

УДК 621.313

МЕТОДИКА СИНТЕЗУ СТАТИСТИЧНО ОПТИМАЛЬНИХ СИСТЕМ АСИНХРОННИХ ЕЛЕКТРОПРИВОДІВ

Ю. В. Шуруб

Інститут електродинаміки НАН України
просп. Перемоги, 56, м. Київ, 03680, Україна. E-mail: shurub@bigmir.net

Широкий клас електроприводів, зокрема тих, що використовуються в механізмах сільськогосподарського та комунального призначення, мають стохастичні моменти навантаження, які суттєво погіршують техніко-економічні показники роботи таких електроприводів. Підвищити ефективність їх роботи можливо за рахунок створення замкнутих систем із статистично оптимальними регуляторами. На прикладі замкнутої системи «перетворювач напруги–синхронний двигун» розроблено методику синтезу статистично оптимальних систем за критерієм мінімуму середньоквадратичної похибки регулювання параметру, що стабілізується, яким у випадку регульованого за напругою електропривода в режимі оптимізації енергоспоживання є оптимальне ковзання. Визначено оптимальні структури регуляторів замкнутих електроприводів такого класу залежно від виду випадкових збурень. Моделювання роботи електроприводу дробарки зерна показало ефективність фільтрації статистично оптимальним регулятором високочастотних складових випадкових моментів навантаження, підвищення циклових показників енергоефективності електроприводу, таких як циклові коефіцієнти корисної дії та коефіцієнт потужності, зменшення дисперсій його вихідних параметрів – електромагнітного моменту, швидкості, струму.

Ключові слова: асинхронний електропривод, випадкове навантаження, оптимальний регулятор.

МЕТОДИКА СИНТЕЗА СТАТИСТИЧЕСКИ ОПТИМАЛЬНЫХ СИСТЕМ АСИНХРОННЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ

Ю. В. Шуруб

Институт электродинамики НАН Украины
просп. Победы, 56, г. Киев, 03680, Украина. E-mail: shurub@bigmir.net

Широкий класс электроприводов, в частности, используемых в механизмах сельскохозяйственного и коммунального назначения, имеют стохастические моменты нагрузки, которые существенно ухудшают показатели работы таких электроприводов. Повысить эффективность их работы можно за счет создания замкнутых систем со статистически оптимальными регуляторами. На примере замкнутой системы «преобразователь напряжения–асинхронный двигатель» разработана методика синтеза статистически оптимальных систем по критерию минимума среднеквадратической ошибки стабилизируемого параметра, которым в случае регулируемого по напряжению асинхронного электропривода в режиме оптимизации энергопотребления является оптимальное скольжение. Определены оптимальные структуры регуляторов замкнутых электроприводов такого класса в зависимости от вида случайных возмущений. Моделирование работы электропривода дробилки зерна показало эффективность фильтрации статически оптимальным регулятором высокочастотных составляющих случайных моментов нагрузки, увеличение цикловых показателей энергоэффективности электропривода, таких как цикловые коэффициенты полезного действия и коэффициент мощности, уменьшение дисперсий его выходных параметров – электромагнитного момента, скорости, тока.

Ключевые слова: асинхронный электропривод, случайная нагрузка, оптимальный регулятор.

АКТУАЛЬНІСТЬ РОБОТИ. Одним із напрямів підвищення енергоефективності роботи асинхронних електроприводів при випадковому характері зміни навантажень є створення замкнутих систем електроприводу, таких як «перетворювач частоти–асинхронний двигун», «перетворювач напруги–асинхронний двигун», із відповідним синтезом статистично оптимальних регуляторів, які б ураховували стохастичний характер збурень та виступали як фільтри випадкових високочастотних коливань (пульсацій) навантаження. У даній роботі розглядаються механізми, які не вимагають регулювання швидкості або вимагають такого регулювання у невеликому діапазоні (до 1...1,5). Прикладами таких механізмів є електроприводи дробарок, подрібнювачів кормів, грануляторів, змішувачів та інших робочих машин, що використовуються в сільському та комунальному господарствах, будівництві. До електроприводів названих механізмів не висувається жорстких вимог щодо точності регу-

лювання швидкості, а на перший план виходять вимоги щодо зниження додаткових втрат енергії та навантажень на механічні вузли, спричинених стохастичними пульсаціями збурень.

