

*Р.П. БОНДАР, Г.М. ГОЛЕНКОВ, О.С. БОНДАР***СТРАТЕГІЯ КЕРУВАННЯ ТРИФАЗНИМ ВІБРАЦІЙНИМ ЛІНІЙНИМ ДВИГУНОМ НА ОСНОВІ ОЦІНКИ ЗВОРотної ЕЛЕКТРОРУШІЙНОЇ СИЛИ**

Сучасна промисловість вимагає високоточного керування вібраційними електромеханічними системами, які широко використовуються в багатьох галузях. Змінні режими навантаження потребують від приводу хороших регульовальних властивостей зі збереженням необхідних енергетичних параметрів технологічного процесу. У представленій роботі обґрунтовано стратегію керування трифазним вібраційним лінійним двигуном на основі оцінки зворотної електрорушійної сили, що забезпечує покращення його регульовальних властивостей завдяки збільшенню амплітуди механічних коливань. Проведено дослідження роботи системи керування двигуном за допомогою мультифізичної моделі, що суміщає розрахунок електричного та магнітного кіл, а також визначення закону руху бігуна залежно від прикладених до нього сил. Еквівалентна механічна схема представлена зосередженою масою, що здійснює коливання відносно положення механічної рівноваги під дією електромагнітної сили двигуна. Відновлювальні та дисипативні сили представлені через відповідні коефіцієнти жорсткості пружної підвіски та в'язкого тертя. Силова характеристика навантаження подана сумою пружної складової, пропорційної до переміщення бігуна, та сили в'язкого тертя, пропорційної його швидкості. Розв'язання даної задачі здійснювалося методом скінченних елементів в осесиметричній постановці, із застосуванням рухомого типу розрахункової сітки, на підставі рівнянь квазістационарного магнітного поля в часовій області. Проведено моделювання роботи системи керування у двох режимах – із прямокутною і синусоїдною модуляцією, та розраховано електромеханічні процеси двигуна в установлених режимах роботи.

Ключові слова: вібраційний лінійний двигун, електромеханічна система, зворотна електрорушійна сила, метод скінченних елементів, мультифізична модель, рухома сітка.

*R.P. BONDAR, H.M. HOLENKOV, O.S. BONDAR***CONTROL STRATEGY FOR A THREE-PHASE VIBRATING LINEAR MOTOR BASED ON BACK ELECTROMOTIVE FORCE ESTIMATION**

Modern industry requires high-precision control of vibrating electromechanical systems, which are widely used in many industries. Variable load modes require the drive to have good control properties while maintaining the necessary energy parameters of the technological process. The presented work substantiates the strategy for controlling a three-phase vibrating linear motor based on back electromotive force estimation, which ensures the improvement of its control properties due to an increase in the amplitude of mechanical vibrations. The operation of the motor control system is studied using a multi-physics model that combines the calculation of electric and magnetic circuits, as well as the determination of the law of mover motion depending on the forces applied to it. The mechanical scheme is represented by a lumped mass that oscillates relative to the position of mechanical equilibrium under the action of the motor electromagnetic force. Conservative and dissipative forces are represented by the corresponding stiffness and viscous friction coefficients. The load force characteristic is given by the sum of the elastic component, proportional to the mover displacement, and the viscous friction force, proportional to its velocity. The solution of this problem was carried out by the finite element method in the axisymmetric formulation, using a moving type of computational mesh, based on the equations of a quasi-stationary magnetic field in the time domain. The control system operation was simulated in two operating modes - with rectangular and sinusoidal modulation, and the electromechanical processes of the motor in a steady-state mode were calculated.

Keywords: back electromotive force, electromechanical system, finite element method, moving mesh, multi-physics model, vibrating linear motor

Вступ. Сучасна промисловість вимагає високоточного керування вібраційними електромеханічними системами, які широко використовуються в багатьох галузях [1–4]. Змінні режими навантаження потребують від приводу хороших регульовальних властивостей зі збереженням необхідних енергетичних параметрів технологічного процесу. Під час регулювання робочої частоти відбувається зміна механічної потужності коливань, що обмежує діапазон регулювання та знижує ефективність. Крім підтримання необхідних технологічних показників (амплітуди та прискорення вібрації), привід повинен мати невелику інерційність, щоб забезпечувати потрібні динамічні характеристики та високу керованість. Це зумовлює підвищення вимог до вібраційних приводів та стимулює пошук нових конструктивних рішень.

Застосування лінійних магнітоелектричних двигунів у приводах вібраційних машин забезпечує низку переваг, основними з яких є широкий частотний робочий діапазон, відсутність механічних передач, що перетворюють обертовий рух у лінійний, а отже надійність і низький рівень шуму, а також можливість регулювання експлуатаційних характеристик в

автоматичному режимі [5–8]. Однак, унаслідок особливостей тягової характеристики, для амплітуд механічних коливань, що наближаються до половини полюсної поділки, робота однофазного вібраційного лінійного двигуна (ВЛД) стає неефективною, оскільки коливання відбуваються у крайніх зонах характеристики, де ефективність енергоперетворення невисока [5]. Збільшення амплітуди коливань у однофазних ВЛД потребує збільшення полюсної поділки, що не завжди є прийнятним, оскільки призводить до збільшення потоків розсіювання та погіршення габаритних показників. Можливим вирішенням цієї проблеми є застосування багатофазних двигунів, що працюють у вібраційному режимі. Це дає змогу розширити діапазон регулювання частоти та амплітуди коливань незалежно від полюсної поділки, зменшити струм та покращити динамічні характеристики завдяки зменшенню електромагнітних сталих часу фазних обмоток.

