

Ю.В. Шуруб

СТАТИСТИЧНА ОПТИМІЗАЦІЯ ЧАСТОТНО РЕГУЛЬОВАНИХ АСИНХРОННИХ ЕЛЕКТРОПРИВОДІВ ПРИ СКАЛЯРНОМУ КЕРУВАННІ

Розроблено методику синтезу статистично оптимальних регуляторів асинхронних електроприводів з частотним скалярним керуванням, що працюють при стохастичних моментах навантаження. Визначені оптимальні структури регуляторів електроприводів такого класу в залежності від виду випадкових збурень. На прикладі моделювання роботи електроприводу дробарки зерна показано ефективність фільтрації статистично оптимальним регулятором високочастотних складових випадкових моментів навантаження та підвищення циклових показників енергоефективності електроприводу, таких як циклові ККД та коефіцієнт потужності. Бібл. 4, табл. 1, рис. 3.

Ключові слова: асинхронний електропривод, частотне скалярне керування, випадкове навантаження, оптимальний регулятор.

Разработана методика синтеза статистически оптимальных регуляторов асинхронных электроприводов с частотным скалярным управлением, работающих при стохастических моментах нагрузки. Определены оптимальные структуры регуляторов электроприводов такого класса в зависимости от вида случайных возмущений. На примере моделирования работы электропривода дробилки зерна показана эффективность фильтрации статистически оптимальным регулятором высокочастотных составляющих моментов нагрузки и повышение циклических показателей энергоэффективности электропривода, таких как цикловые КПД и коэффициент мощности. Библ. 4, табл. 1, рис. 3.

Ключевые слова: асинхронный электропривод, частотное скалярное управление, случайная нагрузка, оптимальный регулятор.

Вступ. Широкий клас асинхронних електроприводів, зокрема тих, що застосовуються механізмах сільськогосподарського, житлово-комунального господарств, в будівництві, мають момент навантаження, що змінюється за випадковими законами. Це приводи таких механізмів, як дробарки зерна, подрібнювачі кормів, гранулятори, змішувачі, транспортери, тощо. При випадкових змінах моменту навантаження електроприводу струм, швидкість та електромагнітний момент асинхронного двигуна (АД) також змінюються за випадковими законами.

Стохастичний характер зміни збурень таких електроприводів суттєво погіршує показники їх роботи: вимагає завищення встановленої потужності двигунів, викликає удари в механічних частинах приводу, обумовлює кидки струму в двигуні та мережі, що погіршує якість споживаної енергії та збільшує втрати потужності, знижує показники якості регулювання в регульованих електроприводах, збільшує ймовірність перевантаження асинхронного двигуна та його виходу з ладу, робить неможливим реалізацію оптимальних режимів енергоспоживання в замкнутих системах електроприводу, таких як «перетворювач частоти – асинхронний двигун», «перетворювач напруги – асинхронний двигун».

Метою роботи є розробка методики статистично оптимального синтезу регуляторів асинхронних електроприводів з перетворювачами частоти при випадкових збуреннях для механізмів, які не вимагають регулювання швидкості.

Постановка задачі. Одним з напрямів підвищення енергоефективності роботи асинхронних електроприводів при випадковому характері зміни навантажень є створення замкнутих систем електроприводу із статистично оптимальними регуляторами, які б враховували стохастичний характер збурень та виступали як фільтри випадкових високочастотних коливань навантаження. Структура таких регуляторів залежить від статистичних характеристик стохастичних

навантажень – кореляційної функції та спектральної густини.

