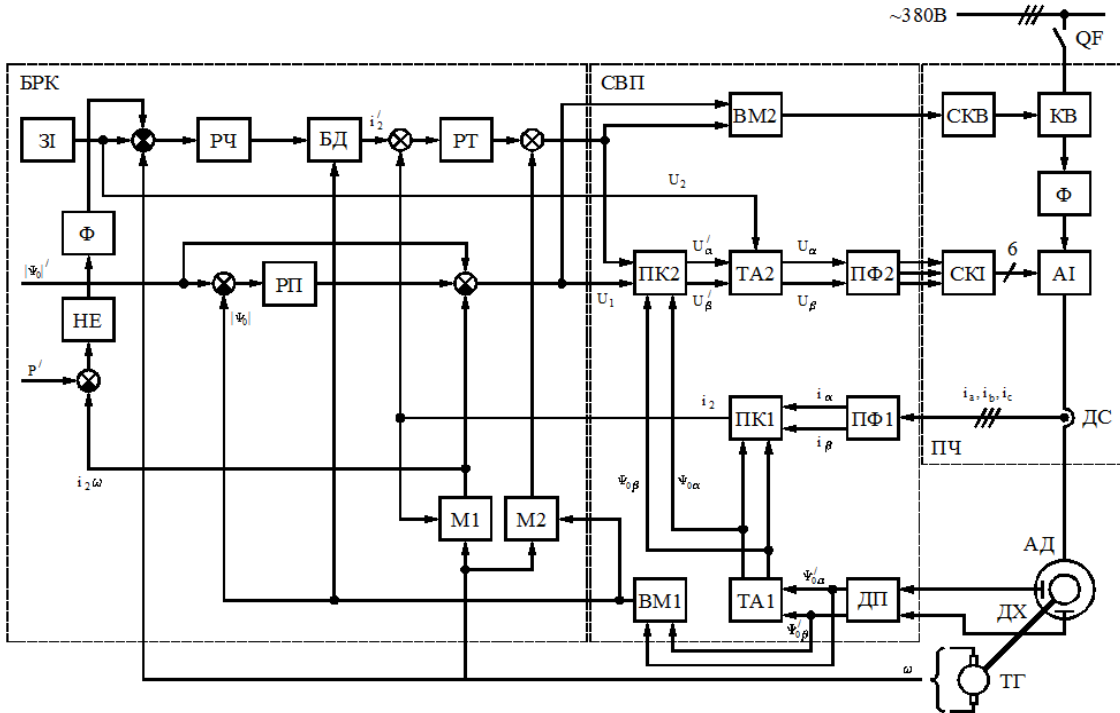


Рис. 1. Функціональна схема системи частотного керування електропривода для електротехнологій

Складові струму статора i_1, i_2 двигуна орієнтовані по вектору потокозчеплення ψ_0 , визначають відповідно величину модуля потоко-

зчеплення та моменту двигуна. У ролі датчиків складових вектора головного потокозчеплення $\psi_{0\alpha}, \psi_{0\beta}$ використовуються датчики Холла (ДХ)

або датчик-обчислювач, що використовує миттєві значення струму та напруги асинхронного двигуна. Система будується за принципом підлеглого керування.

Блок регулювання та компенсації (БРК) містить канал керування модулем головного потокозчеплення ψ_0 та канал керування швидкістю ω . Канал керування швидкістю є двоконтурним та містить внутрішній контур керування складовими струму i_2 , яка визначає момент двигуна. Для отримання автономності керування потокозчепленням та моментом за допомогою комірок, що перемножуються M_1 та M_2 , які входять до складу блоку компенсації (БК), здійснюється компенсація перехресних впливів змінних станів. Із метою забезпечення незалежності динамічних властивостей системи від рівня модуля головного потокозчеплення канал керування швидкістю може містити блок розподілу (БР).