Системи керування за оцінкою зворотної ЕРС є досить поширеними в приводах із синхронними магнітоелектричними двигунами, оскільки дають змогу реалізувати ефективні конструкції з хорошими регульовальними властивостями [9–12]. Такі системи найчастіше

використовують датчики положення ротора (датчики Хола, фотоелектричні датчики) для визначення поточного положення ротора та комутації струмів. Хоча останнім часом одним із напрямів досліджень є використання безсенсорних методів керування, що ґрунтуються на визначенні ЕРС на підставі вимірювань фазних (лінійних) напруг та струмів [13–16].

Застосування багатофазних лінійних двигунів для реалізації вібраційного руху потребує врахування особливостей таких машин, зокрема наявність крайових ефектів, електрична та магнітна асиметрія а також рух бігуна зі змінною швидкістю. Тому дослідження в цьому напрямі є актуальним.

Метою дослідження є обґрунтування стратегії керування трифазним вібраційним лінійним двигуном на основі оцінки зворотної електрорушійної сили, що забезпечує покращення його регульовальних властивостей завдяки збільшенню амплітуди механічних коливань.

Конструкція вібраційного лінійного двигуна. Вибір кількості фаз двигуна визначається потрібними електромеханічними характеристиками приводу, конструктивними обмеженнями і вартістю. Внаслідок дії крайових ефектів та несиметрії магнітного кола, діючі значення фазних струмів можуть відрізнятися один від одного залежно від геометричних параметрів та конфігурації магнітного кола.

Іншим фактором, який впливає на вибір, є вартість приводу, що збільшується зі зростанням кількості фаз. Із цього погляду, для практичної реалізації більш доцільним є двофазна та трифазна конструкції, остання з яких буде розглянута далі.

Схематичне зображення циліндричного трифазного ВЛД показано на рис. 1. Тут рухомий відносно статора бігун має феромагнітні полюси та постійні магніти, що намагнічені в осьовому напрямку. Крім електромагнітних, на бігун діють сили пружності, зумовлені пружною системою, а також сили тертя в направляючих бігуна та конструкційне тертя, пов'язане з втратами в пружинах. Сила навантаження може прикладатися безпосередньо до бігуна, або діяти через пружну систему залежно від механічної схеми та кількості рухомих мас.

Основні характеристики двигуна, що далі використовуються під час моделювання роботи системи керування, приведені в табл. 1.

Таблиця 1 – Характеристики ВЛД

Поліосна поділка, м	0,035
Зовнішній діаметр постійних магнітів, м	0,05
Висота постійних магнітів, м	0,014
Кількість пазів статора	12
Кількість постійних магнітів	4
Кількість полюсів бігуна	5
Залишкова магнітна індукція постійних магнітів B_{rem} , Тл	1,23
Зовнішній діаметр статора, м	0,097

Для комутації фазних струмів використовується принцип, що ґрунтується на визначенні ЕРС, яка виникає в обмотці статора внаслідок руху бігуна.

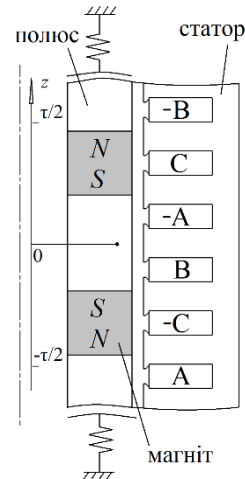


Рис. 1. Схематичне зображення пари полюсів трифазного вібраційного лінійного двигуна

Принцип керування на основі оцінки зворотної електрорушійної сили. Для обґрунтування стратегії керування трифазним вібраційним лінійним двигуном використовується математична модель, що побудована в нерухомій системі координат із такими припущеннями:

втрата на вихрові струми та гістерезис нехтуються, а магнітне коло ненасичене;

вплив зубцевих гармонік статора нехтується, а обмотки рівномірно розташовані на гладкій внутрішній поверхні статора;

реакція якоря не враховується;

нехтуються крайові ефекти;

швидкість руху бігуна є сталою;

силові ключі мають ідеальні комутаційні характеристики.

З урахуванням зазначених припущень, рівняння напруг трьох фазних обмоток визначаються виразами:

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_a & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_b & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_c \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix},$$

де $L_{ab}, L_{ac}, L_{ba}, L_{bc}, L_{ca}$ та L_{cb} – взаємні індуктивності; L_a, L_b та L_c – власні індуктивності; u_a, u_b та u_c – фазні напруги; e_a, e_b, e_c – фазні ЕРС; i_a, i_b, i_c – фазні струми; R_a, R_b та R_c – активні опори фаз.

Зв'язок між фазними ЕРС та точками комутації струмів статора показано на рис. 2. Точки комутації визначаються кутовим положенням бігуна: $-\pi/2, -\pi/6, \pi/6, \pi/2, 5\pi/6, 7\pi/6$. Тут кутове положення бігуна визначається виразом $\theta_m = \pi z / \tau$, де z – лінійна координата положення бігуна відносно статора; τ – полюсна поділка. Причому положення $z = 0$ показано на рис. 1, а кількість точок комутації залежить від амплітуди коливань.

