

ЗАСТОСУВАННЯ АСИНХРОННОГО ЕЛЕКТРОПРИВОДА З КЕРУВАННЯМ ЗА РЕАКТИВНОЮ ПОТУЖНІСТЮ

Р.А. Чепкунов, канд. техн. наук

Науково-виробниче підприємство «Електронік, ЛТД», ТОВ

вул. Руставі, 5 – 204, Запоріжжя, 69055, Україна.

E-mail: elektronick.ltd@gmail.com

Розглянуто питання забезпечення переваг асинхронного електропривода з керуванням за реактивною потужністю – безперервного діапазону регулювання швидкості, включаючи нуль, незалежності навантажувальної і перевантажувальної здатності від зміни параметрів асинхронного двигуна, швидкодіючого регулювання і спрощення мікропроцесорної системи керування. Бібл. 8, рис. 6.

Ключові слова: асинхронний електропривод, потокозчеплення ротора, зміна параметрів асинхронного двигуна.

Вступ. В асинхронному електроприводі (АЕП) з керуванням за реактивною потужністю обчислюване потокозчеплення ротора не залежить від зміни опорів асинхронного двигуна (АД), що забезпечує необхідний механічний момент двигуна у всьому діапазоні регулювання швидкості АЕП, включаючи швидкість, рівну нулю [1]. На відміну від векторного керування АЕП для цього не потрібна складна програма адаптації до змін, особливо температурних, внутрішніх опорів АД. Векторне керування було запропоновано в [2] і використовується за якісного регулювання АЕП понад п'ятдесят років. Однак задля забезпечення якості такого регулювання необхідно вирішити ряд проблем [3], зокрема адаптувати систему керування до зміни параметрів АД особливо за рахунок температурної зміни опорів статора и ротора. В [4] розглянуто більше ста програм адаптації. Існування великого числа цих програм говорить про складність і невирішення до кінця цієї задачі. Найбільш цікавою є адаптація з використанням реактивної потужності АД [5], яка не залежить від температурної зміни опорів статора і ротора. Ця властивість була використана у розробці АЕП з керуванням за реактивною потужністю [1].

Під час керування за реактивною потужністю у разі зміні опорів АД змінюється тільки швидкість, а не навантажувальна і перевантажувальна здатність АЕП в порівнянні з номінальним моментом АД, як за векторного керування у разі неякісної адаптації до зміни параметрів АД.

Наряду з забезпеченням вказаної якості регулювання в асинхронному електроприводі з керуванням за реактивною потужністю підвищується швидкодія системи регулювання. За частотного керування висока швидкодія забезпечується у разі оптимального мікропроцесорного керування [6–8]. Але на близьких до нуля частотах виникають проблеми з забезпеченням необхідного моменту двигуна. Ця проблема і вирішується у роботі за допомогою керування електроприводом за реактивною потужністю.

Особливе значення має питання спрощення системи керування за рахунок того, що для забезпечення роботи АЕП в широкому діапазоні регулювання швидкості вже не потрібні складні програми адаптації до змін параметрів АД. Це спрощення здешевлює АЕП, його обслуговування і підвищує його надійність.

Для поширення використання АЕП з керуванням за реактивною потужністю доцільно більш конкретно розглянути як реалізуються його переваги.

Метою роботи є порівняльний техніко-економічний аналіз можливих варіантів алгоритмів керування асинхронним електроприводом за реактивною потужністю з обґрунтуванням їхніх переваг для різних режимів роботи та розробка відповідної функціональної схеми електроприводу, що може реалізувати ці алгоритми.

Виклад основного матеріалу. Відповідно до [1] зміна напруги ΔU_{n+1} перетворювача частоти (ПЧ) на кожному наступному $(n+1)$ -му інтервалі модуляції визначається через значення напруги ПЧ U_n , струму ПЧ I та його реактивної складової відносно до напруги I_{XU} на поточному n -му інтервалі модуляції пропорційно-інтегральним (ПІ) регулятором реактивної потужності

$$\Delta U_{n+1} = k_p \left(I^2 \omega L_C + \frac{\omega \Psi_{r,3}^2}{L_r} - U_n I_{XU} \right) + k_{\text{int}} \int \left(I^2 \omega L_C + \frac{\omega \Psi_{r,3}^2}{L_r} - U_n I_{XU} \right) dt, \quad (1)$$

де ω – кругова частота $\omega=2\pi f$, f – вихідна частота ПЧ; $\Psi_{r,3}$ – потокозчеплення ротора, яке задається та приблизно дорівнює відношенню номінальних значень напруги і кругової частоти: $\Psi_{r,3} \approx U_{\text{ном}}/2\pi f_{\text{ном}}$; L_C – індуктивність розсіювання фази статора, включаючи індуктивність електричного кола між точками вимірювання напруги та двигуна; L_r – індуктивність фази ротора; k_p – пропорційний коефіцієнт посилення регулятора; k_{int} – інтегральний коефіцієнт посилення регулятора.

Всі величини у правій частини формули (1) дані для поточного n -го інтервалу модуляції. (Індекс n не встановлюється, а далі він опускається також і для напруги U_n .)