Проблема оптимізації енергоспоживання в замкнутих асинхронних електроприводах із перетворювачами частоти при статичному моменті навантаження є досить розробленою як в Україні, так і за кордоном [1-3]. В той же час недостатньо досліджені процеси в таких системах в динамічних режимах при змінному протягом технологічного циклу моменті навантаження, зокрема за випадковим законом. У такому режимі мінімальним втратам у динамічних режимах з навантаженнями, що інтенсивно змінюються за випадковими законами, відповідає критерій мінімуму середньоквадратичної похибки регулювання оптимального параметру. У випадку частотно регульованого електропривода таким параметром є оптимальне потокозчеплення ротора. При цьому можуть розглядатись два види частотного керування АД – скалярне та векторне.

При векторному керуванні можливе безпосереднє регулювання потокозчеплення ротора через розділення процесів керування потоком та моментом. Але якість фільтрації високочастотних складових навантаження залежить від якості стабілізації контуру потокозчеплення, що досить складно реалізувати для перетворювачів частоти із властивостями джерела напруги через наявність електромагнітного зв'язку між контурами регулювання моменту та потокозчеплення [4].

Виходячи із вказаних причин, у даній роботі в якості прикладу синтезу статистично оптимальних систем розглядається система «перетворювач частоти – асинхронний двигун» (ПЧ-АД) із скалярним керуванням при постійній заданій частоті обертання.

Відомо, що для забезпечення мінімальних втрат потужності в асинхронному двигуні при зміні статичного навантаження необхідно регулювати оптимальне потокозчеплення, яке визначається за формулою

© Ю.В. Шуруб

$$\Psi_{opt} = \Psi_n \frac{I_2}{I_{2n}} \sqrt{\frac{\Delta P_{var_n}}{I_{1m}^2 R_1 + \Delta P_{const_n} \left(\frac{f}{f_n}\right)^\beta}}, \quad (1)$$

де ΔP_{const_n} – номінальні втрати у сталі в двигуні; ΔP_{var_n} – номінальні втрати у міді в двигуні; Ψ_n – номінальне потокозчеплення ротора двигуна; I_{1m} – номінальне значення струму намагнічування; I_{2n} , I_2 – номінальне та поточне значення струмів ротора; f_n , f – номінальне та поточне значення частоти живлення; β – коефіцієнт, що залежить від марки сталі (тут приймемо 1,5); R_1 – активний опір статора.

Для створення оптимального потокозчеплення (2.15), при заданій швидкості обертання, що визначається заданою частотою, необхідно подати оптимальне значення напруги U_{opt} , що у зоні робочих ковзань може бути визначено приблизно за схемою заміщення АД за формулою

$$U_{opt} = \Psi_{opt} f + I_1 \sqrt{R_1^2 + (2\pi f L_1)^2}. \quad (2)$$

Це можливо зробити за допомогою функціональної схеми замкнутої системи «перетворювач частоти – асинхронний двигун», що подана на рис. 1. На цій схемі позначені: АД – асинхронний двигун, ОП – обчислювальний пристрій, у якому розраховується значення U_{opt} , ПЧ – перетворювач частоти, ДН – датчик напруги, ДС – датчик струму, РН – регулятор напруги, f_z – сигнал завдання швидкості.

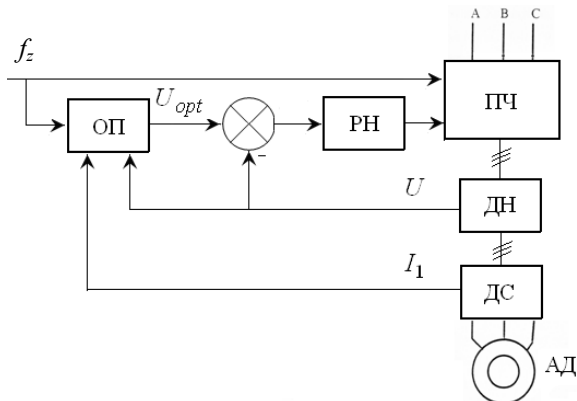


Рис. 1. Функціональна схеми замкнутої системи «перетворювач частоти – асинхронний двигун» при скалярному керуванні

Вхідною керуючою дією двигуна в складі замкнутої системи «перетворювач частоти – асинхронний двигун» у режимі оптимізації за законом $\Psi = \Psi_{opt}$ є напруга живлення статора та частота, що пов'язані між собою співвідношенням (2). При цьому контур регулювання частоти стабілізує швидкість на заданому рівні, а контур регулювання напруги стабілізує оптимальне значення потокозчеплення.

