

ЕНЕРГЕТИЧНІ ПОКАЗНИКИ АКсіАЛЬНОГО АСИНХРОННОГО ДИСКОВОГО ДВИГУНА ДЛЯ СУДНОВИХ НАВІГАЦІЙНИХ РЛС

Р.С. Крищук^{1*}, канд.техн.наук, С.І. Гаврилук¹, Г.А. Циганкова², канд.техн.наук

¹Інститут електродинаміки НАН України,

пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна.

E-mail: tems@ukr.net

²Національний університет харчових технологій,

вул. Володимирська, 68, Київ, 01601, Україна.

Важливою задачею є розроблення надійного безредукторного електроприводу для антен суднових радіолокаційних станцій (РЛС). У статті запропоновано оцінити енергетичні показники торцевого асинхронного дискового двигуна (ТАДД) з масивним біметалевим ротором для суднових РЛС. Використовується модель ТАДД, що складається з трьох розрахункових областей з граничною умовою симетрії, а також відомий аналітичний метод розрахунку електромагнітного поля ТАДД з урахуванням змінної по радіальній координаті лінійної швидкості руху ротора. Для розроблення програми чисельного розрахунку потужності та енергетичних показників двигуна представлено готові до використання вирази. Запропоновано алгоритм розрахунку розмірів ТАДД з використанням програми чисельного розрахунку, а також відомі рекомендації класичної теорії електричних машин. Задля оцінки енергетичних показників виконано розрахунок розмірів конкретного ТАДД для суднових РЛС, використовуючи запропонований алгоритм розрахунку. Досліджено енергетичні показники ТАДД у разі зміни моменту навантаження на валу за різних частот обертання ротора. Бібл. 20, рис. 5, табл. 3.

Ключові слова: метод розрахунку, аксіальний двигун, дисковий ротор, енергетичні показники, система навігації.

Вступ. Створення надійного електроприводу для антен суднових радіолокаційних станцій (РЛС) є важливою задачею [1]. До електроприводу висуваються вимоги: статична і динамічна точність; великий діапазон дискретного регулювання частоти; врахування системою автоматичного керування (САК) електроприводу різких коливань навантаження на двигун внаслідок поривів вітру; мінімальні масо-габаритні показники; високий ресурс безвідмовної роботи. Для вирішення задачі перспективним вбачається використання двигунів без механічних редукторів. Оскільки редуктори мають обмежений термін експлуатації, а в суднових РЛС вісь редуктора вимушено розміщується у вертикальному положенні, що ускладнює редуктор.

Є кілька шляхів вирішення цієї задачі [2, 3, 4] та ін.. В більшості випадків можуть бути електродвигуни або з радіальним, або з аксіальним магнітним потоком. Використання торцевого (аксіального) асинхронного дискового двигуна з прямим приводом є одним з варіантів.

Торцеві (аксіальні) машини відрізняються від радіальних: можливість кращого охолодження роторів; можливість встановити на один обертовий вал кілька роторів; досягнення менших аксіальних розмірів, можливість регулювання повітряного проміжку та інші [5]. Найпростіша конструкція ротора торцевого асинхронного двигуна – це дисковий безпазовий ротор. Такі ротори можуть бути як монометалеві з електропровідного немагнітного металу, що знаходиться поміж двох статорів, так і біметалеві, що можуть працювати з одним, або з двома статорами.

Теоретичні дослідження торцевих асинхронних машин набувають розвитку, про що свідчать публікації щодо розрахунку енергетичних показників та конструювання торцевих асинхронних двигунів, наприклад [6–13]. У відділі електромагнітних систем Інституту електродинаміки НАН України набув розвитку аналітичний метод інтегральних перетворень для розрахунку електромагнітного поля та енергетичних показників електричних машин [14].

Метою роботи є розробка алгоритму визначення головних розмірів і встановлення аналітичних залежностей між коефіцієнтом корисної дії, частотою струму, напругою живлення і моментом на валу торцевого асинхронного двигуна з дисковим біметалевим ротором із заданими частотами обертання ротора на прикладі безредукторного електроприводу суднових навігаційних РЛС.

Аналітично-чисельний метод розрахунку енергетичних характеристик. Для досягнення мети роботи використовується аналітичний метод інтегральних перетворень для розрахунку

магнітного поля, потужності і енергетичних показників. Метод набув розвитку, опублікований в [15-18] та інших статтях, в яких досліджено усереднене магнітне поле [15], паралельне ввімкнення статорів до джерела живлення [18], умови досягнення адекватності моделі ТАДД [17], магнітне поле, що неоднакове по товщині немагнітного зазору з двохшаровою обмоткою і з урахуванням магнітних шунтів, що з'єднують магнітопроводи статорів [16].

На рис. 1, *a* показано ескіз ТАДД з подвійним статором і дисковим біметалевим ротором, на рис. 1, *б* – модель симетричної половини ТАДД в циліндричній системі координат (ρ, φ, z) , яка використовується в аналітично-чисельному методі [15-18].

На рис. 1 позначено: 1 – повітряний проміжок між статором і ротором; 2 – немагнітний електропровідний шар ротора; 3 – магнітний сталевий шар ротора; 4 – магнітопровід; 5 – місцезнаходження струмів у пазах $i_\rho(\rho, \varphi)$; 6 – місцезнаходження струмів лобових частин $i_\varphi(\rho, \varphi)$; 7 – границя між повітряним проміжком і областю з умовно нескінченно великою магнітною проникністю $\mu = \infty$, на якій виконуються граничні умови [8]

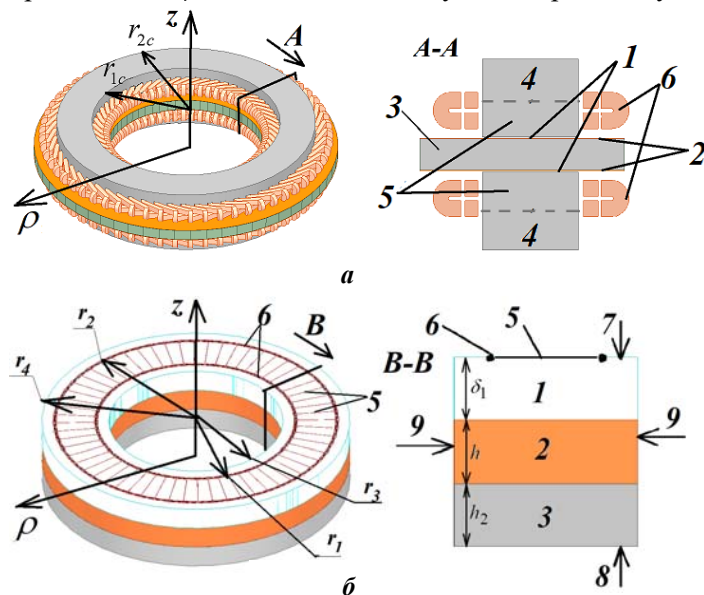


Рис. 1

$$\begin{aligned} H_\rho(\rho, \varphi) &= -i_\varphi(\rho, \varphi), \\ H_\varphi(\rho, \varphi) &= i_\rho(\rho, \varphi); \end{aligned} \quad (1)$$

8 – границя, де виконується гранична умова симетрії

$$H_{\rho, \varphi}(\rho, \varphi) = 0; \quad (2)$$

9 – границя, де виконується гранична умова рівності нулю тангенціальних складових напруженості магнітного поля

$$H_z(\varphi, z) = 0. \quad (3)$$

На границях між областями 1–2 і 2–3 виконується незмінність тангенціальних складових напруженості магнітного поля (H_ρ, H_φ) і нормальної складової індукції B_z . Просторове розміщення струмів кожної фази $i_{\rho A}(\rho, \varphi)$, $i_{\rho B}(\rho, \varphi)$, $i_{\rho C}(\rho, \varphi)$ на границі 7 (рис. 1) задається з допомогою функцій Дірака і Хевісайда [15, 16].