Виходячи із вказаних причин, тут як приклад синтезу статистично оптимальних систем розглядається система «перетворювач напруги–асинхронний двигун» (ПН–АД) у режимі оптимізації енергоспоживання. Така система відповідає вимогам до вищеназваних механізмів. Для синтезу статистично оптимальних регуляторів замкнутої системи ПН–АД будемо розглядати ідеальний перетворювач напруги, тобто тільки першу гармоніку напруги на його виході, без урахування особливостей силової схеми такого перетворювача (тиристорний чи транзисторний перетворювачі, закони комутації вентилів тощо).

Проблема оптимізації енергоспоживання в замкнутих асинхронних електроприводах із перетворювачами напруги при статичному моменті наван-

таження є досить розробленою як в Україні, так і за кордоном [1, 2]. У той же час недостатньо досліджено процеси в таких системах у динамічних режимах при змінному протягом технологічного циклу моменті навантаження, зокрема за випадковим законом.

У наведених роботах [1, 2] показано, що для забезпечення мінімальних втрат потужності в асинхронному двигуні при зміні статичного навантаження необхідно підтримувати оптимальне ковзання, яке визначається за виразом

$$s_{opt} = s_n \sqrt{\frac{\Delta P_{const_n}}{\Delta P_{var_n}}}, \quad (1)$$

де ΔP_{const_n} – номінальні сталі втрати у двигуні; ΔP_{var_n} – номінальні змінні втрати у двигуні; s_n – номінальне ковзання двигуна.

Це можливо зробити за допомогою зворотного зв'язку за швидкістю. Функціональну схему замкнutoї за швидкістю системи «перетворювач напруги–асинхронний двигун» зображено на рис. 1, на якому позначено: АД – асинхронний двигун; ПН – перетворювач напруги; ДШ – датчик швидкості; РШ – регулятор швидкості; ω_{opt} – сигнал завдання швидкості, що відповідає оптимальному ковзанню (1).

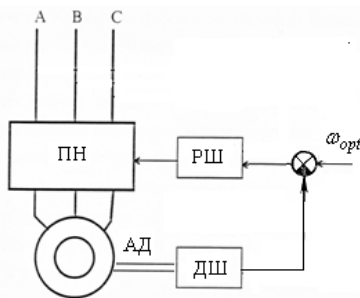


Рисунок 1 – Функціональна схема замкнutoї за швидкістю системи «перетворювач напруги–асинхронний двигун»

При виконанні закону (1) двигун у статичному режимі буде працювати на оптимальній механічній характеристиці з мінімальними втратами потужності. У динамічних режимах при різко змінному навантаженні внаслідок електромагнітної та електро-механічної інерції динамічні механічні характеристики будуть значно відхилятися від оптимальної характеристики, що не дозволяє досягти мінімальних втрат при регуляторі швидкості, спроектованому з умов статичного режиму, наприклад, при регуляторі, який реалізує пропорційно-інтегральний закон керування (ПІ-регуляторі), що рекомендується для таких систем.

Метою даної роботи є розробка методики синтезу регулятора електропривода за системою «перетворювач напруги–асинхронний двигун» при випадкових збуреннях, що застосовує методи статистичного синтезу стохастичних динамічних систем [3].

МАТЕРІАЛ І РЕЗУЛЬТАТИ ДОСЛІДЖЕНЬ. Оптимальний синтез стохастичних динамічних систем полягає у визначенні характеристик регулятора, які забезпечують мінімум середньоквадратичної похибки регулювання параметру, що стабілізується, у даному випадку оптимального ковзання. Лінеаризовану структурну схему електроприводу за системою «перетворювач напруги–асинхронний двигун» у режимі оптимізації енергоспоживання подано на рис. 2.

