

## МОДЕЛЮВАННЯ ФОРМ ГЕОМЕТРИЧНИХ СТРУКТУР ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ДВОСТОРОННЬОЇ ЗУБЧАСТОСТІ

Завгородній В.Д., к.т.н., Старостін О.С., магістр, Петрова О.А., інж.  
 Національний університет "Львівська політехніка", СКБ електромеханічних систем  
 Україна, 79000, м. Львів, вул. Ак. Колесси, 2, СКБ ЕМС  
 Тел./факс (0322)74-01-44, E-mail: skbnl68@mail.lviv.ua

*За допомогою операторів трансформації геометрії активного об'єму перетворення енергії розвинуто концепцію структурної побудови хромосом електромеханічних перетворювачів двосторонньої зубчастості, у тому числі й магнітоелектричного збудження, що забезпечує збереження генетичної інформації їхніх геометричних примітивів. Досліджено вплив параметрів геометричного простору перетворювачів на структурні параметри вихідних величин і продемонстровано дію принципу дисиметризації у процесі ускладнення їхньої структури.*

*С помощью операторов трансформации геометрии активного объема преобразования энергии развивается концепция структурного построения хромосом электромеханических преобразователей двусторонней зубчатости, которая обеспечивает сохранение генетической информации их геометрических примитивов. Исследуется влияние параметров геометрического пространства преобразователей на структурные параметры выходных величин и продемонстрировано действие принципа дисиметризации в процессе усложнения их структуры.*

### ПЕРЕДМОВА

Оптимізацію конструктивного виконання довільного типу електромеханічного перетворювача енергії/інформації (ЕМП) сьогодні здійснюють на основі чисельних методів розрахунку його магнітних полів при заданих розподілах струмових шарів, що для конструкції великої дискретності (наприклад, кількість пар полюсів індуктора  $p=23$ , кількість секцій обмотки якоря/зубців  $S=Z=48$ ) вимагає великого обсягу обчислювальних ресурсів ПК та часу. На наш погляд такий підхід є непродуктивним, бо вимагає аналізування як геометричних форм контурів та поверхонь, так і геометричної форми магнітних полів, потокозчеплень, струмів, намагнічувальних сил тощо.

Згідно з принципом Г. Крон'а [1] ЕМП завжди має дві сутності: *мертву* підлеглу матеріальну мережу, яка характеризується тензорами метрики електричного простору (такими, як імпеданс  $Z_{\alpha\beta}$ , або зворотнім тензором адмітансу  $Y^{\alpha\beta}$ ). На *мертву* сутність мережі накладається *жива*, яка характеризується інтенсивним та екстенсивним параметрами фізичного процесу (наприклад, напруга та струм, намагнічувальна сила та потік тощо), які записують як коваріантний та контрваріантний вектори (наприклад,  $e_\alpha$  та  $i^\alpha$ ). Для динамічного функціонування ЕМП топологічні властивості *мертвої* сутності повинні відповідати властивостям *живої* (які можна трактувати як поняття "душа" ЕМП) і навпаки. Беручи до уваги, що топологічні особливості *живої* сутності ЕМП майже завжди є наперед детермінованими, характеристики ЕМП переважно визначаються властивостями *мертвої* сутності, тобто геометричними формами активного просторового об'єму перетворення енергії/інформації.

Геометричні форми електромеханічного об'єкта можуть бути досить складними, але вони завжди несуть у собі генетично успадковану інформацію примітивних геометричних прототипів.

Як показує практика, немає необхідності докладно описувати геометричні ознаки власне примітива, досить з'ясувати тільки їхню наявність, контраверсність або відсутність, приписавши їм +1, -1 або 0 відповідно. Це зумовлено тим, що в процесі перетворення енергії/інформації вихідні характеристики ЕМП отримують як наслідок багатократного інтегрування густин розподілу відповідних величин або їх взаєм-

них згорток. Наприклад, форму сигналу вихідної е.р.с. ЕМП можна визначити як

$$e(\zeta) \cong \beta(\alpha - \zeta) \otimes w(\alpha) = \int \beta(\alpha - \zeta) w(\alpha) d\alpha, \quad (1)$$

де  $\beta(\alpha)$  – форма функції розподілу індукції поля по розточці;  $w(\alpha)$  – функція розподілу густини провідників фази по розточці;  $\alpha$  – координата по розточці;  $\zeta$  – координата зміщення індуктора відносно якоря.