При статичному моменті навантаження двигун буде працювати із мінімальними втратами потужності за умови виконання співвідношень (1) та (2). В динамічних режимах при різко змінному за випадковим законом навантаженні електроприводу струм, швидкість та електромагнітний момент АД також змінюються за випадковими законами. Причому струми

статора та ротора при заданих напрузі та частоті та при припущенні про роботу на лінійній ділянці кривої намагнічування однозначно визначаються ковзанням. При динамічних змінах ковзання обчислювальний пристрій внаслідок електромагнітної та електромеханічної інерції буде реагувати на зміну навантаження із інерцією, що не дозволить отримати оптимальний режим у кожний момент часу. Отже для реалізації режиму оптимізації енергоспоживання необхідна стабілізація ковзання (швидкості обертання ротора) при динамічних стохастичних навантаженнях.

При скалярному керуванні регулюється тільки амплітуда вектора потокозчеплення ротора за допомогою співвідношення U/f , а його фаза є некерованою. Через це електромагнітний момент має некеровані складові, що не дозволяє отримати високу якість регулювання у електроприводах із змінними сигналами керування, таких, як слідкуючі, позиційні електроприводи, але дозволяє отримати досить високу якість стабілізації швидкості при змінних навантаженнях, отже, частотно регульовані електроприводи із скалярним керуванням можуть забезпечувати режим оптимізації енергоспоживання.

Результати досліджень. Лінеаризована структурна схема електроприводу за системою «перетворювач частоти – асинхронний двигун» із скалярним керуванням подана на рис. 2.

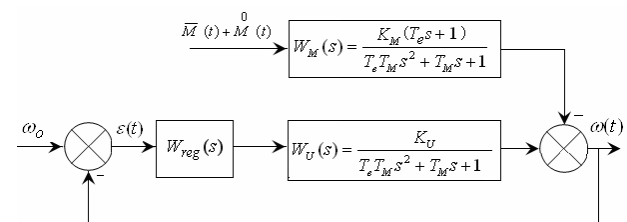


Рис. 2. Структурна схема електроприводу

На цій схемі: ω_o – сигнал завдання (циклічна частота обертання холостого ходу); $\omega(t)$ – вихідна регульована величина електроприводу (циклічна частота обертання); $M(t) = \bar{M}(t) + M(t)$ – випадковий сигнал збурення, що поданий у вигляді суми середнього значення $\bar{M}(t)$ та центрованого випадкового процесу $M(t)$, $W_{reg}(s)$ – передаточна функція регулятора, $W_U(s)$ – передаточна функція двигуна за сигналом керування, $W_M(s)$ – передаточна функція двигуна за збуренням (моментом опору).

У передаточних функціях на рис. 2 позначені: s – оператор Лапласа, T_e – електромагнітна постійна часу, T_M – електромеханічна постійна часу асинхронного двигуна, K_U – коефіцієнт передачі за сигналом керування; K_M – коефіцієнт передачі за збуренням.