В областях моделі (рис. 1, *б*) виконується розв'язання рівняння магнітного поля для аксіальної складової магнітної індукції – $B_z(\rho, \varphi, z)$. Комплексна амплітуда $B_z(\rho, \varphi, z)$ знаходиться шляхом розв'язання рівняння магнітного поля в квазістаціонарному режимі для гармонічних струмів [15, 16, 18]

$$\frac{\partial^2 B_z}{\partial z^2} + \frac{\partial^2 B_z}{\partial \rho^2} + \frac{1}{\rho^2} \frac{\partial^2 B_z}{\partial \varphi^2} + \frac{1}{\rho} \frac{\partial B_z}{\partial \rho} = i\mu_r \mu_0 \sigma \omega B_z + \mu_r \mu_0 \sigma \frac{v_\varphi(\rho, z)}{\rho} \frac{\partial B_z}{\partial \varphi}, \quad (4)$$

де i – уявна одиниця; μ_r – відносна магнітна проникність; μ_0 – магнітна постійна; σ – електропровідність; ω – кутова частота ($2\pi f$); f – частота струму; $v_\varphi(\rho, z)$ – лінійна швидкість. Задля розв'язання рівняння (4) виконано над індукцією $B_z(\rho, \varphi, z)$ і струмами $i_\rho(\rho, \varphi, z)$, $i_\varphi(\rho, \varphi, z)$ інтегральні перетворення у ряди Фур'є по координаті φ і перетворення в скінченних межах по координаті ρ [16].

Далі виконується аналітичне розв'язання рівняння (4) [16]

$$B_z(\rho, \varphi, z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{k=1}^{\infty} (\tilde{B}_z(k, n, z)(Y_n(r_4 \lambda) J_n(\rho \lambda) - J_n(r_4 \lambda) Y_n(\rho \lambda)) e^{-in\varphi}), \quad (5)$$

де $\tilde{B}_z(k, n, z)$ – перетворена функція $B_z(\rho, \varphi, z)$ після інтегральних перетворень [16]; $Y_n(\cdot)$ і $J_n(\cdot)$ – функції Бесселя; λ – власне число інтегрального перетворення по ρ ; n – параметр інтегрального перетворення Фур'є; k – параметр перетворення по координаті ρ [16]. На границі 7 за $z=0$ (рис. 1, *б*)

$$\begin{aligned}
\tilde{B}_z(k, n) = \tilde{B}_1(k, n) = \tilde{f}_{nk} \cdot f_{Bz1} = \tilde{f}_{nk} & \left(-e^{2\delta_h(\gamma_2 + \gamma_3)} (\gamma_2 - \lambda\mu_2)(\gamma_2\mu_3 - \gamma_3\mu_2) - \right. \\
& - e^{2(\gamma_1\delta_1 + \gamma_2\delta_1 + \gamma_3\delta_k)} (\gamma_2 - \lambda\mu_2)(\gamma_2\mu_3 - \gamma_3\mu_2) + e^{2(\gamma_1\delta_1 + (\gamma_2 + \gamma_3)\delta_h)} (\gamma_2 + \lambda\mu_2)(\gamma_2\mu_3 - \gamma_3\mu_2) + \\
& + e^{2\gamma_2\delta_1 + 2\gamma_3\delta_k} (\gamma_2 + \lambda\mu_2)(\gamma_2\mu_3 - \gamma_3\mu_2) - e^{2(\gamma_1\delta_1 + \gamma_2\delta_1 + \gamma_3\delta_h)} (\gamma_2 + \lambda\mu_2)(\gamma_3\mu_2 + \gamma_2\mu_3) - \\
& - e^{2\gamma_2\delta_h + 2\gamma_3\delta_k} (\gamma_2 - \lambda\mu_2)(\gamma_3\mu_2 + \gamma_2\mu_3) + e^{2\gamma_2\delta_1 + 2\gamma_3\delta_h} (\gamma_2 + \lambda\mu_2)(\gamma_3\mu_2 + \gamma_2\mu_3) + \\
& + e^{2(\gamma_1\delta_1 + \gamma_2\delta_h + \gamma_3\delta_k)} (\gamma_2 + \lambda\mu_2)(\gamma_3\mu_2 + \gamma_2\mu_3) \left. \right) / \gamma_1 \left(e^{2\delta_h(\gamma_2 + \gamma_3)} (\gamma_2 - \lambda\mu_2)(\gamma_2\mu_3 - \gamma_3\mu_2) - \right. \\
& - e^{2(\gamma_1\delta_1 + \gamma_2\delta_1 + \gamma_3\delta_k)} (\gamma_2 - \lambda\mu_2)(\gamma_2\mu_3 - \gamma_3\mu_2) + e^{2(\gamma_1\delta_1 + (\gamma_2 + \gamma_3)\delta_h)} (\gamma_2 + \lambda\mu_2)(\gamma_2\mu_3 - \gamma_3\mu_2) - \\
& - e^{2\gamma_2\delta_1 + 2\gamma_3\delta_k} (\gamma_2 + \lambda\mu_2)(\gamma_2\mu_3 - \gamma_3\mu_2) - e^{2(\gamma_1\delta_1 + \gamma_2\delta_1 + \gamma_3\delta_h)} (\gamma_2 + \lambda\mu_2)(\gamma_3\mu_2 + \gamma_2\mu_3) + \\
& + e^{2\gamma_2\delta_h + 2\gamma_3\delta_k} (\gamma_2 - \lambda\mu_2)(\gamma_3\mu_2 + \gamma_2\mu_3) - e^{2\gamma_2\delta_1 + 2\gamma_3\delta_h} (\gamma_2 + \lambda\mu_2)(\gamma_3\mu_2 + \gamma_2\mu_3) + \\
& \left. + e^{2(\gamma_1\delta_1 + \gamma_2\delta_h + \gamma_3\delta_k)} (\gamma_2 + \lambda\mu_2)(\gamma_3\mu_2 + \gamma_2\mu_3) \right); \tag{6}
\end{aligned}$$

$$\gamma_1 = \lambda; \quad \gamma_2 = \sqrt{\lambda^2 + i\mu_2\mu_0\sigma_2\omega(1 - np^{-1}(1 - s))}; \tag{7}$$

$$\gamma_3 = \sqrt{\lambda^2 + i\mu_3\mu_0\sigma_3\omega(1 - np^{-1}(1 - s))}; \quad \delta_k = \delta_h + h_2 = \delta_1 + h + h_2. \tag{8}$$

Тут $\tilde{B}_{z1}(k, n)$ – функція $\tilde{B}_z(k, n, z)$ для області 1 (рис. 1, б) за $z = 0$ (границя 7, рис. 1); $\gamma_1, \gamma_2, \gamma_3$ відносяться відповідно до 1, 2, 3 областей моделі (рис. 1); δ_k – розміри на рис. 1. Відносна магнітна проникність (μ_2, μ_3) і електропровідність (σ_2, σ_3) для 2 і 3 областей (рис. 1).

