

УДК 621.313.333:004.942

МАТЕМАТИЧНЕ МОДЕЛЮВАННЯ ЛІНІЙНОГО АСИНХРОННОГО ДВИГУНА УДАРНОЇ ДІЇ МЕТОДОМ КІНЦЕВИХ ЕЛЕМЕНТІВ

DOI: 10.33842/2313-125X-2026-29-121-137

Качура О.В., канд. техн. наук,

fem@ukr.net, ORCID: 0000-0002-6338-0974

Дніпровський державний технічний університет, (м. Кам'янське, Україна)

Івлєв В.В., канд. техн. наук,

ivliev.v.v@dsau.dp.ua, ORCID: 0000-0002-4878-4794

Дніпровський державний аграрно-економічний університет

(м. Дніпро, Україна)

Стьопкін В.В., канд. техн. наук,

vasilstopkin@gmail.com, ORCID: 0000-0001-5727-8343

Куваєв Віктор Юрійович,

victorkuvaev@gmail.com

Антоненко Д.С.,

heash94@gmail.com, ORCID:0009-0003-8336-7480

Македон Є.Я.,

makedone@gmail.com, ORCID: 0009-0003-3399-4064

Український державний університет науки та технологій

(м. Дніпро, Україна)

У статті розглянуто розробку математичної моделі лінійного асинхронного двигуна ударної дії на основі методу кінцевих елементів. Актуальність дослідження обумовлена необхідністю створення сучасних електромеханічних систем для машин ударної дії, які застосовуються у будівництві, промисловості та транспортних технологіях. Використання лінійних асинхронних двигунів дозволяє забезпечити високу надійність, компактність конструкції, значне тягове зусилля та спрощення кінематичних схем у порівнянні з традиційними механічними й гідравлічними приводами.

У роботі проведено аналіз електромагнітних процесів у лінійному асинхронному двигуні з комбінованим ротором. Математична модель побудована на основі рівнянь Максвелла з використанням векторного магнітного потенціалу. Для опису електромагнітного поля застосовано метод кінцевих елементів, який дозволяє врахувати геометричні особливості конструкції, нелінійні магнітні властивості матеріалів та розподіл електромагнітних параметрів у просторі. У моделі враховано особливості повного екранування фазних обмоток, наявність омідненого шару вторинного елемента та нелінійну характеристику магнітної проникності сталі.

У результаті моделювання отримано розподіли магнітної індукції та

векторного магнітного потенціалу, визначено струми індуктора і вторинного елемента, швидкість руху, координати переміщення, потокозчеплення фаз, електрорушійні сили та втрати потужності у масивних елементах конструкції. Проведений аналіз показав, що наявність омідненого шару забезпечує концентрацію магнітного поля в повітряному зазорі та сприяє збільшенню тягового зусилля на початковому етапі пуску. Встановлено, що вторинний елемент масою 13 кг здатний досягати швидкості 2,25 м/с за 400 мс, а тягове зусилля двигуна становить до 250 Н.

Особливу увагу приділено дослідженню перехідних та усталених режимів роботи двигуна, а також аналізу впливу конструктивних параметрів на електромеханічні характеристики системи. Отримані часові залежності струмів, швидкості та тягового зусилля дозволили оцінити динамічні властивості двигуна та ефективність його роботи у режимах ударної дії. Результати моделювання підтверджують доцільність використання запропонованої конструкції у високошвидкісних електромеханічних системах.

Отримані результати підтверджують ефективність використання методу скінченних елементів для дослідження лінійних асинхронних двигунів ударної дії та можуть бути використані при проектуванні сучасних електромеханічних систем спеціального призначення.

Ключові слова: лінійний асинхронний двигун, метод скінченних елементів, математична модель, електромагнітне поле, векторний магнітний потенціал, комбінований ротор, електромеханічні процеси, тягове зусилля, ударна дія, електропривод.

Постановка проблеми. Сучасний розвиток промисловості, будівельної галузі та автоматизованих технологічних комплексів супроводжується постійним зростанням вимог до ефективності, надійності та швидкодії електромеханічних систем. Підвищення обсягів випуску продукції на вітчизняних підприємствах безпосередньо залежить від оснащення сучасним обладнанням, основною складовою якого є автоматизований електропривод (ЕП). Переваги електропривода порівняно з механічними, гідравлічними та пневматичними видами передач є очевидними: компактність, простота обслуговування, довговічність та висока енергоефективність. Використання електропривода дозволяє забезпечувати різні види переміщення робочих органів машин без застосування проміжних ланок і складних кінематичних передач.

Особливе місце серед сучасних електромеханічних систем займають машини ударної дії, які використовуються у сваєбійних установках, копрах, промислових молотах та іншому спеціалізованому обладнанні. Традиційно подібні установки оснащуються механічними, гідравлічними або дизельними приводами, які характеризуються значними масогабаритними показниками, складністю технічного обслуговування, високими енергетичними втратами та значними витратами на експлуатацію і ремонт.

У зв'язку з цим актуальним напрямом розвитку сучасних електроприводних систем є впровадження нових типів електричних машин, здатних забезпечувати високу продуктивність та надійність роботи в динамічних режимах.

Одним із перспективних видів електричних машин, що відповідають зазначеним вимогам, є лінійні асинхронні двигуни (ЛАД). Вони поєднують у собі конструктивну простоту, надійність, хорошу керованість, можливість отримання значних лінійних швидкостей та створення великих тягових зусиль. На відміну від традиційних ротаційних електричних машин, лінійні асинхронні двигуни дозволяють безпосередньо перетворювати електричну енергію на поступальний рух без використання проміжних механічних передач, що суттєво спрощує конструкцію привода та підвищує його ефективність.

На сьогодні існує низка провідних компаній, що займаються розробленням і впровадженням лінійних приводів, серед яких Rexroth (Bosch Group), Johnson Electric, LinMot, Omron, Oriental Motor, Hiwin та інші. Виготовлювані ними лінійні модулі є основою для створення високотехнологічних верстатів, роботизованих комплексів, конвеєрних систем, транспортного обладнання та медичної техніки. Сфери застосування ЛАД постійно розширюються, висуваючи нові вимоги до їхньої надійності, довговічності та енергетичної ефективності.

Однією з перспективних сфер використання лінійних асинхронних двигунів є будівництво житлових будівель і споруд, де широко застосовуються машини ударної дії. Використання ЛАД у копрах, палубних установках та електромагнітних молотах відкриває нові можливості для створення високоефективних електромеханічних систем із покращеними динамічними характеристиками та зниженими експлуатаційними витратами.