Як буде показано далі, при формах  $\beta(\alpha)$  та  $w(\alpha)$ , що майже нічим не нагадують синусоїдні функції, форма вихідної е.р.с. практично не відрізняється від синусоїдної. Усе це пояснюється проявом принципу електромеханічної дисиметризації структур ЕМП як необхідної умови їхнього подальшого розвитку та вдосконалення [2].

Отже в цій статті розглянуто лише геометричні властивості поверхонь активного об'єму ЕМП (його *мертвої* сутності) без врахування характерних ознак *живої*, за винятком тих, що характеризують просторову (або часову) топологію останньої.

Тобто, надалі будемо працювати не з фізичними величинами як такими, а лише з інформаційними сигналами про їхню просторову форму, або згідно з термінологією Платона з їхніми "тінями в печері" нашого пізнання.

Запропонований підхід проілюстровано на прикладі електронно-керованого двигуна постійного струму ДСТ-90 [3] із кількістю полюсів індуктора  $2p=22$ , кількістю зубців та котушок обмотки  $Z=S=24$  (три з яких видалено) при виконанні  $m=3$ -фазної обмотки якоря з  $60^\circ$  – фазною зоною, тобто  $m'=2m=6$ .

### ПІДґРУНТЯ МЕТОДУ

Згідно з постулатом О. Вольдека [4], магнітну провідність немагнітного проміжку між статором і ротором ЕМП двосторонньої зубчастості можна представити як

$$\lambda_\delta = \lambda_0 \cdot \lambda_1 \cdot \lambda_2, \quad (2)$$

де  $\lambda_0$  – постійна складова питомої магнітної провідності проміжку між "гладкими" поверхнями статора та ротора рівновіддаленими на величину  $\delta$ ;  $\lambda_1$  та  $\lambda_2$  – відносні магнітні провідності зубчастих структур статора та ротора при припущенні, що кожна з них визначена при умові відсутності на протилежній стороні зубців.

Як показала інженерна практика, застосування цього постулату до визначення  $\lambda_\delta(\alpha, \zeta)$  як функції геометричних параметрів ЕМП, він забезпечує задовільні результати з погляду точності визначення кінцевих величин, що знову ж таки пояснюється характером функціонування ЕМП, яке описується рівняннями типу (1). Якщо свого часу представлення  $\lambda_1$  та  $\lambda_2$  у вигляді рядів Фур'є типу

$$\lambda_1 = \sum_{-\infty}^{+\infty} \lambda_{1i} \cdot e^{j\alpha z_1 i}; \quad \lambda_2 = \sum_{-\infty}^{+\infty} \lambda_{2n} \cdot e^{j(\alpha - \zeta) z_2 n} \quad (3)$$

було доцільним як із гносеологічного так і прагматичного боку, то згодом воно стало гальмом при використанні цього підходу в інженерній практиці внаслідок дії принципу невизначеності щодо розрахунку  $\lambda_{1i}$  ( $\lambda_{2n}$ ) при великих числах  $i$  ( $n$ ). У (3) позначено:  $i$  та  $n$  – порядок гармонік структур статора дискретності  $z_1$  та ротора дискретності  $z_2$  відповідно;  $\lambda_{1i}$  та  $\lambda_{2n}$  – відносні питомі провідності гармонік  $i$  ( $n$ );  $j = \sqrt{-1}$ .

У запропонованій числовій моделі структури ЕМП ми не користуватимемося (3), а трактуватимемо  $\lambda_1$  та  $\lambda_2$  як оператори, що формують магнітну провідність зубчастої структури на основі провідності  $\lambda_0$  гомогенно гладкої структури, прийнявши  $\lambda_0 = 1$ . У такому разі (2) треба переписати у вигляді

$$\lambda_\delta(\alpha, \zeta) = \lambda_1(\alpha) \times \lambda_2(\alpha - \zeta). \quad (4)$$

Зауважимо, що  $\lambda_1$  та  $\lambda_2$  – оператори комутативні.