У будь-який момент часу струм протікає у тій фазі, в якій ЕРС є максимальною. Інтервал провідності для кожної фази становить 120 електричних градусів. Отже, лише дві фази проводять струм одночасно.

Система керування ВЛД має формувати референтні значення фазних струмів на підставі поточного значення положення бігуна. Рух останнього спричиняє зміну потокозчеплення обмоток, характер якого, якщо

не враховувати крайові ефекти, аналогічний до відповідних залежностей від положення ротора в обертових машинах. Більш точний аналіз може бути виконаний на підставі чисельних методів розрахунку магнітного поля машини.

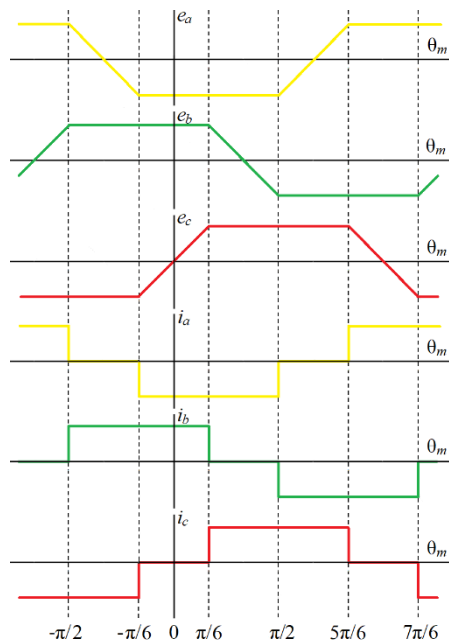


Рис. 2. Точки комутації двигуна

Польовий аналіз. Дослідження роботи системи керування трифазним ВЛД може бути виконано за допомогою мультифізичної моделі [17, 18], що суміщає вирішення таких завдань: розрахунок електричного та магнітного кіл, а також визначення закону руху бігуна залежно від прикладених до нього сил. Розв'язання даної задачі здійснювалося методом скінченних елементів в осесиметричній постановці із застосуванням рухомого типу розрахункової сітки на підставі рівнянь квазістационарного магнітного поля в часовій області.

Диференціальні рівняння, записані відносно векторного потенціалу, в загальному випадку мають вигляд [18]:

$$\sigma \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} + \nabla \times (\mu^{-1} \nabla \times \mathbf{A}) = \mathbf{J}_e;$$

$$\mathbf{B} = \nabla \times \mathbf{A},$$

де $\nabla = \mathbf{e}_r \frac{\partial}{\partial r} + \mathbf{e}_\phi \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial \phi} + \mathbf{e}_z \frac{\partial}{\partial z}$ – оператор набла, записаний для циліндричної системи координат; $\mathbf{e}_r, \mathbf{e}_\phi, \mathbf{e}_z$ – орти циліндричної системи координат; $\mu = \mu_0 \mu_r$ – абсолютна магнітна проникність; μ_0 – магнітна проникність вакууму; μ_r – відносне значення магнітної проникності (скалярна величина), що залежить від модуля вектора магнітної індукції; $\mathbf{J}_e$ – густина струму в обмотці; $\mathbf{B}$ – магнітна індукція.

Для феромагнітних областей полюсів та магнітопроводу статора задавалася характеристика намагнічування сталі згідно з виразом

$$\mathbf{B} = f\left(\|\mathbf{H}\| \frac{\mathbf{H}}{\|\mathbf{H}\|}\right),$$

де $\mathbf{H}$ – напруженість магнітного поля. Провідність матеріалу магнітопроводів приймається близькою до

нуля (невелике значення провідності не впливає на точність, але підвищує стійкість алгоритму польового розрахунку).

Оскільки система керування підтримує задані значення фазних струмів, фазні напруги визначаються згідно рівняння, що для осесиметричної постановки польової задачі може бути записано у вигляді

$$u_{ph} = i_{ph} R_{ph} + \sum_1^{n_{ph}} \frac{w_{sl}}{S_{sl}} \int_{S_{sl}} \frac{\partial 2\pi r A_\phi}{\partial t} dS_{sl},$$

де w_{sl} – кількість витків у пазу, а S_{ph} – площа перетину паза; n_{ph} – кількість пазів на фазу.

Останнє рівняння встановлює зв'язок між електричними величинами (напругою та струмом) та польовими.

Електромагнітна сила, що діє на бігун, розраховується за допомогою тензора тяжіння Максвелла згідно виразу:

$$\mathbf{F}_e = \int_S 2\pi r \mathbf{n} T dS,$$

де $\mathbf{n}$ – одиничний вектор зовнішньої нормалі до поверхні бігуна S ; r – відстань від осі симетрії до поверхні інтегрування dS . Причому розраховується осьова компонента (z) електромагнітної сили.

Для моделювання руху бігуна застосовується фізичний інтерфейс рухомої сітки, реалізований у програмі COMSOL Multiphysics [19].

Області статора та область повітря, що до нього прилягає, мають фіксований тип розрахункової сітки скінченних елементів (рис. 3). Тоді як рухома частина моделюється за допомогою рухливої сітки, що переміщується відповідно до поточного положення бігуна.