Разом із тим проектування та дослідження лінійних асинхронних двигунів ударної дії є складним науково-технічним завданням через необхідність урахування нелінійних електромагнітних процесів, складної геометрії конструкції, впливу магнітних властивостей матеріалів і перехідних режимів роботи. Існуючі спрощені аналітичні методи не завжди дозволяють із достатньою точністю визначати електромеханічні параметри двигуна, особливо в умовах динамічних навантажень та швидкоплинних перехідних процесів.

У зв'язку з цим актуальною науково-технічною задачею є розробка адекватної математичної моделі лінійного асинхронного двигуна ударної дії із застосуванням методу кінцевих елементів. Використання такого підходу дозволяє досліджувати розподіл електромагнітного поля, визначати тягові характеристики, аналізувати перехідні та усталені режими роботи, а також оцінювати ефективність функціонування двигуна з урахуванням конструктивних особливостей і фізичних властивостей матеріалів.

Аналіз останніх досліджень і публікацій. Питання математичного

моделювання лінійних асинхронних двигунів (ЛАД) та дослідження їх електромагнітних характеристик належать до актуальних напрямів сучасної електромеханіки. Особливу увагу дослідники приділяють удосконаленню методів розрахунку електромагнітних полів, визначенню тягових характеристик, врахуванню крайових ефектів та оптимізації конструктивних параметрів лінійних електричних машин із використанням сучасних чисельних методів, зокрема методу кінцевих елементів.

Значний внесок у розвиток методів чисельного моделювання лінійних асинхронних двигунів зроблено в роботі [1]. У дослідженні розглянуто циліндричний лінійний асинхронний двигун із композитною конструкцією вторинного елемента та проведено порівняльний аналіз його електромагнітних характеристик. Для дослідження розподілу магнітного поля та тягових характеристик використано тривимірне моделювання методом кінцевих елементів. Отримані результати показали, що конструкція вторинного елемента суттєво впливає на величину магнітної індукції в повітряному зазорі, щільність струмів у вторинному елементі та розвиване електромагнітне тягове зусилля.

У роботі [2] досліджено двосторонній лінійний асинхронний двигун зі змінною полюсною поділкою, призначений для систем електромагнітного катапультивання. На основі чисельного моделювання електромагнітного поля проаналізовано вплив геометричних параметрів магнітної системи на розподіл магнітного поля та тягові характеристики двигуна. Отримані результати підтвердили можливість підвищення електромагнітного тягового зусилля та покращення енергетичних показників двигуна шляхом оптимізації конструктивних параметрів його активної частини.

Одними з перших досліджень застосування методу кінцевих елементів для аналізу лінійних асинхронних двигунів стала робота [3]. Для дослідження динамічних характеристик ЛАД автори використали покроковий метод кінцевих елементів і технологію рухомої сітки. У роботі враховано крайові ефекти шляхом введення коригувального коефіцієнта тягового зусилля та виконано порівняння результатів моделювання з експериментальними даними.

Подальший розвиток методів польового моделювання представлено у роботі [4], де досліджено високочастотні електромагнітні сили, що виникають у лінійному асинхронному двигуні при живленні від широтно-імпульсного перетворювача. Для аналізу електромагнітних процесів використано польову модель на основі методу кінцевих елементів, що дозволило оцінити вплив гармонічних складових струму на характеристики двигуна.

Важливим напрямом досліджень залишається врахування крайових ефектів у лінійних асинхронних двигунах. Так, у роботі [5] показано, що поздовжні крайові ефекти суттєво впливають на розподіл магнітного поля, тягове зусилля та коефіцієнт корисної дії двигуна. Для дослідження використано метод кінцевих елементів, що дозволило отримати результати,

близькі до експериментальних даних.

Теоретичні основи математичного опису та аналізу лінійних асинхронних двигунів викладені в роботах [6] та [7]. У зазначених працях наведено фундаментальні підходи до дослідження електромагнітних процесів у лінійних електричних машинах, розглянуто особливості формування тягового зусилля, вплив крайових ефектів, методи розрахунку магнітних полів і параметрів вторинного елемента, а також проаналізовано режими роботи лінійних асинхронних двигунів.

Проведений аналіз наукових джерел свідчить про широке застосування методу кінцевих елементів для дослідження електромагнітних процесів у лінійних асинхронних двигунах. Основна увага сучасних досліджень зосереджена на вдосконаленні польових моделей, врахуванні крайових ефектів, оптимізації конструктивних параметрів та підвищенні точності визначення тягових характеристик. Водночас у науковій літературі практично відсутні роботи, присвячені розробці математичних моделей лінійних асинхронних двигунів ударної дії з комбінованим вторинним елементом та дослідженню їх електромеханічних характеристик у перехідних режимах роботи, що підтверджує актуальність і наукову новизну даного дослідження..

Формулювання цілей статті. Метою статті є розробка та дослідження математичної моделі лінійного асинхронного двигуна ударної дії з комбінованим ротором на основі методу скінченних елементів для визначення його електромагнітних і електромеханічних характеристик та оцінки ефективності запропонованої конструкції.

Основна частина. Для опису електромагнітних процесів у лінійному асинхронному двигуні використовується система диференціальних рівнянь Максвелла для анізотропних нелінійних середовищ, яка враховує взаємозв'язок електричних і магнітних полів та має такий вигляд:

$$\begin{aligned} \operatorname{rot} \vec{H} &= \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t}; \\ \operatorname{rot} \vec{E} &= -\partial \vec{B} / \partial t; \\ \operatorname{div} \vec{D} &= \rho; \\ \operatorname{div} \vec{B} &= 0, \end{aligned} \quad (1)$$

де \vec{H} - напруженість магнітного поля; \vec{J} - густина електричного струму; \vec{D} - електрична індукція; \vec{E} - напруженість електричного поля; \vec{B} - магнітна індукція; ρ - густина електричного заряду.

До рівнянь (1) додаються рівняння, що характеризують електромагнітні властивості матеріального середовища:

$$\begin{aligned} \vec{D} &= \varepsilon \vec{E}; \\ \vec{B} &= \mu \vec{H}; \\ \vec{J} &= \sigma \vec{E}, \end{aligned} \quad (2)$$

де ε – діелектрична проникність середовища; μ – магнітна проникність

середовища; σ – питома електрична провідність середовища.

Оскільки складова струму зміщення є значно меншою за густину провідного струму $\partial \vec{D} / \partial t \ll \vec{J}$, перше рівняння Максвелла можна записати у спрощеному вигляді:

$$\text{rot} \vec{H} = \vec{J}.$$

У початковому вигляді система рівнянь (1) зазвичай не розв'язується. Як правило, вона перетворюється на іншу, в якій вектори \vec{E} , \vec{B} та \vec{H} замінюються допоміжними функціями – скалярним або векторним потенціалом.