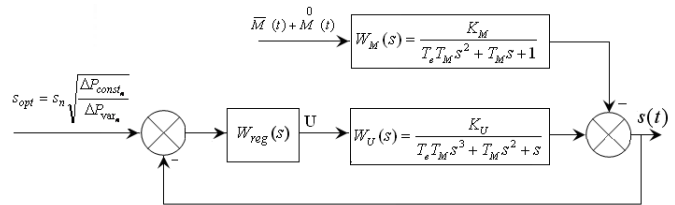


Рисунок 2 – Структурна схема електроприводу за системою «перетворювач напруги–асинхронний двигун»

На цій схемі: s_{opt} – сигнал завдання (оптимальне ковзання); $s(t)$ – вихідна регульована величина електроприводу за системою «перетворювач напруги–асинхронний двигун» (миттєве значення дійсного ковзання); U – амплітуда першої гармоніки вихідної напруги перетворювача (сигнал керування електроприводом); $M(t) = \bar{M}(t) + \hat{M}(t)$ – випадковий сигнал збурення, що поданий у вигляді суми середнього значення $\bar{M}(t)$ та центрованого випадкового процесу $\hat{M}(t) = M(t) - \bar{M}(t)$; $W_{reg}(s)$ – передаточна функція регулятора; $W_U(s)$ – передаточна функція двигуна за сигналом керування; $W_M(s)$ – передаточна функція двигуна за збуренням (моментом опору).

Вхідною керуючою дією двигуна у складі замкнutoї системи «перетворювач напруги–асинхронний двигун» є напруга живлення статора. При зміні напруги змінюється жорсткість механічної характеристики двигуна, тому при переході від керуючої дії у вигляді швидкості обертання холостого ходу $\omega_0(t)$ до керуючої дії у вигляді напруги живлення $U(t)$ цю зміну жорсткості механічної характеристики слід урахувати коефіцієнтом передачі за напругою (коефіцієнтом передачі за керуючою дією) $K_U = \frac{1}{\beta_{nature}} \frac{\Delta\beta}{\Delta U}$, де β_{nature} – жорсткість

природної механічної характеристики; $\frac{\Delta\beta}{\Delta U}$ – чутливість зміни жорсткості штучних механічних характеристик асинхронного двигуна $\Delta\beta$ до зміни напруги ΔU .

Передаточна функція за сигналом керування – напругою U , враховуючи інтегруючу складову

регулятора $\frac{1}{s}$, яка необхідна для позбавлення статичної похибки регулювання, має вигляд [4]:

$$W_U(s) = \frac{K_U}{s(T_e T_M s^2 + T_M s + 1)} = \frac{K_U}{T_e T_M s^3 + T_M s^2 + s}. \quad (2)$$

Передаюча функція електроприводу за збуренням [4]:

$$W_M(s) = \frac{K_M(T_e s + 1)}{T_e T_M s^2 + T_M s + 1}. \quad (3)$$

У виразах (2), (3) s – оператор Лапласа; T_e – електромагнітна постійна часу; T_M – електро-механічна постійна часу асинхронного двигуна; K_M – коефіцієнт передачі за збуренням (моментом опору).

Сигналом завдання у даній структурній схемі є оптимальне ковзання, що визначається згідно з (1) для статичного режиму роботи. Вхідний сигнал регулятора

$$\varepsilon(t) = s_{opt} - s(t), \quad (4)$$

що дорівнює різниці між оптимальним ковзанням і миттєвим значенням дійсного ковзання, 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 $T \rightarrow \infty$:

$$\varepsilon_{rms} = \sqrt{\bar{\varepsilon}^2} = \sqrt{\lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T \varepsilon^2(t) dt} \rightarrow \min. \quad (5)$$

При цьому можливі дві задачі статистичного оптимального синтезу:

– синтез при заданій структурі регулятора, коефіцієнти якого визначаються з умов забезпечення заданого критерію оптимізації за відомими статистичними характеристиками збурення;

– синтез при довільній структурі регулятора, яка попередньо є невідомою.

У першому випадку може бути, наприклад, заданий пропорційно-інтегрально-диференціальний регулятор (ПІД-регулятор) з передаючою функцією

$$W_{reg}(s) = K_P + \frac{K_I}{s} + K_D s \quad (6)$$

та невідомими параметрами K_P , K_I , K_D . Тоді середньоквадратична похибка є функцією цих параметрів:

$$\varepsilon_{rms} = f(K_P, K_I, K_D). \quad (7)$$

Диференціюючи послідовно (7) за параметрами K_P , K_I , K_D та прирівнюючи частинні похідні до нуля, отримують систему рівнянь, з якої визначають оптимальні значення параметрів регулятора K_P , K_I , K_D , що забезпечують мінімум середньоквадратичної похибки:

$$\frac{\partial \varepsilon_{rms}}{\partial K_P} = 0; \quad \frac{\partial \varepsilon_{rms}}{\partial K_I} = 0; \quad \frac{\partial \varepsilon_{rms}}{\partial K_D} = 0. \quad (8)$$

Але при цьому середньоквадратичне значення випадкової похибки регулювання може бути не найменшим із тих, що можуть бути досягнуті при довільній структурі регулятора, оскільки теоретично є можливість підібрати більш вдалу структуру регулятора, яка забезпечить ще меншу похибку.