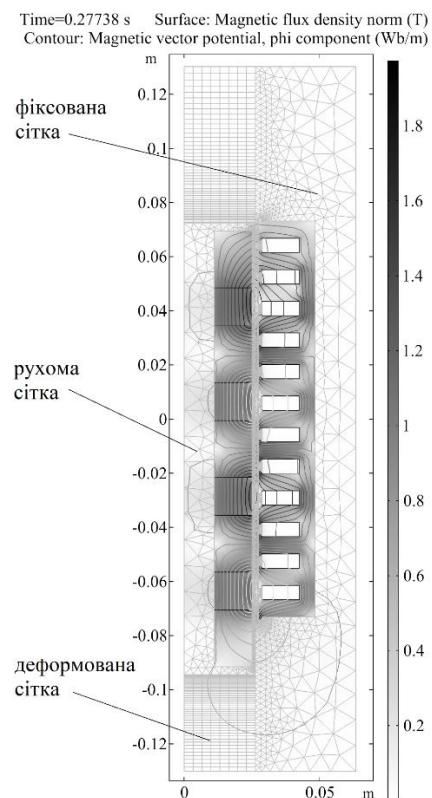


Рис. 3. Польова модель ВЛД

Під час обґрунтування принципу керування були знехтувані крайові ефекти та коливальний характер руху бігуна. Тому позначені на рис. 2 точки комутації можуть відрізнятися від дійсних. Польова модель дає змогу більш точно визначити положення точок комутації з урахуванням нелінійностей, що є характерними для розглядуваної машини. Для цього може бути проведений дослід холостого ходу в режимі генератора, коли бігун рухається із заданою швидкістю, а струм в обмотках дорівнює нулю. Цей дослід проводився для фіксованої частоти (24,9 Гц) та амплітуди гармонічних коливань (0,027 м). Результати досліджує рис. 4 і стосується випадку, коли всі процеси в машині є ustalеними.

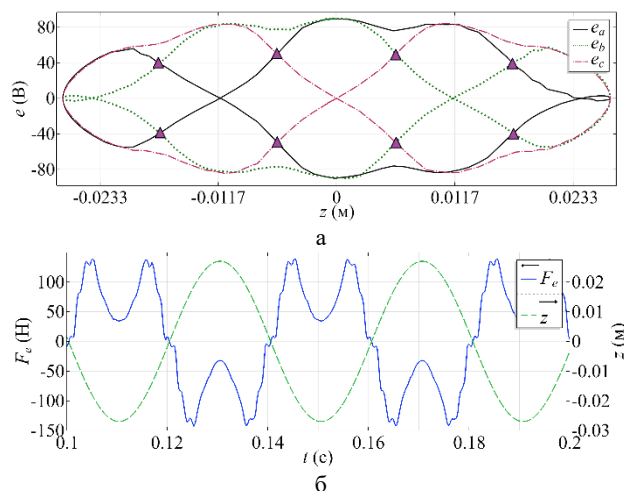


Рис. 4. Дослід холостого ходу

На рис. 4, а показані фазні ЕРС холостого ходу звідки видно, що наведені залежності мають різні амплітуди. Основний вплив на амплітуду ЕРС має швидкість бігуна, що має максимальне значення в точці $z=0$ і дорівнює нулю в крайніх положеннях ($z=\pm 0,027$ м), коли напрямок швидкості змінюється на протилежний.

Точки комутації позначені на рисунку маркером. Для розглядуваної конструкції полюсна поділка становить 0,035 м (див. табл. 1). Тому точки комутації, що відповідають кутам на рис. 2, матимуть лінійні координати наведені в табл. 2 (другий рядок). Польовий розрахунок дає близькі значення, в межах похибки моделювання.

Таблиця 2 – Точки комутації

Кутове положення бігуна, рад	$-5\pi/6$	$-\pi/2$	$-\pi/6$	$\pi/6$	$\pi/2$	$5\pi/6$
Попередній аналіз (м)	-0,0292	-0,0175	-0,0058	0,0058	0,0175	0,0292
Польовий аналіз (м)	-	-0,0174	-0,0059	0,0059	0,0174	-

На рис. 4, б показано залежності в часі сили F_e , що діє на бігун, та його переміщення z . Унаслідок зіставної дожини статора та бігуна спостерігається значна осьова компонента сили, що спрямована до початку координат $z=0$.

Для перевірки роботи двигуна в режимі навантаження, в польовій моделі потрібно визначити закон руху бігуна, а також задати відповідні точки комутації фазних обмоток.

Рівняння руху бігуна визначається прийнятою механічною схемою. Далі вважатимемо, що еквівалентна механічна схема (рис. 5) представлена зосередженою масою m_a , що здійснює коливання відносно положення механічної рівноваги з координатою $z=0$, під дією електромагнітної сили двигуна F_e . Відновлювальні та дисипативні сили представлені через відповідні коефіцієнти жорсткості пружної підвіски k_v та в'язкого тертя b_v .

Силова характеристика навантаження подана сумою пружної складової, пропорційної до переміщення бігуна ВЛД z , та сили в'язкого тертя, пропорційної його швидкості v , тобто

$$F_l = k_l z + b_l v,$$

де k_l , b_l – відповідно коефіцієнти жорсткості та в'язкого тертя навантаження.