Складова компенсуючої дії, яка являє собою добуток проекції струму i_2 на швидкість ω ($i_2\omega$), використовується для реалізації контура керування ДК у режимі постійності потужності. Контур містить прилад порівняння та нелінійний елемент (НЕ) у вигляді однополуперіодного випрямляча з фільтром (Ф). Стала часу фільтра T повинна бути меншою від мінімального часу наростання $t_{\text{зад}}$ сигналу завдання швидкості: $T < (0,2 - 1)t_{\text{зад}}$. При перевищенні заданого рівня потужності P' на виході нелінійного елемента виділяється сигнал на зниження швидкості.

У зв'язку з організацією керування за допомогою змінних машини, орієнтованих за вектором головного потокозчеплення, система векторного керування містить, крім традиційних, спеціальні блоки та блоки, до яких висуваються спеціальні вимоги. Так, датчик потоку (ДП), що використовує інформацію з датчиків Холла (ДХ), повинен формувати сигнали, пропорційні складовим вектора головного потокозчеплення машини $\psi_{0\alpha}, \psi_{0\beta}$, блок керування інвертором (СКИ) формує керуючі імпульси з вхідної трифазної системи змінних сигналів U_a, U_b, U_c .

Спеціальні блоки, які входять до складу системи векторних перетворювань (СВП), реалізують алгоритми роботи.

Блоки перетворювачів координат (ПК1, ПК2), перетворювачів фаз (ПФ1, ПФ2), обчислювачів модуля (ОМ1, ОМ2) є типовими функціональними елементами.

Блок ПК2 перетворює складові сигналів в осях 1, 2, які жорстко з'єднані з головним потокозчепленням машини, у систему нерухомих осей (α, β). На його виходах виділяються сигнали:

$$U'_\alpha = U_1 \cos \varphi - U_2 \sin \varphi; U'_\beta = U_1 \sin \varphi - U_2 \cos \varphi,$$

де $\cos \varphi, \sin \varphi$ – направляючі косинуси ($\psi_{0\alpha}, \psi_{0\beta}$), що одержуються за допомогою блоків ДХ, ДП, ТА1.

Перетворювач ПК1 здійснює зворотне перетворення. На його виходах формуються сигнали, що орієнтовані за вектором головного потокозчеплення.

$$i_2 = i_\beta \cos \varphi + i_\alpha \sin \varphi; (i_1 = i_\beta \sin \varphi + i_\alpha \cos \varphi).$$

Блоки перетворювачів фаз ПФ1, ПФ2 призначені для перетворення трифазних напруг в еквівалентні до них двофазні (3-2) та зворотні (2-3).

Перетворення зсунених по фазі на 120 ел. град. векторів струму i_a, i_b, i_c у вектори i_α, i_β , зсунені по фазі на 90 ел. град., виконується блоком ПФ1 згідно з рівнянням:

$$i_\alpha = i_a - 0,5(i_b + i_c); i_\beta = 0,5\sqrt{3}(i_b - i_c);$$

Зворотне перетворення блоком ПФ2 виконується за формулами:

$$U_a = U_\alpha; U_b = -0,5(U_\alpha - \sqrt{3}U_\beta);$$

$$U_c = -0,5U_\alpha + 0,5\sqrt{3}U_\beta.$$

Блоки ВМ1, ВМ2 виділяють модуль двофазної системи вхідних напруг:

$$U_{\text{вих}} = |U| = (U_{\text{вх1}} + U_{\text{вх2}})^{0,5}.$$

Блоки тригонометричних аналізаторів (ТА1, ТА2) виділяють із двофазної системи напруг $\psi'_{0\alpha}, \psi'_{0\beta}$, що нормовані за амплітудою основних гармонік цих напруг $\psi_{0\alpha}, \psi_{0\beta}(\cos \varphi^*, \sin \varphi^*)$; вищі гармоніки фільтруються. Блок є слідкуючою системою. Він складається з тригонометричного порівняльного пристрою (ТПП) та двофазного генератора синусоїдальної напруги (ГСН). На входах ТПП порівнюється фаза сигналів ГСН та вхідних сигналів ТА. На виході ТСУ виділяється сигнал, пропорційний до різниці (помилки) фаз:

$$|A| \sin(\varphi - \varphi^*) = |A|(\sin \varphi^* \cos \varphi - \sin \varphi \cos \varphi^*),$$

де $|A|$ и φ – модуль та миттєва фаза вхідної двофазної системи;

φ^* – миттєва фаза вихідної системи напруг ГСН.