Струм I визначається через його активну I_{RU} і реактивну I_{XU} складові відносно напруги

$$I^2 = I_{RU}^2 + I_{XU}^2; \quad I_{RU} = i_a \cos \theta_U - \frac{1}{\sqrt{3}}(i_a + 2i_c) \sin \theta_U; \quad I_{XU} = -i_a \sin \theta_U - \frac{1}{\sqrt{3}}(i_a + 2i_c) \cos \theta_U,$$

де i_a, i_c – миттєві значення струмів фаз A і C ; θ_U – кут, відрахований від моменту переходу миттєвого значення напруги фази A з мінуса в плюс.

Перші два члени в дужках виразу (1) є заданою реактивною потужністю $Q_{\text{зад}}$, а третій – фактичною вимірюваною Q .

Усталене значення напруги U за $\Delta U = 0$ досягається за рівності заданої реактивної потужності та вимірюваної.

Напруга інвертора на наступному інтервалі модуляції визначається через характеристику ПЧ $U(f)$ як $U_{n+1} = U(f) + \Delta U_{n+1}$. Під час регулювання на низьких частотах можна використовувати характеристику [1, 6]

$$U(f) = I_{\mu,3} \sqrt{R_C^2 + [2\pi f(L_C + L_0)]^2}, \quad (2)$$

де R_C – опір кола статора, L_0 – взаємна індуктивність статора і ротора; $I_{\mu,3}$ – задане значення струму намагнічування, яке можна визначити через номінальні значення частоти $f_{\text{ном}}$ і напруги $U_{\text{ном}}$ за формулою $I_{\mu,3} \approx U_{\text{ном}}/2\pi f_{\text{ном}}(L_C + L_0)$.

За навантаження двигуна напруга повинна збільшуватися задля компенсації падіння напруги на опорах, за частотного керування – за рахунок ІР-компенсації, за векторного – автоматично. Під час регулювання за реактивною потужністю можна враховувати ІР-компенсацію, а можна не враховувати, все одно вона буде врахована у разі зміни напруги за реактивною потужністю. Однак якщо її враховувати, підвищується швидкодія АЕП за рахунок попереднього впливу на потокозчеплення ротора, яке остаточно відрегулюється регулятором реактивної потужності.

Розрахунок за приведеними виразами проводиться на кожному інтервалі дискретності за частоті модуляції, що вимірюється в кілогерцах.

Відповідно до розрахункових значень напруги і частоти формуються фазні напруги ПЧ.

Якщо напруга розраховується мікропроцесорною системою керування за досить простою формулою (1), то для розрахунку частоти використовується активна складова струму відносно ЕРС I_{RE}

$$I_{RE} = \sqrt{I^2 - \frac{UI_{XU} - I^2 \omega L_C}{\omega L_r}} \quad (3)$$

з обчисленням квадратного кореня мікропроцесорною системою керування.

Однак підвищення точності визначення I_{RE} мало ефективного, оскільки частота ковзання

$$f_s = \frac{1}{2\pi\Psi_r} R_r I_{RE}, \quad (4)$$

отже, і швидкість все одно залежить від температурної зміни опору ротора R_r . Тому струм I_{RE} досить визначати приблизно, а за високих вимог до точності регулювання швидкості застосовувати систему з датчиком швидкості. Можливо також застосування адаптивної системи керування АЕП.

Неточність визначення I_{RE} , крім точності регулювання швидкості, не погіршує інші показники якості АЕП, оскільки завдяки регулятору напруги у всьому діапазоні регулювання швидкості забезпечується необхідне потокозчеплення ротора, на відміну від векторної системи керування, в якій неточність вимірювання вектора струму відносно ЕРС I_{RE} впливає на потокозчеплення ротора та на здатність навантаження і перевантаження АД.

Задля спрощення розрахунків регулювання швидкості замість активної складової струму відносно ЕРС I_{RE} можна використовувати активну складову струму відносно напруги I_{RU} . Похибку, що виникає у визначенні частоти ковзання можна зменшити, наприклад, під час налагодження

електропривода, зміною коефіцієнта пропорційності k_f між активною складовою струму та частотою ковзання на величину, яка приблизно враховує відношення I_{RE}/I_{RU} . Це не має істотного впливу на точність регулювання швидкості, яка все одно залежить від температурної зміни опору ротора R_r , а система регулювання при цьому значно спрощується через відсутність необхідності визначення I_{RE} за формулою (3). Це видно з структурної схеми системи регулювання, яку наведено на рис. 1, де позначено: КП – координатний перетворювач; ДШ і РШ – датчик і регулятор швидкості; n , n_3 – швидкість і задане значення швидкості; U_d – вхідна напруга інвертора (схема, яка забезпечує напругу U незалежно від зміни U_d , входить в склад інвертора); K_f – коефіцієнт регулятора частоти. Вказаний сигнал I_{RU} позначений пунктирною стрілкою.