Тому тут ми зупинимось на другій задачі статистично оптимального синтезу – синтезу при довільній структурі регулятора, яка попередньо є невідомою. Ця задача формулюється так. Заданими є статистичні характеристики сигналу збурення – навантаження $M(t)$, наприклад, його спектральна густина $S_M(\omega)$, та передаючі функції об'єкту керування – асинхронного електроприводу – (2), (3). Необхідно знайти передаючу функцію регулятора $W_{reg}(s)$, що забезпечує мінімум середньоквадратичної похибки системи ε_{rms} .

Особливістю запропонованої тут методики є розкладання випадкового процесу навантаження на середнє значення $\bar{M}(t)$, що подається як корисний сигнал, та високочастотні флуктуації навколо середнього значення $\overset{0}{M}(t)$, що подається як перешкоди – центрований стаціонарний випадковий процес. Зауважимо, що статичну складову частину збурення $\bar{M}(t)$ у даному випадку вважаємо корисним сигналом тільки тому, що для нього вже є відомим закон оптимізації (1), і відповідний сигнал завдання s_{opt} , що є справжнім корисним сигналом за фізичним смислом, відпрацьовує саме цю складову. А вже для компенсації високочастотних флуктуацій збурення при оптимізації енергоспоживання електроприводу вважатимемо сигнал завдання таким, що дорівнює нулю: $s_{opt} = 0$. При цьому сам регулятор можливо також розкласти на дві частини, одна з яких компенсує дію статичного моменту $\bar{M}(t)$ (інтегруюча складова регулятора), а друга $\overset{0}{M}(t)$ компенсує дію високочастотних флуктуацій $\overset{0}{M}(t)$ (статистично оптимальна складова регулятора $W_{reg}(s)$ на рис. 2).

Оптимізація енергоспоживання електроприводу при дії на нього тільки корисного сигналу $\bar{M}(t)$ здійснюється як для статичного моменту за допомогою традиційних методик шляхом вибору сигналу завдання – оптимального значення ковзання s_{opt} за виразом (1) та введення інтегруючої скла-

дової регулятора $\frac{1}{s}$ до прямого каналу електроприводу, що відображено в передаточній функції (2).

Для центрованого стаціонарного випадкового процесу $M(t)$ при нульовому математичному сподіванні середньоквадратична похибка дорівнюватиме кореню з дисперсії випадкової похибки системи

$$\varepsilon_{rms} = \sqrt{\varepsilon^2} = \sqrt{D_\varepsilon}, \quad (9)$$

яка може бути знайдена, виходячи із законів перетворення статистичних характеристик випадкового процесу динамічною системою з передаточною функцією $W(s)$, де $W(s)$ – передаточна функція замкнутої системи асинхронного електропривода за збуренням:

$$W(s) = \frac{W_M(s)}{1 + W_{reg}(s) \cdot W_U(s)}. \quad (10)$$

Відповідно до закону Хінчина–Вінера

$$D_\varepsilon = \int_0^\infty \left| \frac{W_M(j\omega)}{1 + W_{reg}(j\omega) \cdot W_U(j\omega)} \right|^2 S_M(\omega) d\omega, \quad (11)$$

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 (11) безпосередньо використовуватись для оптимального статистичного синтезу він не може. Тому для розв'язання цієї задачі була розроблена методика статистично оптимального синтезу на основі перетворень структурних схем електроприводу.

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 з умов оптимізації енергоспоживання при статичному моменті з частотною передаточною функцією замкнутої системи за збуренням

$$k_0(j\omega) = \frac{W_M(j\omega)}{1 + W_U(j\omega)}, \quad (12)$$

а частотна передаточна функція другої системи

$$k(j\omega) = \frac{W_M(j\omega)}{1 + W_{reg}(j\omega) \cdot W_U(j\omega)} \quad (13)$$

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 високо-частотних флуктуацій.