Цей сигнал впливає на регулятор ТСУ з метою синхронізації вхідних та вихідних сигналів.

Усі блоки аналогової СБУ реалізуються на інтегральних операційних підсилювачах (ОП) та множинних комірках.

При дослідженні систем векторного керування короткозамкненим асинхронним двигуном зі стабілізацією амплітуди магнітного потоку в зазорі машини застосовується спрощена система диференціальних рівнянь (в обертових координатах):

$$\frac{d}{dt}|\Psi_0| = \frac{(1-k_s)R_r}{(1-k_s k_r)L_s}|\Psi_0| + \frac{k_s(1-k_s)}{1-k_s k_r}U_{s1} + \frac{L_m p_0 \omega(1-k_s)(1-k_r)}{1-k_s k_r}i_2;$$

$$\frac{d}{dt}i_2 = -\frac{R_s + k_r R_r}{(1-k_s k_r)L_s}i_2 + \frac{1}{(1-k_s k_r)L_s}U_{s2} - \frac{p_0 \omega}{(1-k_s k_r)L_s}|\Psi_0|;$$

$$\frac{d}{dt}\omega = \frac{3}{2} \frac{p_0}{j} |\Psi_0| i_2 - \frac{1}{j} M_c,$$

де U_{s1}, U_{s2} – складові напруги статора в обертальній системі координат, жорстко зв’язаній із головним потокозчепленням;

i_2 – складова узагальненого вектора струму статора на ординату обертальної системи координат.

Ці рівняння описують процеси в машині, що живиться від ідеалізованого перетворювача частоти. Із системи виключені нелінійні члени, що мають малу питому вагу, які містять добутки змінних (трансформаторних ЕРС на індуктивностях розсіювання), опір ротора прийнято за постійний.

Структурну схему системи векторного керування електроприводу для електротехнологій показано на рис. 2.

Вектором вихідних змінних є $(|\Psi_0|, i_2, \omega)$ при розрахунку налаштування регуляторів можна застосувати класичну теорію підпорядкованого регулювання, яку розроблено для електроприводів постійного струму з використанням компенсації нелінійних шкідливих впливів за допомогою блоку компенсації.

Компенсовані складові блоку БК, напруги яких дорівнюють $U_{1k} = -p_0 \omega L_s (1-k_s) i_2$, $U_{2k} = p_0 \omega |\Psi_0|$, вважаються введеними точно. Обчислення складової $p_0 \omega L_s (1-k_s) i_2 = k_i \omega$ може бути використане для реалізації додаткового контуру регулювання з підтримкою постійності потужності ($i_2 \omega = \text{const}$).