Електромагнітне поле може бути визначене через векторний магнітний потенціал, який пов'язаний з магнітною індукцією співвідношенням

$$\vec{B} = \text{rot} \vec{A}. \quad (3)$$

Підставивши замість магнітної індукції її вираз через векторний магнітний потенціал (3) у друге рівняння системи (1), отримаємо

$$\vec{E} = -\frac{\partial \vec{A}}{\partial t} - \text{grad} \varphi. \quad (4)$$

де φ – електричний потенціал.

Помноживши рівняння (4) на σ , отримаємо вираз, з якого можна визначити густину струму:

$$\vec{J} = -\sigma \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} - \text{grad}(\sigma \varphi). \quad (5)$$

де σ – електропровідність матеріалу.

Підставивши вираз (5) у рівняння (1) та виконавши перетворення з урахуванням (3), отримаємо рівняння поля, записане відносно векторного магнітного потенціалу:

$$\nabla \times (\nu \nabla \times \vec{A}) = -\sigma \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} - \text{grad}(\sigma \varphi), \quad (6)$$

де ν – магнітний опір матеріалу.

Прийнявши, що напруга, прикладена до обмоток, дорівнює різниці потенціалів на кінцях обмоток, рівняння (6) трансформується в рівняння Лапласа:

$$\nabla \times (\nu \nabla \times \vec{A}) + \sigma \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} = 0. \quad (7)$$

Рівняння (7) є узагальненим, права частина якого залежить від конкретного елемента конструкції ЛАД. Крім того, його розв'язання пов'язане з розв'язанням тривимірної польової задачі. Рівняння (7) у декартовій системі координат набуває вигляду:

$$\frac{\partial}{\partial x} \left(\nu \frac{\partial A}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(\nu \frac{\partial A}{\partial y} \right) + \frac{\partial}{\partial z} \left(\nu \frac{\partial A}{\partial z} \right) + \sigma \frac{\partial A}{\partial t} = 0. \quad (8)$$

де x, y, z – координати області.

Якщо досліджуваний об'єкт має властивість симетрії відносно центральній осі обертання, рівняння (8) перетворюється на рівняння в циліндричних координатах:

$$\frac{\partial}{\partial r} \left(v \frac{\partial A}{\partial r} \right) + \frac{1}{r} v \frac{\partial A}{\partial r} + \frac{\partial}{\partial z} \left(v \frac{\partial A}{\partial z} \right) + \sigma \frac{\partial A}{\partial t} = 0. \quad (9)$$

де z – координата області; r – радіус кола.

Вирази (8), (9) повинні бути доповнені рівняннями рівноваги напруги для всіх фаз ЛАД:

$$\left\{ \begin{array}{l} u_A = r_A i_A + \frac{d\Psi_A}{dt} \\ u_B = r_B i_B + \frac{d\Psi_B}{dt} \\ u_C = r_C i_C + \frac{d\Psi_C}{dt} \\ u_a = r_a i_a + \frac{d\Psi_a}{dt} \\ u_b = r_b i_b + \frac{d\Psi_b}{dt} \\ u_c = r_c i_c + \frac{d\Psi_c}{dt} \end{array} \right., \quad (10)$$

де $u_A, u_B, u_C, u_a, u_b, u_c$ – напруги, прикладені до обмоток ЛАД; $r_A, r_B, r_C, r_a, r_b, r_c$ – активні опори обмоток; $i_A, i_B, i_C, i_a, i_b, i_c$ – струми, що протікають в обмотках; $\Psi_A, \Psi_B, \Psi_C, \Psi_a, \Psi_b, \Psi_c$ – повні потокозчеплення обмоток.

Густина струму в обмотках ЛАД визначається виразом

$$J = \frac{N \cdot i}{S}.$$

де N – число витків фази обмотки; S – область, зайнята котушкою ЛАД.

Рівняння (8) з урахуванням струму, що протікає по обмотці, набуває вигляду

$$\frac{\partial}{\partial x} \left(v \frac{\partial A}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(v \frac{\partial A}{\partial y} \right) + \frac{\partial}{\partial z} \left(v \frac{\partial A}{\partial z} \right) + \sigma \frac{\partial A}{\partial t} = J.$$

Потокозчеплення котушки через вектор магнітного потенціалу може бути визначене за формулою

$$\frac{d\Psi}{dt} = \frac{N \cdot l}{S} \int_s \frac{\partial A}{\partial t} dS, \quad (11)$$

де l – довжина витка.

Підставивши вираз (11) у систему рівнянь (10), отримаємо

$$\left\{ \begin{array}{l} u_A = r_A i_A + \frac{N_A \cdot l}{S_A} \int_{s_A} \frac{\partial A}{\partial t} dS_A; \\ u_B = r_B i_B + \frac{N_B \cdot l}{S_B} \int_{s_B} \frac{\partial A}{\partial t} dS_B; \\ u_C = r_C i_C + \frac{N_C \cdot l}{S_C} \int_{s_C} \frac{\partial A}{\partial t} dS_C; \\ u_a = r_a i_a + \frac{N_a \cdot l}{S_a} \int_{s_a} \frac{\partial A}{\partial t} dS_a; \\ u_b = r_b i_b + \frac{N_b \cdot l}{S_b} \int_{s_b} \frac{\partial A}{\partial t} dS_b; \\ u_c = r_c i_c + \frac{N_c \cdot l}{S_c} \int_{s_c} \frac{\partial A}{\partial t} dS_c. \end{array} \right. , \quad (12)$$

На основі рівняння (7) запишемо систему, яка описує тривимірну математичну модель ЛАД у польовій постановці:

$$-\nabla(v\nabla A) = \left\{ \begin{array}{l} 0 - \text{у повітряному просторі}; \\ -\sigma \frac{\partial A}{\partial t} - \text{в корпусі ЛАД}; \\ -\sigma \frac{\partial A}{\partial t} - \text{в індукторі ЛАД}; \\ -\sigma \frac{\partial A}{\partial t} - \text{в індукторі бігуна}; \\ -\sigma \frac{\partial A}{\partial t} - \text{в омідненому шарі бігуна}; \\ -\sigma \frac{\partial A}{\partial t} - \text{в осерді бігуна}; \\ \frac{N_1 \cdot i_1}{S_1} - \text{в обмотці індуктора}; \\ \frac{N_2 \cdot i_2}{S_2} - \text{в обмотці бігуна}, \end{array} \right. , \quad (13)$$

де N_1 – число витків котушки індуктора; N_2 – число витків котушки бігуна; i_1 – струм, що протікає в котушці індуктора; i_2 – струм, що протікає в котушці бігуна; S_1 – площа поперечного перерізу котушки індуктора; S_2 – площа поперечного перерізу котушки бігуна.