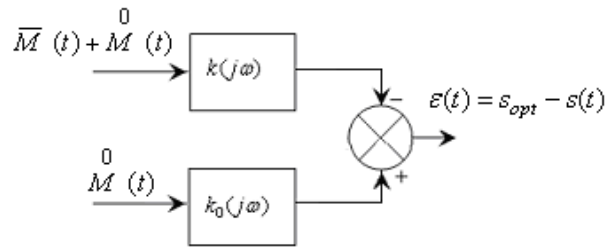


Рисунок 3 – Структурна схема для оптимального синтезу

Для розв'язання задачі знаходження оптимальної $K(j\omega)$ подамо систему на рис. 3 у такому вигляді:

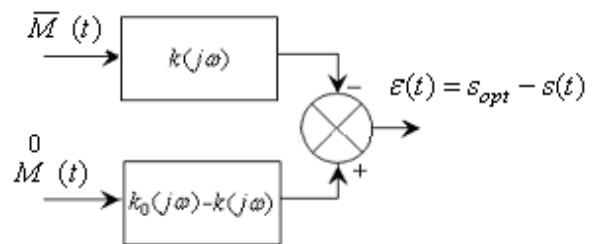


Рисунок 4 – Модифікована структурна схема для оптимального синтезу

Тоді на одну систему буде діяти тільки сигнал перешкоди $M(t)$, а на другу – тільки корисний сигнал $\bar{M}(t)$. При цьому сигнал випадкової динамічної похибки не зміниться.

Нехай $S_{\bar{M}}(\omega)$ – спектральна густина корисного сигналу і $S_M(\omega)$ – спектральна густина сигналу перешкод, тоді спектральна густина випадкової динамічної похибки регулювання, згідно з рис. 4,

$$S_\varepsilon(\omega) = |k_0(j\omega) - k(j\omega)|^2 S_{\bar{M}}(\omega) + |k(j\omega)|^2 S_M(\omega). \quad (14)$$

Дисперсія випадкової похибки регулювання

$$D_\varepsilon = \int_{-\infty}^\infty |k_0(j\omega)|^2 \{ |1 - k'(j\omega)|^2 S_{\bar{M}}(\omega) + |k'(j\omega)|^2 S_M(\omega) \} d\omega, \quad (15)$$

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

Після деяких перетворень отримаємо

$$D_\varepsilon = \int_{-\infty}^\infty |k_0(j\omega)|^2 \left\{ |k'(j\omega) S_\Sigma(\omega) - S_{\bar{M}}(\omega)|^2 \frac{1}{S_\Sigma(\omega)} + \frac{S_{\bar{M}}(\omega)}{S_\Sigma(\omega)} S_M(\omega) \right\} d\omega, \quad (16)$$

де $S_{\Sigma}(\omega) = S_{\bar{M}}(\omega) + S_{o_M}(\omega)$ – сумарна спектральна густина корисного сигналу й сигналу перешкоди.

Множник $|k_0(j\omega)|^2$ не впливає на умову оптимальності, оскільки це квадрат частотної передаточної функції замкнутого електроприводу за математичним сподіванням збурення (за статичним моментом), яка є відомою. Тоді, згідно з виразом (16), дисперсія випадкової динамічної похибки регулювання буде мінімальною, якщо

$$|k'(j\omega)S_{\Sigma}(\omega) - S_{\bar{M}}(\omega)|^2 = 0. \quad (17)$$

Із (17) отримаємо вираз для визначення оптимального відношення $k'(j\omega)$:

$$k'(j\omega) = \frac{S_{\bar{M}}(\omega)}{S_{\bar{M}}(\omega) + S_{o_M}(\omega)}, \quad (18)$$

а частотна передаточна функція статистично оптимальної системи буде

$$k_{opt}(j\omega) = \frac{k_0(j\omega)S_{\bar{M}}(\omega)}{S_{\bar{M}}(\omega) + S_{o_M}(\omega)}. \quad (19)$$

Слід відзначити, що вираз (19) є некоректним з точки зору технічної реалізації, оскільки система з такою частотною передаточною функцією може мати додатні полюси по змінній $j\omega$. У цьому випадку, згідно із загальними умовами стійкості, така система є нестійкою [3] і, відповідно, не може бути фізично реалізована.