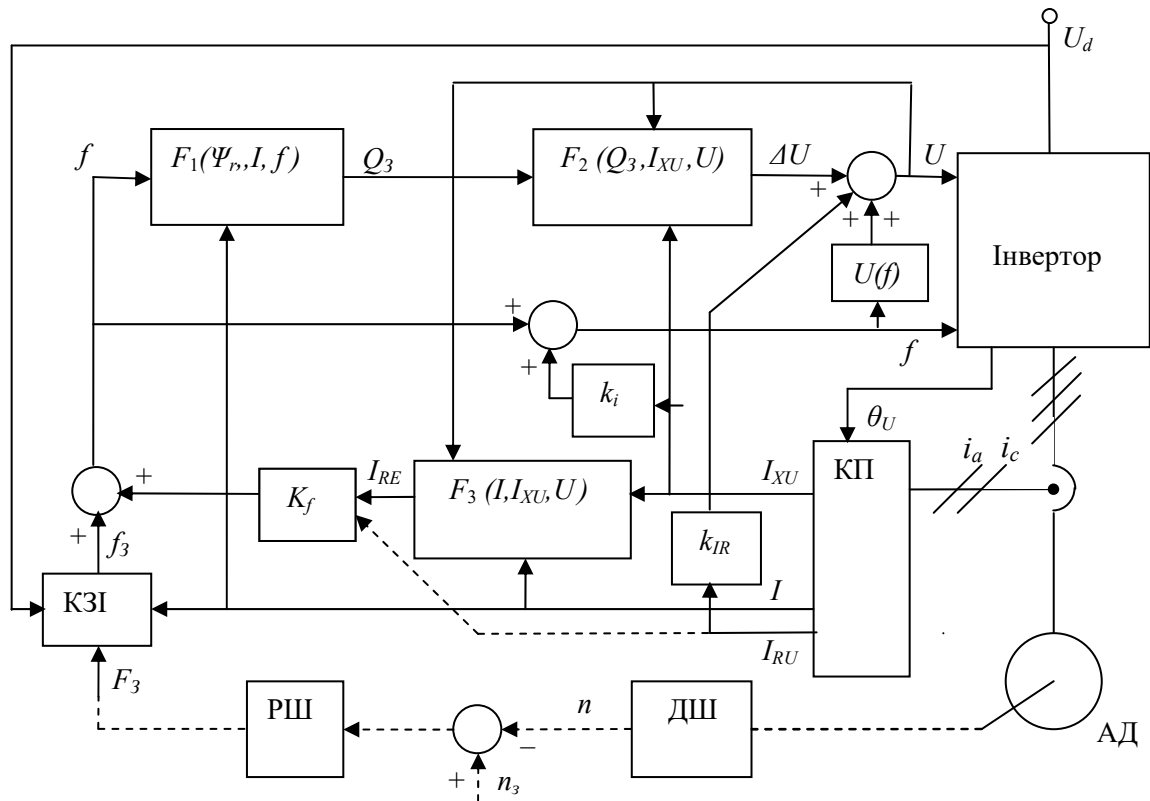


Рис. 1

Функціональні блоки виконують наступні операції: F_1 визначає значення заданої реактивної потужності $Q_3 = I^2 \omega L_c + \omega \Psi_{r3}^2 / L_r$; F_2 – напругу U відповідно до формули (1); F_3 – виконує операції відповідно до формули (3).

На рис. 1 також позначено: КЗІ – керований задатчик інтенсивності, який керує частотою що задається f_3 : обмежує темп зміни f_3 у разі великої швидкості зміни частоти F_3 на вході задатчика інтенсивності, яка задається; забороняє збільшення частоти у разі перевищення струмом I допустимого значення або знижує через велике перевищення; забороняє зниження частоти через перевищення вхідною напругою інвертора U_d допустимого значення [6]; k_{IR} – коефіцієнт ІR-компенсації, який збільшує напругу перетворювача на величину падіння напруги на внутрішніх опорах АД за струму I ; k_i – коефіцієнт зворотного зв'язку за реактивною складовою струму задля забезпечення стійкості системи автоматичного регулювання на низьких частотах ПЧ [8].

Різниця в сигналах I_{RU} та I_{RE} видна з осцилограми на рис. 2, на якій показано процес скидання та накидання навантажувального моменту АД за швидкості \bar{n} , яка приблизно дорівнює заданій $\bar{n}_3 = 1$ Гц [2]. Тут і далі швидкість вимірюється частотою обертання наведеного до однієї пари полюсів АД $\bar{n} = pn$, тому масштаб швидкості і частоти однаковий, а $\bar{n}_3 = f_3$. На осцилограмі I_{RU} більше I_{RE} приблизно в 1,2 рази, у стільки ж разів доцільно зменшити коефіцієнт k_f . Похибка у визначенні k_f на інших частотах не так суттєва, оскільки частота ковзання згідно з формулою (4) у більшій мірі залежить від температурної зміни опору ротора R_r . Осцилограма знято на

електроприводі ЕКТ4 Запорізького електроапаратного заводу з АД 30кВт. Момент надався співвісним двигуном постійного струму з керованим випрямлячем.