Вхідний сигнал регулятора

$$\varepsilon(t) = \omega_o - \omega(t) \quad (3)$$

назвемо випадковою похибкою системи. За критерій оптимальності приймемо критерій мінімуму середньоквадратичного значення випадкової похибки регулювання ε_{rms} , яка у випадку стаціонарності та ергодичності процесу навантаження може бути обчислена як

корінь з квадрату середньої похибки регулювання за часом $\bar{\varepsilon}^2$ за досить довгий період спостереження $T \rightarrow \infty$:

$$\varepsilon_{rms} = \sqrt{\bar{\varepsilon}^2} = \sqrt{\lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T \varepsilon^2(t) dt} \rightarrow \min. \quad (4)$$

У даній статті розглядається задача статистично оптимального синтезу при довільній структурі регулятора, яка попереду є невідомою. Ця задача формулюється так. Заданими є статистичні характеристики сигналу збурення – навантаження $M(t)$, наприклад його спектральна густина $S_M(\omega)$, та передаточні функції об'єкту керування – асинхронного електроприводу. Необхідно знайти передаточну функцію регулятора $W_{reg}(s)$, що забезпечує мінімум середньоквадратичної похибки системи ε_{rms} .

Для центрованого стаціонарного випадкового процесу при нульовому математичному сподіванні середньоквадратична похибка дорівнюватиме кореню з дисперсії випадкової похибки системи

$$\varepsilon_{rms} = \sqrt{\bar{\varepsilon}^2} = \sqrt{D_\varepsilon}, \quad (5)$$

яка може бути знайдена, виходячи із законів перетворення статистичних характеристик випадкового процесу замкнутою системою асинхронного електропривода з передаточною функцією за збуренням

$$W(s) = \frac{W_M(s)}{1 + W_{reg}(s) \cdot W_U(s)}. \quad (6)$$

У відповідності до закону Хінчина-Вінера

$$D_\varepsilon = \int_0^\infty \left| \frac{W_M(j\omega)}{1 + W_{reg}(j\omega) \cdot W_U(j\omega)} \right|^2 S_M(\omega) d\omega, \quad (7)$$

де $W_U(j\omega)$, $W_M(j\omega)$ – частотні передаточні функції електропривода за керуванням та збуренням відповідно; $W_{reg}(j\omega)$ – частотна передаточна функція регулятора.

Отже, для того, щоб мінімізувати ε_{rms} , необхідно, щоб виконувалась умова $D_\varepsilon \rightarrow \min$.

Через складність виразу (7), безпосередньо використовуватись для оптимального статистичного синтезу він не може. Тому для розв'язку цієї задачі була розроблена методика статистично оптимального синтезу, особливістю якої є розкладання випадкового процесу навантаження на середнє значення $\bar{M}(t)$, що подається як корисний сигнал, та високочастотні флуктуації навколо середнього значення $M(t)$, що подаються як перешкоди – центрований стаціонарний випадковий процес.

Після розкладання сигналу навантаження на корисний сигнал $\bar{M}(t)$ та сигнал перешкод $M(t)$ динамічну випадкову похибку системи можна подати як різницю вихідних сигналів двох систем (рис. 3), одна з яких спроектована із умов оптимізації енергоспоживання при статичному моменті з частотною передаточною функцією замкнутої системи за збуренням

$$k_0(j\omega) = \frac{W_M(j\omega)}{1 + W_U(j\omega)}, \quad (8)$$

а частотна передаточна функція другої системи

$$k(j\omega) = \frac{W_M(j\omega)}{1 + W_{reg}(j\omega) \cdot W_U(j\omega)} \quad (9)$$

є поки що невідомою через невідому частотну передаточну функцію регулятора $W_{reg}(j\omega)$, яка шукається з умов забезпечення мінімуму середньоквадратичної похибки за рахунок фільтрації високочастотних флуктуацій.

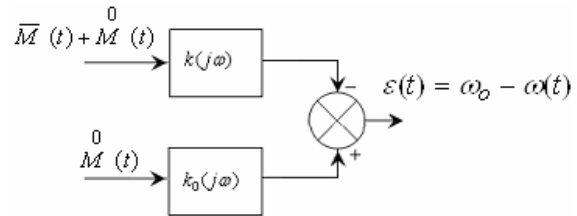


Рис. 3. Структурна схема для оптимального синтезу

Нехай $S_{\bar{M}}(\omega)$ – спектральна густина корисного сигналу і $S_0(\omega)$ – спектральна густина сигналу перешкод.