Аналіз частотної передаточної функції (19) для навантажень з експоненціальною та експоненціально-косинусною кореляційними функціями [5] 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 (19) на комплексні множники

$$S_{\bar{M}}(\omega) + S_{o_M}(\omega) = \psi(j\omega)\psi(-j\omega), \quad (20)$$

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.

Підставимо (20) у (17):

$$|k'(j\omega)\psi(j\omega)\psi(-j\omega) - S_{\bar{M}}(\omega)|^2 = 0. \quad (21)$$

Поділимо ліву й праву частини (21) на функцію $\psi(-j\omega)$:

$$|k'(j\omega)\psi(j\omega) - \frac{S_{\bar{M}}(\omega)}{\psi(-j\omega)}|^2 = 0. \quad (22)$$

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

$$\frac{S_{\bar{M}}(\omega)}{\psi(-j\omega)} = \left\{ \frac{S_{\bar{M}}(\omega)}{\psi(-j\omega)} \right\}^+ + \left\{ \frac{S_{\bar{M}}(\omega)}{\psi(-j\omega)} \right\}^-, \quad (23)$$

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

Відкидаючи частину функції $\frac{S_{\bar{M}}(\omega)}{\psi(-j\omega)}$, що не може бути фізично реалізована, запишемо вираз (22) у такому вигляді:

$$|k'(j\omega)\psi(j\omega) - \left\{ \frac{S_{\bar{M}}(\omega)}{\psi(-j\omega)} \right\}^+|^2 = 0. \quad (24)$$

Розв'язуючи рівняння (24), знайдемо оптимальне відношення частотних характеристик $k_{real}^{opt}(j\omega)$:

$$k_{real}^{opt}(j\omega) = \frac{1}{\psi(j\omega)} \left\{ \frac{S_{\bar{M}_c}(\omega)}{\psi(-j\omega)} \right\}^+. \quad (25)$$

Оскільки $k'(j\omega) = \frac{k(j\omega)}{k_0(j\omega)}$, то найбільш близька до оптимальної частотна передаточна функція замкнутого електроприводу з фільтрацією високочастотних флуктуацій навантаження, що може бути фізично реалізована, буде

$$k_{opt}^{real}(j\omega) = \frac{k_0(j\omega)}{\psi(j\omega)} \left\{ \frac{S_{\bar{M}_c}(\omega)}{\psi(-j\omega)} \right\}^+. \quad (26)$$

Для отримання передаточної функції статистично оптимальної системи $k_{opt}^{real}(s)$ необхідно подати (26) 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 з наступного співвідношення, яке можна отримати з (13), розв'язавши це рівняння відносно $W_{reg}(s)$:

$$W_{reg}(s) = \frac{k_{opt}^{real}(s) - W_M(s)}{k_{opt}^{real}(s)W_U(s)}. \quad (27)$$

У табл. 1 подано визначені передаточні функції оптимальних регуляторів (другий рядок) залежно від виду кореляційної функції навантаження (перший рядок).

Таблиця 1 – Характеристики статистично оптимальних регуляторів

Кореляційна функція навантаження	$R(\tau) = De^{-\alpha \tau }$	$R(\tau) = De^{-\alpha \tau } \cos \beta\tau$
Передаточна функція регулятора	$W_{reg}(s) = \frac{a_0s + a_1}{b_0s + b_1}$	$W_{reg}(s) = \frac{a_0s + a_1}{b_0s^2 + b_1s + b_2}$

Розрахунки показали, що при навантаженні, що має експоненціальну кореляційну функцію, передаточною функцією статистично оптимального регулятора буде послідовне з'єднання аперіодичної ланки першого порядку та форсуючої ланки, а при навантаженні з експоненціально-косинусною кореляційною функцією – послідовне з'єднання аперіодичної ланки другого порядку та форсуючої ланки. Коефіцієнти даних передаточних функцій є функціями параметрів передаточних функцій електроприводу $W_U(s)$ і $W_M(s)$ та параметрів кореляційних функцій навантаження $R(\tau)$.