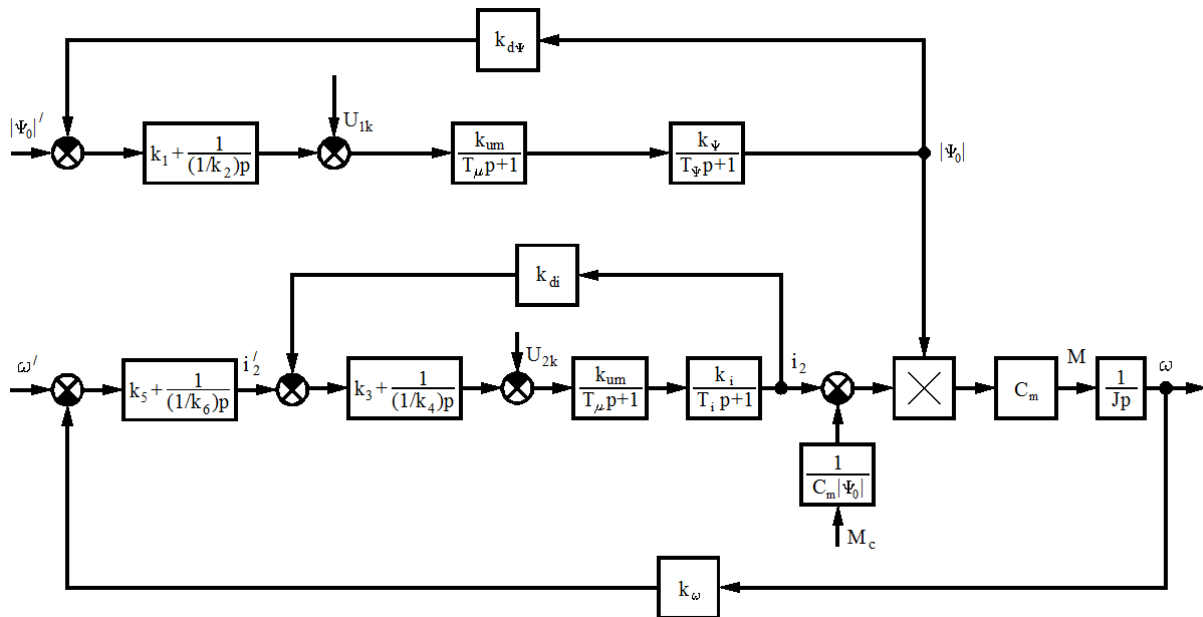


Рис. 2. Структурна схема системи частотного керування електроприводу для електротехнологій

Налаштування регуляторів системи при заданих параметрах перетворювача і двигуна зводиться до отримання значень коефіцієнтів структурної схеми: $k_1, k_2, k_3, k_4, k_5, k_6$. При моделюванні динаміки системи коефіцієнти уточнюються.

Результати моделювання структурної схеми системи (рис. 2) при різних налаштуваннях регуляторів наведено на рис. 3.

Графік на рис. 3а отримано за таких значень ПІ-регулятора швидкості: $K_5 = 0,448$; $\frac{1}{K_6} = 0,018$.

За цих налаштувань регулятора перехідний процес є аперіодичним тривалістю $t_{\text{пн}} = 0,8$ с та нульовим перерегулюванням $\sigma = 0\%$.

Графік на рис. 3б отримано при значеннях $K_5 = 0,8$; $\frac{1}{K_6} = 0,018$. При цьому тривалість перехідного процесу становить $t_{\text{пп}} = 0,6$ с, а перерегулювання $\sigma = 4\%$.