Просторова форма контурів струмів якоря у більшості випадків тривимірна і може бути досить складною. Але, згідно з постулатом W. Hague [5], вона завжди може бути еквівалентована відповідними поверхневими струмами (струмовими шарами), які розташовані в місцях пазового розкриття по розточці. Якщо колись цей постулат приймали за гіпотезу, то тепер ми знаємо, що насправді сили (моменти) виникають не в наслідок взаємодії струму з індукцією магнітного поля, а в наслідок взаємодії струму з векторним потенціалом  $\psi$  (через який параметри поля визначають як  $\mathbf{B} = \nabla \times \psi$  та  $\mathbf{E} = -\partial \psi / \partial t$ ), і існують навіть там, де магнітного поля немає ( $\nabla \times \psi = 0$ ). Таким чином, реальні контури обмоток можуть еквівалентуватись, як показано на рис. 1. по-верхневими контурами, виснесеними в немагнітний проміжок. Фізики трактують такий контур із струмом як магнітний диполь із магнітним моментом  $\boldsymbol{\mu} = \mathbf{I} \mathbf{A} \mathbf{n}$ , де  $\mathbf{I}$  – вектор струму;  $A$  – площа контуру;  $\mathbf{n}$  – вектор нормалі до площі  $A$  [6]. Обертвий момент, що діє на контур  $\boldsymbol{\tau} = \boldsymbol{\mu} \times \mathbf{B}$ .

З іншого боку, відомо [7], що магнітний диполь довільного контуру за теоремою Ампера еквівалентується елементарними контурами простої форми, як показано на рис. 2, що значно полегшує побудову однієї дискретної моделі.

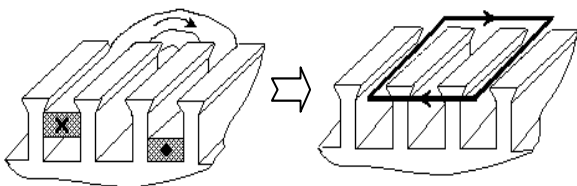


Рис. 1. До еквівалентності струмових контурів якоря.

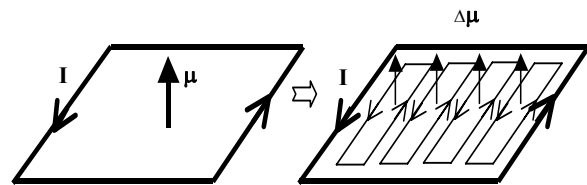


Рис. 2. Еквівалентність магнітного диполя елементарними контурами.

Ці три зазначені принципи і покладено в основу запропонованого підходу з врахуванням того, що індуктор ЕМП еквівалентується не диполем, а поліполем, а обмотка якоря – поліфазодромом.

## ОПЕРАТОРИ ФОРМУВАННЯ СТРУКТУРИ ІНДУКТОРА

На даному етапі розглядаємо симетричний ЕМП, індуктор якого характеризується дискретністю  $2p$  полюсних поділок із полюсним перекриттям  $\alpha_p = 1 - \alpha_b$ , де  $\alpha_b$  – відносна величина міжполюсної від-далі (міжполюсного вікна). Процес формування структури індуктора здійснюється за допомогою наступних операторів.

Оператор  $P_1$  розбиває розточку індуктора (координату  $\alpha$ , або у дискретному записі – множину  $N = \alpha / \Delta \alpha$ , де  $\Delta \alpha$  - крок дискретизації) на  $2p$  рівномірно розташованих по розточці зон із номерами полюсів  $n = 0, 2p - 1$  із внутрішньою координатою  $\alpha'$  у межах кожної зони (аналогічно циферблату двострілкового годинника)

$$y_1(\alpha) = P_1 \times \alpha = n_p, \alpha', \quad (5)$$

де  $n_p = \text{integer}(\alpha / \tau_p), [\text{integer}(i / \tau_p)]$  - номер полюсної зони (години);  $\alpha' = \text{fraction}(\alpha / \tau_p), [\text{fraction}(i / \tau_p), ]$  - плинна координата в межах даної зони (хвилини);  $\tau_p = \pi / p, [N / 2p]$  - ширина полюсної зони;  $i = 0, N - 1$ .

Тут і далі у квадратних дужках записані дискретні аналоги відповідних аналітичних виразів.

Оператор  $P_2$  визначає ширину власне полюса та міжполюсного вікна, приписуючи їм числа +1 та 0 відповідно

$$y_2(\alpha) = P_2 \times \alpha' = \text{if}(0 \leq \alpha' < \alpha_a, 0, 1). \quad (6)$$

Оператор  $P_3$  формує мультидипольну структуру індуктора, приписуючи N-полюсу +1, а S-полюсу -(-1)

$$y_3(\alpha) = P_3 \times \alpha = (-1)^{n_p} \cdot y_2(\alpha) \quad (7)$$

При бажанні можна врахувати наявність і фальш полюсів (або необмотаних), увівши оператор їхнього визначення і приписавши їм індекс 0, як це зроблено далі при формуванні зубчастої структури якоря.

