

- [4] Chari M. V. K., Silvester P.: Finite-element analysis of magnetically saturated dc machines. *I.E.E.E. Transactions on Power Apparatus and Systems*. Vol. PAS-90: 1971 No 5 p. 2362—2372.
- [5] Dąbrowski M.: Pola i obwody magnetyczne maszyn elektrycznych. Warszawa 1971 WNT.
- [6] Dąbrowski M.: Konstrukcja maszyn elektrycznych. Warszawa 1965 WNT.
- [7] Demerdash N. A., Gillott D. H.: New approach for determination of eddy current and flux penetration in nonlinear ferromagnetic materials. *I.E.E.E. Transactions on Magnetics*. Vol. MAG-10: 1974 No 3 p. 682—685.
- [8] Demerdash N. A., Hamilton H. B., Brown G. B.: Simulation for design purposes of magnetic fields in turbogenerators with symmetrical and asymmetrical rotors. *I.E.E.E. Transactions on Power Apparatus and Systems*. Vol. PAS-91: 1972 No 5 p. 1985—1999.
- [9] Demerdash N. A., Hamilton H. B.: Effect of rotor asymmetry on field forms and eddy current losses in stator conductors due to radial flux. *I.E.E.E. Transactions on Power Apparatus and Systems*. Vol. PAS-91: 1972 No 5 p. 1999—2010.
- [10] Demerdash N. A., Lau N. K.: Flux penetration and losses in solid nonlinear ferromagnetics using state-space techniques applied to electrical machines. *I.E.E.E. Transactions on Magnetics*. Vol. MAG-12: 1976 No 6 p. 1039—1041.
- [11] Demerdash N. A., Nehl T. W.: Flexibility and economic of implementation of the finite element and difference techniques in nonlinear magnetic fields of power devices. *I.E.E.E. Transactions on Magnetics*. Vol. MAG-12: 1976 No 6 p. 1036—1038.
- [12] Dubicki B.: Maszyny elektryczne. T.1. Warszawa 1958 PWN.
- [13] Erdélyi E. A., Fuchs E. F., Binkley D. H.: Nonlinear magnetic field analysis of dc machines. *I.E.E.E. Transactions on Power Apparatus and Systems*. Vol. PAS-89: 1970 No 5 p. 1546—1583.
- [14] Erdélyi E. A., Jackson R. F., Ahamed S. V., Shah M. J.: Eddy current losses in the rotor teeth of aerospace homopolar alternators. *Supplement to I.E.E.E. Transactions on Aerospace*. Vol. AS-3: 1965 p. 24—31.
- [15] Fuchs E. F., Erdélyi E. A.: Nonlinear salient pole alternator subtransient reactances and damper winding currents. *I.E.E.E. Transactions on Power Apparatus and Systems*. Vol. PAS-93: 1974 No 6 p. 1871—1892.
- [16] Fuchs E. F., Erdélyi E. A.: Nonlinear theory of turbo-alternators. *I.E.E.E. Transactions on Power Apparatus and Systems*. Vol. PAS-92: 1973 No 2 p. 583—599.
- [17] Gabryś W., Gogolewski Z.: Maszyny prądu stałego — Obliczenia. Konstrukcja. Zagadnienia specjalne. Warszawa 1960 PWT.
- [18] Pelczewski W.: Dynamika maszyn prądu stałego w: L. Szklarski, W. Pelczewski i in.: Dynamika układów elektromechanicznych. Warszawa—Kraków 1963 PWN.
- [19] Sarma M. S., Wilson J. C., Lawrenson P. J., Jokl A. L.: End winding leakage of high-speed alternators by three-dimensional field determination. *I.E.E.E. Transactions on Power Apparatus and Systems*. Vol. PAS-90: 1971 No 2 p. 465—477.
- [20] Silvester P., Chari M. V. K.: Finite-element solution of saturable magnetic field problems. *I.E.E.E. Transactions on Power Apparatus and Systems*. Vol. PAS-89: 1970 No 7 p. 1642—1651.
- [21] Słomczyńska J.: No-load magnetic field distribution in a permanent magnet electrical machine. *I.E.E.E. Transactions on Magnetics*. Vol. MAG-11: 1975 No 6 p. 1720—1722.
- [22] Słomczyńska J.: Numeryczna metoda wyznaczania rozkładu pola magnetycznego magnesu trwałego maszyny elektrycznej po stabilizacji w powietrzu. *Rozprawy Elektrotechniczne* 1977 nr 3.
- [23] Chen-To Tai: On the presentation of Maxwell's theory. *Proceedings of the I.E.E.E.* Vol. 60: 1972 No 8 p. 936—945.
- [24] Trutt F. C., Erdélyi E. A., Hopkins R. E.: Presentation of the magnetization characteristic of dc machines for computer use. *I.E.E.E. Transactions on Power Apparatus and Systems*. Vol. PAS-87: 1968 No 3 p. 665—669.
- [25] Turowski J.: Elektrodynamika techniczna. Warszawa 1968 WNT.
- [26] Wexler A.: Computation of electromagnetic fields. *I.E.E.E. Transactions on Microwave Theory and Techniques*. Vol. MTT-17: 1969 No 8 p. 416—439.