Тоді спектральна густина випадкової динамічної похибки регулювання згідно з рис. 3

$$S_\varepsilon(\omega) = |k_0(j\omega) - k(j\omega)|^2 \cdot S_{\bar{M}}(\omega) + |k(j\omega)|^2 \cdot S_0(\omega). \quad (10)$$

Дисперсія випадкової похибки регулювання

$$D_\varepsilon = \int_{-\infty}^\infty |k_0(j\omega)|^2 \cdot \{ |1 - k'(j\omega)|^2 \cdot S_{\bar{M}}(\omega) + |k'(j\omega)|^2 \cdot S_0(\omega) \} d\omega, \quad (11)$$

де $k'(j\omega) = \frac{k(j\omega)}{k_0(j\omega)}$.

Після деяких перетворень та мінімізації виразу (11) отримаємо частотну передаточну функцію статистично оптимальної системи:

$$k_{opt}(j\omega) = \frac{k_0(j\omega) \cdot S_{\bar{M}}(\omega)}{S_{\bar{M}}(\omega) + S_0(\omega)}. \quad (12)$$

Аналіз частотної передаточної функції (12) для навантажень з експоненціальною та експоненціально-косинусною кореляційними функціями показав, що вона має додатні полюси по змінній $j\omega$, отже така система не може бути фізично реалізована. Для коректного розв'язку цієї задачі слід виділити частину частотної передаточної функції, що має від'ємні полюси, а іншу частину відкинути.

Для цього необхідно з $K_{opt}(j\omega)$ виділити частину $k_{opt}^{real}(j\omega)$, що фізично реалізується.

Для цього спочатку розкладемо знаменник виразу (12) на комплексні множники:

$$S_{\bar{M}}(\omega) + S_0(\omega) = \psi(j\omega) \cdot \psi(-j\omega), \quad (13)$$

де $\psi(j\omega)$ – функція, всі полюси якої по комплексній змінній $j\omega$ є від'ємними; $\psi(-j\omega)$ – функція, всі полюси якої по комплексній змінній $j\omega$ є додатними.

Тепер розділимо функцію $\frac{S_{\overline{M}}(\omega)}{\psi(-j\omega)}$ на дві складові:

$$\frac{S_{\overline{M}}(\omega)}{\psi(-j\omega)} = \left\{ \frac{S_{\overline{M}}(\omega)}{\psi(-j\omega)} \right\}^+ + \left\{ \frac{S_{\overline{M}}(\omega)}{\psi(-j\omega)} \right\}^-, \quad (14)$$

де $\left\{ \frac{S_{\overline{M}}(\omega)}{\psi(-j\omega)} \right\}^+$ – складова, що має від'ємні полюси комплексної змінної $j\omega$ і може бути фізично реалізована, $\left\{ \frac{S_{\overline{M}}(\omega)}{\psi(-j\omega)} \right\}^-$ – складова, що має додатні полюси комплексної змінної $j\omega$ і не може бути фізично реалізована.

Відкидаючи частину функції $\frac{S_{\overline{M}}(\omega)}{\psi(-j\omega)}$, що не може бути фізично реалізована, отримаємо найбільш близьку до оптимальної частотну передаточну функцію замкнутого електроприводу, що може бути фізично реалізована:

$$k_{opt}^{real}(j\omega) = \frac{k_0(j\omega)}{\psi(j\omega)} \cdot \left\{ \frac{S_{\overline{M}_c}(\omega)}{\psi(-j\omega)} \right\}^+. \quad (15)$$

Для отримання передаточної функції статистично оптимальної системи $k_{opt}^{real}(s)$ необхідно подати (15) у вигляді відношення поліномів по комплексній змінній $j\omega$ з послідуною заміною змінної $j\omega$ на оператор s .

