

УДОСКОНАЛЕНИЙ АЛГОРИТМ КЕРУВАННЯ ЕЛЕКТРОМАГНІТНИМ ВІБРАЦІЙНИМ ПРИВОДОМ

О. О. Черно, А. П. Гуров

Національний університет кораблебудування імені адмірала Макарова

просп. Героїв України, 9, м. Миколаїв, 54025, Україна. E-mail: oleksandr.cherno@nuos.edu.ua

Електромагнітний вібраційний привод використовується переважно на вібротехнологічних установках, що потребують автоматичного регулювання параметрів вібрації в процесі роботи. До них належать вібраційні конвеєри, живильники та інші подібні пристрої. Якість керування амплітудою й частотою коливань впливає на якість технологічних процесів та енергетичні показники. Відомий алгоритм керування включає визначення основної гармоніки вібраційного переміщення, а також першої та третьої гармонік струму за допомогою процедури дискретного перетворення Фур'є з використанням опорних сигналів, синхронізованих з моментами переходу струму обмотки електромагніта через нульовий рівень. Основний недолік такого алгоритму – це спотворення опорних сигналів унаслідок зсуву середнього значення струму під час перехідних процесів, а також унаслідок впливу високочастотних перешкод, що не дають можливість точно визначати моменти переходу струму через нуль. У роботі пропонується удосконалений алгоритм керування, який відрізняється від наявного тим, що формування опорних сигналів для процедури дискретного перетворення Фур'є здійснюється незалежно від сигналу з датчика струму. Це дало змогу істотно покращити динамічні властивості системи автоматичного керування.

Ключові слова: вібраційна установка, електромагнітний привод, алгоритм керування.

УСОВЕРШЕНСТВОВАННЫЙ АЛГОРИТМ УПРАВЛЕНИЯ ЕЛЕКТРОМАГНИТНЫМ ВИБРАЦИОННЫМ ПРИВОДОМ

А. А. Черно, А. П. Гуров

Национальный университет кораблестроения имени адмирала Макарова

просп. Героев Украины, 9, г. Николаев, 54025, Украина. E-mail: oleksandr.cherno@nuos.edu.ua

Электромагнитный вибрационный привод используется преимущественно на вибротехнологических установках, требующих автоматического регулирования параметров вибрации в процессе работы. К ним относятся вибрационные конвейеры, питатели и другие подобные устройства. Качество управления амплитудой и частотой колебаний влияет на качество технологических процессов и энергетические показатели. Известный алгоритм управления включает определение основной гармонической составляющей вибрационного перемещения, а также первой и третьей гармоник тока с помощью процедуры дискретного преобразования Фурье с использованием опорных сигналов, синхронизированных с моментами перехода тока обмотки электромагнита через нулевой уровень. Основным недостатком такого алгоритма – это искажение опорных сигналов вследствие сдвига среднего значения тока при переходных процессах, а также в результате воздействия высокочастотных помех, которые не дают возможность точно определять моменты перехода тока через ноль. В работе предлагается усовершенствованный алгоритм управления, который отличается от существующего тем, что формирование опорных сигналов для процедуры дискретного преобразования Фурье осуществляется независимо от сигнала с датчика тока. Это позволило существенно улучшить динамические свойства системы автоматического управления.

Ключевые слова: вибрационная установка, электромагнитный привод, алгоритм управления.

АКТУАЛЬНІСТЬ РОБОТИ. Вібраційні технології широко використовуються в сучасній промисловості [1–3]. Керований електромагнітний вібраційний привод застосовується переважно на обладнанні, що потребує регулювання амплітуди вібрації для забезпечення робочого процесу [3]. До такого обладнання належать вібраційні конвеєри [4], живильники [5], сепаратори [6] та верстати [7].

У роботі [8] показано, що на частотах, близьких до резонансної, електромагнітний привод має ККД більше ніж 70 %, що значно перевищує ККД інших типів вібраційного привода. У роботах [4–6] обґрунтовано, що для забезпечення резонансного режиму роботи привода в умовах зміни навантаження необхідно здійснювати автоматичне керування його частотою та амплітудою.

Системи керування вібраційними пристроями зазвичай побудовані за принципом зворотного зв'язку: керування амплітудою здійснюється за її відхиленням,

а частотою – за відхиленням різниці фаз коливань та електромагнітної сили від заданого значення, що відповідає білярезонансній частоті [4–6]. У роботі [9] запропоновано алгоритм керування, що включає фільтрацію за методом дискретного перетворення Фур'є (ДПФ), за допомогою якого визначається амплітуда і фаза основної гармоніки вібрації. У цьому разі використовуються опорні сигнали, синхронізовані з моментами переходу струму через нульовий рівень. Такий алгоритм має низку недоліків:

- середнє значення струму є нульовим тільки в режимі стаціонарних коливань, а під час перехідних процесів воно змінюється, викликаючи несиметрію часових проміжків між переходами через нуль, що призводить до спотворення опорних сигналів і, як наслідок, – до неправильного визначення амплітуди та фази коливань у динаміці;

- високочастотні перешкоди сигналу датчика

струму впливають на точність визначення моментів переходу струму через нуль і викликають похибки визначення амплітуди та фази вібрації;

– визначення амплітуди вібрації можливе тільки за наявності струму в обмотці вібратора.