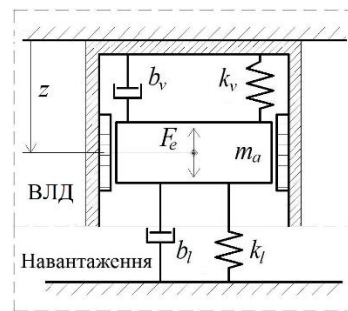


Рис. 5. Механічна схема

Застосовуючи другий закон Ньютона до механічної схеми за рис. 5, отримаємо наступне рівняння балансу сил

$$m_a \frac{d^2 z}{dt^2} = F_e - z(k_v + k_l) - \frac{dz}{dt} (b_v + b_l).$$

Під час моделювання, параметри механічної моделі приймаються такими: маса бігуна $m_a = 6,72$ кг; сумарний коефіцієнт в'язкого тертя $(b_v + b_l) = 94,9$ кг/с; сумарний коефіцієнт жорсткості $(k_v + k_l) = 164188$ Н/м.

Результати моделювання (усталений режим) показані на рис. 6. Фазні струми комутуються в точках, зазначених у табл. 2 в межах амплітуди коливань, що становить 0,0235 м. Також здійснюється комутація напрямку струмів для зміни напрямку електромагнітної сили. Система керування генерує референтні значення фазних струмів відповідно до виразів:

$$\left. \begin{aligned} i_{ar} &= I_m a_{com} \text{sign}(e_a) \text{sign}(\sin \omega t); \\ i_{br} &= I_m b_{com} \text{sign}(e_b) \text{sign}(\sin \omega t); \\ i_{cr} &= I_m c_{com} \text{sign}(e_c) \text{sign}(\sin \omega t); \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

де I_m – амплітудне значення струмів; a_{com} , b_{com} , c_{com} – комутаційні функції, що приймають значення 0 або 1 залежно від поточного положення бігуна; e_a , e_b , e_c – фазні ЕРС; $\omega = 2\pi f$ – кутова частота, причому $f = 24,9$ Гц.

Миттєві значення електромагнітної сили та переміщення бігуна показані на рис. 6, б. Характер останнього близький до гармонічного, водночас електромагнітна сила має прямокутну форму з відхиленням у

крайніх положеннях, коли проявляються крайові ефекти. Під час руху бігуна до максимального положення електромагнітна сила є різницею сили, зумовленої протіканням робочих струмів у обмотках, та сили, що діє на бігун за відсутності струмів (див. рис. 4, б). Після зміни напрямку струмів ці сили додаються, що й зумовлює відмінність сумарної електромагнітної сили від прямокутної форми.

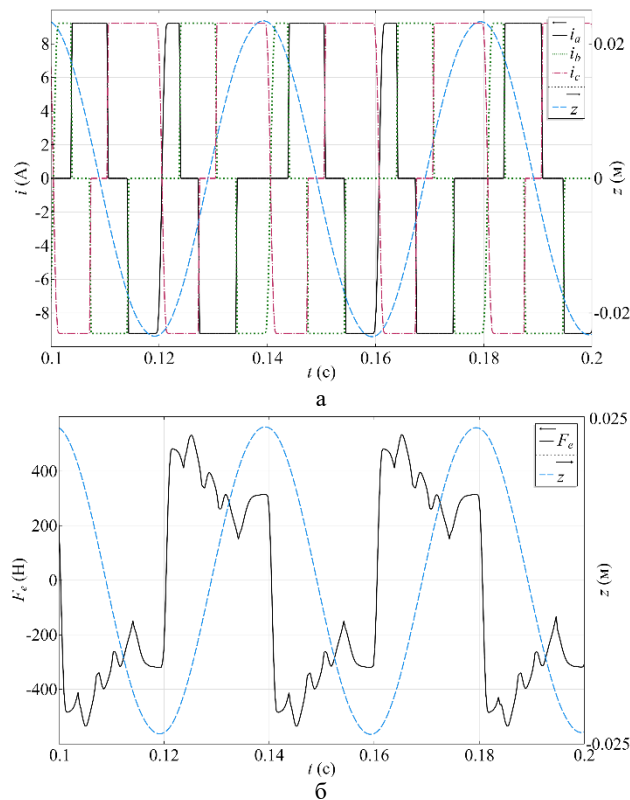


Рис. 6. Режим навантаження: прямокутна модуляція

З отриманих часових залежностей можуть бути розраховані діючі значення фазних струмів, а також потужності на підставі загальновідомих виразів. Результати розрахунку є такими: струми $I_a \approx I_b \approx I_c = 6,9$ А; потужність споживання 1067,8 Вт; повна механічна потужність 669,5 Вт. Остання визначається за виразом

$$P_{mec} = (b_v + b_l) \int_{t-T}^t v^2 dt,$$

де v – швидкість бігуна.

У разі, коли необхідно створити гармонічну електромагнітну силу, можуть застосовуватися інші алгоритми керування. Зокрема, якщо у виразах (1) прямокутну модуляцію струмів замінити на синусоїдну, форма електромагнітної сили буде більш наближеною до гармонічної. Такий режим роботи ілюструє рис. 7, де показано часові залежності фазних струмів та електромагнітної сили. Параметри навантаження та механічна схема є незмінними. Тому за умови однакових амплітуд коливань та їх частоти (розглядається саме такий випадок) механічна потужність буде однакою в обох режимах.