Використавши $\text{div}\mathbf{B} = 0$, граничні умови (1), функції $i_\varphi(\rho, \varphi)$, $i_\rho(\rho, \varphi)$ та інтегральні перетворення по координатах ρ, φ [16], маємо на границі 7 (рис. 1)

$$\frac{\partial \tilde{B}_z}{\partial z} = \tilde{f}_{nk} = -\frac{I_m K_w p q w \mu_0 \lambda^2}{\pi n C_k} (-1)^{5/6} \xi_1 \xi_2, \tag{9}$$

$$\xi_1 = \int_{r_1}^{r_2} \rho (Y_n(r_4 \lambda) J_n(\rho \lambda) - J_n(r_4 \lambda) Y_n(\rho \lambda)), \quad \xi_2 = (-1)^{2/3} + (-1)^{1/3} e^{\frac{i\pi}{3p}} + e^{\frac{2i\pi}{3p}},$$

$$K_w = e^{in\left(-\pi + \frac{\varphi_\tau}{6}\right)} \left(1 - e^{in\beta\varphi_\tau} \left(\sin\left(n\frac{\varphi_\tau}{6}\right) / 2pq \sin\left(n\frac{\varphi_\tau}{6q}\right) \right) \right) \sum_{x=1}^{2p} e^{in\varphi_\tau(x-1)} (-1)^{x-1}. \tag{10}$$

Тут I_m – комплексна амплітуда струму в ефективному провіднику обмотки фази A (кути фаз B, C зміщені відносно фази A на 120°); w – кількість витків у котушці (що займає половину пазу в двохшаровій обмотці); p – кількість пар полюсів; q – кількість пазів на полюс-фазу; β – коефіцієнт вкорочення кроку обмотки. Вираз для розрахунку нормуючого множника $C_k(k, n)$ інтегрального перетворення по координаті $\rho \in [16, 18]$. Числа λ кількістю k для кожного значення n знаходяться із рівняння [16]

$$Y_n(r_4 \lambda) J_n(r_3 \lambda) - J_n(r_4 \lambda) Y_n(r_3 \lambda) = 0. \tag{11}$$

Для задовільної точності розрахунку достатньо взяти: $k = 1, 2, \dots, 150$; $n = p, -5p, 7p, -11p, 13p$. Тут $n = p$ – для першої просторової гармоніки магнітного поля, $n = -5p$ – для 5-ї гармоніки і т.д. [6, 20].

Вирази для електромагнітного моменту M_{em} і повної потужності S_{em} одержуються із індукції магнітного поля B_z і струму i_ρ відповідно до [15, 16]

$$M_{em} = \text{Re} \left(\sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{\eta=1}^{\infty} \left(\xi_1 \tilde{B}_{z1}(k, n) \left(-2(-1)^{1/3} \xi_2 I_m K_w p q w \right)^* \right) \right), \tag{12}$$

$$S_{em} = -i\omega \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{\eta=1}^{\infty} \left(\xi_1 \tilde{B}_{z1}(k, n) \left(2n^{-1} (-1)^{5/6} \xi_2 I_m K_w p q w \right)^* \right), \tag{13}$$

де $(\cdot)^*$ – комплексно спряжена величина.

Комплексна повна потужність S_{em} включає: активну корисну потужність P_2 для створення моменту M_{em} на валу; активну потужність додаткових втрат від вищих зубцевих гармонік; активну потужність електричних втрат в роторі; реактивну потужність від основної гармоніки ($n = p$), вищих зубцевих гармонік ($|n| > p$) та потоків розсіювання лобових частин обмотки. Потужність S_{em} не включає: активну потужність електричних втрат в обмотці статора; активну потужність поверхневих та пульсаційних втрат від вихрових струмів на поверхні зубців магнітопроводу [19]; потужність втрат в сталі; вентиляційних втрат; механічних втрат; реактивну потужність потоків розсіювання пазів статора.

Розсіювання в пазах і електричні втрати обмотки статора враховуються введенням додаткового комплексного опору Z_w для двохшарової обмотки [19]. Комплексна повна потужність (без втрат в сталі, механічних і вентиляційних) розраховується за виразом

$$S = S_{em} + 1,5I_m^2 Z_w. \quad (14)$$

Корисна потужність, ККД, коефіцієнт потужності відповідно

$$P_2 = M_{em} \omega (1-s) / p, \quad \eta = P_2 / \text{Re}(S), \quad \cos \varphi = \text{Re}(S) / |S|. \quad (15)$$

Часто потрібно виконувати розрахунок з заданою амплітудою трифазної напруги U_m . Для цього із виразу для обчислення повної потужності S_{em} [15, 16] одержано комплексні величини параметрів на кожну фазу (Z_A, Z_B, Z_C) з урахуванням комплексних параметрів індуктивного зв'язку між фазами $Z_{AB}, Z_{AC}, Z_{BC}, Z_{BA}, Z_{CA}, Z_{CB}$ [16]

$$S_{em} = 0,5 \left(Z_A I_A^* I_A + Z_{AB} I_A^* I_B - Z_{AC} I_A^* I_C + Z_{BA} I_B^* I_A + Z_B I_B^* I_B - Z_{BC} I_B^* I_C - Z_{CA} I_C^* I_A - Z_{CB} I_C^* I_B + Z_C I_C^* I_C \right). \quad (16)$$

З виразу розрахунку електромагнітної повної потужності S_{em} [16] і виразу (16) одержимо

$$Z_A = -i\omega \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{k=1}^{\infty} \left(f_{Bz1} \tilde{f}_{nkZ} \left(\frac{WK_w e^{in\varphi_A}}{in} \right)^* WK_w e^{in\varphi_A} \xi_1 \right); \quad (17)$$

$$Z_{CB} = -i\omega \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{k=1}^{\infty} \left(f_{Bz1} \tilde{f}_{nkZ} \left(\frac{WK_w e^{in\varphi_C}}{in} \right)^* WK_w e^{in\varphi_B} \xi_1 \right). \quad (18)$$

Аналогічно до (17) і (18) записуються всі інші параметри $Z_B \dots Z_{CC}$, змінюючи кути фази $\varphi_A = 0, \varphi_B = 2\pi/3p, \varphi_C = \pi/3p$. Тут функцію \tilde{f}_{nkZ} одержано з (9)

$$\tilde{f}_{nkZ} = -\frac{\mu_0 \lambda^2}{2\pi i n C_k} \int_{r_1}^{r_2} \rho (Y_n(r_4 \lambda) J_n(\rho \lambda) - J_n(r_4 \lambda) Y_n(\rho \lambda)). \quad (19)$$

Напруга на кожну фазу розраховується як

$$\begin{aligned} U_A &= (Z_A + Z_W) I_A + Z_{AB} I_B - Z_{AC} I_C; \\ U_B &= Z_{BA} I_A + (Z_B + Z_W) I_B - Z_{BC} I_C; \\ U_C &= -Z_{CA} I_A - Z_{CB} I_B + (Z_C + Z_W) I_C, \end{aligned} \quad (20)$$