Оцінку резервів енергоспоживання за рахунок застосування методів статистично оптимального синтезу асинхронних електроприводів з випадковим характером зміни навантаження проведемо на прикладі моделювання роботи прямої дробарки зерна з асинхронним двигуном типу 4А80В2. Навантаження прямої дробарки має експоненціально-косинусну кореляційну функцію (табл. 1), яка відповідає статистичним характеристикам реалізації, отриманих експериментально.

Дослідження режимів роботи асинхронного електроприводу з перетворювачем напруги проводились за допомогою повної математичної моделі асинхронного двигуна [6]. На рис. 5 подані часові діаграми зміни швидкості електроприводу, отримані у випадку ПІ-регулятора (рис. 5,а) та статистично оптимального регулятора (рис. 5,б). Аналогічні діаграми були отримані для електромагнітного моменту та струму. Дані часові діаграми свідчать про суттєву фільтрацію оптимальним регулятором високочастотних складових збурення, а статистична обробка цих діаграм показує відповідне зниження дисперсій вихідних параметрів за рахунок застосування статистично оптимального регулятора: дисперсії швидкості – із 76 (рад/с)² до 16 (рад/с)², дисперсії електромагнітного моменту – з 25 (Нм)² до 4,3 (Нм)², дисперсії діючого значення струму – з 18,3 А² до 5,8 А².

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 прямої дробарки зерна подані в табл. 2 у випадках нерегульованого електроприводу, замкнутого електроприводу за системою «перетворювач напруги–асинхронний двигун» з регулятором швидкості, спроектованим з умов статичного режиму (з ПІ-регулятором), та електроприводу за системою «пе-

ретворювач напруги–асинхронний двигун» із статистично оптимальним регулятором, передаточна функція якого визначена за вищенаведеною методикою.

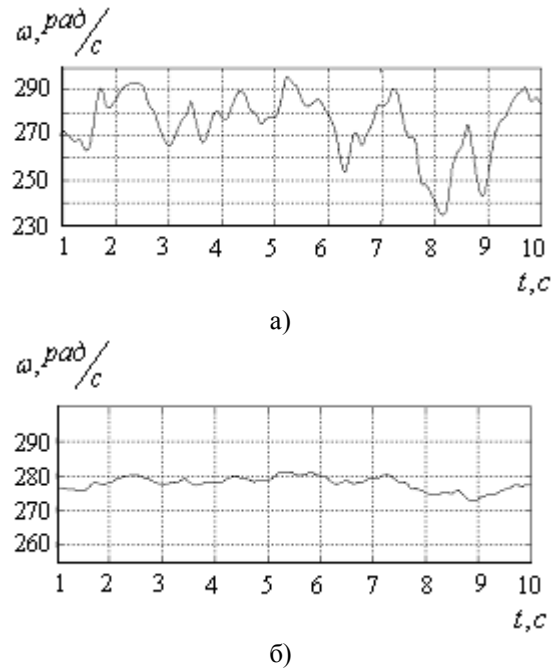


Рисунок 5 – Швидкісні діаграми електроприводу «тиристорний перетворювач–асинхронний двигун»

Таблиця 2 – Енергетичні показники електроприводів

Вид приводу	Цикловий ККД	cos φ
Нерегульований	70 %	0,64
З регулятором, спроектованим з умов статичного режиму (ПІ-регулятор)	73 %	0,78
Із статистично оптимальним регулятором	78 %	0,86

З табл. 2 видно збільшення циклового ККД і коефіцієнту потужності електроприводу за системою «перетворювач напруги–асинхронний двигун» із статистично оптимальним регулятором порівняно як із нерегульованим електроприводом, так і з регульованим приводом, в якому застосовується традиційний для оптимальних за енергоспоживанням електроприводів пропорційно-інтегральний регулятор (ПІ-регулятор), характеристики якого визначено з умов статичного режиму.

ВИСНОВКИ. Таким чином, для електроприводів, що мають випадковий характер зміни навантаження, розроблено методику синтезу статистично оптимального регулятора в системі «перетворювач напруги–асинхронний двигун» та визначено передаточні функції таких регуляторів залежно від виду

випадкових процесів, що апроксимують зовнішні збурення. Моделювання роботи електропривода прямої дробарки зерна при застосуванні статистично оптимального регулятора показало збільшення циклових показників енергоефективності (цикловий ККД і коефіцієнт потужності) порівняно з електроприводами без регулятора та зменшення дисперсії вихідних параметрів електроприводу – електромагнітного моменту, швидкості, струму.