Після визначення передаточної функції статистично оптимальної системи $k_{opt}^{real}(s)$ визначається передаточна функція регулятора із наступного співвідношення, яке можна отримати з (9), розв'язавши це рівняння відносно $W_{reg}(s)$:

$$W_{reg}(s) = \frac{k_{opt}^{real}(s) - W_M(s)}{k_{opt}^{real}(s) \cdot W_U(s)}. \quad (16)$$

Розрахунки показали, що при навантаженні, що має експоненціальну кореляційну функцію $R(\tau) = De^{-\alpha|\tau|}$ передаточною функцією статистично оптимального регулятора буде послідовне з'єднання аперіодичної ланки першого порядку та форсуючої ланки $W_{reg}(s) = \frac{a_0s + a_1}{b_0s + b_1}$, а для навантаження з експоненціально-косинусною кореляційною функцією $R(\tau) = De^{-\alpha|\tau|} \cos \beta\tau$ – послідовне з'єднання аперіодичної ланки другого порядку та форсуючої ланки $W_{reg}(s) = \frac{a_0s + a_1}{b_0s^2 + b_1s + b_2}$. Коефіцієнти даних передаточних функцій є функціями параметрів передаточних функцій електроприводу $W_U(s)$ і $W_M(s)$ та параметрів кореляційних функцій навантаження $R(\tau)$.

Дослідження режимів роботи асинхронних електроприводів з випадковим характером зміни навантаження проведено на прикладі моделювання роботи

електроприводу прямооточної дробарки зерна із асинхронним двигуном типу 4А80В2, навантаження якої має експоненціально-косинусну кореляційну функцію, яка відповідає статистичним характеристикам реалізацій, отриманих експериментально.

Моделювання роботи електроприводу при застосуванні статистично оптимального регулятора показало зменшення дисперсії вихідних параметрів електроприводу (електромагнітного моменту, струму, швидкості) на 50-70 %.

Оцінити резерви енергоспоживання за рахунок застосування статистично оптимального регулятора можливо за допомогою циклових показників, таких як цикловий ККД та коефіцієнт потужності. Дані показники для електроприводу прямооточної дробарки зерна подані в табл.1 у випадках нерегульованого електроприводу, електроприводу за системою «перетворювач частоти – асинхронний двигун» з типовим регулятором швидкості, спроектованим із умов статичного режиму (з ПІ-регулятором), та із статистично оптимальним регулятором.

Таблиця 1

Енергетичні показники електроприводів		
Вид приводу	Цикловий ККД	$\cos \varphi$
Нерегульований	70 %	0,64
З ПІ-регулятором	71 %	0,68
З статистично оптимальним регулятором	76 %	0,81

З табл. 1 видно, що використання типового ПІ-регулятора не дозволяє отримати суттєве підвищення енергоефективності за рахунок використання оптимального закону регулювання поточозчепленням в умовах дій динамічних стохастичних навантажень внаслідок впливів електромагнітної та електромеханічної інерції. Застосування статистично оптимального регулятора при стохастичних збуреннях дозволило підвищити показники енергоефективності електроприводу. Причому, при скалярному керуванні ці показники близькі до значень, отриманих при статистичній оптимізації електроприводів з векторним керуванням [4] при тих же умовах навантаження, але при простіших умовах технічної реалізації.

Висновки.

1. В умовах дій динамічних стохастичних навантажень для реалізації оптимального закону керування доцільно застосування статистично оптимальних регуляторів замість або разом з типовими регуляторами.
2. Моделювання роботи електроприводу дробарки зерна показало ефективність фільтрації статистично оптимальним регулятором високочастотних складових випадкових моментів навантаження, підвищення циклових показників енергоефективності електроприводу.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. E. Levi, M. Sokola, A. Boglietti, M. Pastorelli. Iron loss in rotor-flux oriented induction machines: identification, assessment of detuning, and compensation // IEEE Transactions on Power Electronics. – 1996. – vol.11. – no.5. – pp. 698-709. doi: 10.1109/63.535402.
2. Dymko S., Peresada S., Leidhold R. Torque control of saturated induction motors with torque per ampere ratio maximiza-

tion // Proceedings of 2014 IEEE International Conference on Intelligent Energy and Power Systems, 2-6 June 2014, Kyiv, Ukraine. – 2014. – pp. 251-256.