621.313.8.001.24

Dr inż. JACEK GIERAS
Akademia Techniczno-Rolnicza w Bydgoszczy
Mgr inż. GRAZYNA FRYDRYCHOWICZ
Mgr inż. WOJCIECH JOZEFOWICZ
Politechnika Poznańska

Projektowanie silników prądu stałego małej mocy o magnesach trwałych wspomaganie maszyną cyfrową

Wstęp

Dynamiczny postęp w produkcji materiałów magnetycznie twardych — zwłaszcza proszkowych — otwiera możliwości szerokiego ich zastosowania w maszynach elektrycznych. Niemal powszechne zastosowanie znajdują już magnesy trwałe w obwodach magnetycznych silników prądu stałego małej mocy. Silniki te mogą być zarówno elementami wykonawczymi w układach regulacji automatycznej, jak i elementami napędowymi w różnego rodzaju mechanizmach, np. pojazdach samochodowych, samolotach i innych aparatach latających, w sprzęcie gospodarstwa domowego, przenośnych urządzeniach elektroakustycznych, zabawkach, itp. Silniki magnetoelektryczne mają wiele zalet w stosunku do silników o wzbudzeniu elektromagnetycznym, przede wszystkim mniejsze wymiary gabarytowe¹⁾, większą sprawność oraz niezawodność, mniejsze stałe czasowe. Różnorodne zastosowania narzucają szeroki asortyment produkcji silników o różnych mocach, napięciach, prędkościach obrotowych oraz odmianach. Coraz to nowe osiągnięcia w produkcji materiałów magnetycznych, przewodowych i izolacyjnych, a także coraz to nowe wymagania i zadania stawiane urządzeniom i mechanizmom napędzanym silnikami, pociągają za sobą ciągłe zmiany i rozszerzanie ich programu produkcji. Zatem opracowanie programu obliczeń na maszynę cyfrową silników prądu stałego o magnesach trwałych staje się koniecznością.

W artykule ograniczono się do programu obliczeń elektromagnetycznych silników stosowanych w napędach powszechnego użytku, gdzie nie ma wymagań co do parametrów w stanach dynamicznych. Przyjęto najbardziej powszechny

wariant konstrukcji: magnesy trwałe pierścieniowe, lub w kształcie wycinków pierścieni, zamocowane w stojanie oraz wirnik o uzwojeniu umieszczonym w żłobkach okrągłych lub kropłowych. Założono również, że magnesy trwałe są magnesowane promieniowo w maszynie, oraz że nie wpływa na nasycenie elementów obwodu magnetycznego z blach elektrotechnicznych lub miękkiej stali. Wszystkie podane zależności są zapisane w układzie jednostek SI.

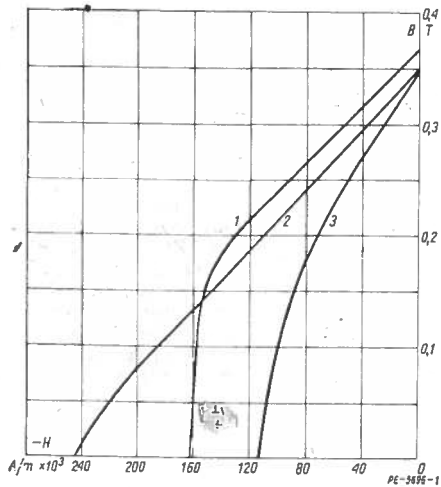
Krzywa odmagnesowania

Możliwości zwiększenia mocy silnika o magnesach trwałych w wyniku wzrostu jego sprawności w porównaniu z podobnym silnikiem o wzbudzeniu elektromagnetycznym mogą być w pełni wykorzystane tylko przy prawidłowym zaprojektowaniu obwodu magnetycznego [10]. Punktem wyjściowym do obliczeń obwodów magnetycznych o magnesach trwałych namagnesowanych jednorodnie jest krzywa odmagnesowania, tj. część pętli histerezy zawarta w II ćwiartce układu współrzędnych prostokątnych H, B — rys. 1. Dla porównania parametrów różnych materiałów magnetycznych należy posługiwać się krzywami odmagnesowania w jedynostkach względnych, przyjmując że

$$\frac{B}{B_r} = b \quad \frac{H}{H_c} = h$$

przy czym: B_r — pozostałość magnetyczna, H_c — natężenie powściągające (koercji). Krzywą odmagnesowania na ogół wyraża się analitycznie równaniem hiperboli równoosiowej [1, 2, 6]

¹⁾ Do określonej mocy krytycznej, np. [9].