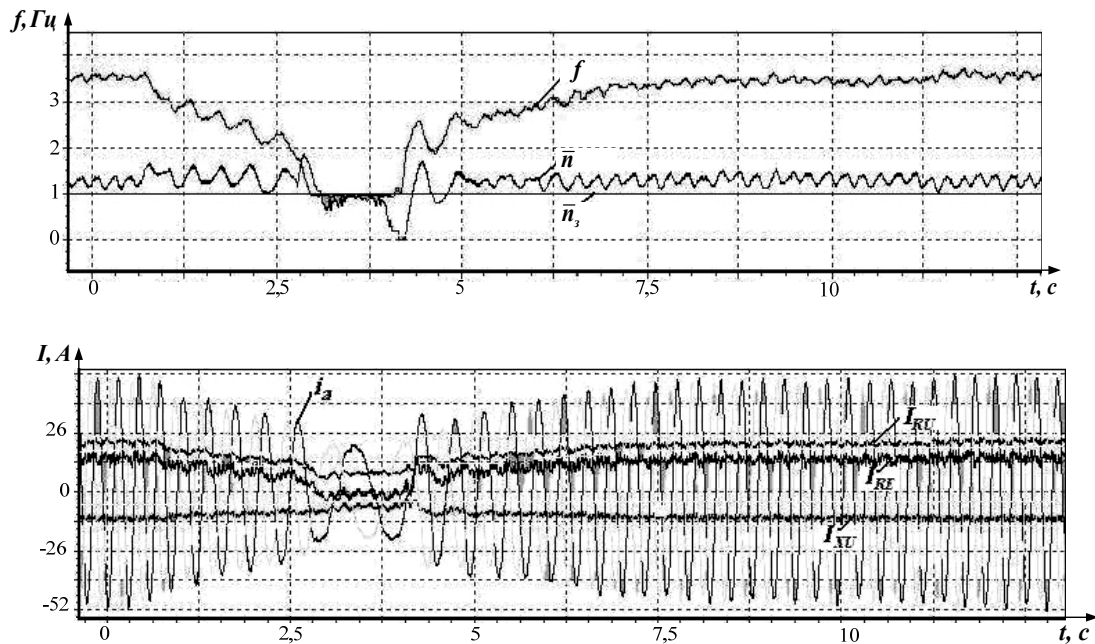


Рис. 2

Для визначення похибки швидкості на рис. 3 наведено результати моделювання за спрощеною системою регулювання (рис. 3, а) і з розрахунком I_{RE} за формулою (3) (рис. 3, б) у разі зміни швидкості від нуля до 2 Гц і назад при ненагрітому двигуні (верхні осцилограми на рис. 3, б) і нагрітому за умови температурного збільшення опору обмоток двигуна в 1,5 рази, що відповідає зміні температури обмоток приблизно на 100°C (нижні осцилограми на рис. 3, а). Математична модель враховує повну систему диференціальних рівнянь АД [8]. За основу взяті параметри двигуна 30 кВт і реальний момент інерції навантажувального механізму, як на рис. 2.

Під час моделювання приймалися наступні параметри:

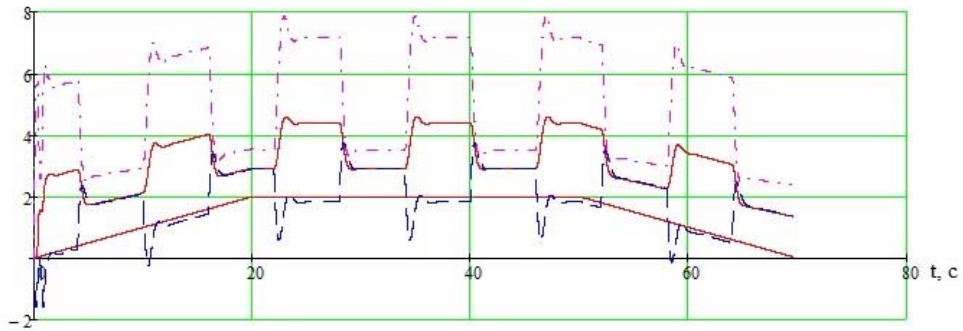
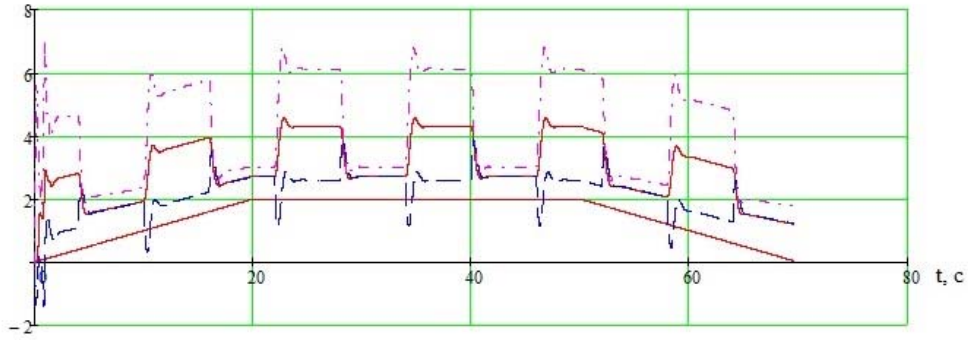
- параметри двигуна: $U_{\text{ном}} = 380 \text{ В}$; $f_{\text{ном}} = 50 \text{ Гц}$; $p = 2$; $R_r = 0,17 \text{ Ом}$; $R_c = 0,21 \text{ Ом}$; $L_0 = 0,0286 \text{ Гн}$; $L_r = 0,03 \text{ Гн}$; $L_c = 0,0011 \text{ Гн}$;
- сумарний момент інерції вала двигуна та навантажувального механізму $J = 5,1 \text{ кг}\cdot\text{м}^2$, електромеханічна стала часу $T_M = 0,15 \text{ с}$;
- параметри регулятора: $k_f = 0,03 \text{ Гц/А}$; $k_{IR} = 0,21 \text{ Ом}$; $k_{int} = 5,26 \text{ В/(А}\cdot\text{с)}$. На рисунках представлено процеси за $k_p = 0$. У разі необхідності підвищення швидкодії можна вводити цей коефіцієнт.