В усталених режимах система (13) набуває вигляду:

$$-\nabla(v\nabla A) = \begin{cases} 0 - \text{в повітряному просторі;} \\ -j\omega\sigma\dot{A} - \text{в корпусі ЛАД;} \\ -j\omega\sigma\dot{A} - \text{в індукторі ЛАД;} \\ -j\omega\sigma\dot{A} - \text{в індукторі бігуна;} \\ -j\omega\sigma\dot{A} - \text{в омідненому шарі бігуна;} \\ -j\omega\sigma\dot{A} - \text{в осерді бігуна;} \\ \frac{N_1\dot{I}_1}{S_1} - \text{в катушці індуктора;} \\ \frac{N_2\dot{I}_2}{S_2} - \text{в катушці бігуна,} \end{cases} \quad (14)$$

де \dot{A} – вектор комплексних значень векторного магнітного потенціалу; \dot{I}_1, \dot{I}_2 – комплексне значення струму в ЛАД; ω – кутова частота струму мережі.

Електродинамічні зусилля, що діють у магнітному полі безпосередньо на струмопровідні елементи в межах площі їх поперечного перерізу S з густиною струму \vec{J} , визначаються на основі рівняння

$$\vec{F} = l \times \int_S [\vec{J} \times \vec{B}] dS. \quad (15)$$

Рівняння (12)–(15) становлять повну систему рівнянь, що описує ЛАД у тривимірній польовій постановці, яка дозволяє досліджувати електромагнітні процеси як в усталених, так і в перехідних режимах.

Для розв'язання рівнянь (15), (13) спільно з (12) скористаємося методом скінчених елементів [8, 9].

Досліджувана конструкція ЛАД має повне екранування фаз обмоток (рис. 1), а форма їх осьового перерізу – прямокутник (рис. 2).

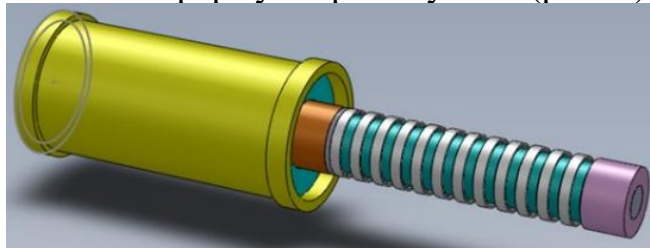


Рис. 1. Тривимірна модель лінійного асинхронного двигуна ударної дії

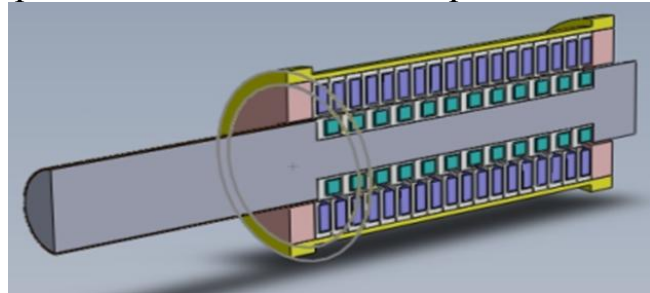


Рис. 2. Конструкція лінійного асинхронного двигуна ударної дії в осьовому перерізі

Досліджуваний зразок має форму циліндра, обмотки якого з боків закриті текстолітовими пластинами. Масивні елементи конструкції (кришка індуктора, індуктор, шток бігуна) виготовлені зі сталі марки Ст40.

Задача розрахунку магнітного поля в ЛАД розв'язувалася в осесиметричній постановці для векторного магнітного потенціалу. У розрахунках приймається, що витки обмотки та густина струму в них розподіляються рівномірно по всьому перерізу, а магнітна проникність є сталою і дорівнює $\mu_0=4\pi\cdot 10^{-7}$ Гн/м.

У сталевих елементах магнітна проникність є величиною нелінійною та залежить від кривої намагнічування. Оскільки максимальне значення індукції для сталі Ст40 становить $B_{\max}=2,4$ Тл, то для визначення напруженості магнітного поля при великих значеннях індукції використовувалася крива, апроксимована за допомогою кубічного сплайна.

Обмотка індуктора живиться від джерела трифазної напруги величиною $U_{\phi}=127$ В, обмотка бігуна – трифазна, короткозамкнена.

Розрахунок моделі виконано для часового інтервалу $t=0,4$ с з кроком 0,0025 с.

У результаті розрахунку отримано графіки розподілу магнітної індукції (рис. 3) та векторного магнітного потенціалу (рис. 4), струмів фаз індуктора (рис. 5) і вторинного елемента (рис. 6), а також визначено його швидкість (рис. 7) на досліджуваному часовому інтервалі.

Крім цього, побудовано криві зміни координат бігуна (рис. 8), потокозчеплення фаз індуктора (рис. 9) і вторинного елемента (рис. 10), проти-ЕРС, наведених в обмотці індуктора (рис. 11) та вторинного елемента (рис. 12), втрат потужності в масивних частинах ЛАД (рис. 13).

На підставі отриманих результатів побудовано криву тягового зусилля, що розвивається вторинним елементом ЛАД (рис. 14).

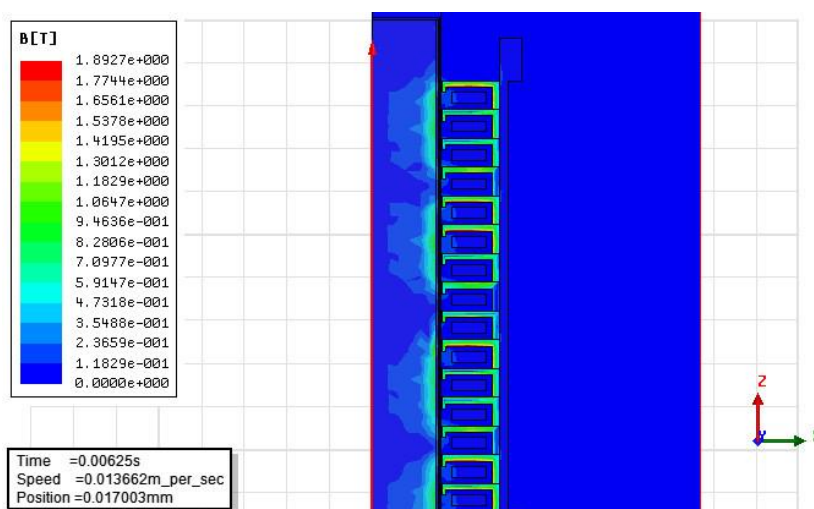


Рис. 3. Розподіл магнітної індукції в активній зоні лінійного асинхронного двигуна