у яких враховано комплексний опір Z_W . Для того, щоб виконати розрахунок з заданою напругою, необхідно розв'язати систему рівнянь, де невідомими є струми. Система рівнянь залежить від схеми включення обмотки. Для схеми «зірка»

$$\begin{cases} (Z_A + Z_W) I_A + Z_{AB} I_B - Z_{AC} I_C - Z_{BA} I_A - (Z_B + Z_W) I_B + Z_{BC} I_C = U_A - U_B; \\ Z_{BA} I_A + (Z_B + Z_W) I_B - Z_{BC} I_C + Z_{CA} I_A + Z_{CB} I_B - (Z_C + Z_W) I_C = U_B - U_C; \\ I_A + I_B + I_C = 0, \end{cases} \quad (21)$$

де задано комплексні значення фазних напруг $U_{A,B,C}$ або електрорушійної сили $E_{A,B,C}$ за умови $\text{Re}(Z_W) = 0$

$$\begin{aligned} U_A &= U_m \text{ (або } E_A = E_m \text{ при } \text{Re}(Z_W) = 0), \\ U_B &= U_A e^{-i2/3\pi} \text{ (або } E_B = E_A e^{-i2/3\pi} \text{ при } \text{Re}(Z_W) = 0), \\ U_C &= U_A e^{i2/3\pi} \text{ (або } E_C = E_A e^{i2/3\pi} \text{ при } \text{Re}(Z_W) = 0). \end{aligned} \quad (22)$$

Для одержання енергетичних характеристик ТАДД складається програма чисельного розрахунку із виразів (5)...(22). У табл. 1 наведено параметри, які задаються на вході програми і одержуються на виході. Позначення « $\hat{}$ » означає комплексне число. У разі $z=0$ знаходиться границя зі струмами 7 (рис. 1).

Таблиця 1

Параметри на вході програми	Параметри на виході програми
$r_3, r_4, \delta_1, h, h_2, \sigma_2, \sigma_3, \mu_2, \mu_3, s, q,$ $p, w, f, \hat{I}_{A,B,C}$ або $\hat{U}_{A,B,C}$ ($\hat{E}_{A,B,C}$).	$M_{em}, \hat{S}, P_2, \eta, \cos \varphi, \hat{U}_{A,B,C}$ $(\hat{E}_{A,B,C}), \hat{I}_{A,B,C}, \hat{B}_z(\rho, \varphi)$ при $z = 0$.

Алгоритм визначення головних розмірів ТАДД. Для того, щоб оцінити енергетичні показники ТАДД, використовується метод розрахунку (вирази (5)...(22), табл. 1) в системі комп'ютерної алгебри. Приймається умова, що відомими є такі параметри двигуна: мінімальна частота $n_{2\min}$, об/хв й максимальна частота $n_{2\max}$, об/хв обертання ротора; максимальні моменти навантаження на валу ротора для цих частот, відповідно $M_{\max 1}$, Н·м і $M_{\max 2}$, Н·м; максимально можливий зовнішній радіус ротора r_4 , м; максимальна напруга живлення U_m , В джерела живлення; межі регулювання частоти f , Гц. Аксіальні розміри моделі (рис. 1, б) δ_1, h, h_2 , електропровідність і відносна магнітна проникність ротора ($\sigma_2, \sigma_3, \mu_2, \mu_3$) задаються наближено і уточнюються в процесі пошуку оптимальних розмірів ТАДД.

Радіус магнітопроводу статора r_{2c} (рис. 1) вибирається за умов, що краї лобових частин сягають радіусів r_3 та r_4 , як це показано на рис. 1, а. Оскільки доведено в [17], що саме за такої умови вищеописаний аналітичний метод розрахунку дає результат з мінімальною похибкою. Виступ лобових частин за межі магнітопроводу статора залежить від багатьох параметрів, серед яких величина полюсної відстані $\tau(\rho)$

$$r_3 = r_{1c} - a \cdot \tau(\rho), \quad r_4 = r_{2c} + a \cdot \tau(\rho). \quad (23)$$

Тут a – коефіцієнт виступу обмотки за межі магнітопроводу. На ескізі (рис. 1, а), де розміри ТАДД відповідають відсіку для розміщення електроприводу антени суднової РЛС «Міус», $a \approx 0,55$, тому таке значення коефіцієнту a можна вибрати при першому наближеному розрахунку двигуна.

Із (23) визначається радіус r_{2c}

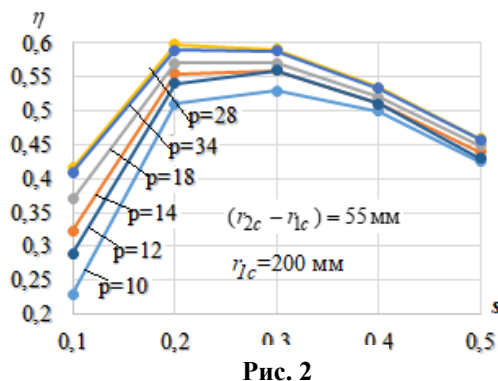


Рис. 2

$$r_{2c} = \frac{pr_4}{p + a\pi}, \quad \text{де } \tau(\rho) = \pi\rho/p, \quad \rho = r_{2c}. \quad (24)$$

Із теорії розрахунку асинхронних електричних машин відомо [19], що рекомендоване відношення довжини магнітопроводу $(r_{2c} - r_{1c})$ до полюсного кроку $\tau(\rho)$ становить від 1:1 до 2:1. На рис. 2 показано коефіцієнт η ТАДД в залежності від кількості пар полюсів і ковзання за постійних I_m, q і швидкості n_2 , а також відношення довжини магнітопроводу $(r_{2c} - r_{1c})$ до полюсного кроку $\tau(\rho)$ від 1:1 до 2:1 буде рекомендованим, оскільки за $p=10$ крива η знаходиться відсторонено від інших, а за

$p = 34$ крива η знаходиться нижче $p = 28$. Менша кількість p дозволить мати більший зубцевий крок t_z , що дасть змогу робити пази меншої глибини h_1 або навіть збільшити число q . Тому вибір радіальної довжини статора і середньої полюсної відстані виконується наступним чином:

$$\tau(\rho) \leq (r_{2c} - r_{1c}), \text{ де } \tau(\rho) = \pi\rho/p, \rho = 0,5(r_{2c} + r_{1c}). \quad (25)$$

На початковому етапі задається довільно радіус магнітопроводу статора r_{1c} і кількість пар полюсів p з виконанням умови (25)

$$p \geq \pi r_{1c} / (r_{2c} - r_{1c}). \quad (26)$$

Далі розраховується внутрішній радіус ротора r_3 (23).

Задля більшої точності розрахунку потрібно в аналітичному методі задати відстань $(r_2 - r_1)$ дещо більше, ніж відстань $(r_{2c} - r_{1c})$ [17]

$$r_1 \approx r_{1c} - 0,75(\delta_1 + h), \quad r_2 \approx r_{2c} + 0,75(\delta_1 + h). \quad (27)$$

Кількість зубців статора

$$Z_1 = 6pq. \quad (28)$$

Ширина пазів вибирається як половина зубцевого кроку t_z на радіусі r_{1c}

$$b_1 \approx t_z/2 = \pi r_{1c} / Z_1. \quad (29)$$

Таким чином ширина зубців буде дещо більшою, ніж ширина пазів, що відповідає [19]. Кількість q уточнюється в (28), якщо ширина пазів b_1 не відповідає рекомендованим значенням [19].