На рис. 3 позначено: безперервними лініями – задана швидкість АЕП f_3 і вихідна частота ПЧ f ; пунктирною лінією – приведена до однієї пари полюсів АД швидкість АЕП \bar{n} ; штрих-пунктирною – напруга ПЧ U , яка приведена до вихідної частоти ПЧ, виходячи з лінійної характеристики $U/f = \text{const}$ ($380\text{В}/50\text{Гц}$). За спрощеної схеми за рахунок того, що $I_{RU} > I_{RE}$, швидкість дещо збільшується. Як вказано вище, це збільшення можна компенсувати коефіцієнтом k_f , але істотним є те, що характер перехідних процесів і навантажувальна і перевантажувальна здатність АД при цьому не змінюється.

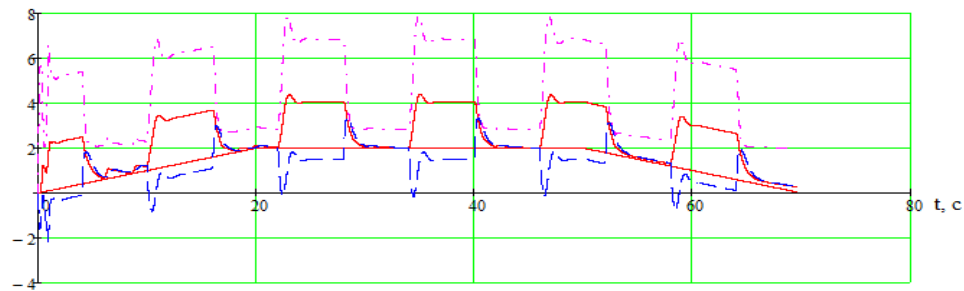
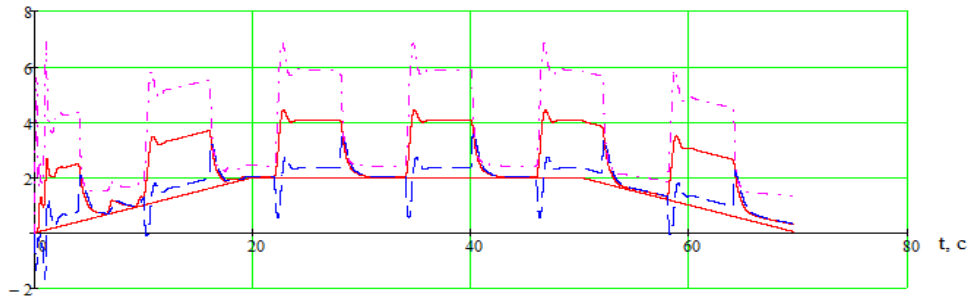
За частот до 50 Гц також не видно суттєвої відмінності швидкості \bar{n} від \bar{n}_0 навантаженого та ненавантаженого АД (рис. 4) [8]. Представлено поступову зміну вихідної частоти ПЧ в асинхронному ЕП ЕКТ4 від 1 до 45 Гц за номінального навантажувального моменту (рис. 4, а) і від 50 до 0 Гц – у режимі неробочого ходу (рис. 4, б).

У разі зміни температури графік швидкості зрушуватиметься вгору чи вниз, але важливим є те, що на механічному моменті і здатності навантаження АД це не позначається.

Задля реалізації цієї програми за спрощеною структурною схемою не обов'язково застосування потужних і досить дорогих мікропроцесорних контролерів з обчисленням з плаваючою точкою, досить простого та дешевого 16-розрядного мікроконтролера, наприклад, dsPIC30F або dsPIC33F фірми Microchip з реалізацією програм множення та поділу асемблерними вставками.