Метою дослідження є розробка алгоритму керування електромагнітним вібраційним приводом, позбавленого зазначених недоліків.

МАТЕРІАЛ І РЕЗУЛЬТАТИ ДОСЛІДЖЕНЬ. За основу візьмемо алгоритм, запропонований у [9], де керування частотою здійснюється завдяки підтримці заданої різниці фаз між третьою та першою гармоніками струму.

На відміну від алгоритму [9], в удосконаленому алгоритмі три пари опорних сигналів з частотами $2\omega_1$, ω_1 та $3\omega_1$, де ω_1 – частота струму, мають формуватися незалежно від сигналу датчика струму. Фази опорних сигналів мають визначатись як інтеграли відповідних частот і обнулюватись, коли фаза опорного сигналу найменшої частоти α_2 досягає рівня 2π . Обнулення здійснюється домноження на інверсію логічної функції D , яка приймає значення "1" при $\alpha_2 \geq 2\pi$. Тоді фази опорних сигналів можна визначити рівняннями:

$$\alpha_1(nT) = \bar{D}(nT)(\alpha_1(nT-T) + 2\omega_1(nT-T)T); \quad (1)$$

$$\alpha_2(nT) = \bar{D}(nT)(\alpha_2(nT-T) + \omega_1(nT-T)T); \quad (2)$$

$$\alpha_3(nT) = \bar{D}(nT)(\alpha_3(nT-T) + 3\omega_1(nT-T)T); \quad (3)$$

$$D(nT) = H(\alpha_2(nT) - 2\pi), \quad (4)$$

де n – номер відліку; T – період дискретизації; $\bar{x}$ – функція логічного заперечення; $H(x)$ – функція Хевісайда [10]:

$$H(x) = \begin{cases} 1, & \text{якщо } x \geq 0; \\ 0, & \text{якщо } x < 0. \end{cases}$$

Опорні сигнали:

$$s_{2i-1}(nT) = \cos \alpha_i(nT); \quad (5)$$

$$s_{2i}(nT) = -\sin \alpha_i(nT), \quad (6)$$

де $i=1, 2, 3$.

Комплексні складові вібраційного переміщення, а також 1-ї та 3-ї гармонік струму, так само, як у [9], визначаються інтегруванням добутків сигналів датчиків з опорними сигналами на проміжках часу, що відповідає періоду струму:

$$S_{a1}(nT) = \bar{D}(nT-T)(S_{a1}(nT-T) + a(nT)s_1(nT)T); \quad (7)$$

$$S_{a2}(nT) = \bar{D}(nT-T)(S_{a2}(nT-T) + a(nT)s_2(nT)T); \quad (8)$$

$$S_{I1}(nT) = \bar{D}(nT-T)(S_{I1}(nT-T) + I(nT)s_3(nT)T); \quad (9)$$

$$S_{I2}(nT) = \bar{D}(nT-T)(S_{I2}(nT-T) + I(nT)s_4(nT)T); \quad (10)$$

$$S_{I3}(nT) = \bar{D}(nT-T)(S_{I3}(nT-T) + I(nT)s_5(nT)T); \quad (11)$$

$$S_{I4}(nT) = \bar{D}(nT-T)(S_{I4}(nT-T) + I(nT)s_6(nT)T); \quad (12)$$

$$X_{w.re}(nT) = D(nT) \frac{S_{a1}(nT)}{4\pi\omega_1(nT-T)} + \bar{D}(nT)X_{w.re}(nT-T); \quad (13)$$

$$X_{w.im}(nT) = D(nT) \frac{S_{a2}(nT)}{4\pi\omega_1(nT-T)} + \bar{D}(nT)X_{w.im}(nT-T); \quad (14)$$

$$I_{1.re}(nT) = D(nT)S_{I1}(nT) \frac{\omega_1(nT-T)}{\pi} + \bar{D}(nT)I_{1.re}(nT-T); \quad (15)$$

$$I_{1.im}(nT) = D(nT)S_{I2}(nT) \frac{\omega_1(nT-T)}{\pi} + \bar{D}(nT)I_{1.im}(nT-T); \quad (16)$$

$$I_{3.re}(nT) = D(nT)S_{I3}(nT) \frac{\omega_1(nT-T)}{\pi} + \bar{D}(nT)I_{3.re}(nT-T); \quad (17)$$

$$I_{3.im}(nT) = D(nT)S_{I4}(nT) \frac{\omega_1(nT-T)}{\pi} + \bar{D}(nT)I_{3.im}(nT-T), \quad (18)$$

де $a(nT)$ – сигнал акселерометра; $I(nT)$ – сигнал датчика струму; S_{a1} , S_{a2} , S_{I1} , ..., S_{I4} – інтеграли; $X_{w.re}$, $X_{w.im}$ – дійсна та уявна складові вібраційного переміщення робочого органу; $I_{1.re}$, $I_{1.im}$, $I_{3.re}$, $I_{3.im}$ – дійсні та уявні складові 1-ї та 3-ї гармонік струму.