Висота пазів h_1 на початку розрахунку задається наближено

$$h_1 = k_{bh} b_1, \quad (30)$$

де k_{bh} – коефіцієнт відношення висоти пазу до ширини пазу.

Кількість витків w на початкових етапах, коли не враховується опір обмотки Z_w , можна задати довільно, орієнтуючись на рівень індукції в повітряному проміжку. Але уже під час врахування Z_w потрібно, щоб кількість витків w максимально відповідала номінальній напрузі. Для наближеного розрахунку Z_w поперечний переріз провідників можна оцінити за формулою

$$s_n = \frac{b_1 h_1 k_m}{w_n}, \quad (31)$$

де k_m – коефіцієнт заповнення пазів міддю, який за теорією електричних машин для наближених розрахунків можна прийняти $k_m = 0,3$; $w_n = 2w$ – кількість витків двошарової обмотки у пазу.

Розміри ротора h і h_2 значно впливають на коефіцієнт корисної дії η і на момент на валу двигуна M_{em} . Зростання товщини мідного покриття h веде до зростання немагнітного проміжку $(\delta_1 + h)$ і зменшення електричного опору ротора. Феромагнітний шар ротора товщиною h_2 має значно меншу електропровідність, ніж шар міді, і може, в основному, використовуватися для відведення тепла від міді та надання більшої стійкості до викривлень ротора. Також феромагнітний шар ротора виконує роль магнітопроводу у випадку, якщо ТАДД з одним статором.

На рис. 3, а-б показано, яким чином може змінюватися електромагнітний момент на валу ротора, а також коефіцієнт корисної дії двигуна в залежності від товщини мідного покриття ротора і ковзання. Тут задана постійною електрорушійна сила в програмі розрахунку (табл. 1), частота струму залежить від ковзання для підтримання частоти ротора $n_2 = \text{const}$. Як видно на рис. 3, а-б, за відсутності мідного покриття зменшується немагнітний проміжок, зростає коефіцієнт корисної дії, але при цьому не досягається достатній момент на валу. За наявності мідного покриття зменшився коефіцієнт корисної дії внаслідок зростання електричних втрат у мідному покритті, але при цьому зріс момент. За товщини міді 0,5 мм коефіцієнт корисної дії незначно більший, ніж за 1 мм, але момент суттєво менший. У разі зростання моменту зростає і струм в обмотці статора, що в свою чергу приведе до росту електричних втрат в обмотці статора, які не враховуються в розрахунку на рис. 3. Тому оптимальні розміри h і h_2 потрібно уточнити під час врахування електричних втрат статора на початкових і кінцевих етапах виконання розрахунку ТАДД.

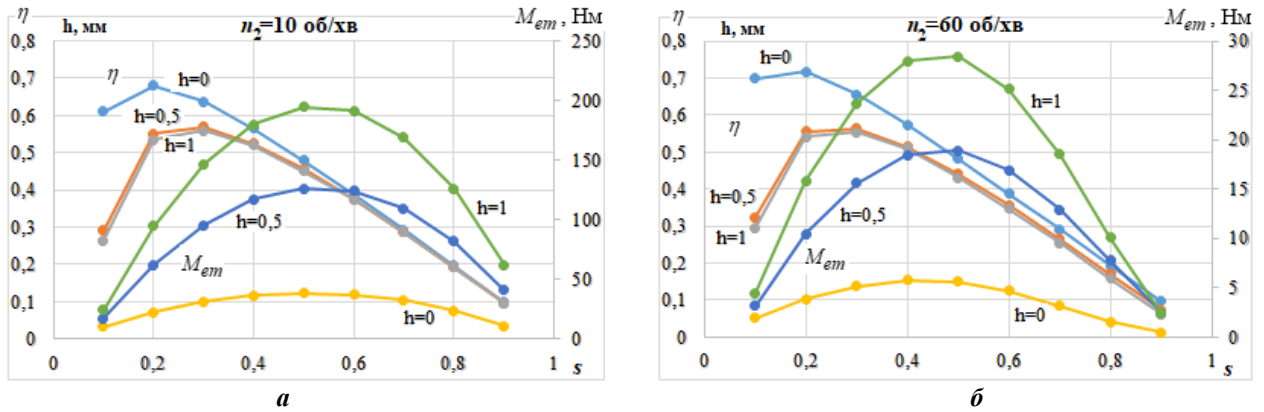


Рис. 3

Якщо двигун працює на різних частотах n_2 за змінної потужності вітру, який створює навантаження на валу двигуна, то корисна потужність P_2 такого двигуна повинна бути також змінною. У цьому випадку $E/f \neq \text{const}$, а момент на валу двигуна, струм та індукція магнітного поля будуть змінюватися (табл. 2). Тому слід врахувати, що під час регулювання швидкості ротора максимальна напруга на виводах обмотки може бути (залежно від графіку навантаження на антену РЛС) за максимальної частоти ротора $n_{2\text{max}}$ (табл. 2), а максимальний струм в обмотці (та відповідно індукція магнітного поля) буде за мінімальної частоти ротора $n_{2\text{min}}$ (табл. 2). Тому розрахунок кількості витків має бути за $n_{2\text{max}}$, а розрахунок перерізу витків, кількості паралельних віток обмотки, висоти ярма статора – за частоти $n_{2\text{min}}$. При цьому на мінімальній частоті ротора $n_{2\text{min}}$ за максимального коефіцієнта корисної дії двигуна частотний перетворювач джерела живлення може не мати можливості знизити частоту до потрібного мінімального значення, а тому двигун може працювати зі збільшеним ковзанням і з меншим коефіцієнтом η .

Менший радіус магнітопроводу статора r_{1c} уточнюється в залежності від досягнення потрібного моменту на валу ($M_{\text{max}1}$ і $M_{\text{max}2}$) за максимальної та мінімальної швидкостях ротора ($n_{2\text{min}}$ і $n_{2\text{max}}$), і в залежності від допустимої індукції магнітного поля в повітряному проміжку B_z . На практиці уточнення розміру r_{1c} може бути виконано таким чином: у програмі розрахунку на вході (табл. 1) задається струм живлення I_m і мінімальна частота ротора $n_{2\text{min}}$ з допомогою частоти струму f . Шляхом регулювання в програмі розрахунку струму I_m (ковзання s вибирається з максимальним коефіцієнтом η) досягається максимальний необхідний момент на валу двигуна ($M_{\text{max}1}$), і фіксується при цьому показник амплітудного значення індукції магнітного поля в повітряному проміжку B_z . Якщо індукція B_z в повітряному проміжку відрізняється від рекомендованої [19], то виконується уточнення r_{1c} і p (26), та розрахунок повторюється.