При моделюванні не структурних досліджень, а оптимізації реального фізичного простору індуктора (або наявності технологічного розсіювання геометричних параметрів) доцільно ввести оператор  $P_4$ , який враховує реальну довжину й конфігурацію ліній магнітних провідностей за методом R. Pohl [8], перепустивши функцію  $y_3(\alpha)$  через смуговий фільтр із смугою пропускання  $\beta_p$

$$y_4(\alpha) = P_4 \times y_3(\alpha) = \frac{2}{\beta_p} \int_{-0.5\beta_p}^{+0.5\beta_p} y_3(\alpha - \zeta) \cos^2\left(\frac{\pi \zeta}{\beta_p}\right) d\zeta;$$

$$[y_4(i) = \frac{2}{k_p} \sum_{-0.5(k_p-1)}^{+0.5(k_p+1)} y_3(i-k) \cos^2(\frac{\pi k}{k_p-1})]. \quad (8)$$

Ширина перепускної смуги  $\beta_p [k_p-1]$ , де  $k_p$  – непарне число, легко визначається як функція параметра  $\tau_p \cdot \alpha_a / \delta$ .

Величину взаємного зсуву  $\zeta$  між структурами індуктора та якоря задає оператор  $P_5$

$$y_5(\alpha, \zeta) = P_5 \times y_4(\alpha) = y_4(\alpha - \zeta);$$

$$[y_5(i, j) = y_4(i - j)], \quad (9)$$

де  $j$  – кількість дискрет зсуву.

Оператори  $P_1 \div P_5$  є операторами послідовної дії, а тому вони не комутативні.

Таким чином, оператор  $\lambda_1$  визначається як

$$\lambda_1 = \prod_{k=0}^4 P_{5-k}. \quad (10)$$

Графічною мовою процес формування структури індуктора за допомогою операторів  $P$  проілюстровано на рис. 3

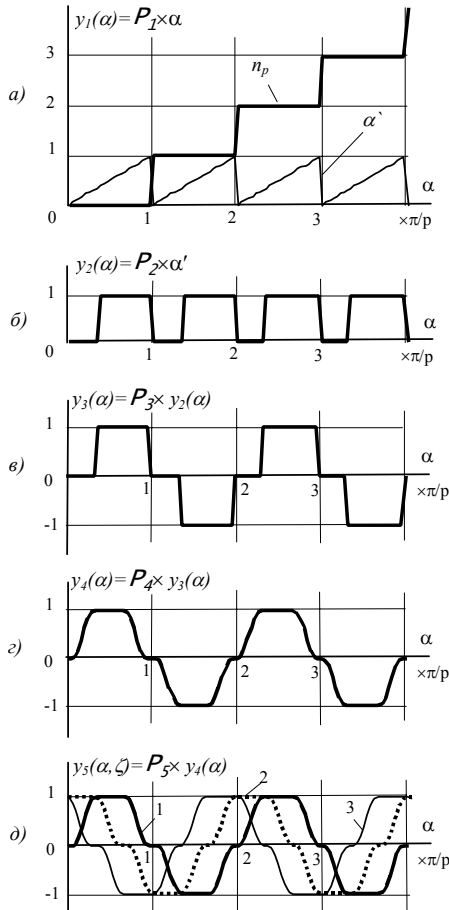


Рис.3. Ілюстрація процесу формування структури індуктора ЕМП: а)÷д) відображають дію операторів  $P_1 \div P_5$  відповідно; 1 -  $\zeta=0$ , 2 -  $\zeta=\tau_3/3$ , 3 -  $\zeta=2\tau_3/3$

#### ОПЕРАТОРИ ФОРМУВАННЯ ЗУБЧАСТОЇ СТРУКТУРИ ЯКОРЯ

Процес формування геометричної форми зубчастого якоря загалом не відрізняється від процесу формування структури індуктора і здійснюється за допомогою аналогічних операторів  $Q$ , а саме

$$x_1(\alpha) = Q_1 \times \alpha = n_z \cdot \alpha', \quad (11)$$

де  $n_z = \text{integer}(\alpha / \tau_z), [\text{integer}(i / \tau_z)]$  - номер зубцевої зони;  $\alpha' = \text{fraction}(\alpha / \tau_p)$  - плинна координата в межах даної зони  $[\text{fraction}(i / \tau_p)]$ ;  $\tau_z = 2\pi / z$  - ширина зубцевої зони  $[N / z]$ ;  $i = 0, N-1$ .