Амплітуди вібраційного переміщення та гармонік струму [9]:

$$X_w(nT) = \sqrt{X_{w.re}^2(nT) + X_{w.im}^2(nT)}; \quad (19)$$

$$I_k(nT) = \sqrt{I_{k.re}^2(nT) + I_{k.im}^2(nT)}, k=1,3. \quad (20)$$

Фази гармонік струму визначаються як аргументи комплексних складових у діапазоні від $-\pi$ до π :

$$\varphi_k = \arg(I_{k.re} + jI_{k.im}), \quad (21)$$

де j – комплексний множник. Ураховуючи, що в програмі керувального мікроконтролера тригонометричні функції реалізовуватимуться таблично, для визначення аргумента комплексного числа пропонуються рівняння:

$$\arg(x) = \operatorname{sgn}(\operatorname{Im}(x)) \arccos \frac{\operatorname{Re}(x)}{|x|} \quad (22)$$

$$\text{при } |\operatorname{Re}(x)| \leq |\operatorname{Im}(x)|;$$

$$\arg(x) = \operatorname{sgn}(\operatorname{Re}(x)) \left(\frac{\pi}{2} - \arccos \frac{\operatorname{Im}(x)}{|x|} \right) + \operatorname{sgn}(\operatorname{Im}(x)) \times \quad (23)$$

$$\times (1 - H(\operatorname{Re}(x)))\pi \text{ при } |\operatorname{Re}(x)| > |\operatorname{Im}(x)|,$$

де $\operatorname{Re}(x)$, $\operatorname{Im}(x)$ – дійсна та уявна частина комплексного числа; $\operatorname{sgn}(x)$ – функція «сігнум» [10]:

$$\operatorname{sgn}(x) = \begin{cases} 1, & \text{якщо } x > 0; \\ 0, & \text{якщо } x = 0; \\ -1, & \text{якщо } x < 0. \end{cases}$$

Для визначення різниці фаз між третьою та першою гармоніками струму необхідно привести їх до однієї частоти, помноживши фазу першої гармоніки на 3 [9]:

$$\varphi_{31}(nT) = \varphi_3(nT) - 3\varphi_1(nT). \quad (24)$$

Далі необхідно привести отримане значення до діапазону $-\pi/2 \dots 3\pi/2$. Для цього, якщо $\varphi_{31} < -\pi/2$, потрібно в циклі збільшувати φ_{31} на 2π , доки не виконається умова $\varphi_{31} \geq -\pi/2$, а якщо $\varphi_{31} > 3\pi/2$, потрібно в циклі зменшувати φ_{31} на 2π , доки не виконається умова $\varphi_{31} \leq -\pi/2$.

Похибки керування за амплітудою та фазою [9]:

$$\varepsilon_x(nT) = X_{w,pr}(nT) - X_w(nT); \quad (25)$$

$$\varepsilon_\varphi(nT) = \varphi_{31,pr}(nT) - \varphi_{31}(nT), \quad (26)$$

де $X_{w,pr}$ і $\varphi_{31,pr}$ – приписані значення амплітуди вібрації та фазового зрушення між гармоніками струму.

Згідно з [9], для забезпечення стійкості системи керування вібраційним приводом з малим механічним демпфіруванням, її регулятори мають містити ланки із зоною нечутливості, що описуються рівняннями:

$$\varepsilon'_x(nT) = \begin{cases} \varepsilon_x(nT) - h_{DZ1} & \text{при } \varepsilon_x(nT) > h_{DZ1}; \\ 0 & \text{при } -h_{DZ1} \leq \varepsilon_x(nT) \leq h_{DZ1}; \\ \varepsilon_x(nT) + h_{DZ1} & \text{при } \varepsilon_x(nT) < -h_{DZ1}; \end{cases} \quad (27)$$

$$\varepsilon'_\varphi(nT) = \begin{cases} \varepsilon_\varphi(nT) - h_{DZ2} & \text{при } \varepsilon_\varphi(nT) > h_{DZ2}; \\ 0 & \text{при } -h_{DZ2} \leq \varepsilon_\varphi(nT) \leq h_{DZ2}; \\ \varepsilon_\varphi(nT) + h_{DZ2} & \text{при } \varepsilon_\varphi(nT) < -h_{DZ2}, \end{cases} \quad (28)$$

де h_{DZ1} і h_{DZ2} – величини ширини зони нечутливості регуляторів амплітуди і частоти відповідно.

У контурі керування амплітудою доцільно використовувати ПІ-регулятор, що описується рівняннями:

$$U_p(nT) = k_p \varepsilon'_x(nT); \quad (29)$$

$$U_i(nT) = U_i(nT - T) + k_{i1} \varepsilon'_x(nT)T; \quad (30)$$

$$U_{pi}(nT) = U_p(nT) + U_i(nT), \quad (31)$$

де k_p , $U_p(nT)$ – коефіцієнт і вихідний сигнал пропорційного регулятора; k_{i1} , $U_i(nT)$ – коефіцієнт і вихідний сигнал інтегрального регулятора контуру амплітуди; $U_{pi}(nT)$ – вихідний сигнал ПІ-регулятора, що подається на перетворювач частоти як сигнал завдання амплітуди напруги на обмотці вібратора.

Процес автопідстройки частоти має проходити на порядок повільніше, ніж керування амплітудою. Інакше під час швидкого наближення до резонансу спостерігаються великі сплески амплітуди, що неприпустимо для технологічного процесу. Тому в контурі керування частотою достатньо інтегрального регулятора. Його рівняння [9]:

$$\omega_i(nT) = \omega_i(nT - T) + k_{i2} \varepsilon'_\varphi(nT)T, \quad (32)$$

де k_{i2} – коефіцієнт інтегрального регулятора частоти.