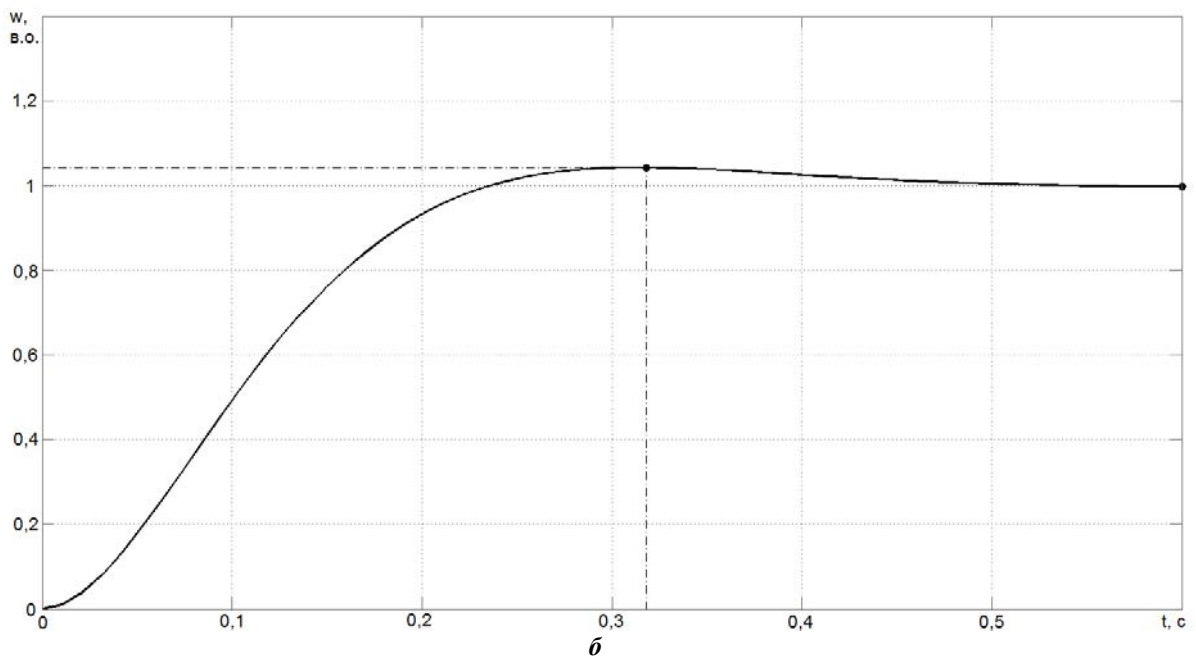
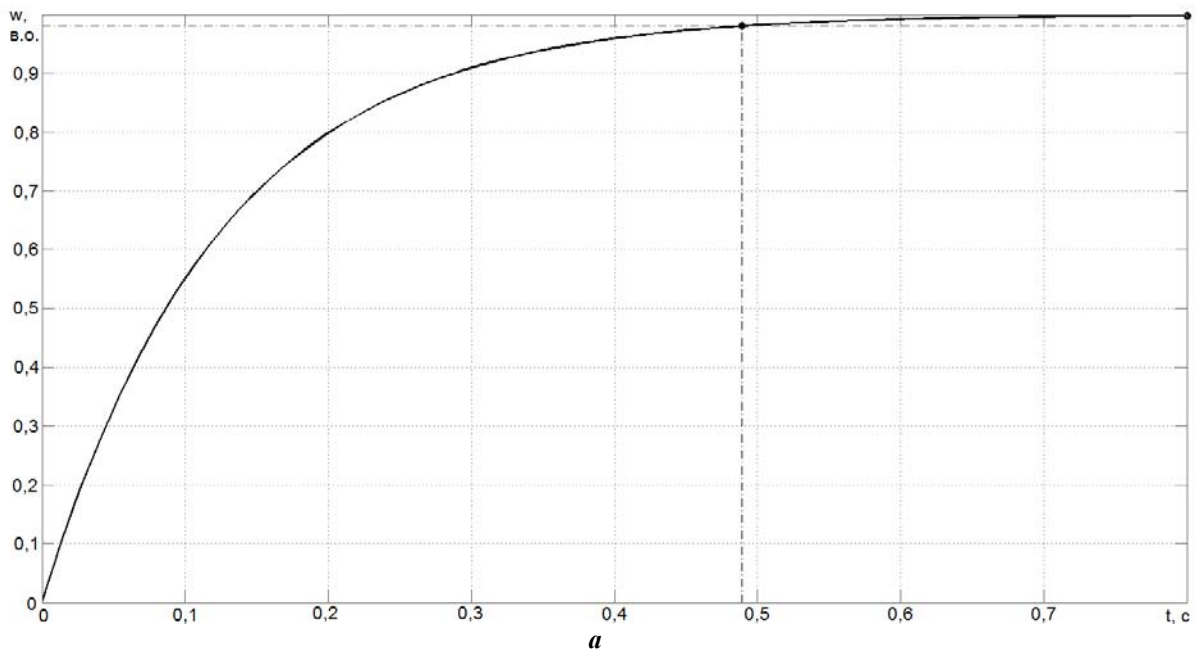


Рис. 3. Графіки перехідних процесів електропривода для електротехнологій:
 а – аперіодичний перехідний процес при $K_5 = 0,448$; $1/K_6 = 0,018$;
 б – перехідний процес із перерегулюванням при $K_5 = 0,8$; $1/K_6 = 0,018$.

Обидва перехідні процеси за кутовою швидкістю відповідають сучасним вимогам до показників якості керування. Рекомендуються налаштування регулятора для першого випадку, у якому перехідний процес має аперіодичний характер.