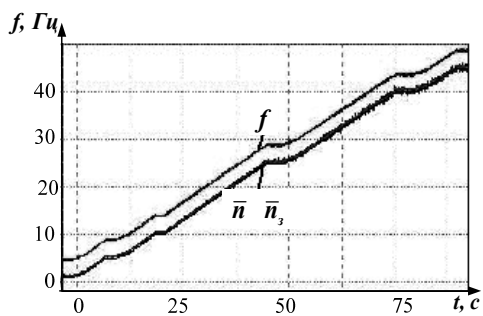


a

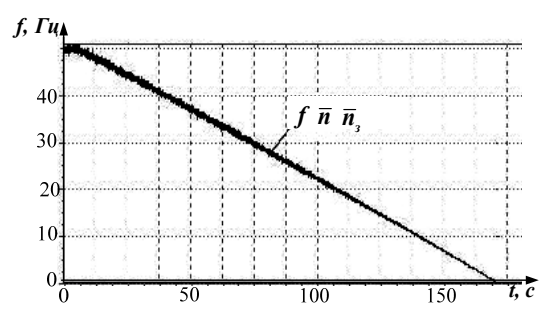


б

Рис. 3



a



б

Рис. 4

Параметри АД можна визначити за його паспортними даними або за допомогою програми попереднього самоналаштування, що передбачає тестові режими для АД та автоматичне уведення параметрів у пам'ять мікроконтролера [8].

Швидкодія електроприводу забезпечується системою оптимального регулювання [6–8], де керований задатчик інтенсивності КЗІ забезпечує оптимальні процеси у разі зміни заданого значення частоти F_3 під час накиду та скидання навантаження і за рахунок обмеження струму та напруги, а також за рахунок компенсації ковзання, IR-компенсації і характеристики (2) через роботу на низьких частотах. Така система апробована на сотнях електроприводів, випущених Запорізьким електроапаратним заводом і раніше існуючим УкрНДІ силової електроніки «Перетворювач».

Задля забезпечення стійкості систем регулювання на низьких частотах вводиться додатний зворотний зв'язок за реактивною складовою струму [8] (яка помножується на k_i на рис. 1).

У разі перекомпенсації ковзання, яка визначається можливими температурними змінами опорів обмоток двигуна і характеризується відносним відхиленням різниці усталеної $n_{уст}$ та заданої n_3 швидкостей від фактичного ковзання n_s

$$k = \frac{n_{уст} - n_3}{n_s},$$

в [8] одержана умова стійкості для інтегрального регулятора

$$k < \frac{T_{int}}{T_M(1 + (T_C / T_{int}))}, \quad (9)$$

де T_C – постійна часу кола статора, включаючи можливу довжину кола між інвертором і двигуном.

У разі перенесення інтегральної ланки регулювання в коло зворотного зв'язку вона стає інерційною ланкою регулювання. Тому, якщо представити коефіцієнт регулятора частоти K_f на рис. 1 передавальною функцією у вигляді інерційної ланки

$$K_f = k_f / (1 + pT_{int})$$

з пропорційним коефіцієнтом k_f і постійною часу T_{int} , яка чисельно дорівнює постійній часу інтегрування інтегрального регулятора частоти, умова стійкості (9) не змінюється, а стійкість системи регулювання за перекомпенсації ковзання забезпечується вибором відповідної постійної часу T_{int} без суттєвого впливу на перехідні процеси електропривода, які визначаються керованим задатчиком інтенсивності КЗІ.

На верхній осцилограмі рис. 3, а за навантаження усталена частота $f_{уст} = 4,3$ Гц, задана швидкість $n_3 = 2$ Гц, фактична швидкість $n_{уст} = 2,7$ Гц, фактичне ковзання $n_s = f_{уст} - n_{уст} = 1,6$ Гц, коефіцієнт перекомпенсації $k = (2,7 - 2) / 1,6 = 0,44$ (44 %).

Під час моделювання прийнято величину $T_{int} = 134$ мс, за якої гранично допустима перекомпенсація $k = 0,88$ (88%), тому стійкість системи регулювання у разі перекомпенсації 44% забезпечується.

На рис. 5 наведено результати моделювання з параметрами як на верхній осцилограмі рис. 3, а, але з $T_{int} = 50$ мс. При цьому $k > 0,88$ і система нестійка. На рис. 5, б $t = 3 \div 45$ с.

Регулятор реактивної потужності є додатковим контуром до системи оптимального регулювання. Він доводить потягозчеплення ротора, яке приблизно визначене за рахунок IR-компенсації і компенсації ковзання з урахуванням характеристики $U(f)$, до значення, що вимагається. За невеликої різниці цих значень регулятор реактивної потужності, який визначається коефіцієнтами k_p, k_{int} , може і не бути швидкодіючим.

Підвищення швидкодії системи регулювання за рахунок додатного зворотного зв'язку за струмом за компенсації ковзання і приблизному попередньому обчисленні IR-компенсації є ще однією перевагою перед векторною системою керування. Це видно на розрахункових осцилограмах за ідентичних параметрів електроприводів з тією та з іншою системами керування, наведених в [1].

Безперервний діапазон регулювання швидкості в області нульового значення підтверджується розрахованою осцилограмою на рис. 6, аналогічною наведеної на рис. 3, але зі зміною швидкості від +1 до -1 Гц. З осцилограми видно, що через перехідні процеси швидкість може змінювати знак.