ЛІТЕРАТУРА

1. Андрущенко О.А., Бойко А.А., Бабийчук О.Б. Особенности режимов минимизации потерь в асинхронных двигателях // *Електромашинобудування та електрообладнання*. – 2004. – Вип. 62. – С. 24–28.
2. Браславский И.Я., Зюзов А.М., Костылев А.В. Разработка, исследование, внедрение систем «тиристорный преобразователь напряжения–асинхронный

двигатель» // *Электротехника*. – 2004. – № 9. – С. 13–17.

3. Пугачев В.С., Сеницын И.Н. Стохастические дифференциальные системы. – М.: Наука, 1985. – 559 с.
4. Ключев В.И. Теория электропривода. – М.: Энергоатомиздат, 1985. – 560 с.
5. Шуруб Ю.В. Розробка системи керування трифазно-однофазних асинхронних електроприводів при випадкових навантаженнях // *Електромеханічні і енергозберігаючі системи*. – 2012. – Вип. 1(17). – С. 12–15.
6. Попович О.М. Математична модель асинхронної машини електромеханотронної системи для імітаційного та структурного моделювання // *Технічна електродинаміка*. – 2010. – № 4. – С. 25–32.

THE TECHNIQUE OF SYNTHESIS OF STATISTICALLY OPTIMAL SYSTEMS OF INDUCTION ELECTRIC DRIVES

Yu. Shurub

Institute of Electrodynamics of NAS of Ukraine

prosp. Peremohy, 56, Kyiv, 03680, Ukraine. E-mail: shurub@bigmir.net

Wide class of electric drives, in particular what are used in mechanisms of agricultural and domestic appointment, have the stochastic torques of load which essentially worsens technical and economical indicators of work of such electric drives. To raise efficiency of their work it is possible due to of creation of the closed systems with statistically optimal regulators. On an example of the closed system «the voltage converter - the induction motor» the technique of synthesis of statistically optimal systems by criterion of a minimum of root mean square error of the stabilized parameters which in case of the voltage regulated induction electric drive in an optimization mode of power consumption is optimal slip is developed. Optimal structures of regulators of the closed electric drives of such class depending on a kind of random loads are defined. Simulation of work of the electric drive of a crusher of grain has shown efficiency of a filtration by statically optimal regulator of the high-frequency components of random torques of load, increase of cyclic indicators of energy efficiency of the electric drive, such as cyclic efficiency and power factor, reduction of dispersions of its outlet parameters - the electromagnetic torque, speed, current.

Key words: induction electric drive, random load, optimal regulator.

REFERENCES

1. Andriushchenko, O.A., Boyko, A.A. and Babiychuk, O.B. (2004), “Features of modes of minimisation of losses in induction motors”, *Elektromashinobuduvannia ta elektroobladnannia*, vol. 62, pp. 24–28. (in Russian)
2. Braslavskiy, I.Ya., Ziuzev, A.M. and Kostylev, A.V. (2004), “Working out, research, introduction of systems «thyristor voltage converter – induction motor»”, *Elektrotehnika*, no. 9, pp. 13–17. (in Russian)
3. Pugachev, V.S. and Sinitsin, I.N. (1985), *Stokhasticheskiye differentsialnyye sistemy* [Stochastic differential systems], Nauka, Moscow, Russia. (in Russian)

4. Kliuchev, V.I. (1985), *Teoriya elektroprivoda* [The theory of electric drive], Energoatomizdat, Moscow, Russia. (in Russian)

5. Shurub, Yu.V. (2012), “Working out of system of control of three-one phase induction electric drives at random loads”, *Elektromekhanichni i energozberigayuchi systemy*, no. 1, pp. 12–15. (in Ukrainian)

6. Popovych, O.M. (2010), “Mathematical model of the induction machine of electromechanotronic system for imitation and structure simulation”, *Tekhnichna elektrodynamika*, no. 4, pp. 25–32. (in Ukrainian)

Стаття надійшла 20.04.2013.