Таблиця 2

	$I_m = \text{const}, s = 0,25$						$E_m = \text{const}, s = 0,25$					
n_2	10	20	30	40	50	60	10	20	30	40	50	60
P_2	12	47	105	185	286	404	12					
f	3,1	6,2	9,3	12,4	15,6	18,7	3,1	6,2	9,3	12,4	15,6	18,7
E_m	80	159	237	315	392	467	80					
M_{em}	11,3	22,5	33,5	44,2	54,6	64,4	11,3	5,7	3,8	2,85	2,28	1,89
B_m	0,75						0,75	0,38	0,26	0,19	0,16	0,13
I_m	7,00						7,00	3,53	2,36	1,78	1,43	1,20

Далі на вході в програмі розрахунку (табл. 1) задається такий струм живлення I_m за частоти ротора $n_{2\text{max}}$ (ковзання s вибирається з максимальним коефіцієнтом η), щоб досягався

максимальний необхідний момент $M_{\max 2}$, і фіксується значення одержаної напруги живлення U_m на виході програми розрахунку (табл. 1). Якщо U_m відрізняється від номінальної максимальної напруги джерела живлення, то уточнюється кількість витків w , розміри пазів, і розрахунок повторюється.

Коли вже визначено кількість витків і струм, виконується більш точний розрахунок перерізу провідників, розмірів ізоляційних матеріалів, уточнюється глибина пазів. За необхідності виконується один або кілька уточнюючих обчислень, починаючи з виразів (26)...(28).

Оцінка енергетичних показників ТАДД для суднових РЛС «Міус» і необхідних параметрів джерела живлення з регульованою частотою струму. За даними [1] максимальна частота обертання антени РЛС «Міус» 60 об/хв з максимальним моментом на валу 35 Н×м, мінімальна частота обертання ротора – 10 об/хв з максимальним моментом 78 Н×м, а також робочі частоти 24 та 12 об/хв з максимальним моментом відповідно 68 та 75 Н×м. У більшості випадків за нормальних погодних умов навантаження на антену складає 10...20 Н×м.

Таким чином за запропонованим вище алгоритмом розраховано головні розміри ТАДД антени РЛС «Міус»: $r_3 = 0,144$ м; $r_4 = 0,282$ м; $r_{1c} = 0,175$ м; $r_{2c} = 0,240$ м; $\delta_2 = 0,01$ м, $h = 0,0005$ м, $\delta_1 = 0,0007$ м; $h_a = 0,016$ м, $b_1 = 0,010$ м; $h_1 = 0,026$ м, $h_k = 0,004$ м; $Z_1 = 60$, $p = 10$, $w_n = 53$; вибрано провідник ПЭТВ-2 з діаметром міді 1,18 мм; $\mu_2 = \mu_0$; $\mu_3 = 200\mu_0$; $\sigma_2 = 47 \cdot 10^6$ См/м; $\sigma_3 = 1,8 \cdot 10^6$ См/м.

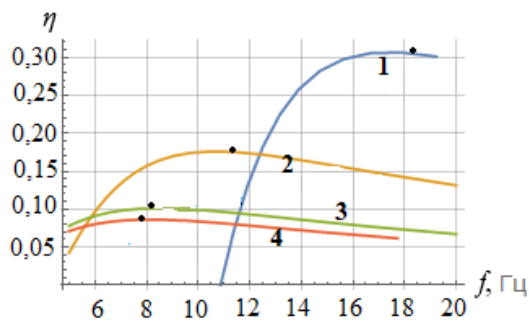


Рис. 4

На рис. 4 побудовано чотири залежності коефіцієнту η (позначення 1, 2, 3, 4 – відповідно $n_2 = 60, 24, 12, 10$ об/хв) від частоти f для ТАДД антени РЛС «Міус» за умов, що всі параметри двигуна на вході програми розрахунку (табл. 1) незмінні, задано напругу живлення, а частота струму є функцією ковзання

$$f(s) = \frac{n_2 p}{60(1-s)}. \quad (32)$$

На рис. 4 видно, що за незмінної частоти обертання ротора n_2 коефіцієнт корисної дії η залежить від ковзання, а тому і від частоти (32).

Для вибраних із рис. 4 частот f побудовано регульовальні характеристики: зміна фазної напруги U_ϕ трифазного джерела живлення (рис. 5, а) і струму (рис. 5, б) в залежності від моменту на валу за частот обертання ротора 60, 24, 12, 10 об/хв (позначення 1, 2, 3, 4). Ці характеристики забезпечують енергетичні показники ТАДД, що наведено в таблиці 3, і можуть бути використані для системи автоматичного керування ТАДД після експериментального уточнення.

Максимальна активна потужність під час шторму оцінюється біля 0,96 кВт за моменту навантаження 78 Н×м і частоті обертання ротора 10 об/хв (рис. 5 і табл. 3). У випадку навантаження на двигун 20 Н×м струм у провідниках дорівнює 1,9 А (рис. 5, б), активна потужність – 0,24 кВт.

Таблиця 3

Крива на рис. 4	n , об/хв	f , Гц (рис.3)	s	η	$\cos\phi$
1	60	18,50	0,46	0,305	0,506
2	24	11,43	0,65	0,175	0,544
3	12	8,33	0,76	0,101	0,571
4	10	7,79	0,77	0,092	0,576

Отже, джерело живлення для двигуна антени РЛС повинне видавати регульовану напругу на кожен фазу U_ϕ до 220 В (діюче значення) з дискретною зміною частоти струму 5...20 Гц і максимальним струмом $I = 4,9$ А (діюче значення). ККД двигуна може становити

до 8...30 % за частот обертання ротора від 10 до 60 об/хв. Максимальна потужність електричних втрат за частоти ротора 10 об/хв – майже 0,9 кВт за умов шторму [1].

Аналітичний метод розрахунку та використаний алгоритм обчислення разом з теорією електричних машин [19, 20] дають змогу одержати оцінку можливих енергетичних показників ТАДД з урахуванням особливих умов його роботи. Дані отримано з припущеннями, які закладено в

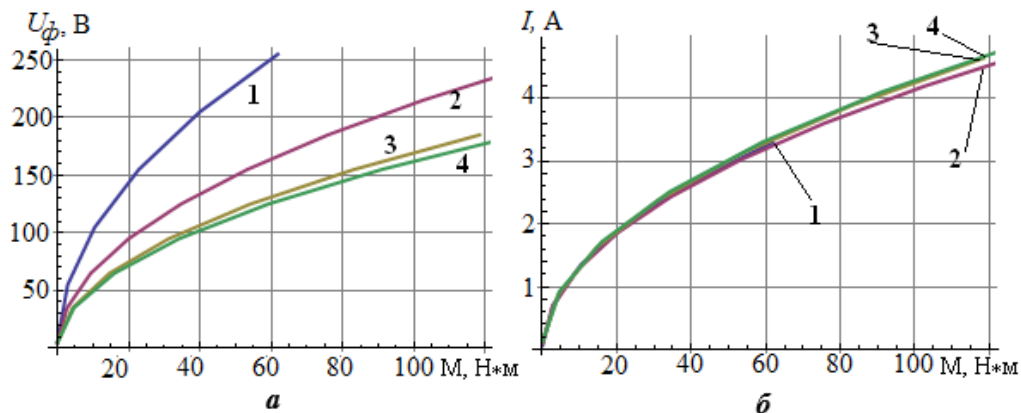


Рис. 5

аналітичний метод розрахунку. Задля більшої точності розрахунку потрібно врахувати усі втрати, нелінійність параметрів, які в методі розрахунку приймаються постійними, а також уточнити енергетичні показники експериментальним дослідженням.

Висновки. Запропоновано алгоритм розрахунку головних розмірів торцевого асинхронного дискового двигуна (ТАДД), що працює на різних номінальних частотах обертання ротора, з використанням програми розрахунку енергетичних показників двигуна на основі аналітичного методу, який має ряд припущень. Розрахунок за алгоритмом дає змогу визначити головні розміри ТАДД, якщо відомо максимально можливий радіус дискового ротора, номінальні мінімальна та максимальна частоти обертання ротора і максимальні моменти вітрового навантаження на антену РЛС.