Сигнал $\omega_i(nT)$ є сигналом завдання частоти струму обмотки електромагніта.

Отже, алгоритм керування електромагнітним вібраційним приводом визначається рівняннями (1)–(32). На підставі цих рівнянь складаємо динамічну структурну схему дискретної частини системи керування (рис. 1).

Для моделювання динаміки удосконаленої сис-

теми використовувалась описана в [9] динамічна модель керованого електромагнітного привода в середовищі Simulink, яку було модернізовано з урахуванням нової структури системи керування.

На рис. 2 наведено структуру підсистеми Control System, яка відрізняється від [9] структурою блоків DFT1–DFT3, наявністю підсистеми Range – $\pi \dots 3\pi/2$, що призводить фазове зрушення φ_{31} до діапазону $-\pi/2 \dots 3\pi/2$, а також використанням ПІ-регулятора замість інтегрального в контурі керування амплітудою.

Блок DFT1 побудовано на підставі рівнянь (1), (5)–(8), (13), (14), (19). Він здійснює процедуру ДПФ сигналу акселерометра і визначає амплітуду коливань робочого органу вібраційної установки. Вхідними величинами цього блоку є виміряне значення вібраційного прискорення a , сигнал D , що викликає збереження результатів інтегрування та обнулення фаз опорних сигналів, значення частоти струму обмотки електромагніта ω_1 .

Блоки DFT2 і DFT3 виконують процедуру ДПФ сигналу датчика струму і визначають фази його першої та третьої гармонічних складових. Структура блоку DFT2 побудована на підставі рівнянь (2), (5), (6), (9), (10), (15), (16), (20)–(23), а блоку DFT3 – на підставі рівнянь (3), (5), (6), (11), (12), (17), (18), (20)–(23). Сигнал D початку нового циклу опорних сигналів формується у блоці DFT2 (рис. 3) ланкою $H(u-2\pi i)$, що порівнює фазу α_2 з 2π . Цей сигнал використовується в самому блоці DFT2, а також надходить до блоків DFT1 та DFT3 (рис. 2). Вхідними величинами блоків DFT2 і DFT3 є також виміряні миттєві значення струму i та значення частоти струму ω_1 .

Визначення фази першої гармоніки струму в блоці DFT2 відбувається так. Дискретні відліки сигналу струму зі входу блоку помножуються на косінусний та синусний опорні сигнали. Отримані добутки інтегруються за методом прямокутників. Після досягнення фазою α_2 значення 2π сигнал $D=1$ записує результати інтегрування у змінні $I_{1, re}$ та $I_{1, im}$, а сигнал $\bar{D}=0$ обнулює фазу опорних сигналів α_2 , а через один такт обнулює значення інтегралів. Після цього функція D знову приймає нульове значення до кінця чергового періоду. Сигнал $\bar{D}=1$ протягом періоду забезпечує утримання значень $I_{1, re}$ та $I_{1, im}$ і лінійне зростання фази α_2 . Амплітуда першої гармоніки струму I_1 визначається за рівнянням (20), після чого величини I_1 , $I_{1, re}$ та $I_{1, im}$ подаються на вхід блоку Arg, де за виразами (22), (23) визначається фаза першої гармоніки струму φ_1 відносно опорного сигналу s_3 . Аналогічно відбувається визначення фази третьої гармоніки струму φ_3 у блоці DFT3.

За допомогою даної моделі були розраховані процеси відпрацювання системою сигналу завдання амплітуди, який лінійно наростає за 0,5 с до 0,5 мм, а потім залишається постійним на цьому рівні.