3. Браславский И.Я., Ишматов З.Ш., Плотников Ю.В. Энерго- и ресурсосберегающие технологии на основе регулируемых асинхронных электроприводов // Электротехника. – 2004. – №9. – С. 33-39.

4. Шуруб Ю.В., Дудник А.О., Лавинський Д.С. Оптимізація регуляторів частотно керованих асинхронних електроприводів при стохастичних навантаженнях // Технічна електродинаміка. – 2016. – №4. – С. 53-55.

REFERENCES

1. E. Levi, M. Sokola, A. Boglietti, M. Pastorelli. Iron loss in rotor-flux oriented induction machines: identification, assessment of detuning, and compensation. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 1996, vol.11, no.5, pp. 698-709. doi: 10.1109/63.535402.

2. Dymko S., Peresada S., Leidhold R. Torque control of saturated induction motors with torque per ampere ratio maximization. *Proceedings of 2014 IEEE International Conference on Intelligent Energy and Power Systems*, 2-6 June 2014, Kyiv, Ukraine, pp. 251-256.

3. Braslavskii I.Ya., Ishmatov Z.Sh., Plotnikov Yu.V. Energy- and resource-conserving technologies based on controllable asynchronous drives. *Russian Electrical Engineering*, 2004, vol.75, no.9, pp. 30-36.

4. Shurub Yu.V., Dudnyk A.O., Lavinskiy D.S. Optimization of regulators of frequency controlled induction electric drives under the stochastic loadings. *Tekhnichna elektrodynamika*, 2016, no.4, pp. 53-55. (Ukr).

Надійшла (received) 25.10.2016

Шуруб Юрій Вікторович, к.т.н., с.н.с.,
Інститут електродинаміки НАН України,
03680, Київ-57, пр. Перемоги, 56,
тел/phone +38 044 3662637, e-mail: shurub@bigmir.net

Yu.V. Shurub

The Institute of Electrodynamics of the NAS of Ukraine,
56, prospekt Peremogy, Kiev-57, 03680, Ukraine.

Statistical optimization of frequency regulated induction electric drives with scalar control.

Purpose. Working out of technique of synthesizing statistically optimal controllers of induction electric drives with frequency scalar control operating under stochastic loads. **Methodology.** It is shown, that one of the ways of increasing the energy efficiency of induction electric drives at random changes of loads is to create closed systems of electric drives with statistically optimal regulators that would take into account the stochastic nature of the disturbances and acted as filters of occasional high frequency fluctuations. The structure of such controls depends on the statistical characteristics of stochastic loads – correlation function and spectral density. In this mode, the minimum loss in dynamic mode with random intensive changed loads is provided by criterion of minimum mean square error of optimal parameter control. In the case of frequency controlled electric drive such a parameter is the optimum rotor flux. **Results.** The optimal structures of regulators of electric drives under stochastic loads according to type of random disturbances are identified. **Originality.** The technique of statistically optimal synthesis with feature of the expansion of a random process load on average, served as a useful signal, and high-frequency fluctuations around the average value, served as barrier, is developed. **Practical value.** On an example of simulation of work of the electric drive of a crusher of grain it is shown efficiency of a filtration by statically optimal regulator of the high-frequency components of random torques of load, reduction of dispersions of its outlet parameters, increase of cyclic indicators of energy efficiency of the electric drive, such as cyclic efficiency and power factor. References 4, tables 1, figures 3.

Key words: induction electric drive, frequency scalar control, stochastic load, optimal regulator.