З використанням аналітичного методу розрахунку енергетичних характеристик і алгоритму розрахунку головних розмірів ТАДД для антен суднових радіолокаційних станцій (РЛС) «Міус» встановлено аналітичні залежності моменту, енергетичних показників, напруги живлення, струму для чотирьох частот обертання ротора 60, 24, 12, 10 об/хв, що можуть бути використані в системі автоматичного керування ТАДД після експериментального уточнення.

З урахуванням прийнятих припущень в розрахунках, в умовах шторму за максимального навантаження на антену РЛС активна потужність, що споживається ТАДД, оцінюється на рівні 0,96 кВт за момента навантаження 78 Н×м і частоті обертання ротора 10 об/хв. За відсутності поривів вітру ця потужність оцінюється на рівні 0,24 кВт за моменті навантаження 20 Н×м. Для керування ТАДД необхідно мати трифазне джерело живлення з можливістю динамічного плавного регулювання напруги і дискретним динамічним регулюванням частоти струму.

Роботу виконано за рахунок коштів бюджетної програми «Розвиток теорії, розроблення методів інтелектуалізації технологічних процесів та засобів керування, моніторингу, діагностування і вимірювання в електроенергетичних та електротехнічних системах» («ІНТЕХЕН-2», 0120U002125), КПКВК 6541230.

1. Волков И.В., Стяжкин В.П., Милько Р.Э., Доманский Г.В. Безредукторная электромеханическая система радиолокационной станции с дугостаторным электроприводом. *Електротехнічні комплекси і системи*. 2011. Вып. 3. С. 248-252.

2. Кононов Б.Т., Любарський Б.Г., Куравська Н.М. Моделирование работы безредукторного электропривода системы обертання антени РЛС. *Системи управління, навігації та зв'язку*. 2016. № 2. С. 44-47.

3. Кошелев М.В., Калач Ю.Н. Безредукторный электропривод антен РЛС. XIII молодежная научно-техническая конференция *Радиолокация и связь – перспективные технологии*. Москва, РФ, 2015, 3 декабря. С. 81-84.

4. Eskelinen P.A. Simple high-speed antenna rotator for millimeter-wave clutter measurements. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*. 2005. No 47. Pp. 54-58. DOI: <https://doi.org/10.1109/map.2005.1608720>

5. Полошков Н.Е. Двухроторный торцевой асинхронный двигатель: автореф. дис. канд. техн. наук: 05.09.01. ФГОУ ВПО «Сибирский федеральный университет». Красноярск. 2010. 20 с.

6. Mirzaei M., Mirsalim M., Abdollahi S.E. Analytical modeling of axial air gap solid rotor induction machines using a quasi-three-dimensional method. *IEEE Transactions on Magnetics*. 2007. Vol. 43. No 7. Pp. 3237-3242. DOI: <https://doi.org/10.1109/TMAG.2007.894215>

7. Amin Nobahari, Ahmad Darabi, Amir Hassannia. Axial flux induction motor, design and evaluation of steady state modeling using equivalent circuit. *IEEE Conference Paper 8th Power Electronics, Drive Systems & Technologies Conference (PEDSTC 2017)*. Mashhad, Iran, February 14-16, 2017. Pp. 352–358. DOI: <https://doi.org/10.1109/PEDSTC.2017.7910351>
8. Durgesh Kumar Banchhor, Ashwin Dhabale. Design, Modeling, and Analysis of Dual Rotor Axial Flux Induction Motor. *IEEE Conference Paper IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)*. Chennai, India, December 18-21, 2019. DOI: <https://doi.org/10.1109/PEDES.2018.8707644>
9. Cencen Hong, Wenxin Huang, Zhenwei Hu. Performance Calculation of a Dual Stator Solid Rotor Axial Flux Induction Motor Using the Multi-Slice and Multi-Layer Method. *IEEE Transactions on Magnetics*. 2019. Vol. 55. Iss. 2. DOI: <https://doi.org/10.1109/TMAG.2018.2872457>
10. Kalo A.K., Dwivedi A., Srivastava R.K., Banchhor D.K. Experiences with Axial-Flux induction motor. *IEEE International Conference on Energy, Power and Environment: Towards Sustainable Growth (ICEPE)*. Shillong, India, Juny12-13, 2015. DOI: <https://doi.org/10.1109/epetsg.2015.7510124>
11. Tapia Montero M. A., Hoffer Garces A. E., Tapia Ladino J.A., Wallace Collao R.R. Simulation and Analysis of an Axial Flux Induction Machine. *IEEE Latin America Transactions*. 2017. Vol. 15(7). Pp. 1263–1269. DOI: <https://doi.org/10.1109/TLA.2017.7959345>
12. Tapia M.A., Jara W., Wallace R., Tapia J.A. Parameters Identification of an Axial Flux Induction Machine Using Field Equations. *IEEE XIII International Conference on Electrical Machines (ICEM)*. Alexandroupoli, Greece, September 3-6, 2018. Pp. 351–357. DOI: <https://doi.org/10.1109/ICELMACH.2018.8506891>
13. Nobahari A., Darabi A., Hassannia A. Various skewing arrangements and relative position of dual rotor of an axial flux induction motor, modelling and performance evaluation. *IET Electric Power Applications*. 2018. Vol. 12(4). Pp. 575–580. DOI: <https://doi.org/10.1049/iet-epa.2017.0716>
14. Виштак Т.В., Карлов А.Н., Кондратенко И.П., Ращепкин А.П. Магнитное поле токов статорной обмотки синхронного двигателя с полым ротором. *Технічна електродинаміка*. 2013. № 5. С. 41–46.
15. Ращепкін А.П., Карлов О.М., Крищук Р.С. Методика розрахунку по усередненому магнітному полю енергетичних показників дискового торцевого дугостаторного асинхронного двигуна з некомпенсованою обмоткою. *Технічна електродинаміка*. 2015. № 4. С. 41–47.
16. Кондратенко І.П., Крищук Р.С., Ращепкін А.П. Електромагнітні процеси в торцевій дугостаторній асинхронній машині з двошаровою обмоткою. *Технічна електродинаміка*. 2015. № 6. С. 34–40.
17. Kryshchuk R., Karlov O., Bereziuk A. Determination of Conditions for Adequate Analytical Simulation of the Electromagnetic Field of Disk Induction Motors. *15th International Conference on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering, (TCSET 2020)*. Lviv-Slavske, Ukraine, February 25-29, 2020. Pp. 331-334. DOI: <https://doi.org/10.1109/TCSET49122.2020.235450>
18. Крищук Р.С. Магнитное поле в зазоре торцевого дугостаторного асинхронного двигателя с параллельным включением обмоток противоположных статоров. *Технічна електродинаміка*. 2016. № 4. С. 56–58. DOI: <https://doi.org/10.15407/techmed2016.04.056>
19. Копылов И.П., Горяинов Ф.А., Клоков Б.К., Морозкин В.П., Токарев Б.Ф. Проектирование электрических машин. М.: Энергия, 1980. 496 с.
20. Вольдек А.И. Электрические машины. Л.: Энергия, 1974. 840 с.