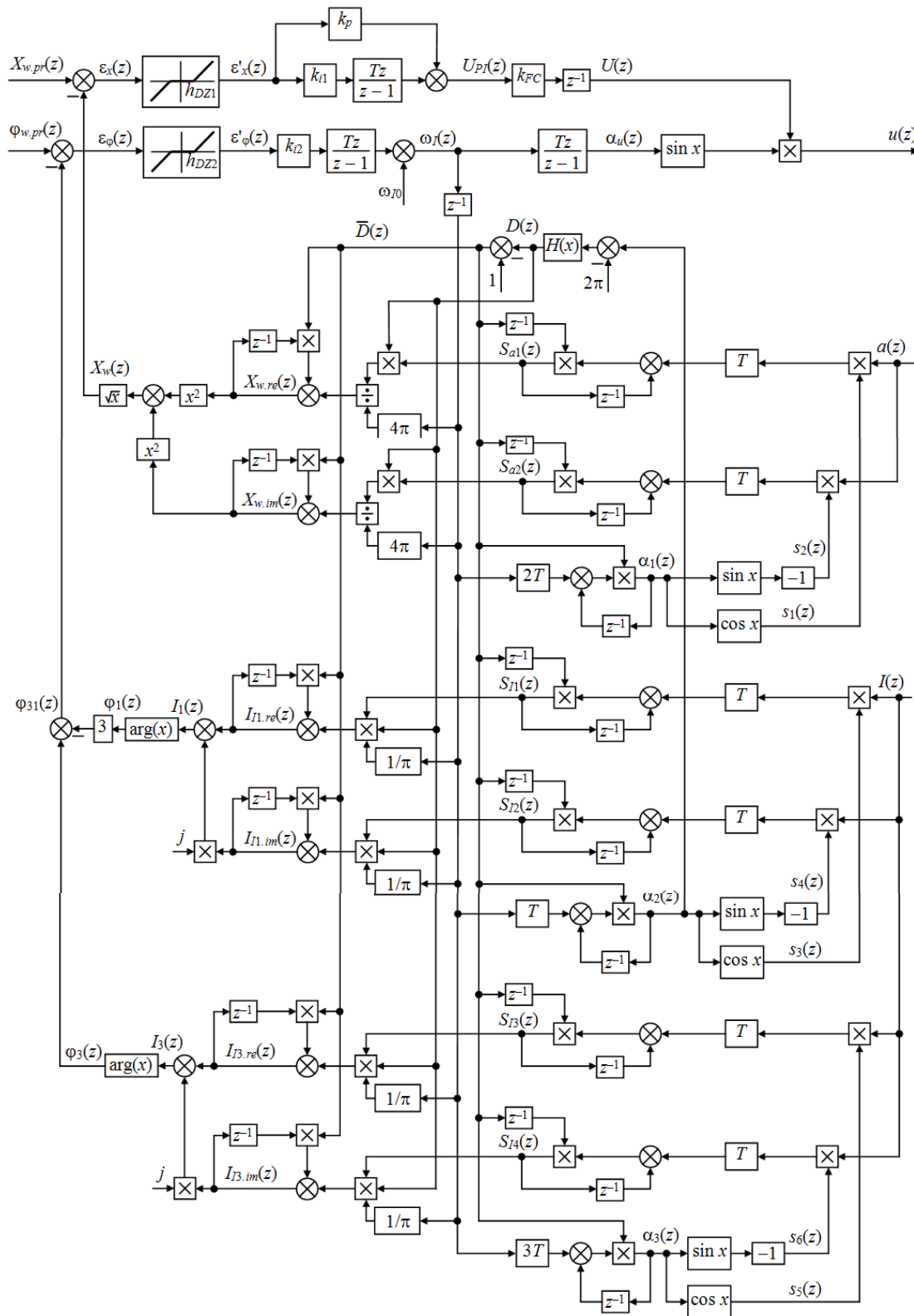


Рисунок 1 – Динамічна структурна схема дискретної частини системи керування

У момент часу 4 с маса оброблюваного матеріалу збільшується з 5 до 10 кг, а через 4 с – знову зменшується до 5 кг. Параметри регуляторів: ширина зони нечутливості за амплітудою $h_{DZ1} = 0,01$ мм; ширина зони нечутливості за фазою $h_{DZ2} = 10^\circ$; ко-

ефіцієнт пропорційного регулятора амплітуди $k_p = 2 \cdot 10^5$; коефіцієнт інтегрального регулятора амплітуди $k_{i1} = 200 \text{ с}^{-1}$; коефіцієнт інтегрального регулятора частоти $k_{i2} = -2 \cdot 10^{-5} \text{ с}^{-1}$.