Rys. 1. Krzywe odmagnesowania ferrytów barowych anizotropowych: 1 — D330 (CSRS), 2 — FXD280 (Holandia), 3 — FB3 (PRL)

$$(1) \quad b = \frac{1-h}{1-ah}$$

w której stała a zwana również współczynnikiem szczytkowym może być obliczona dla różnych punktów $i = \pi$ leżących na środkowej części krzywej odmagnesowania wg zależności

$$(2) \quad a = \frac{\sum_{i=1}^n \left(\frac{1}{h_i} + \frac{1}{b_i} - \frac{1}{h_i b_i} \right)}{n}$$

Między współczynnikiem a oraz podawanym w katalogach magnesów trwałych współczynnikiem γ kształtu (wykukłości) krzywej odmagnesowania

$$(3) \quad \gamma = \frac{(BH)_{\max}}{B_r H_c}$$

przy czym $(BH)_{\max}$ — współrzędne punktu o energii maksymalnej, istnieje związek [1]

$$(4) \quad a = \frac{2\sqrt{\gamma} - 1}{\gamma}$$

Równanie (1) aproksymujące krzywą odmagnesowania, mimo prostej postaci, odznacza się dużą dokładnością [1, 3, 6]. Jednak dysponując współczesnymi środkami techniki obliczeniowej, można krzywą odmagnesowania odwzorować znacznie dokładniej, po prostu przez wczytanie do pamięci maszyny cyfrowej tablicy $b(h)$, przy czym punktów i o współrzędnych b_i, h_i można obrać dowolnie dużo. Łuki krzywej odmagnesowania leżące między punktami sąsiednimi $i-1, i$ są aproksymowane odcinkami linii prostych, tzn.

$$(5) \quad \frac{b - b_{i-1}}{b_i - b_{i-1}} = \frac{h - h_{i-1}}{h_i - h_{i-1}}$$

Taki sposób postępowania jest bardzo często spotykany w obliczeniach obwodów magnetycznych maszyn elektrycznych, przede wszystkim w odniesieniu do charakterystyk magnesowania oraz charakterystyk stratności blach elektrotechnicznych.

Wyznaczenie punktu początkowego na prostej powrotu oraz punktu pracy magnesu

Ażeby uniknąć posługiwania się wartościami ujemnymi natężenia pola magnetycznego, wszystkie zależności analityczne będą wyprowadzane jak dla I ćwiartki, w której leży zwierciadlane odbicie krzywej odmagnesowania.

Równanie prostej powrotu, tzn. prostej łączącej wierzchołki pętli częściowego cyklu przemagnesowywania, w jednostkach względnych ma postać

$$(6) \quad b = -\rho(h - h_K) + b_K$$

przy czym: h_K, b_K — współrzędne punktu początkowego K na prostej powrotu. Współczynnik powrotu ρ jest równy tangensowi kąta β nachylenia prostej powrotu do osi odciętych i najczęściej wynosi $\rho = 0,21 \div 0,25$. Dla magnesu magnesowanego w maszynie punkt początkowy K prostej powrotu jest punktem przecięcia krzywej odmagnesowania oraz prostej o równaniu

$$(7) \quad b = \left(h - \frac{H_t}{H_c} \right) \operatorname{tg} a_w$$

przy czym: H_t — natężenie pola magnetycznego odmagnesowującego, bezpośrednio działającego na magnes, a_w — kąt nachylenia prostej przewodności magnetycznej wypadkowej λ_w do osi odciętych. W układzie współrzędnych b, h nachylenie prostej przewodności wypadkowej wyznacza zależność

$$(8) \quad \operatorname{tg} a_w = \lambda_w \frac{h_m}{S_m} \frac{H_c}{B_r}$$

w której: h_m — wysokość magnesu, S_m — przekrój magnesu.

Po rozwiązaniu układu równań (5)-(7), w których $b = b_K, h = h_K$, otrzymuje się, że odcięta punktu K

$$(9) \quad h_K = \frac{b_{i-1} - h_{i-1} \operatorname{tg} \delta + \frac{H_t}{H_c} \operatorname{tg} a_w}{\operatorname{tg} a_w - \operatorname{tg} \delta}$$

przy czym

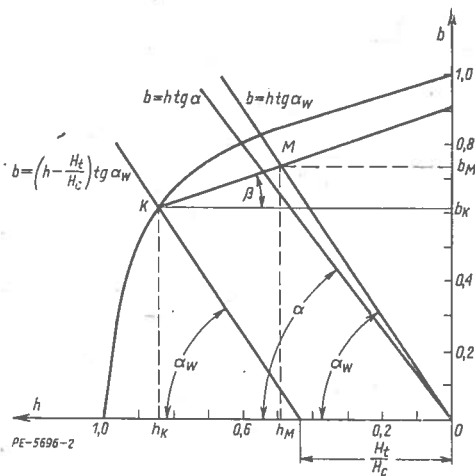
$$(10) \quad \operatorname{tg} \delta = \frac{b_i - b_{i-1}}{h_i - h_{i-1}}$$

przy czym b_i, h_i — współrzędne najbliższego punktu — wg tablicy $b(h)$ — leżącego powyżej punktu K . Punkt K powinien leżeć na krzywej odmagnesowania nieco poniżej punktu odpowiadającego energii maksymalnej wytwarzanej przez magnes. Energia magnesu będzie wtedy najlepiej wykorzystana.

