

Ignacy DUDZIKOWSKI¹⁾, Leszek PAWLACZYK²⁾

MASZYNY PRĄDU STAŁEGO O MAGNESACH TRWAŁYCH I ICH STEROWANIE – STAN AKTUALNY I PERSPEKTYWY ROZWOJU

Streszczenie. Przedstawiono charakterystyczne struktury obwodów magnetycznych silników komutatorowych i bezszczotkowych. Przeanalizowano wpływ rozwiązania obwodu magnetycznego na odporność na odmagnesowanie. Omówiono problem optymalizacji silników. Przedstawiono przebiegi czasowe, charakterystyki statyczne i dynamiczne silników zasilanych z prostowników sterowanych i przekształtników impulsowych. Omówiono adaptacyjne układy sterowania. Przedstawiono sterowanie silnikami bezszczotkowymi zasilanymi z układów o strukturze 3-fazowego falownika napięcia.

PERMANENT – MAGNET DC MOTORS AND THEIR CONTROL. ACTUAL STATE AND PROSPECTS FOR DEVELOPMENT

Summary. Typical structures of magnetic circuits for commutator and brushless motors are presented. The effect of a magnetic circuit design on demagnetization resistance is analyzed. Motor optimization problems are discussed. Transients as well as static and dynamic characteristics for motors supplied from controlled rectifiers and impulse converters are shown. Adaptive control systems are described. The control of brushless motors supplied from systems having the structure of a three-phase voltage inverter is presented.

Key words: magnetoelectric machines, direct current, commutator, brushless, design, control

1. WSTĘP

Maszyny elektryczne o magnesach trwałych mają długą, wynoszącą ponad 150 lat, historię rozwoju. Pierwsze maszyny elektryczne, produkowane w pierwszej połowie XIX wieku, były wzbudzane wyłącznie magnesami trwałymi. Jako magnesy stosowano stale węglowe. Niskie parametry magnetyczne magnesów były przyczyną tego, że po okresie około 40 lat rozwoju ich moc nie przekraczała kilku kW [50]. Zastosowanie wzbudzenia elektromagnetycznego (H. Wilde, S. Hirot, W. Siemens) umożliwiło zdecydowaną poprawę parametrów i wzrost mocy maszyn elektrycznych. Stagnacja w rozwoju maszyn o magnesach trwałych trwała do lat 30. bieżącego stulecia, kiedy to zostały opracowane magnesy Al-Ni-Co (T. Mishima, 1932 r.). Historię rozwoju konstrukcji maszyn elektrycznych przedstawiono obszernie w pracy [50]. Maszyny magnetoelektryczne stały się konkurencyjne w stosunku do maszyn o wzbudzeniu elektromagnetycznym wówczas, gdy opracowano magnesy Al-Ni-Co, a rozpowszechniły się po zastosowaniu magnesów ferrytowych.

Głównymi zaletami maszyn magnetoelektrycznych są: większa sprawność, prostsza konstrukcja i technologia, mniejsze zużycie materiałów, niższe koszty produkcji i eksploatacji, korzystniejszy przebieg charakterystyk ruchowych, przydatność do zasilania z układów przekształtnikowych. Stosuje się je między innymi w zegarkach, w urządzeniach fonicznych i audiowizualnych, komputerach, w automatach i robotyce, pojazdach samochodowych, w sprzęcie powszechnego użytku, w zautomatyzowanym napędzie obrabiarek oraz jako silniki „momentowe” przeznaczone do napędu różnych urządzeń. Ich moc zawiera się w przedziale od ułamka wata [33] do około 4 MW [15, 20]. Około 40% światowej produkcji magnesów przeznaczonych jest do wzbudzenia maszyn elektrycznych, z czego 70% do maszyn stosowanych w pojazdach mechanicznych, głównie samochodach [50]. Uwzględniając, że roczna światowa produkcja

¹⁾ Dr hab. inż., prof. PWR, Instytut Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych, Politechnika Wrocławska, ul. Smoluchowskiego 19, 50-372 Wrocław, tel./fax. (071)320-34-67, e-mail: igdu@imne.pwr.wroc.pl

²⁾ Dr inż. Leszek Pawlaczyk, adres j.w.