Діючі значення фазних струмів у цьому разі дорівнюють: $I_a \approx I_b \approx I_c = 6,4$ А; потужність споживання

становить 964,9 Вт; повна механічна потужність 669,3 Вт. Отримані результати свідчать, що в такому режимі роботи електромагнітний ККД дещо кращий – 0,694 проти 0,627 для прямокутної модуляції. Потрібно зазначити, що наведені результати є орієнтовними, оскільки польова задача вирішується без урахування магнітних втрат і не розглядає енергетичні процеси в силовому перетворювачі.

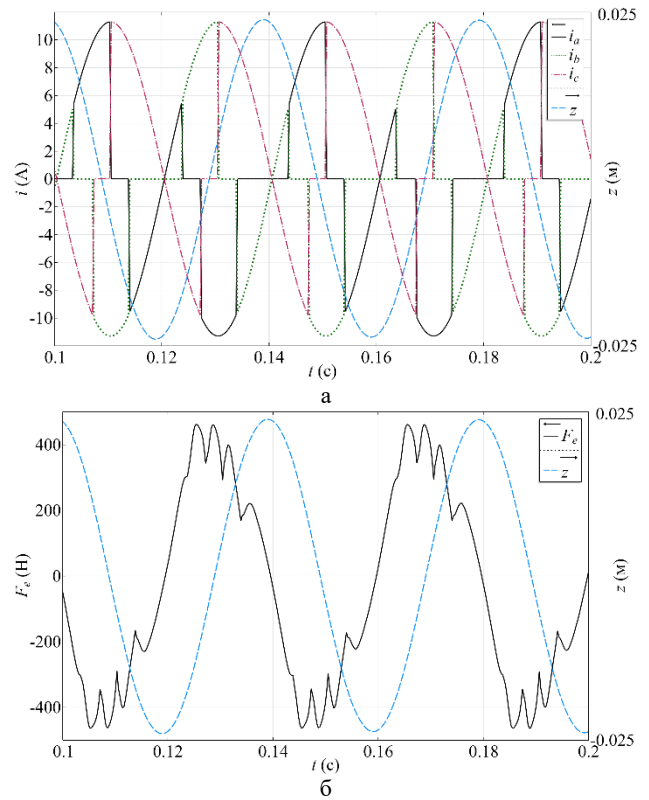


Рис. 7. Режим навантаження: синусоїдна модуляція

Висновки. У роботі обґрунтовано стратегію керування трифазним вібраційним лінійним двигуном на основі оцінки зворотної електрорушійної сили, що забезпечує покращення його регульованих властивостей завдяки збільшенню амплітуди механічних коливань.

Проведено чисельне моделювання роботи системи керування у програмі COMSOL Multiphysics, результати якого свідчать, що основний вплив на амплітуду ЕРС має швидкість бігуна, яка є максимальною в точці відносно якої відбуваються коливання $z=0$ і дорівнює нулю, коли напрямок швидкості змінюється на протилежний. Водночас координати точок комутації є близькими до їх теоретичних значень.

У разі, коли необхідно створити гармонічну електромагнітну силу, можуть застосовуватися алгоритми керування із синусоїдною модуляцією, що наближає форму електромагнітної сили до гармонічної. В такому режимі роботи електромагнітний ККД є вищим порівняно з прямокутною модуляцією.

Напрямок подальших досліджень є оптимізація системи керування та її практична реалізація з побудовою прототипу.