Po wyznaczeniu punktu K można wyznaczyć punkt M pracy magnesu — rys. 2.

Indukcja w magnecie odpowiadająca punktowi M w przybliżeniu wynosi $B_M = (0,70 \div 0,75)B_r$. Punkt M leży na przecięciu prostej powrotu — równanie (6) oraz prostej przewodności magnetycznej wypadkowej o równaniu

$$(11) \quad b = h \operatorname{tg} a_w$$



Rys. 2. Wyznaczenie graficzne punktu M pracy magnesu trwałego w przypadku magnesowania w maszynie

Rozwiązując z kolei układ równań (6), (11), w których $b = b_M$, $h = h_M$, otrzymuje się odciętą punktu M

$$(12) \quad h_M = \frac{b_K + e h_K}{t g a + e}$$

Znając prostą przewodności użytecznej

$$(13) \quad b = h t g a$$

przy czym

$$(14) \quad t g a = \lambda \frac{h_m H_c}{S_m B_r}$$

przy czym λ — przewodność magnetyczna użyteczna, oblicza się na podstawie równania (13) dla $h = h_M$ indukcyjną użyteczną

$$(15) \quad B = B_r h_M t g a$$

Stąd strumień użyteczny

$$\Phi = B S_m$$

natomiast indukcja w szczelinie powietrznej

$$(16) \quad B_\delta = \frac{\Phi}{a_t \tau L_l}$$

przy czym a_t — współczynnik pokrycia biegunowego, τ — podziałka biegunowa, L_l — długość idealna rdzenia twornika. Dla silników o mocy 3 ÷ 100 W współczynnik $a_t = 0,55 \div 0,60$ [1]. Indukcja w szczelinie powietrznej w przybliżeniu jest równa $B_\delta \approx 0,65 B_r$.

Natężenie h_M określa poza tym siłę magnetomotoryczną magnesu

$$(17) \quad \Theta_M = h_M H_c h_m$$

która musi być na tyle duża, ażeby zrównoważyć przepływ na parę biegunów Θ_P (suma napięć magnetycznych na poszczególnych odcinkach obwodu magnetycznego) oraz przepływ reakcji twornika podczas pracy znamionowej Θ_{in} , tzn.:

$$(18) \quad \Theta_M \geq \Theta_P + \Theta_{in}$$

przy czym

$$(19) \quad \Theta_P = 2 \frac{B_\delta}{\mu_0} k_c \delta + 2 \frac{B_M}{\mu_0} \delta_{jm} + 2 V_{2z} + 2 V_{2j} + V_{1j}$$

przy czym: μ_0 — przenikalność magnetyczna próżni, k_c — współczynnik Cartera, δ — szczelina powietrzna między magnesem a rdzeniem wirnika, δ_{jm} — szczelina powietrzna między magnesem a jarzmem stojana, V_{2z} , V_{2j} — napięcia magnetyczne na zębach oraz jarzmie wirnika, V_{1j} — napięcie magnetyczne w jarzmie stojana. Dla silników o mocach do 100 W szczelina $\delta = (0,15 \div 0,30) 10^{-3}$ m, natomiast, $\delta_{jm} = (0,04 \div 0,10) 10^{-3}$ m.

Reakcja twornika

Do ustalenia położenia punktów M oraz K należy przyjąć największy przepływ reakcji twornika Θ_t , jak może pojawić się podczas pracy silnika, np. dla przypadku pracy nawrotnej

$$(20) \quad \Theta_t = H_t h_m = \Theta_q + \Theta_d + \Theta_k$$

w której: Θ_q — składowa poprzeczna przepływu reakcji twornika, Θ_d — składowa podłużna przepływu reakcji twornika, Θ_k — składowa podłużna przepływu zwojów zwartych twornika podczas komutacji.

W normalnych warunkach eksploatacyjnych, np. przy pracy znamionowej

$$(21) \quad \Theta_{in} = H_{in} h_m = \Theta_{qn} \mp \Theta_{dn} \mp \Theta_{kn}$$

przy czym znak minus „-” dla silnika, znak plus „+” dla prądnicy.