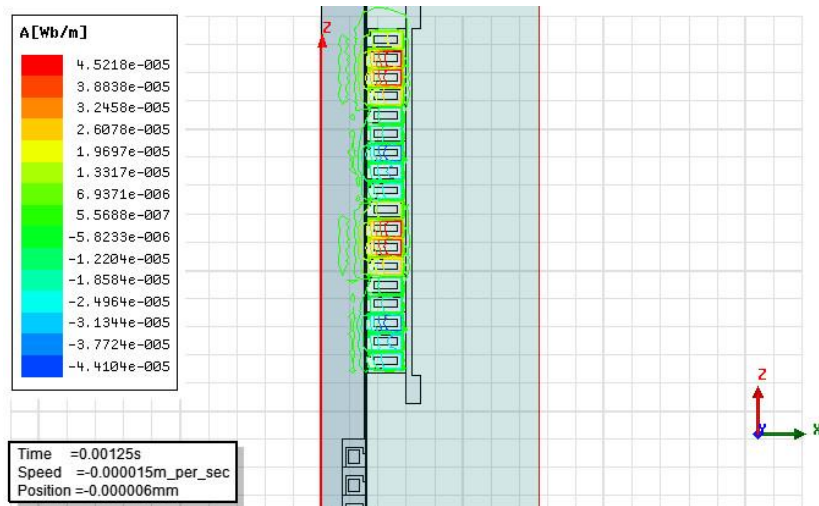


Рис. 4. Розподіл векторного магнітного потенціалу в лінійному асинхронному двигуні

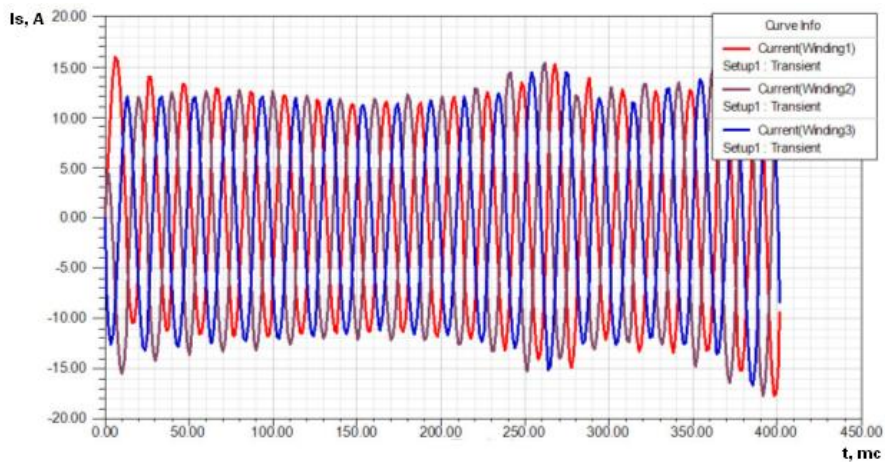


Рис. 5. Залежності струмів фаз індуктора лінійного асинхронного двигуна від часу

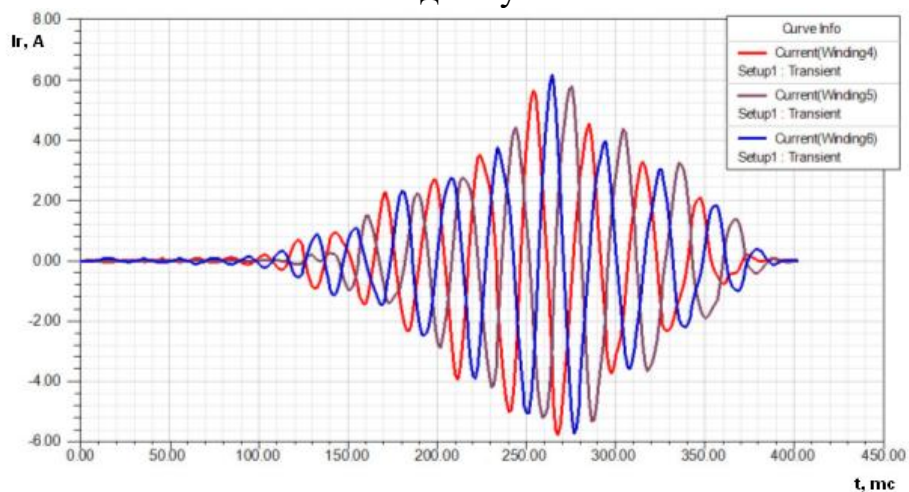


Рис. 6. Залежності струмів фаз вторинного елемента лінійного асинхронного двигуна від часу

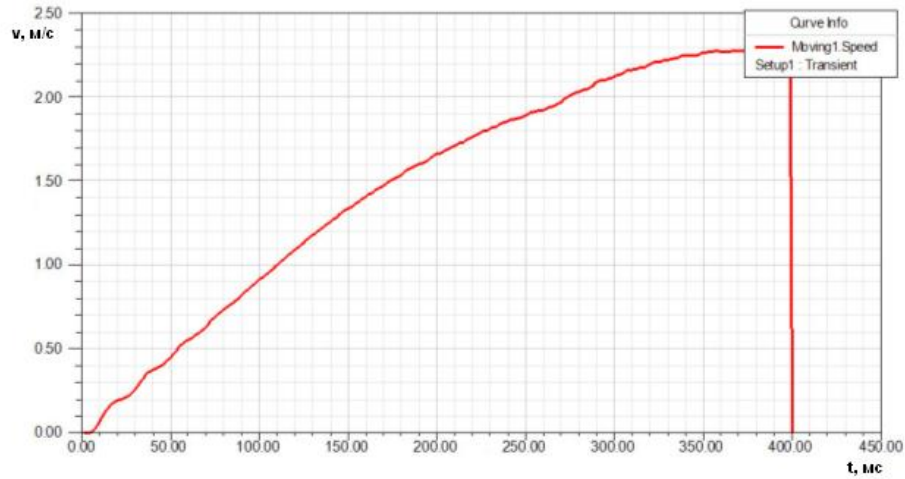


Рис. 7. Зміна швидкості вторинного елемента лінійного асинхронного двигуна в перехідному режимі.