$$x_2(\alpha) = Q_2 \times \alpha' = \text{if}(0 \leq \alpha' < \alpha_i, 0, 1), \quad (12)$$

де  $\alpha_n$  – відносна величина пазового відкриття в частках величини  $\tau_z$ ;

$$x_3(\alpha) = Q_3 \times x_2(\alpha) = \frac{2}{\beta_i} \int_{-0.5\beta_i}^{+0.5\beta_i} x_2(\alpha - \zeta) \cos^2(\frac{\pi \zeta}{\beta_i}) d\zeta;$$

$$[x_3(i) = \frac{2}{k_i} \sum_{-0.5(k_i-1)}^{+0.5(k_i+1)} x_2(i-k) \cos^2(\frac{\pi k}{k_i-1})] \quad (13)$$

де  $\beta_n [k_n-1]$  – ширина перепускної смуги ( $k_n$  – непарне число, що визначається за співвідношенням  $\tau_z \cdot \alpha_i / \delta$ ).

В деяких конструкціях ЕМП для взаємного кріплення опозитних підшипникових щитів декілька симетрично розташованих по розточці з кроком  $\tau_n = 2\pi/n[N/n]$  зубців видаляють, що можна врахувати за допомогою оператора  $Q_4$

$$x_4(\alpha) = Q_4 \times \alpha' = \text{if}(0 \leq \alpha' < \alpha_n, 0, 1), \quad (14)$$

де  $\alpha_n = \tau_n / N$  – відносна ширина зони без зубців.

Графічною мовою процес формування структури якоря двигуна ДСТ90 за допомогою операторів  $Q$  проілюстровано на рис. 4.

Таким чином, оператор  $\lambda_2$  визначимо як

$$\lambda_2 = \prod_{k=0}^3 A_{4-k}. \quad (15)$$

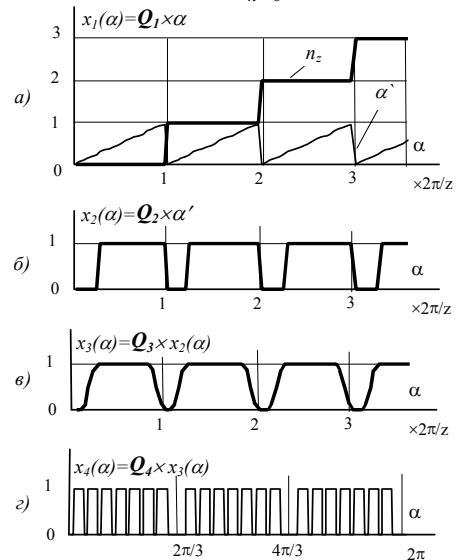


Рис. 4. Ілюстрація процесу формування зубцевої структури якоря ЕМП: а)÷г) відображають дію операторів  $Q_1 \div Q_4$  відповідно; г) – видалено три симетрично розташованих зубці

#### ФОРМА СИГНАЛІВ ПОЛЯ ЗБУДЖЕННЯ ТА РОЗПОДІЛУ СИЛ МАГНІТНОГО ПОХОДЖЕННЯ

Викладене вже дозволяє дослідити взаємну відповідність батьківських хромосом  $x$  і  $y$  у структур магнітопроводів індуктора та якоря ЕМП та визначити показники інтенсивності їхньої взаємодії.

У відповідності з (4), (10) та (15) форму сигналу

розподілу радіальної складової індукції по розточці якоря запишемо як

$$\beta(\alpha, \zeta) = y_5(\alpha - \zeta) \cdot x_4(\alpha); \quad (16)$$

$$[\beta_{i,j} = y_5 \cdot i_{-j} \cdot x_{4i}],$$

тоді форму функції лінійної густини енергії/коенергії слід визначати як

$$c(\alpha, \zeta) = \beta^2(\alpha, \zeta); [\beta_{i,j}^2], \quad (17)$$

а форму функції розподілу густини тангенціальних сил (моментів) магнітного походження як

$$f(\alpha, \zeta) = 2 \cdot \beta(\alpha, \zeta) \cdot \partial\beta(\alpha, \zeta) / \partial\zeta;$$

$$[f_{i,j} = \beta_{i-j} \cdot (\beta_{i-j+1} - \beta_{i-j-1})]. \quad (18)$$

Форму функції інтегральних тангенціальних сил від координати  $\zeta[j]$ , нормованих на одиницю, запишемо як

$$F(\zeta) = \frac{1}{2 \cdot \pi} \oint f(\alpha, \zeta) d\alpha; [\frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} f_{i-j}]. \quad (19)$$

Характерні особливості функцій (16)-(19) проілюстровано на рис. 5 на прикладі двигуна ДСТ 90.