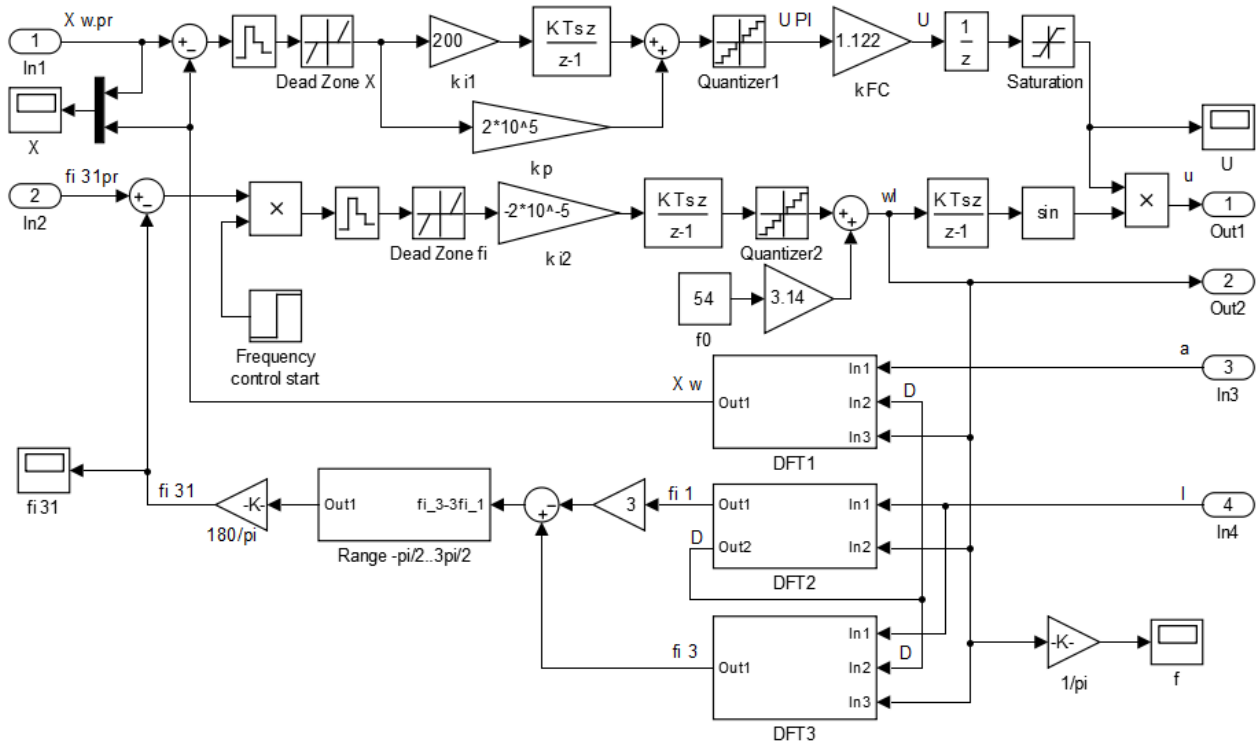


Рисунок 2 – Підсистема Control System динамічної моделі керованого електромагнітного вібраційного привода в середовищі Simulink

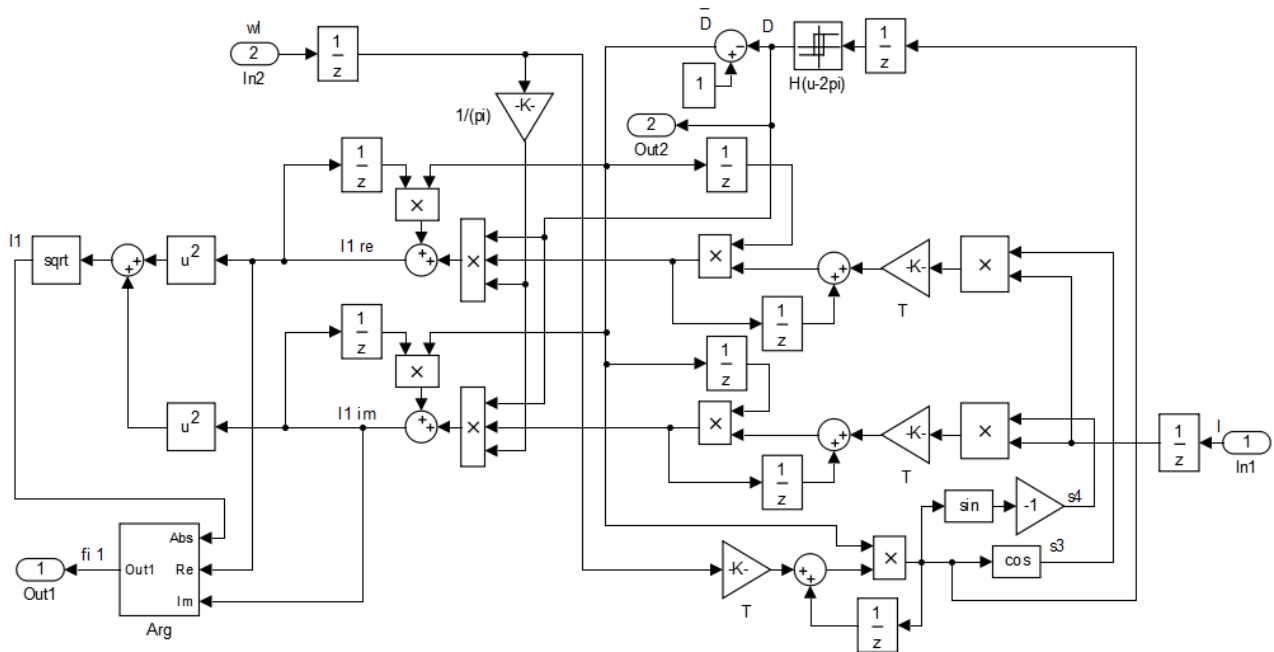


Рисунок 3 – Структура блоку DFT2

Результати моделювання наведено на рис. 4. Отримані графіки показують, що запропонована система керування відтворює заданий закон зміни амплітуди вібрації, підтримуючи білярезонансний режим в умовах зміни маси оброблюваного матеріалу. У цьому разі високочастотні перешкоди, що бу-

ли примусово додані до сигналу датчика струму (рис. 5), ніяк не впливають на роботу системи. Слід зазначити, що система, яка формує опорні сигнали залежно від переходів струму через 0 [9], за таким рівнем перешкод буде непрацездатною.