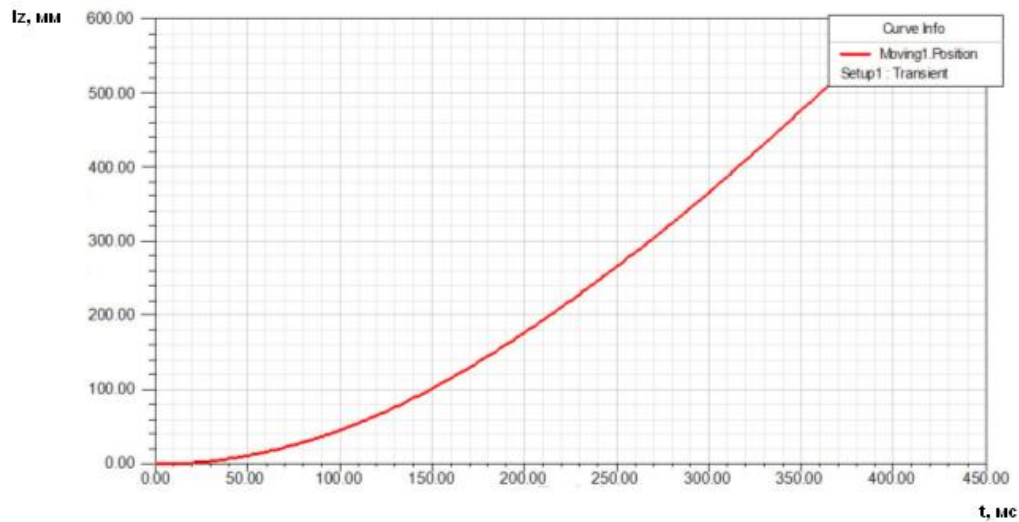


Рис. 8. Зміна координати бігуна лінійного асинхронного двигуна в часі

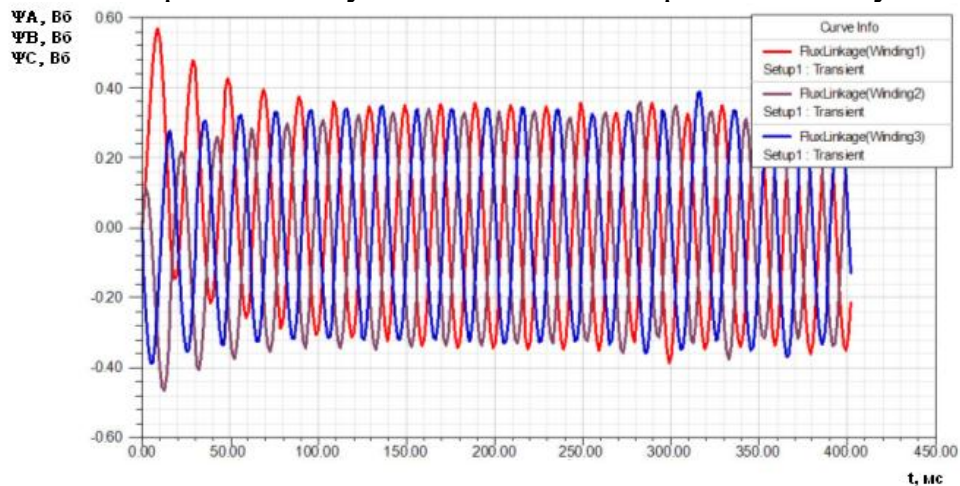


Рис. 9. Зміна потокозчеплень фаз індуктора лінійного асинхронного двигуна в перехідному режимі

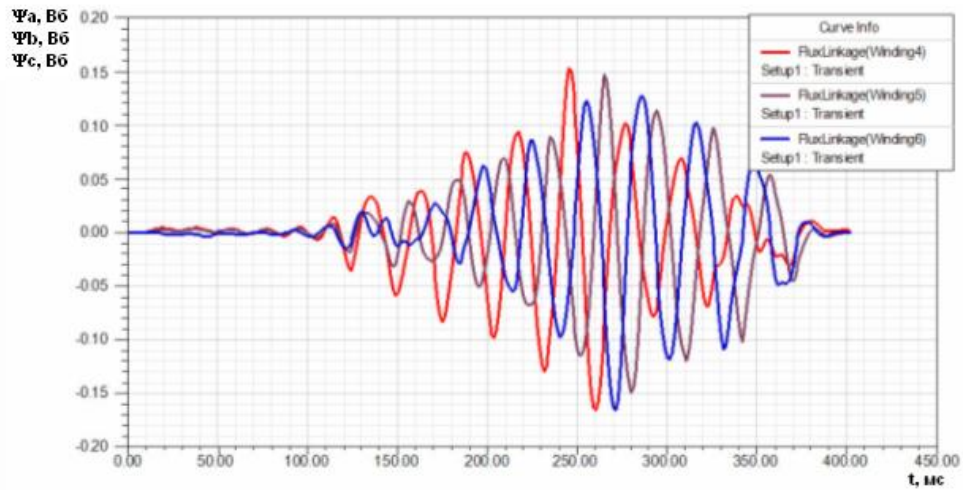


Рис. 10. Зміна потокозчеплень фаз вторинного елемента лінійного асинхронного двигуна в перехідному режимі

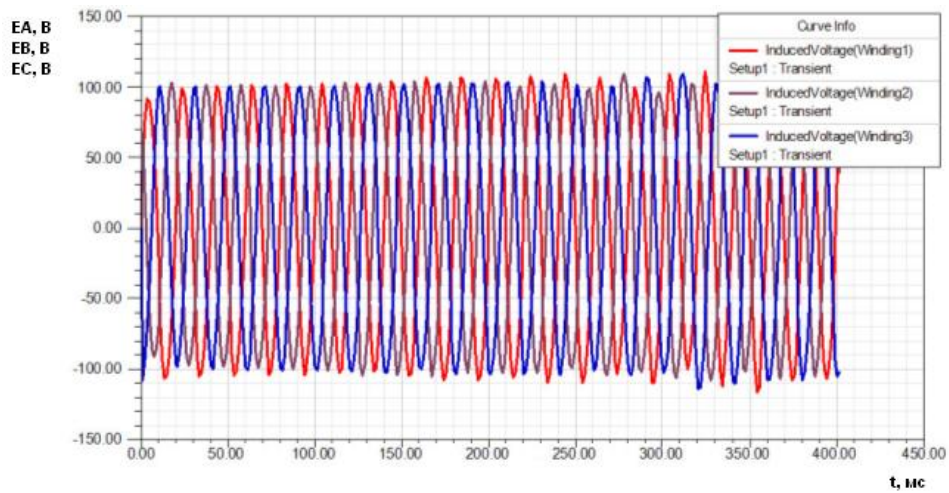


Рис. 11. Зміна проти-ЕРС фаз індуктора лінійного асинхронного двигуна в перехідному режимі