ENERGY INDICATORS OF AXIAL INDUCTION DISK-SHAPED MOTOR FOR SHIP RADARS

R.S. Kryshchuk¹, S.I. Gavryluk¹, A.A. Tsugankova²

¹ The Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine,
Peremohy av., 56, Kyiv, 03057, Ukraine, e-mail: tems@ukr.net

² National university of food technologies,
Volodymyrska str., 68, Kyiv, 01601, Ukraine.

The development of a reliable gearless electric drive for antennas of ship radars is an important problem. To solve the problem, this article proposes to use an axial induction motor (AIM) with a massive bimetallic disk-shaped rotor. The AIM model is presented, which consists of three computational domains with the boundary condition of symmetry. To calculate the electromagnetic field, a well-known analytical method of integral transformations is used taking into account the variable along the radial coordinate of the linear speed of the rotor. Ready-to-use expressions are presented for the development of a program for the numerical calculation of the magnetic field and energy characteristics of the motor. Algorithm is developed for calculating the dimensions of the AIM, operating at different speeds with a frequency converter. The numerical calculation program is used to calculate the dimensions AIM. It uses well-known recommendations for the parameters of the electromagnetic field in the magnetic core and in the air gap. The calculation of the dimensions of the AIM for ship radars "Mius" is performed. The dependence of the efficiency on the current frequency for different rotor's frequencies is investigated. The energy indicators of the AIM are investigated

at a variable torque on the shaft and at different rotor speeds. The parameters of the power source for the AIM of ship radars are established. References 20, figures 5, tables 3.

Key words: calculation method, axial-flux motor, disk-shaped induction motor, energy indicators, navigation system.

1. Volkov I.V., Styazhkin V.P., Mulko P.E., Domanskuy G.V. Gearless electromechanical system with arc-shaped stator for radar. *Elektrotekhnichni komplekxy i systemy*. 2011. Vyp. 3. Pp. 248–252. (Rus)
2. Konov B.T., Lubarskuy B.G., Kyravska N.M. Modeling of operation of gearless radar antenna system. *Systemy upravlinnia, navihatsii ta zviazku*. 2016. No 2. Pp. 44–47. (Ukr)
3. Koshelev M.V., Kalach Y.N. Gearless electric drive for radar antenna. XIII Youth Scientific and Technical Conference *Radar and Communications - Advanced Technologies*. Moskva, Russia, December 3, 2015. Pp. 81–84. (Rus)
4. Eskelinen P.A. Simple high-speed antenna rotator for millimeter-wave clutter measurements. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*. 2005. No 47. Pp. 54–58. DOI: <https://doi.org/10.1109/map.2005.1608720>
5. Poloshkov N.E. Two-rotor axial induction motor: author's abstract of PhD diss.: 05.09.01. FSEI HPE Siberian Federal University. Krasnoyarsk. 2010. 20 p. (Rus)
6. Mirzaei M., Mirsalim M., Abdollahi S.E. Analytical modeling of axial air gap solid rotor induction machines using a quasi-three-dimensional method. *IEEE Transactions on Magnetics*. 2007. Vol. 43. No 7. Pp. 3237–3242. DOI: <https://doi.org/10.1109/TMAG.2007.894215>
7. Amin Nobahari, Ahmad Darabi, Amir Hassannia. Axial flux induction motor, design and evaluation of steady state modeling using equivalent circuit. IEEE Conference Paper *8th Power Electronics, Drive Systems & Technologies Conference (PEDSTC 2017)*. Mashhad, Iran, February 14-16, 2017. Pp. 352–358. DOI: <https://doi.org/10.1109/PEDSTC.2017.7910351>
8. Durgesh Kumar Banchhor, Ashwin Dhabale. Design, Modeling, and Analysis of Dual Rotor Axial Flux Induction Motor. IEEE Conference Paper *IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)*. Chennai, India, December 18-21, 2019. DOI: <https://doi.org/10.1109/PEDES.2018.8707644>
9. Cencen Hong, Wenxin Huang, Zhenwei Hu. Performance Calculation of a Dual Stator Solid Rotor Axial Flux Induction Motor Using the Multi-Slice and Multi-Layer Method. *IEEE Transactions on Magnetics*. 2019. Vol. 55. Iss. 2. DOI: <https://doi.org/10.1109/TMAG.2018.2872457>
10. Kalo A.K., Dwivedi A., Srivastava R.K., Banchhor D.K. Experiences with Axial-Flux induction motor. *IEEE International Conference on Energy, Power and Environment: Towards Sustainable Growth (ICEPE)*. Shillong, India, June 12-13, 2015. DOI: <https://doi.org/10.1109/epetsg.2015.7510124>
11. Tapia Montero M. A., Hoffer Garces A. E., Tapia Ladino J.A., Wallace Collao R.R. Simulation and Analysis of an Axial Flux Induction Machine. *IEEE Latin America Transactions*. 2017. Vol. 15(7). Pp. 1263–1269. DOI: <https://doi.org/10.1109/TLA.2017.7959345>
12. Tapia M.A., Jara W., Wallace R., Tapia J.A. Parameters Identification of an Axial Flux Induction Machine Using Field Equations. IEEE XIII International Conference on *Electrical Machines (ICEM)*. Alexandroupoli, Greece, September 3-6, 2018. Pp. 351–357. DOI: <https://doi.org/10.1109/ICELMACH.2018.8506891>
13. Nobahari A., Darabi A., Hassannia A. Various skewing arrangements and relative position of dual rotor of an axial flux induction motor, modelling and performance evaluation. *IET Electric Power Applications*. 2018. Vol. 12(4). Pp. 575–580. DOI: <https://doi.org/10.1049/iet-epa.2017.0716>
14. Vyshtak T.V., Karlov O.M., Kondratenko I.P., Rashchepkin A.P. Magnetic field of currents winding's stator of the synchronous motor with hollow rotor. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2013. No 5. Pp. 41–46. (Rus)
15. Rashchepkin A., Karlov O., Kryshchuk R. Methodology for calculating according to the averaged magnetic field the energy parameters of the axial arc-stator induction motor with uncompensated winding. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2015. No 4. Pp. 41–47. (Ukr)
16. Kondratenko I., Kryshchuk R., Rashchepkin A. Electromagnetic processes in the axial arc-stator induction machines with double layer winding. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2015. No 6. Pp. 34–40. (Ukr)
17. Kryshchuk R., Karlov O., Bereziuk A. Determination of Conditions for Adequate Analytical Simulation of the Electromagnetic Field of Disk Induction Motors. 15th International Conference on *Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering, (TCSET 2020)*. Lviv-Slavske, Ukraine, February 25-29, 2020. Pp. 331–334. DOI: <https://doi.org/10.1109/TCSET49122.2020.235450>
18. Kryshchuk R. The magnetic field in the gap of the axial arc-stator induction motor with the parallel connection of windings opposing stators. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2016. No 4. Pp. 56–58. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2016.04.056> (Rus)
19. Kopylov I.P., Goryainov F.A., Klokov B.K., Morozkin V.P., Tokarev B.F. Design of electrical machines. Moskva: Enerhiia, 1980. 496 p. (Rus)
20. Voldek A.I. Electric machines. Leninhrad: Enerhiia, 1974. 840 p. (Rus)

Надійшла 01.10.2020
Остаточний варіант 27.05.2021