Najtrudniejszym zagadnieniem jest wyznaczenie składowej poprzecznej Θ_q przepływu reakcji twornika. Najbardziej

rozpowszechnione są przybliżone metody wykreślne wyznaczenia przepływu Θ_q na podstawie charakterystyki magnesywania maszyny na biegu jałowym

$$(22) \quad B_\delta = f \left(\frac{B_\delta}{\mu_0} k_c \delta + V_{2z} \right)$$

bliżej opisane np. w pracach [4, 5, 7, 8]. W obliczeniach silników za pomocą maszyny cyfrowej specjalny podprogram sporządza tablicę funkcji (22), która następnie służy do wyznaczenia przepływu Θ_q odpowiadającego indukcji B_δ dla znamionowej siły elektromotorycznej. Znając wielkość $0,5b_1 A$, w której b_1 — długość obliczeniowa łuku bieguna magnesu, A — obciążenie liniowe twornika, oraz przepływ Θ_q można znaleźć przepływ Θ_q . Rozpatrzono dwa przypadki, kiedy $\Theta_q \leq 0,5b_1 A$ oraz kiedy $\Theta_q > 0,5b_1 A$, dla każdego bowiem przypadku analityczne ujęcie konstrukcji graficznych jest nieco odmienne. Obciążenie liniowe twornika

$$(23) \quad A = \frac{N I_t}{2 \pi a D_2}$$

przy czym: N — liczba zwojów uzwojenia twornika, a — liczba par gałęzi równoległych, D_2 — średnica wirnika, należy przy ustalaniu punktu K obliczać dla prądu I_t twornika równemu prądowi zwarcia, natomiast przy obliczaniu Θ_{in} — dla prądu znamionowego twornika.

Składowa podłużna przepływu reakcji twornika [1, 6].

$$(24) \quad \Theta_d \approx (0,03 \div 0,06) A$$

natomiast składowa podłużna przepływu zwojów zwartych podczas komutacji [1]:

$$(25) \quad \Theta_K = \frac{2 b_k I_g N^2 z_s \lambda' n L_2}{\pi D_2 \Sigma r_K}$$

przy czym:

— szerokość strefy komutacji

$$(26) \quad b_K \leq 0,8 \tau (1 - a_t)$$

— prąd gałęzi równoległej uzwojenia twornika

$$(27) \quad I_g = \frac{I_t}{2 a}$$

— liczba zwojów w pojedynczej sekcji uzwojenia twornika

$$(28) \quad z_s = \frac{N}{2 K}$$

oraz λ' — przewodność magnetyczna właściwa dla strumienia rozproszenia twornika, n — prędkość obrotowa w $\frac{0}{s}$. Σr_K — rezystancja wypadkowa obwodu zwartego podczas komutacji (rezystancja sekcji oraz rezystancja wchodzącej i schodzącej krawędzi szczotki), K — liczba działek komutatora.

Przewodność magnetyczna szczelin powietrznych i dróg strumieni rozproszenia

Przewodność magnetyczna wypadkowa λ_w jest sumą przewodności magnetycznej użytecznej λ (szczeliny powietrznej) oraz przewodności magnetycznej dla strumieni rozproszenia, tzn.

$$(29) \quad \lambda_w = \lambda + \lambda_r$$

Przewodność magnetyczna szczeliny powietrznej

$$(30) \quad \lambda = \mu_0 \frac{a_t \tau L}{2 k_n k_c \delta}$$

przy czym: L — długość magnesu, pozostałe oznaczenia jak we wcześniej napisanych zależnościach.

Miarą przewodności magnetycznej dla strumieni rozproszenia jest współczynnik rozproszenia strumienia

$$(31) \quad \sigma_r = 1 + \frac{\lambda_r}{\lambda}$$

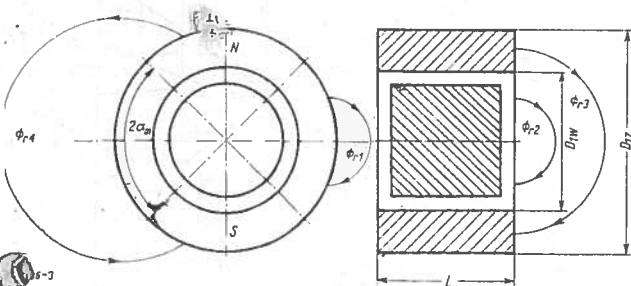
Całkowita przewodność magnetyczna dla strumieni rozproszenia maszyny, w której znajduje się twornik

$$(32) \quad \lambda_r = k_0 (\lambda_{r1} + 2\lambda_{r2} + \lambda_{r3} + \lambda_{r4} + \lambda_{r5} + \lambda_{r6})$$

przy czym: k_0 — współczynnik uwzględniający spadek napięcia magnetycznego wzdłuż wysokości magnesu trwałego; $\lambda_{r1}, \dots, \lambda_{r6}$ — przewodności poszczególnych dróg dla strumieni rozproszenia. Wg [6] współczynnik $k_0 = 0,5$.

Magnes pierścieniowy

Wymiary magnesu pierścieniowego przedstawiono na rys. 3.



Rys. 3. Strumienie rozproszenia w magnecie pierścieniowym znajdującym się w maszynie

Przewodność magnetyczna średnia dla strumienia rozproszenia Φ_{r1} zewnętrznej powierzchni cylindrycznej odpowiadającej kątowi $2\alpha_m$

$$(33) \quad \lambda_{r1} \approx 0,3 \mu_0 (D_{1z} + L)$$

przy czym kąt obejmujący obszar, w którym linie sił pola magnetycznego biegną koncentrycznie, dla maszyn 2-biegunowych $2\alpha_m \approx 2\pi/3$, pozostałe wymiary w metrach wg rys. 3.