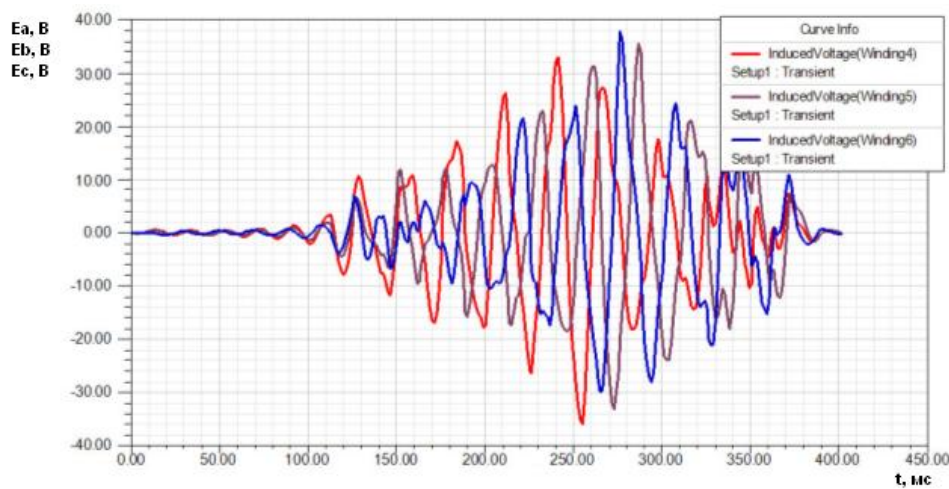


Рис. 12. Зміна проти-ЕРС фаз вторинного елемента лінійного асинхронного двигуна в перехідному режимі

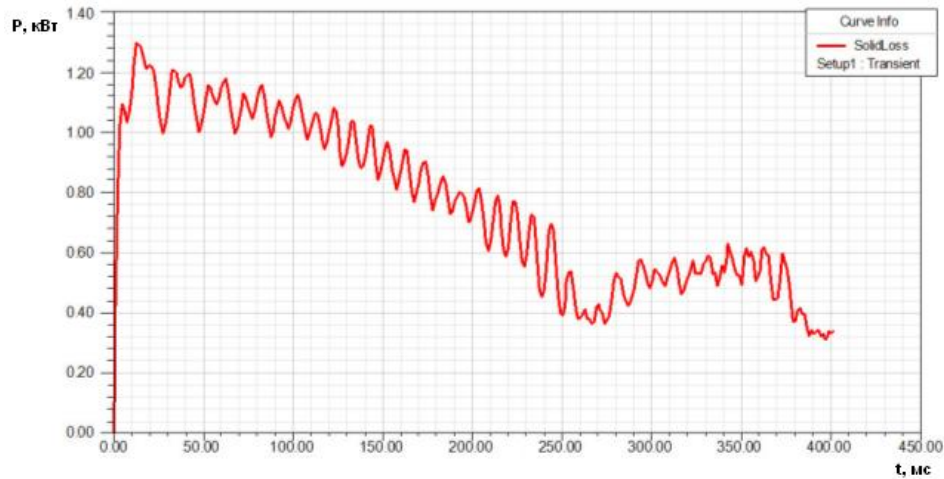


Рис. 13. Зміна втрат потужності в масивних частинах лінійного асинхронного двигуна в перехідному режимі

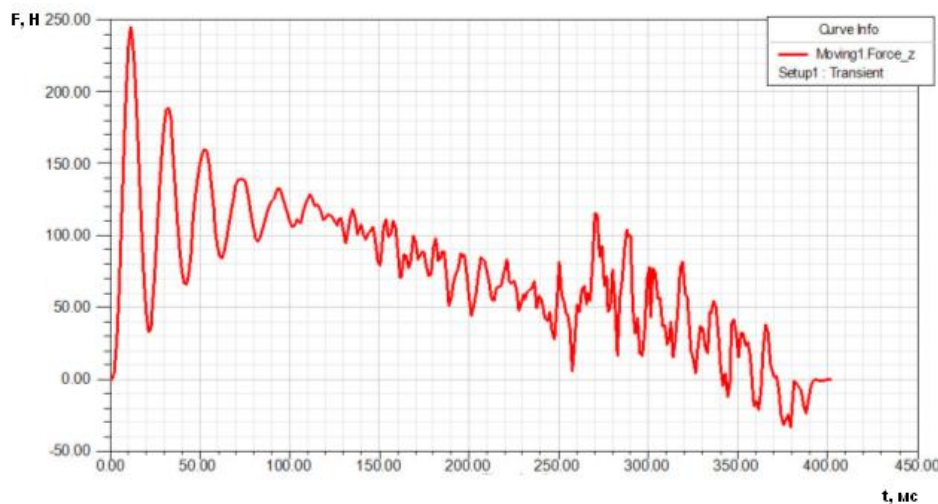


Рис. 14. Зміна тягового зусилля вторинного елемента лінійного асинхронного двигуна в перехідному режимі

Висновки. У роботі розроблено математичну модель лінійного асинхронного двигуна ударної дії на основі методу скінченних елементів. Запропонована модель враховує конструктивні особливості досліджуваного двигуна, фізичні властивості матеріалів та дозволяє досліджувати електромагнітні й електромеханічні процеси як в усталених, так і в перехідних режимах роботи. На основі розробленої моделі виконано чисельне моделювання електромагнітного поля та визначено основні характеристики двигуна.

У результаті моделювання отримано розподіли магнітної індукції та векторного магнітного потенціалу, визначено струми фаз індуктора та вторинного елемента, швидкість руху і координату переміщення бігуна, потітокзчеплення фаз, проти-ЕРС в обмотках індуктора та вторинного елемента, а також втрати потужності в масивних частинах конструкції. На підставі отриманих результатів побудовано залежність тягового зусилля, що

розвивається вторинним елементом лінійного асинхронного двигуна.

Проведені дослідження показали, що наявність омідненого шару на поверхні вторинного елемента призводить до концентрації магнітного поля в повітряному зазорі лінійного асинхронного двигуна, що дозволяє отримати значне тягове зусилля на початковому етапі пуску. Встановлено, що максимальне значення тягового зусилля досягає приблизно 250 Н. За результатами моделювання визначено, що трифазна система напруг, яка живить обмотку індуктора, формує трифазну систему струмів у вторинному елементі двигуна. Струми індуктора досягають значень 12–15 А, тоді як струми бігуна становлять близько 6 А. Також встановлено, що за маси вторинного елемента 13 кг під дією електромагнітного тягового зусилля він досягає швидкості 2,25 м/с протягом 400 мс. Отримані результати підтверджують можливість використання запропонованої конструкції лінійного асинхронного двигуна ударної дії для створення ефективних електромеханічних систем з високими динамічними характеристиками.