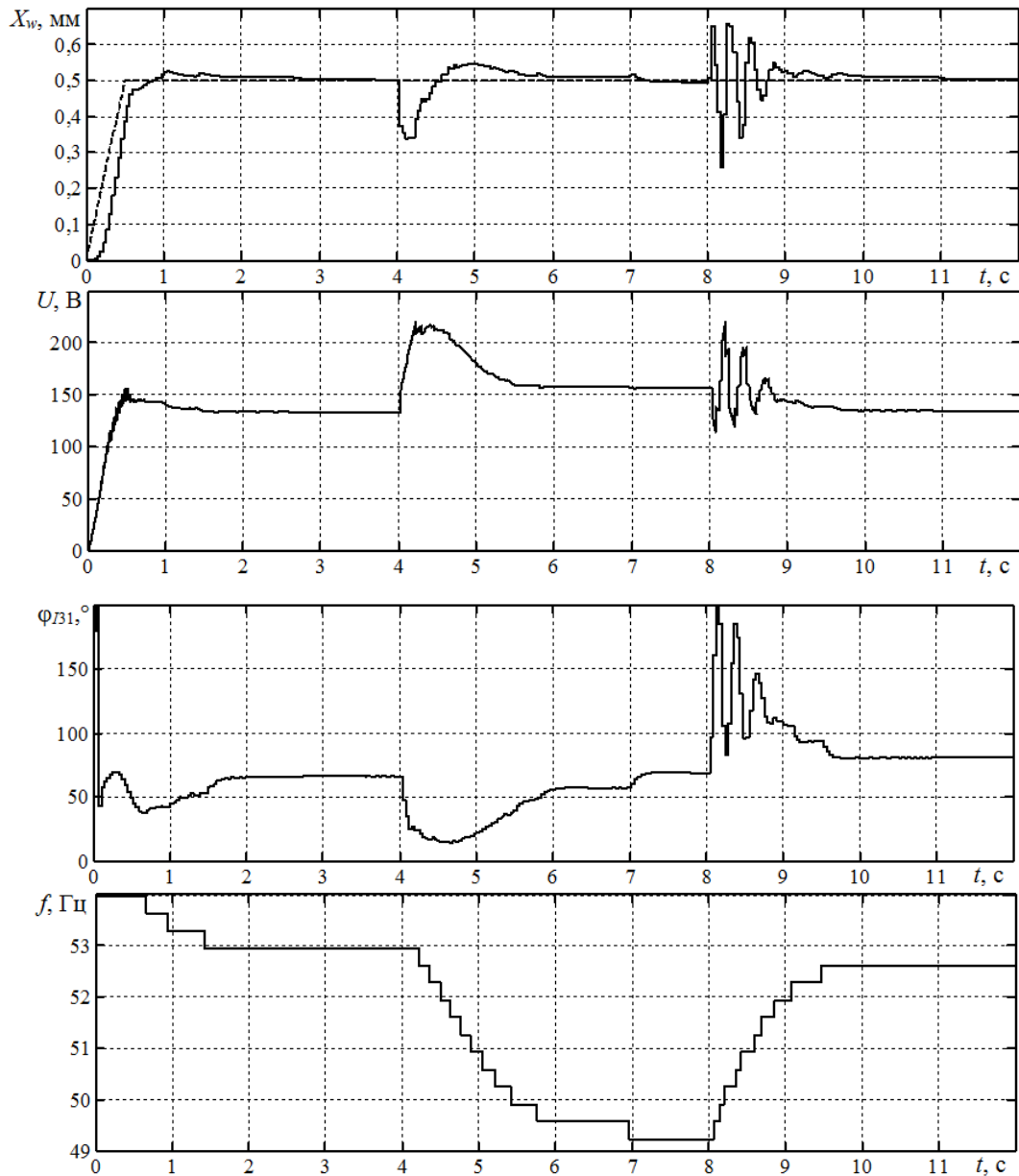


Рисунок 4 – Результати моделювання динаміки керованого вібраційного привода

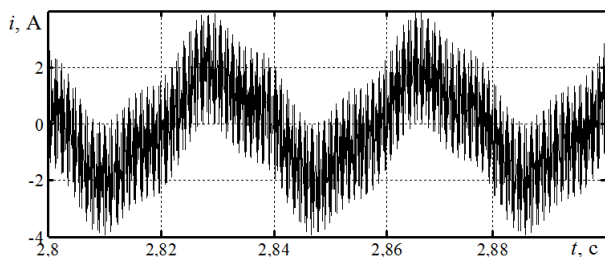


Рисунок 5 – Осцилограма сигналу датчика струму

ВИСНОВКИ. Удосконалення алгоритму керування вібраційним приводом полягає в тому, що опорні сигнали для ДПФ формуються незалежно від сигналу датчика струму. Реалізація розробленого алгоритму (1)–(32) дасть змогу істотно покращити динамічні властивості системи керування.

ЛІТЕРАТУРА

1. Ланець О.С. Високоєфективні міжрезонансні вібраційні машини з електромагнітним приводом (Теоретичні основи та практика створення): монографія. – Львів: Видавництво Національного університету «Львівська політехніка», 2008. – 324 с.
2. Бондар Р.П. Електромеханічні характеристики коаксіально-лінійного синхронного вібратора установки для безтраншейної проходки горизонтальних свердловин // Технічна електродинаміка. – 2008. – № 2. – С. 31–35.
3. Вибрации в технике: справочник: в 6-ти т. – М.: Машиностроение, 1981. – Т. 4: Вибрационные процессы и машины / Под ред. Э.Э. Лавендела, 1981. – 509 с.
4. Despotovic Z.V., Ribic A.I., Sinic V. Modelling and control of electromagnetic vibratory actuator applied in vibratory conveying drives // Infotech-Jahorina.

– 2013. – Vol. 12. – PP. 1049–1054.

5. Шовкун О.П., Козбур І.Р. Електромагнітний вібраційний привід живильника // Матеріали XIX наукової конференції Тернопільського національного технічного університету ім. І. Пулюя. – Тернопіль: ТНТУ, 2016. – С. 131–132.

6. Bracacescu C., Sorica C., Manea D., Ivancu B., Popescu S. Theoretical researches on kinematics and dynamics of vibrating sieves electromagnetically driven // *ACTA Technica Corviniensis – Bulletin of Engineering*. – 2014. – Fascicule 4, T. VII. – PP. 75–78.