Список літератури

- Gurskyi V., Korendiy V., Krot P., Dyshev O. Determination of kinematic and dynamic characteristics of a reversible vibratory conveyor with an electromagnetic drive. *Vibroengineering Procedia*. 2024. Vol. 55. P. 138–144. DOI: <http://dx.doi.org/10.21595/vp.2024.24403>.
- Korendiy V., Kachur O., Hurey I., Predko R., Palash R., Havrylchenko O. Modelling and experimental investigation of the vibratory conveyor operating conditions. *Vibroengineering Procedia*. 2022. Vol. 47. P. 1–7. DOI: <http://dx.doi.org/10.21595/vp.2022.23057>.
- Bespalov A., Svidrak I., Boiko O. Improving the performance of vibration feeders with an electromagnetic vibration drive and a combined vibration system. *Scientific Messenger of LNU of Veterinary Medicine and Biotechnologies. Series: Food Technologies*. 2020. Vol. 22, No 93. P. 26–30. DOI: <http://dx.doi.org/10.32718/nvlvet-9305>.
- Uncini A. Vibrating Systems. *Digital Audio Processing Fundamentals. Springer Topics in Signal Processing*. 2022. Vol. 21. P. 1–99. DOI: http://dx.doi.org/10.1007/978-3-031-14228-4_1.
- Bondar R. P. Resonant modes of a linear permanent magnet vibratory motor. *Технічна електродинаміка*. 2022. № 4. С. 28–35. DOI: <http://dx.doi.org/10.15407/techned2022.04.028>.
- Черно О., Иванов А. Автоматичне керування електромагнітним приводом з імпульсним живленням. *Електромеханічні і енергозберігаючі системи*. 2023. № 3. С. 49–55. DOI: <http://dx.doi.org/10.32782/2072-2052.2023.3.62.5>.
- Gursky V. M., Kuzio I. V., Lanets O. S., Kisała P., Tolegonova A., Syzdykpaeva A. Implementation of dual-frequency resonant vibratory machines with pulsed electromagnetic drive. *Przegląd elektrotechniczny*. 2019. No 4. P. 41–46. DOI: <http://dx.doi.org/10.15199/48.2019.04.08>.
- Бондар Р., Голенков Г., Бондар О. Система фазового керування вібраційної площадки з приводом від лінійного двигуна з постійними магнітами. *Вісник НТУ «ХПІ». Серія: Проблеми удосконалення електричних машин і апаратів. Теорія і практика*. Харків, 2025. №1. С. 26–32. DOI: <https://doi.org/10.20998/2079-3944.2025.1.06>.
- Ustun O., Kivanc O. C., Mokuucu M. S. A Linear Brushless Direct Current Motor Design Approach for Seismic Shake Tables. *Applied Sciences*. 2020. Vol. 10, No 21. P. 7618. DOI: <https://doi.org/10.3390/app10217618>.
- Barata F. A., Quadrado J. C., Fernando S. J. Brushless DC motor: position linear control simulation. In *Proceedings of the 9th WSEAS International Conference on Systems (ICS'05)*. World Scientific and Engineering Academy and Society (WSEAS), Stevens Point, Wisconsin, USA. 2005. Article 48, P. 1–6.
- Eker M. Adaptive drive element for PV panel cleaning system: linear BLDC motor. *Electrical Engineering*. 2022. Vol. 105, No 1. P. 1–11. DOI: <https://doi.org/10.1007/s00202-022-01680-8>.
- Kumar A., Naik M. V., Kumar R., Aman. Design and analysis of BLDC motor speed control for electric vehicles powered by solar PV and grid supply. *Discover Electronics*. 2025. Vol. 2, No 60. P. 1–33. DOI: <https://doi.org/10.1007/s44291-025-00097-4>.
- Tong C., Wang M., Zhao B., Yin Z., Zheng P. A. Novel Sensorless Control Strategy for Brushless Direct Current Motor Based on the Estimation of Line Back Electro-Motive Force. *Energies*. 2017. Vol. 10, No 9. P. 1–20. DOI: <https://doi.org/10.3390/en10091384>.
- Liangtao Z., Dongsheng Z. Sensorless control of BLDC motors based on Luenberger observer. *Proc. SPIE 13552: International Conference on Physics, Photonics, and Optical Engineering*. Singapore, 2025. Id: 1355211, P. 1–10. DOI: <https://doi.org/10.1117/12.3059981>.
- Ho T. Y., Huynh C. K., Lin T. H., Yang S. W. The Design and Implementation of a Sensorless Power Tool Based on a Microcontroller. *Electronics*. 2020. Vol 9, No 6. Id: 921, P. 1–22. DOI: <https://doi.org/10.3390/electronics9060921>.
- Venkateswari K. A. Sensorless BLDC motor drive using sliding mode observer for electric vehicle. *Malay Journal of Matematik*. 2020. Vol. S, No. 2. P. 3544–3548. DOI: <https://doi.org/10.26637/MJM0S20/0912>.
- Подольцев О. Д., Бондар Р. П. Моделирование пов'язаних електромеханічних та теплових процесів в лінійному магнітоелектричному двигуні на основі теорії мультифізичних кіл. *Технічна електродинаміка*. 2020. №2. С. 50–55. DOI: <http://dx.doi.org/10.15407/techned2020.02.050>.
- Подольцев А. Д., Кучерявая И. Н. Мультифизическое моделирование в электротехнике: монография. Киев: ИЭД НАНУ, 2015. 304 с.
- <https://www.comsol.com/comsol-multiphysics>.

References (transliterated)