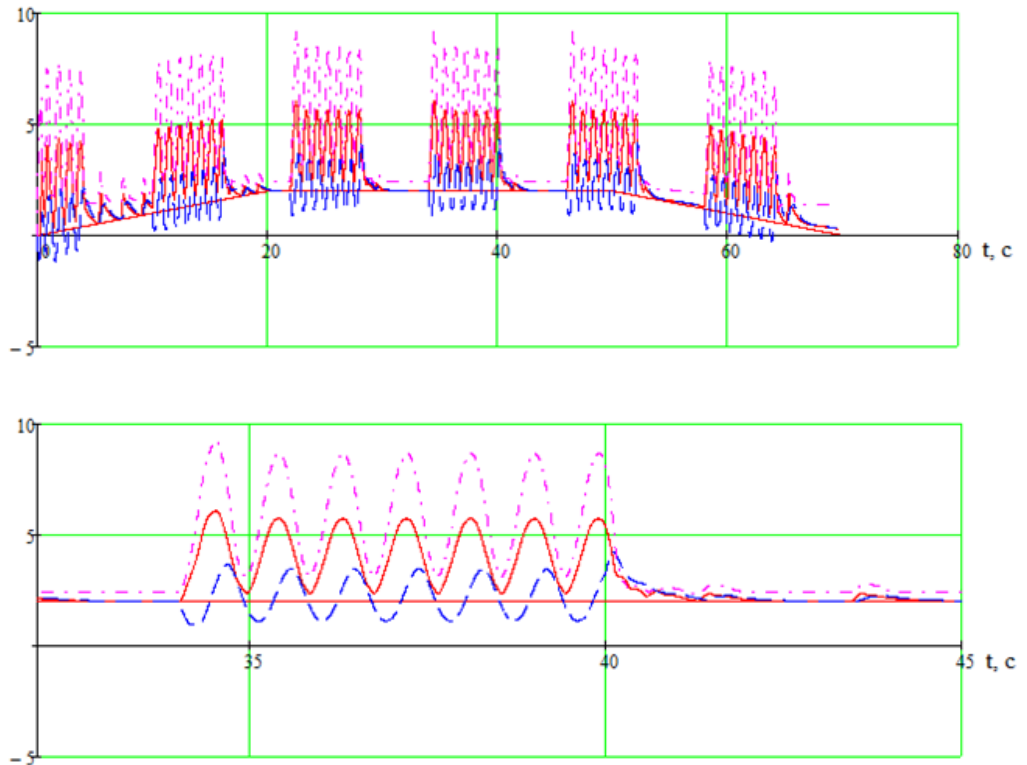


Рис. 5, а, б

Швидкодія АЕП досягається за рахунок сумісної дії апробованого на великій серії електроприводів оптимального регулювання і регулятора реактивної потужності. Регулятор реактивної потужності за рахунок стабілізації поточкозчеплення ротора забезпечує регулювання в близькому до нуля діапазоні частот.

Висновки. Обґрунтовано переваги асинхронного електропривода з керуванням за реактивною потужністю – безперервний діапазон регулювання швидкості, включаючи нуль, незалежно від зміни навантажувального моменту АД, незалежність навантажувальної та перевантажувальної здатності від температурної зміни параметрів АД, швидкодіюче