Przewodność magnetyczna średnia dla strumienia rozproszenia Φ_{r2} powierzchni czołowej odpowiadającej kątowi $2\alpha_m$

$$(34) \quad \lambda_{r2} \approx \mu_0 (0,27 D_{1z} - 0,04 D_{1w})$$

Przewodność magnetyczna dla strumienia rozproszenia Φ_{r3} powierzchni czołowej odpowiadającej kątowi $\pi - 2\alpha_m$

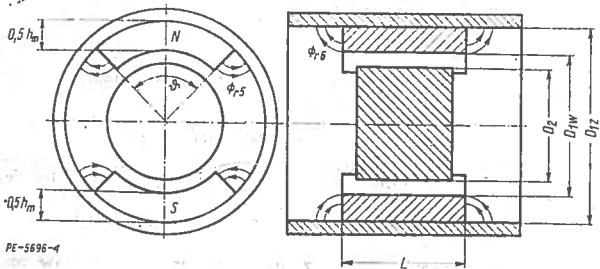
$$(35) \quad \lambda_{r3} \approx 2 \mu_0 D_{1z} \frac{0,42 D_{1z} + 0,14 D_{1w}}{7 D_{1z} + D_{1w}}$$

Przewodność magnetyczna dla strumienia rozproszenia Φ_{r4} zewnętrznej powierzchni cylindrycznej odpowiadającej kątowi $\pi - \alpha_m$

$$(36) \quad \lambda_{r4} \approx \mu_0 (0,14 D_{1z} + 0,24 L)$$

Magnes w kształcie wycinka pierścienia

Wymiary magnesu w kształcie wycinka pierścienia magnetycznego promieniowo są podane na rys. 4.



Rys. 4. Strumienie rozproszenia magnesu w kształcie wycinka pierścienia znajdującego się w maszynie

Przewodność magnetyczna średnia dla strumienia rozproszenia Φ_{r5} między powierzchniami bocznymi a jarzmem

$$(37) \quad \lambda_{r5} = \mu_0 \frac{h_m L}{\delta_{sr5}}$$

przy czym $\delta_{sr5} = 0,25 \pi h_m$.

Podobnie przewodność magnetyczna średnia dla strumienia rozproszenia Φ_{r6} między powierzchniami czołowymi a jarzmem

$$(38) \quad \lambda_{r6} = \mu_0 \frac{0,25 \vartheta (D_{1w} + h_m) h_m}{\delta_{sr6}}$$

przy czym: ϑ — kąt wyrażający długość łuku magnesu w rd, $\delta_{sr6} \approx \delta_{sr5} = 0,25 \pi h_m$.

Przewodności magnetyczne λ_{r1} do λ_{r4} nie istnieją i w zależności (32) należy przyjąć, że $\lambda_{r1} = \lambda_{r2} = \lambda_{r3} = \lambda_{r4} = 0$.

Algorytm i program obliczeń

Algorytm obliczeń elektromagnetycznych silników został opracowany na podstawie zależności (1)–(38) ujmujących specyfikę obliczeń maszyn prądu stałego małej mocy o magnesach trwałych oraz ogólnie znane metody obliczeń konwencjonalnych maszyn prądu stałego [4, 5, 7, 8]. Algorytm składa się z następujących bloków:

- I. Dane — w bloku tym są wyodrębnione dane indywidualne projektowanego silnika, tzn. parametry znamionowe, dopuszczalne obciążenia elektromagnetyczne, niektóre wymiary obwodu magnetycznego, parametry materiałów magnetycznych, przewodowych i izolacyjnych, wskaźniki sterujące.
- II. Tablice — w bloku tym znajdują się dane dla wszystkich silników projektowanej serii.
- III. Projektowanie — w bloku tym dokonywane są obliczenia elektromagnetyczne, w szczególności ustalenie punktu pracy magnesu.
- IV. Obliczenia charakterystyk.

Dzięki zastosowaniu wskaźników sterujących w bloku danych I zwiększa się uniwersalność programu. Tak więc możliwe jest wariantowanie np. kształtu magnesu (pierścienia, wycinek pierścienia itd.) czy też kształtu żłobka wirnika (okrągły, kropłowy). W bloku II znajdują się trzy tablice: charakterystyka odmagnesowania magnesu (w jednostkach względnych), szereg znormalizowanych średnic przewodów nawojowych gołych i w izolacji, charakterystyka magnesowania i stratności blach wirnika. Kolejność zmiennych w bloku III jest następująca: 1) sprawność η , 2) indukcja $B\delta$ w szczelinie powietrznej, 3) wysokość magnesu h_m , 4) długość L_1 rdzenia wirnika, 5) przekrój żłobka wirnika, 6) współczynnik rozproszenia strumienia magnetycznego σ_r . Po zaprojektowaniu silnika, w bloku IV obliczane są następujące charakterystyki pracy: $P_2 = f(M)$, $P_1 = f(M)$, $\eta = f(M)$, $I_t = f(M)$, $n = f(M)$, przy czym: P_1 — moc pobierana przez silnik, P_2 — moc na wale, M — moment obciążenia na wale, pozostałe oznaczenia podano wcześniej.