- Gurskyi V., Korendiy V., Krot P., Dyshev O. Determination of kinematic and dynamic characteristics of a reversible vibratory conveyor with an electromagnetic drive. *Vibroengineering Procedia*. 2024. Vol. 55. P. 138–144. DOI: <http://dx.doi.org/10.21595/vp.2024.24403>.
- Korendiy V., Kachur O., Hurey I., Predko R., Palash R., Havrylchenko O. Modelling and experimental investigation of the vibratory conveyor operating conditions. *Vibroengineering Procedia*. 2022. Vol. 47. P. 1–7. DOI: <http://dx.doi.org/10.21595/vp.2022.23057>.
- Bespalov A., Svidrak I., Boiko O. Improving the performance of vibration feeders with an electromagnetic vibration drive and a combined vibration system. *Scientific Messenger of LNU of Veterinary Medicine and Biotechnologies. Series: Food Technologies*. 2020. Vol. 22, No 93. P. 26–30. DOI: <http://dx.doi.org/10.32718/nvlvet-9305>.
- Uncini A. Vibrating Systems. *Digital Audio Processing Fundamentals. Springer Topics in Signal Processing*. 2022. Vol. 21. P. 1–99. DOI: http://dx.doi.org/10.1007/978-3-031-14228-4_1.
- Bondar R. P. Resonant modes of a linear permanent magnet vibratory motor. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2022. No 4. P. 28–35. DOI: <http://dx.doi.org/10.15407/techned2022.04.028>.
- Cherno O., Ivanov A. Avtomatychne keruvannya elektromahnitnym vibratsiynym pryvodom z impulsnym zhyvlenням obmotok vibratora. *Elektromekhanichni i enerhozberihaiuchi systemy*. 2023. No 3. P. 49–55. (Ukr) DOI: <http://dx.doi.org/10.32782/2072-2052.2023.3.62.5>.
- Gursky V. M., Kuzio I. V., Lanets O. S., Kisała P., Tolegonova A., Syzdykpaeva A. Implementation of dual-frequency resonant vibratory machines with pulsed electromagnetic drive. *Przegląd elektrotechniczny*. 2019. No 4. P. 41–46. DOI: <http://dx.doi.org/10.15199/48.2019.04.08>.
- Bondar R., Holenkov H., Bondar O. Systema fazovoho keruvannya vibratsiynoyi ploshchadky z pryvodom vid liniynoho dvyhuna z postyynnyimi mahnitamy. *Visnyk NTU «KhPI». Seriya: Problemy udoskonaluvannya elektrychnykh mashyn i aparativ. Teoriya i praktyka*. Kharkiv, 2025. No 1. P. 26–32. (Ukr) DOI: <https://doi.org/10.20998/2079-3944.2025.1.06>.
- Ustun O., Kivanc O. C., Mokuucu M. S. A Linear Brushless Direct Current Motor Design Approach for Seismic Shake Tables. *Applied Sciences*. 2020. Vol. 10, No 21. P. 7618. DOI: <https://doi.org/10.3390/app10217618>.
- Barata F. A., Quadrado J. C., Fernando S. J. Brushless DC motor: position linear control simulation. In *Proceedings of the 9th WSEAS International Conference on Systems (ICS'05)*. World Scientific and Engineering Academy and Society (WSEAS), Stevens Point, Wisconsin, USA. 2005. Article 48, P. 1–6.
- Eker M. Adaptive drive element for PV panel cleaning system: linear BLDC motor. *Electrical Engineering*. 2022. Vol. 105, No 1. P. 1–11. DOI: <https://doi.org/10.1007/s00202-022-01680-8>.
- Kumar A., Naik M. V., Kumar R., Aman. Design and analysis of BLDC motor speed control for electric vehicles powered by solar PV and grid supply. *Discover Electronics*. 2025. Vol. 2, No 60. P. 1–33. DOI: <https://doi.org/10.1007/s44291-025-00097-4>.
- Tong C., Wang M., Zhao B., Yin Z., Zheng P. A. Novel Sensorless Control Strategy for Brushless Direct Current Motor Based on the Estimation of Line Back Electro-Motive Force. *Energies*. 2017. Vol. 10, No 9. P. 1–20. DOI: <https://doi.org/10.3390/en10091384>.
- Liangtao Z., Dongsheng Z. Sensorless control of BLDC motors based on Luenberger observer. *Proc. SPIE 13552: International Conference on Physics, Photonics, and Optical Engineering*. Singapore, 2025. Id: 1355211, P. 1–10. DOI: <https://doi.org/10.1117/12.3059981>.
- Ho T. Y., Huynh C. K., Lin T. H., Yang S. W. The Design and Implementation of a Sensorless Power Tool Based on a Microcontroller. *Electronics*. 2020. Vol 9, No 6. Id: 921, P. 1–22. DOI: <https://doi.org/10.3390/electronics9060921>.
- Venkateswari K. A. Sensorless BLDC motor drive using sliding mode observer for electric vehicle. *Malay Journal of Matematik*.

2020. Vol. S, No. 2. P. 3544–3548, DOI: <https://doi.org/10.26637/MJM0S20/0912>.
17. Podoltsev O. D., Bondar R. P. Modeliuvannia pov'iazanykh elektromekhanichnykh ta teplovykh protsesiv v liniinomu mahnotelektrychnomu dyuhuni na osnovi teorii multyfizychnykh kil. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2020. No. 2. P. 50–55. (Ukr) DOI: <http://dx.doi.org/10.15407/techned2020.02.050>.
18. Podoltsev A.D., Kucheryavaya I.N. Multiphysics modeling in electrical engineering. Kiev: Ukrainian National academy of sciences institute of electrodynamics. 2015. 304 p.
- 19 <https://www.comsol.com/comsol-multiphysics>.

Надійшла (received) 13.10.2025

Відомості про авторів / About the authors

Бондар Роман Петрович (Bondar Roman Petrovych) – доктор технічних наук, професор кафедри електротехніки та електроприводу, Київський національний університет будівництва і архітектури; м. Київ, Україна; ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-0198-5548>; e-mail: bondar.rp@knuba.edu.ua.

Голєнков Геннадій Михайлович (Holenkov Hennadii Mykhailovych) – кандидат технічних наук, доцент кафедри електротехніки та електроприводу, Київський національний університет будівництва і архітектури; м. Київ, Україна; ORCID: <https://orcid.org/0000-0003-4468-3301>; e-mail: golenkov.gm@knuba.edu.ua.

Бондар Олег Сергійович (Bondar Oleh Serhiiovych) – студент, Київський національний університет будівництва і архітектури; м. Київ, Україна; e-mail: bondar_os@knuba.edu.ua.