7. Сілін Р.І., Третко В.В., Гордєєв А.І. Дослідження динамічної моделі резонансного вібраційного

верстата для доведення плоских поверхонь // Вібрації в техніці та технологіях. – 2014. – № 2 (74). – С. 89–92.

8. Cherny O.O., Monchenko M.Yu. Energy efficiency of the vibratory device electromagnetic drive system // *Технічна електродинаміка*. – 2016. – № 1. – С. 20–25.

9. Cherny A.A. Control of electromagnetic vibratory drive using a phase difference between current harmonics // *Journal of Automation and Information Sciences*. – 2017. – Vol. 49. – Iss. 7. – PP. 58–76.

10. Воднев В.Т., Наумович А.Ф., Наумович Н.Ф. Основные математические формулы: справочник. – Минск: Высшая школа, 1988. – 269 с.

IMPROVED ALGORITHM OF ELECTROMAGNETIC VIBRATION DRIVE SYSTEM CONTROL

O. Cherny, A. Hurov

Admiral Makarov National University of Shipbuilding
prosp. Heroiv Ukrainy, 9, Mykolaiv, 54025, Ukraine. E-mail: oleksandr.cherny@nuos.edu.ua

Relevance of the work. Electromagnetic vibration drive system is used predominantly at vibration technology units requiring the automatic control of vibration parameters during operation. These include vibrating conveyors, feeders and other similar devices. The quality of amplitude and frequency control of oscillations affects the quality of technological processes and energy performance. A well-known control algorithm includes the determination of the fundamental harmonic of vibrational displacement, as well as the first and third harmonics of current by means of the discrete Fourier transform procedure using reference signals synchronized with the moments of the electromagnet winding current transition through a zero level. The main disadvantage of this algorithm is the distortion of the reference signals due to the shift of the average value of the current in the transient processes, as well as the effect of high frequency interference, which prevents precisely determining the moments of the current transition through zero. **The aim of the work** is development of the electromagnetic vibration drive control algorithm, devoid of these disadvantages. **Results.** The paper proposes an improved control algorithm that differs from the existing one in that the formation of reference signals for the discrete Fourier transform procedure is carried out regardless of the current sensor signal. Equations describing signal transformations according to the improved control algorithm have been received. A dynamic block diagram of the discrete part of the control system based on the equations has been developed. The dynamic model in the development environment Simulink has been worked out. The result of transient simulation shows, that the proposed control algorithm provides the control quality even in conditions of a significant level of high-frequency noise in the current sensor signal. References 10, figures 5.

Key words: vibration device, electromagnetic drive system, control algorithm.

REFERENCES

1. Lanets, A.S. (2008), *Vysokoefektyvni mizhrezonansni vibratsijni mashyny z elektromagnitnym pryvodom (Teoretychni osnovy ta praktyka stvorennja)* [High efficiency interresonance vibrating machines with electromagnetic drive (Theoretical foundations and building practice)], *NULP*, Lviv. (in Ukrainian)

2. Bondar, R.P. (2008), “Electromechanical characteristics of coaxial synchronous linear vibrator settings for trenchless tunneling horizontal drill-wire”, *Tekhnichna elektrodynamika*, Vol. 2, pp. 31–35. (in Ukrainian)

3. Lavendel, E.E. (1981), *Vibratsii v tekhnike: Spravochnik. Vibratsionnye protsessy i mashyny* [Vibrations in the technique. Vibrational processes and machines], Mashinostroenie, Moscow. (in Russian)

4. Despotovic, Z.V., Ribic, A.I. and Sinic, V. (2013), “Modelling and control of electromagnetic vibratory actuator applied in vibratory conveying drives”, *Infotech-Jahorina*, Vol. 12, pp. 1049–1054.

5. Shovkun, O.P. and Kozbur, I.P. (2016), “Electromagnetic vibration drive system of the feeder”, *Materialy XIX naukovoi konferentsiyi Ternopilskogo natsionalnogo tekhnichnogo universitetu im. I. Puluiia*, Ternopol, pp. 131–132. (in Ukrainian)

6. Bracacescu, C., Sorica, C., Manea, D., Ivancu, B. and Popescu, S. (2014), “Theoretical researches on kinematics and dynamics of vibrating sieves electromagnetically driven”, *ACTA Technica Corviniensis – Bulletin of Engineering*, Fascicule 4, Iss. VII, pp. 75–78.

7. Silin, R.I., Tretko, V.V. and Gordeev, A.I. (2014), “Study of dynamic model resonant vibrating machines for lapping flat surfaces”, *Vibratsii v tekhnitsi ta tekhnologii*, Vol. 2, no. 74, pp. 89–92. (in Ukrainian)

8. Cherny, O.O. and Monchenko, M.Yu. (2016), “Energy efficiency of the vibratory device electromagnetic drive system”, *Tekhnichna elektrodynamika*, no. 1, pp. 20–25.

9. Cherny, A.A. (2017), “Control of electromagnetic vibratory drive using a phase difference between current harmonics”, *Journal of Automation and Information Sciences*, Vol. 49, Iss. 7, pp. 58–76.

10. Vodnev, V.T., Naumovich, A.F. and Naumovich, N.F. (1988), *Osnovnye matematicheskie formuly. Spravochnik* [Basic mathematical formulas. Reference book], Vysheynaya shkola, Minsk. (in Russian)

Стаття надійшла 16.05.2018.