Література

1. Du C., Zhang L., Niu X., Yang K. Characteristics analysis and comparison of a cylindrical linear induction motor with composite secondary structure. *Energies*. 2024. Vol. 17, No. 6. Article 1294. DOI: <https://doi.org/10.3390/en17061294>.
2. Liu X., Zhao H., Ai H., Chen Z. Design and research on the variable polar distance of the double-sided linear induction motor for electromagnetic catapult. *Energies*. 2025. Vol. 18, No. 1. Article 33. DOI: <https://doi.org/10.3390/en18010033>.
3. Kwon B.-I., Woo K.-I., Kim S. Finite element analysis of direct thrust-controlled linear induction motor. *IEEE Transactions on Magnetics*. 1999. Vol. 35, No. 3. P. 1306–1309. DOI: <https://doi.org/10.1109/20.767201>.
4. Li M., Xu J., Zhu J., Wang Y., Chen T. Transient high-frequency electromagnetic force calculation for linear induction motors under pulse width modulation current excitation. *Machines*. 2025. Vol. 13, No. 5. Article 409. DOI: <https://doi.org/10.3390/machines13050409>.
5. Selcuk A. H., Kurum H. Investigation of end effects in linear induction motors by using the finite-element method. *IEEE Transactions on Magnetics*. 2008. Vol. 44, No. 7. P. 1791–1795. DOI: <https://doi.org/10.1109/TMAG.2008.918277>.
6. Yamamura S. Theory of Linear Induction Motors. 2nd ed. Tokyo : University of Tokyo Press, 1978. 235 p.
7. Boldea I., Nasar S. A. Linear Electric Motors: Theory, Design and Practical Applications. Englewood Cliffs, NJ : Prentice Hall, 1987. 276 p.
8. Norrie D. H., De Vries G. An Introduction to Finite Element Analysis. New York : Academic Press, 1978. 322 p.
9. Segerlind L. J. Applied Finite Element Analysis. 2nd ed. New York : John Wiley & Sons, 1984. 448 p. ISBN 978-0471806622.

MATHEMATICAL MODELING OF AN IMPACT-TYPE LINEAR INDUCTION MOTOR BASED ON THE FINITE ELEMENT METHOD

Oleksii Kachura, Vitalii Ivliev, Vasyl Stopkin, Viktor Kuvaev,
Denys Antonenko, Yevhen Makedon

The article presents the development of a mathematical model of an impact-type linear induction motor based on the finite element method. The relevance of the study is determined by the need to create advanced electromechanical systems for impact machines used in construction, industry, and transportation technologies. The application of linear induction motors provides high reliability, compact design, significant thrust force, and simplified kinematic schemes compared with conventional mechanical and hydraulic drives.

The electromagnetic processes occurring in a linear induction motor with a combined rotor are investigated. The mathematical model is developed on the basis of Maxwell's equations using the magnetic vector potential approach. The finite element method is employed to describe the electromagnetic field, making it possible to account for the geometric features of the motor design, nonlinear magnetic properties of materials, and the spatial distribution of electromagnetic parameters. The model considers the complete shielding of phase windings, the presence of a copper-coated layer on the secondary element, and the nonlinear magnetic permeability characteristics of steel.

As a result of the simulation, the distributions of magnetic flux density and magnetic vector potential were obtained. The currents of the inductor and secondary element, motion velocity, displacement coordinates, phase flux linkages, induced electromotive forces, and power losses in the massive structural components were determined. The analysis demonstrated that the copper-coated layer provides magnetic field concentration within the air gap and contributes to an increase in thrust force during the initial starting stage. It was established that a secondary element with a mass of 13 kg is capable of reaching a velocity of 2.25 m/s within 400 ms, while the motor develops a thrust force of up to 250 N.

Particular attention is paid to the investigation of transient and steady-state operating modes, as well as to the analysis of the influence of design parameters on the electromechanical characteristics of the system. The obtained time dependences of currents, velocity, and thrust force made it possible to evaluate the dynamic properties of the motor and its performance under impact operating conditions. The simulation results confirm the feasibility of using the proposed design in high-speed electromechanical systems.

The obtained results demonstrate the effectiveness of the finite element method for investigating impact-type linear induction motors and can be applied in the design of modern special-purpose electromechanical systems.

Keywords: linear induction motor, finite element method, mathematical model, electromagnetic field, magnetic vector potential, combined rotor, electromechanical processes, thrust force, impact action, electric drive.

References

1. Du, C., Zhang, L., Niu, X., & Yang, K. (2024). Characteristics analysis and comparison of a cylindrical linear induction motor with composite secondary structure. *Energies*, 17(6), Article 1294. DOI: <https://doi.org/10.3390/en17061294> [In English].
2. Liu, X., Zhao, H., Ai, H., & Chen, Z. (2025). Design and research on the variable polar distance of the double-sided linear induction motor for electromagnetic catapult. *Energies*, 18(1), Article 33. DOI: <https://doi.org/10.3390/en18010033> [In English].
3. Kwon, B.-I., Woo, K.-I., & Kim, S. (1999). Finite element analysis of direct thrust-controlled linear induction motor. *IEEE Transactions on Magnetics*, 35(3), 1306–1309. DOI: <https://doi.org/10.1109/20.767201> [In English].
4. Li, M., Xu, J., Zhu, J., Wang, Y., & Chen, T. (2025). Transient high-frequency electromagnetic force calculation for linear induction motors under pulse width modulation current excitation. *Machines*, 13(5), Article 409. DOI: <https://doi.org/10.3390/machines13050409> [In English].
5. Selcuk, A. H., & Kurum, H. (2008). Investigation of end effects in linear induction motors by using the finite-element method. *IEEE Transactions on Magnetics*, 44(7), 1791–1795. DOI: <https://doi.org/10.1109/TMAG.2008.918277> [In English].
6. Yamamura, S. (1978). *Theory of linear induction motors* (2nd ed.). Tokyo: University of Tokyo Press, 235 p. [In English].
7. Boldea, I., & Nasar, S. A. (1987). *Linear electric motors: Theory, design and practical applications*. Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, 276 p. [In English].
8. Norrie, D. H., & De Vries, G. (1978). *An introduction to finite element analysis*. New York: Academic Press, 322 p. [In English].
9. Segerlind, L. J. (1984). *Applied finite element analysis* (2nd ed.). New York: John Wiley & Sons, 448 p. ISBN 978-0471806622 [In English].

Матеріал надійшов до редакції 29.04.2026

Прийнято до друку 13.05.2026 р.