Algorytm obliczeń przedstawiono na rys. 5. Obliczenia silnika zostały zaprogramowane w języku ALGOL-1900 na maszynę cyfrową ODRA 1305.

Porównanie wyników obliczeń z wynikami pomiarów

Dla sprawdzenia poprawności metody oraz algorytmu wykonano obliczenia a następnie badania silnika prądu stałego o magnesach trwałych typu M211 stosowanego do napędu dmuchaw w samochodach Jelcz.

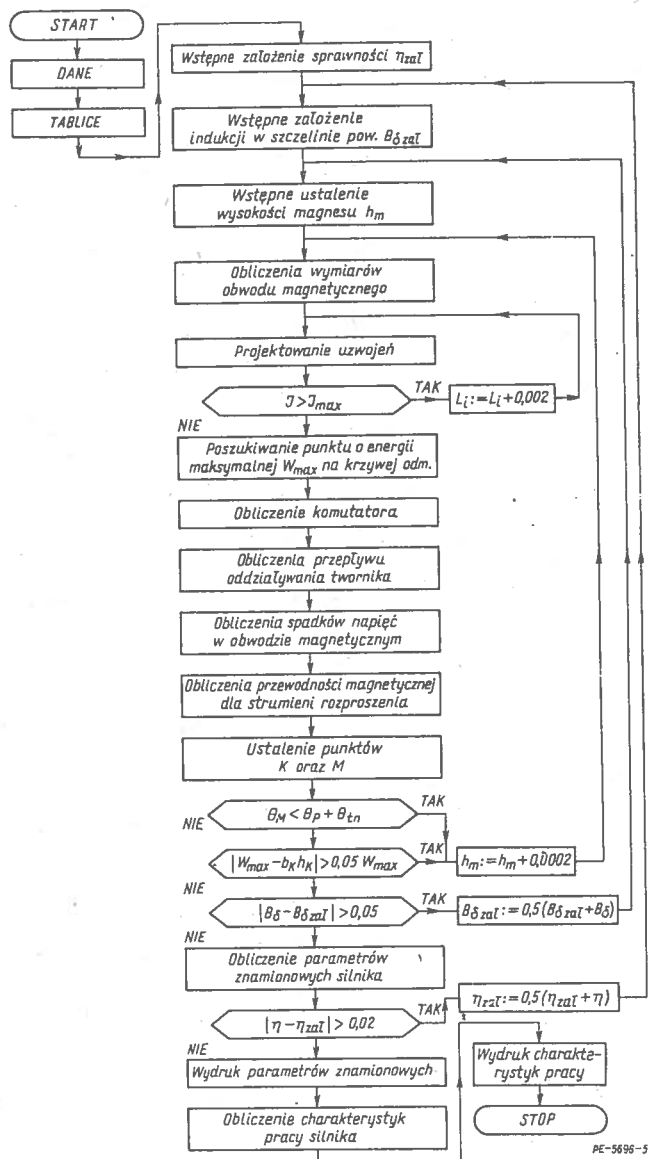
Poniżej zestawiono dane znamionowe oraz niektóre parametry uzwojeń i wymiary obwodu magnetycznego tego silnika:

Moc znamionowa	$P_2 = 8 \text{ W}$
Napięcie znamionowe	$U = 24 \text{ V}$
Liczba par biegunów	$2p = 2$
Liczba zwojów uzwojenia twornika	$N = 1120$
Średnica drutu nawojowego DNES	$0,22 \text{ mm}$
Liczba wycinków komutatora	$K = 8$
Liczba żłobków wirnika	$z = 8$
Długość magnesu	$l = 25 \cdot 10^{-3} \text{ m}$
Wysokość magnesu	$h_m = 8,1 \cdot 10^{-3} \text{ m}$
Szczelina powietrzna	$\delta = 0,6 \cdot 10^{-3} \text{ m}$
Średnica wirnika	$D_2 = 42 \cdot 10^{-3} \text{ m}$
Długość pakietu wirnika	$L_1 = 12 \cdot 10^{-3} \text{ m}$

Magnesy trwałe w kształcie wycinków pierścieni o kącie $\vartheta = 1,832$ rad wykonane są z anizotropowego ferrytu barowego FXD280, dla którego krzywa od magnesowania jest przedstawiona na rys. 1. Pakiet wirnika jest wykonany ze zwykłych blach głębokotłocznych o grubości 1 mm (IIG-08X wg PN-69/H-92121).