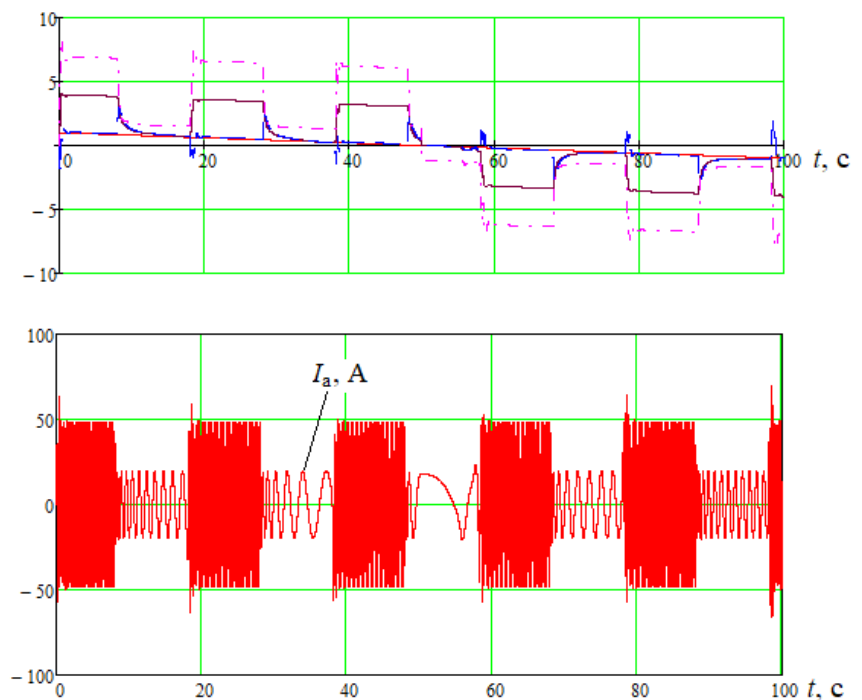


Рис. 6

регулювання, спрощення системи керування АЕП. Регулятор реактивної потужності забезпечує регулювання на низьких частотах, програма оптимального мікропроцесорного керування – швидкодію АЕП. Забезпечується стійкість системи регулювання на низьких частотах і стійкість у разі перекомпенсації ковзання. Система керування АЕП спрощується, тому що для забезпечення роботи на низьких частотах не вимагається складних програм адаптації до зміни параметрів АД і високопродуктивних мікроконтролерів. Без суттєвого зменшення точності регулювання швидкості систему керування можна ще більше спростити і реалізувати на звичайних 16-розрядних

мікроконтролерах. За високих вимог до точності регулювання швидкості використання адаптації до зміни параметрів АД не буде впливати на працездатність електропривода, як у разі векторного керування за неякісної адаптації. Асинхронний електропривод з керуванням за реактивною потужністю рекомендується до застосування в електроприводах з високою якістю регулювання швидкості.

1. Чепкунов Р.А. Асинхронний електропривод з керуванням за реактивною потужністю. *Технічна електродинаміка*. 2021. № 5. С. 49–54. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2021.05.049>
2. Blaschke F. The principle of field orientation applied to the new transvector closed-loop control system for rotating field machines. *Siemens Rev.* 1972. 39. Pp. 217–220.
3. Пересада С.М. Обобщенная теория векторного управления асинхронным электродвигателем. Часть I. Проблема векторного управления в асинхронном электроприводе: краткий обзор и формулировка проблемы. *Технічна електродинаміка*. 1999. № 3. С. 27–31.
4. Потапенко Е.М., Потапенко Е.Е. Робастные алгоритмы векторного управления асинхронным электроприводом. Запорожье: ЗНТУ, 2009. 352 с.
5. Виноградов А.Б., Чистосердов В.Л., Сибирцев А.Н. Адаптивная система векторного управления асинхронным электроприводом. *Электротехника*. 2003. № 7. С. 7–17.
6. Чепкунов А.И. Оптимальное микропроцессорное управление электроприводом. *Праці Інституту електродинаміки Національної академії наук України*. 2003. № 1. С. 106–108.
7. Чепкунов А.И. Эффективное управление асинхронным электроприводом. *Технічна електродинаміка*. 2006. № 2. С. 52–57.
8. Чепкунов Р. Регулирование электроприводов с косвенным измерением скорости. Saarbrücken, Deutschland: LAP Lambert Academic Publishing, 2015. 204 с.

APPLYING OF ASYNCHRONOUS ELECTRIC DRIVE WITH REACTIVE POWER CONTROL

R.A. Chepkunov

**Science-industrial enterprise “Elektronik, LTD”
st. Rustavi, 5 - 204, Zaporihzhzia, 69055, Ukraine.**

E-mail: elektronick.ltd@gmail.com

The practical issues of using an asynchronous electric drive with reactive power control with ensuring the independence of the load and over load capacity from changes of induction motor parameters, uninterrupted diapason of speed regulation, including zero, fast regulation and simplification of the microprocessor control system are considered. It is show what it may be to implement. References 8, figures 6.

Key words: asynchronous electric drive, magnetic flow of rotor, changes of induction motor parameters.

1. Chepkunov R.A. Asynchronous electric drive with reactive power control. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2021. No 5. Pp. 49–54. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2021.05.049>. (Ukr)
2. Blaschke F. The principle of field orientation applied to the new transvector closed-loop control system for rotating field machines. *Siemens Rev.* 1972. 39. Pp. 217–220.
3. Peresada C.M. General theory of vector control of asynchronous mortor. Part I. Problems of vector control in asynchronous electric driver: short review and formulation of problem. *Tekhnichna elektrodynamika*. 1999. No 3. Pp. 27–31. (Rus)
4. Potapenko E.M., Potapenko E.E. Robust algorithms of the vector control of electric drive. Zaporohzje: ZNTU, 2009. 352 p. (Rus)
5. Vinogradov A.B., Chistoserdov V.M., Sibircev A.N. Adaptation system of vector controlling of asynchronous electric drive. *Elektrotekhnika*. 2003. No 7. Pp. 7–17. (Rus)
6. Chepkunov A.I. Optimum microprocessor controlling of electric drive. *Pratsi Instytutu elektrodynamiky Natsionalnoi Akademii Nauk Ukrainy*. 2003. No 1. Pp. 106–108. (Rus)
7. Chepkunov A.I. Effective controlling of asynchronous electric drive. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2006. No 2. Pp. 52–57. (Rus)
8. Chepkunov R. Regulation of electric drives with indirect measuring of speed. Saarbrücken, Deutschland: LAP Lambert Academic Publishing, 2015. 204 p. (Rus)

Надійшла 18.08.2022
Остаточний варіант 27.03.2023