Отже, у результаті моделювання системи частотного керування електропривода для електротехнологій отримані такі показники якості керування: час перехідного процесу становить $t_{\text{пп}} = 0,8$ с, перерегулювання $\sigma = 0\%$.

Висновки

1. Проаналізовано наукові роботи останніх років із питань систем керування електроприводів для електротехнологій.

2. Розглянуто функціональну та структурну схеми системи частотного керування, що працює за векторним алгоритмом керування.

3. Проведено моделювання та отримано показники якості системи частотного керування електропривода для електротехнологій. Перехідний процес має аперіодичний характер тривалістю $t_{\text{пп}} = 0,8 \text{ с}$ із нульовим пере регулюванням $\sigma = 0 \text{ \%}$.

ЛІТЕРАТУРА

1. Акимов Л. В. Динамические параметры асинхронных двигателей частотно-регулируемых электроприводов / Л. В. Акимов, В. О. Котляров, Д. Г. Литвиненко // Електротехніка і електромеханіка. – Харків : НТУ «ХП», 2011. – № 3. – С. 10–14.
2. Алексеев В. В. Электрические машины. Моделирование электрических машин приводов горного оборудования / В. В. Алексеев, А. Е. Козярук, Э. А. Загривный. – СПб. : СПбГГИ, 2006. – 58 с.
3. Залізецький А. М. Дослідження частотного електропривода в статичних режимах роботи / А. М. Залізецький, О. В. Пізнюр // Вісник Хмельницького національного технічного університету. – Хмельницький : ХНУ, 2012. – № 3. – С. 69–74.
4. Кириченко О. С. Дискретизація безперервних систем автоматичного керування за методом Ейлера / О. С. Кириченко // Вісник аграрної науки Причорномор'я : науково-теоретичний фаховий журнал. – Миколаїв, 2013. – Вип. 1(71). – С. 195–198.
5. Кириченко О. С. Моделювання систем автоматичного керування електроприводами за допомогою z-форм / О. С. Кириченко, І. С. Білюк, Л. І. Бугрім // Наукові праці : науково-методичний журнал. – Миколаїв : Вид-во ЧДУ ім. Петра Могили, 2013. – Вип. 201. Т. 213. Комп'ютерні технології. – С. 42–44.
6. Кириченко О. С. Підвищення енергоефективності роботи електронасосних агрегатів / О. С. Кириченко // Вісник НТУ «ХП». – Харків, 2013. – С. 28–35.
7. Островерхов М. О. Алгоритм скалярного керування лінійним асинхронним двигуном із компенсацією впливу кінцевих ефектів / М. О. Островерхов, В. І. Теряєв // Електротехнічні та комп'ютерні системи. Науково-технічний журнал. – Одеса : ОНПУ, 2011. – Вип. 03(79) – С. 32–34.
8. Скалько Ю. С. Сравнение электромеханических процессов для высоковольтного асинхронного электропривода со скалярным, квазивекторным и векторным принципами частотного управления / Ю. С. Скалько // Електротехніка та електроенергетика. – Запоріжжя : ЗНТУ, 2008. – № 1. – С. 24–31.
9. Терехов В. М. Системы управления электроприводов / В. М. Терехов, О. И. Осипов. – М. : Академия, 2006. – 304 с.
10. Толочко О. И. Скалярное частотное управление асинхронным электроприводом с улучшенными динамическими характеристиками / О. И. Толочко, Г. С. Чекавский, П. И. Розкаряка // Електромеханічні і енергозберігаючі системи. – Кременчук : КрНУ, 2012. – Вип. 3/2012 (19). – С. 309–312.
11. Усольцев А. А. Частотное управление асинхронными двигателями / А. А. Усольцев. – СПб. : СПбГУ ИТМО, 2006. – 94 с.

© Кириченко О. С., 2013

Дата надходження статті до редколегії 07.10.2013 р.

КИРИЧЕНКО Олександр Сергійович – кандидат технічних наук, доцент кафедри електротехнологій і електропостачання Миколаївського національного аграрного університету, м. Миколаїв.

Коло наукових інтересів: дослідження у сфері моделювання складних технічних систем.