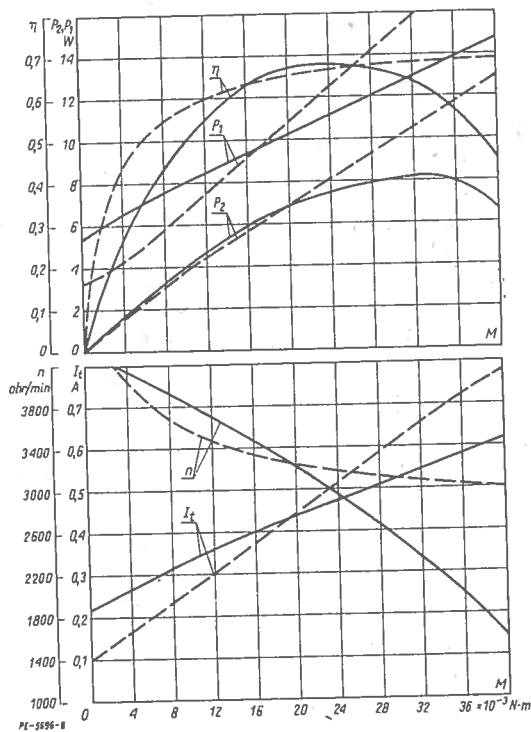
Ponieważ dysponowano programem projektującym, a nie przeliczającym, więc zaprojektowanie wiernej kopii silnika M211 nastąpiło z dużymi trudnościami i wymagało przeprowadzenia kilkudziesięciu wariantów obliczeń. Ostatecznie silnik zaprojektowany miał, praktycznie biorąc takie same parametry uzwojeń oraz wymiary obwodu magnetycznego jak i badany silnik M211. Otrzymało następujące współrzędne punktu M pracy magnesu: $h_M = 0,493$ oraz $b_M = 0,730$, tzn. $B_M = 0,255$ T.

Charakterystyki pracy silnika M211, tzn. $P_2 = f(M)$, $P_1 = f(M)$, $\eta = f(M)$, $I_t = f(M)$, $n = f(M)$ obliczone oraz pomierzone przedstawiono na rys. 6.



Rys. 5. Algorytm obliczeń silników prądu stałego małej mocy o magnesach trwałych

I — gęstość prądu w uzwojeniu twornika, I_{max} — dopuszczalna gęstość prądu w uzwojeniu twornika, pozostałe oznaczenia w tekście



Rys. 6. Charakterystyki pracy silnika typu M211 8 W/24 V: a) $P_2 = f(M)$, $P_1 = f(M)$, $\eta = f(M)$; b) $I_t = f(M)$, $n = f(M)$. Linia ciągła — pomiary, linia kreskowa — obliczenia

Wnioski

Porównanie wyników obliczeń charakterystyk pracy silnika M211 z charakterystykami pomierzonymi daje pogląd na poprawność opracowanej metody i algorytmu. Różnice między obliczeniami a pomiarami — biorąc pod uwagę małe wymiary gabarytowe rozważanej maszyny — są niewielkie, zwłaszcza dla momentu obciążenia w przedziale $0 < M \leq M_n$. Dla obciążenia znamionowego $M_n \approx 0,024$ N.m wyniki obliczeń są praktycznie biorąc zbliżone z wynikami pomiarów. Program obliczeń może być z powodzeniem wykorzystywany przez biura konstrukcyjne zakładów przemysłowych produkujących maszyny elektryczne małej mocy.

LITERATURA

- [1] Bałagurov W. A., Galtiejew F. F., Łarinow A. N.: Maszyny elektryczne o magnesach trwałych. Warszawa 1967 WNT.
- [2] Dąbrowski M.: Pola i obwody magnetyczne maszyn elektrycznych. Warszawa 1971 WNT.
- [3] Dąbrowski M.: Analityczna metoda obliczania obwodów magnetycznych o magnesach trwałych. Materiały III Sympozjum „Zjawiska elektromagnetyczne w obwodach nieliniowych” Poznań 1975 s. 58–67.
- [4] Dubicki B.: Maszyny elektryczne. T. I. Maszyny prądu stałego. Warszawa 1965 PWN.
- [5] Gogolewski Z., Gabryś W.: Maszyny prądu stałego. Warszawa 1960 PWT.
- [6] Jermolin N. P.: Rasczet kolektorных машин малої мощности. Leningrad 1973 Energijs.
- [7] Kordecki A.: Budowa maszyn elektrycznych. Projektowanie maszyn prądu stałego. Warszawa 1973 WNT.
- [8] Pietrow G. N.: Elektricheskie masziny, cz. III. Kollektorные машины постоянного и переменного тока. Moskwa 1968 Energijs.
- [9] Pustoła J.: Maszyny komutatorowe dla automatyki. Warszawa 1971 WNT.
- [10] Zycki Z.: Sposoby wyznaczania optymalnych kształtów magnesów w zastosowaniu do silników prądu stałego. Materiały konferencyjne IX Sympozjum maszyn elektrycznych. Warszawa—Kazimierz Dolny 1973 s. 47–55.