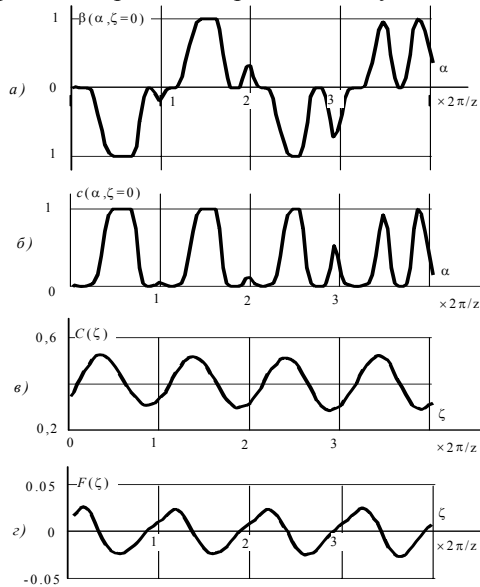


Рис. 5. Форми сигналів поля збудження та магнітних сил: а)-г) відповідно до (16)-(19)

#### ОПЕРАТОРИ ФОРМУВАННЯ ПОЛІФАЗОЕДРА ОБМОТКИ ЯКОРЯ

Оператор  $A_1$  визначає нормовані на одиницю фазові фактори контурних поверхонь окремих секцій обмотки якоря у його геометричному просторі

$$w_1(\alpha) = A_1 \times \alpha = 1/S \cdot \text{integer}(\alpha/S);$$

$$[w_1(i) = 1/S \cdot \text{integer}(i/S)]. \quad (20)$$

Оператор  $A_2$  визначає ті ж фазові фактори, але вже у  $2p$ -полюсному магнітному просторі

$$w_2(\alpha) = A_2 \times w_1(\alpha) = \text{fraction}(p \cdot w_1(\alpha));$$

$$[w_2(i) = \text{fraction}(p \cdot w_1(i))]. \quad (21)$$

Оператор  $A_3$  формує  $s$ -вимірний ( $s=0, 2m-1$ ) фазор контурних поверхонь, що належать кожній з фазних зон обмотки якоря. Зокрема, для трифазних шестизонних обмоток маємо

$$w_{3s}(\alpha) = A_3 \times w_2(\alpha); \quad (22)$$

$$w_{30} = \text{if}(0 \leq w_2 < \frac{1}{6}, +a, 0); \quad w_{31} = \text{if}(\frac{1}{6} \leq w_2 < \frac{1}{3}, -c, 0);$$

$$w_{32} = \text{if}(\frac{1}{3} \leq w_2 < \frac{1}{2}, +b, 0); \quad w_{33} = \text{if}(\frac{1}{2} \leq w_2 < \frac{2}{3}, -a, 0);$$

$$w_{34} = \text{if}(\frac{2}{3} \leq w_2 < \frac{5}{6}, +c, 0); \quad w_{35} = \text{if}(\frac{5}{6} \leq w_2 < 1, -b, 0);$$

де  $\pm a, \pm b, \pm c$  – ідентифікують відповідні фазні зони 3-фазної обмотки.

Оператор  $A_4$  формує  $m$ -вимірний ( $v=0, m-1$ ) фазор поверхонь контурів якорної обмотки

$$w_{4v}(\alpha) = A_4 \times w_{3s}(\alpha), \quad (23)$$

тобто

$$w_{40} = w_{30} + w_{33}; \quad w_{41} = w_{30} + w_{33}; \quad w_{42} = w_{30} + w_{33}.$$

Характер послідовної дії операторів  $A$  для випадку  $S=24$  продемонстровано на рис. 6.

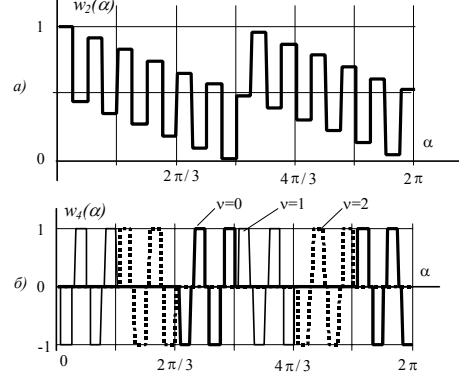


Рис. 6. Формування фазоєдру обмотки якоря: а) – за (21); б) – за (23)

#### ОПЕРАТОР ФОРМУВАННЯ СИГНАЛІВ СТРУМІВ ОБМОТКИ ЯКОРЯ

Як впливає з викладеного у [9], роботу довільного драйвера ЕМП можна описати матрицею тактових станів  $C$ , зокрема, для шеститактних драйверів

$$C = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -1 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \quad (24)$$

На кожному з тактів роботи відбувається колова перестановка форм сигналів фазних струмів згідно з рівнянням

$$i_{vn} = C^n \cdot i_{v0}, \quad (25)$$

де  $i_{v0}$  – вектор сигналів струмів упродовж 0-такту, який записують через визначальні функції драйвера  $f_1$  та  $f_2$  [9] як  $i_{v0} = \text{column}(f_1 - f_2, -f_1 + f_2, 2f_2)$ . Для дослідження форм сигналів достатньо узяти  $f_1 = 1; f_2 = 0$ , тоді

$$i_{vn} = C^n \times \text{column}(1, -1, 0). \quad (26)$$

Властивості оператора  $C$ :

$$\Delta C = 1; \quad C^{-1} = C^T; \quad C^3 = -E; \quad C^6 = E, \quad (27)$$

де  $E$  – одинична матриця.

Отже оператор  $C$  є унітарним Ермітовим оператором.

Зміна тактових станів драйвера, керованого фізичним чи віртуальним давачем положення ротора, здійснюється у функції координати  $\zeta$  так, що

$$n' = \text{integer}(\frac{3\zeta}{\tau_p}); [\text{integer}(\frac{3j}{\tau_p})], \quad (28)$$

а автономного драйвера – у функції часу  $t$ .

Беручи до уваги властивості оператора  $C$  (27), номер тактового стану драйвера  $n$  ( $n=0, 2m-1$ ) визначимо за формулою

$$n(\zeta) = 2m \cdot \text{integer}(n'/2m). \quad (29)$$

Таким чином, при довільній координаті  $\zeta(j)$  вектор сигналів струмів якоря, як показано на рис. 7, буде

$$I_v(\zeta) = C^n \cdot i_{v0}, \quad (30)$$

при цьому "оживлений" фазодр якірної обмотки доцільно описати виразом

$$W_v(\zeta) = w_{4v} \cdot I_v(\zeta). \quad (31)$$

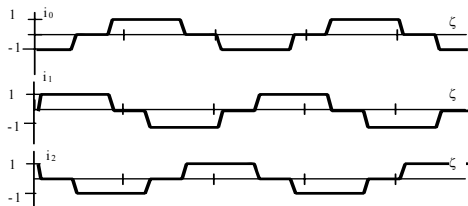


Рис. 7. Формування сигналів фазних струмів шеститактним драйвером

#### ФОРМИ ВИХІДНИХ СИГНАЛІВ ЕМП

Форми сигналу е.р.с. довільної фази  $v$  обмотки якоря при його обертанні з постійною швидкістю у відповідності до (1) запишемо як

$$e_v(\zeta) = w_{4v}(\alpha) \otimes \beta(\alpha - \zeta); \left[ \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} w_{4v,i} \cdot \beta_{i-j} \right]. \quad (32)$$

Густину розподілу тангенціальних пондеромоторних сил (моментів) по розточці якоря при фіксованій координаті  $\zeta[j]$  визначимо як

$$t(\alpha, \zeta) = \beta(\alpha - \zeta) \cdot \sum_{v=0}^{m-1} W_v(\alpha, \zeta); \left[ \beta_{i,j} \cdot \sum_{v=0}^{m-1} W_{v,i,j} \right]. \quad (33)$$

Приведена величина сумарного моменту в залежності від координати  $\zeta[j]$

$$T(\zeta) = \frac{1}{2\pi} \oint t(\alpha, \zeta) d\alpha; \left[ \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} t_{i,j} \right]. \quad (34)$$

Середня величина моменту (сили) за один повний оберт ротора

$$\tilde{T} = \frac{1}{2\pi} \oint T(\zeta) d\zeta; \left[ \frac{1}{N} \sum_{j=0}^{N-1} T_j \right]. \quad (35)$$

Відносну величину пульсації моменту у функції координати  $\zeta[j]$  запишемо як

$$\Delta T = T(\zeta) / \tilde{T} - 1. \quad (36)$$

Подібним чином можна визначити й інші показники структури ЕМП. Розраховані за (32)÷(36) структурні параметри вихідних величин ЕМП (ДСТ 90) приведені на рис. 8.

#### ЗАМІСТЬ ПІСЛЯМОВИ

Цим викладом ми намагалися підтвердити плідність тези В. Шинкаренка, що *геометричні оператори дозволяють моделювати процес генетичних мутацій на довільному рівні ускладнення структури ЕМП. При цьому постає можливість генерування потенційно можливих варіантів просторових співвідношень і комбінацій, які визначаються генотипічною мінливістю на рівні відповідних хромосомних наборів* [2]. (Просимо вибачити за довгу цитату, але – точніше не скажеш.)

Іншою метою викладу є наочна демонстрація ефективності застосування графічної мови при син-тезі нових структур ЕМП, в якій *поняття описані не словами і не математичними знаками, а просто-ровими*

*образами* (М. Фарадей) [10]. Окрім формалізації та візуалізації таких процедур ця мова забезпечує стиснення інформації, її моментальне сприйняття й усуває суперечливості у застосуванні вербальної мови (що має дискретний характер) для відображення неперервності руху або видозмін (наприклад, апорії Зенона).

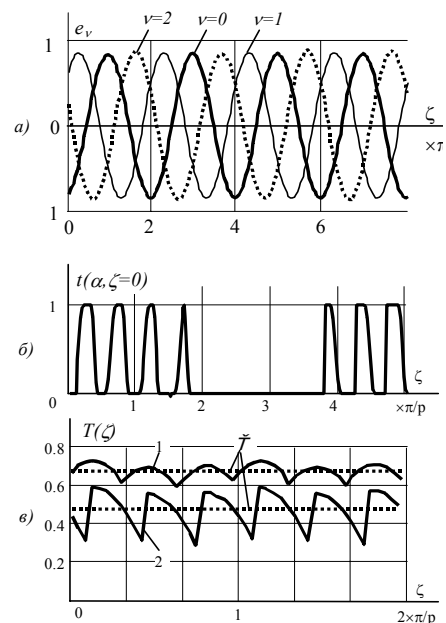


Рис. 8. Форма вихідних сигналів ЕМП, а)÷в) у відповідності до (32)÷(34). 1 – кут комутації  $\gamma = 0$ ; 2 –  $\gamma = -\pi/8$

Викладений підхід можна застосовувати й до розв'язку інших проблем електромеханіки. Зокрема, при дослідженні чутливості конструкції ЕМП до вібрацій або акустичних шумів форми та функції розподілу радіальних сил тяжіння між якорем та індуктором можуть бути визначені за аналогами (17)÷(19) з урахуванням того, що похідні беруться не по тангенціальній координаті  $\zeta$ , а по радіальній -  $\delta$ .

#### ЛІТЕРАТУРА

- [1] Крон Г. Тензорный анализ сетей. – М.: Сов.радио, 1978. – 720 с.
- [2] Шинкаренко В.Ф. Основы теории эволюции электромеханических систем. – К.: Наук. думка, 2002. – 283 с.
- [3] Двигун синхронный трехфазный ДСТ90-3. Технические условия ТУУ 02071010.50-10,2001. – 23 с.
- [4] Вольдек А.И. Электрические машины. Изд. 2-е. – Л.: Энергия, 1974. – 840 с.
- [5] Хег В. Электромагнитные расчеты. – М.: ОНТИ, 1934. – 302 с.
- [6] Фейман Р. Феймановские лекции по физике. Вып. 8. Электродинамика. – М.: Мир, 1966. – 343 с.
- [7] Парселл Э. Электричество и магнетизм. – М.: Наука, 1975 – 439 с.
- [8] Харчишин Б.М., Завгородній В.Д. Аналітичне визначення магнітних провідностей гребінцевих зон магнітоелектричних перетворювачів. // Вестник ХГПУ "ХПИ", 2000, №84. – С. 185-183.
- [9] Завгородній В.Д. Узагальнена математична модель драйверів трифазних електронно керованих двигунів у різних системах координат. // Віс. ХНТУ "ХП", 2001, №17. – С. 65-69.
- [10] Гомононов К.К. Совершенствование преподавания технических дисциплин. – Л.: Изд.-во Ленингр. ун-та, 1983. – 206 с.

Надійшла 03.03.03