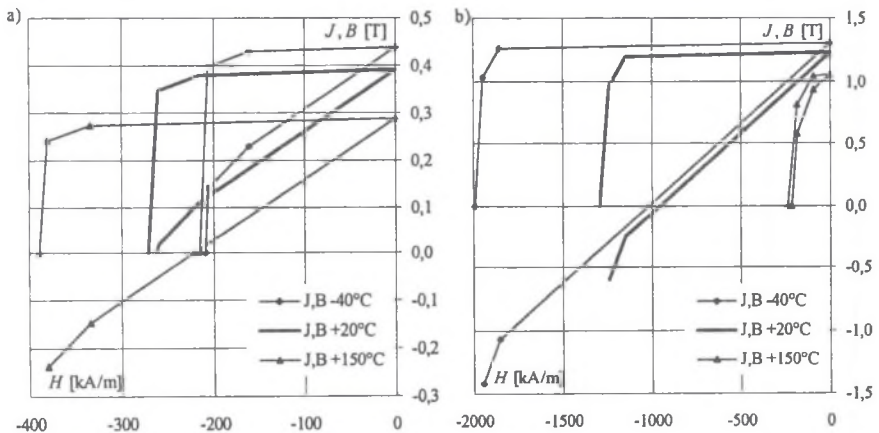
samochodów wynosi około 70 mln sztuk, a współczesny samochód, w zależności od klasy, wyposażony jest przeciętnie w 35 silników, daje to liczbę około dwóch miliardów maszyn.

Na drugim miejscu pod względem stosowania maszyn o magnesach trwałych jest szeroko rozumiany przemysł produkujący sprzęt gospodarstwa domowego, a następnie przemysł komputerowy. Produkcja samych napędów dysków twardych jest aktualnie na poziomie 250 mln sztuk rocznie [43]

2. PARAMETRY MAGNESÓW TRWAŁYCH STOSOWANYCH W MASZYNACH ELEKTRYCZNYCH

Stosowane w maszynach elektrycznych magnesy trwałe można podzielić na 4 grupy: ferrytowe, Al-Ni-Co, SmCo, NdFeB. Udział wagowy różnych rodzajów magnesów w rynku światowym [43] wynosi: ferryty spiekane–81,2%, ferryty wiązane–14,9%, NdFeB–2,25%, inne magnesy–1,65%. Udział wartościowy kształtuje się następująco: ferryty spiekane–39,8%, ferryty elastyczne wiązane–7,2%, ferryty sztywne wiązane–4,4%, NdFeB spiekane–29,2%, NdFeB wiązane–4,5%, SmCo–5,9%, Al-Ni-Co (łącznie)–9,2%. Pomimo upływu około 45 lat od pojawienia się na rynku magnesów ferrytowych i opracowania w tym okresie wielu nowych materiałów, magnesy ferrytowe odgrywają nadal dominującą rolę. Wynika to głównie z ich niskiej ceny i dość dobrej odporności na odmagnesowanie. W tabeli 1 porównano niektóre dane najczęściej stosowanych magnesów trwałych.

Bardzo obszernie właściwości magnesów, ich parametry i technologię wytwarzania przedstawiono w pracach [21, 22, 30, 43, 51]. Charakterystyki najczęściej stosowanych magnesów ferrytowych i magnesów NdFeB przedstawiono na rys.1.



Rys. 1. Charakterystyki odmagnesowania w różnych temperaturach: a) magnes ferrytowy FXD380, b) magnes neodymowy typu VACODYM 351 HR

Fig. 1. Demagnetization characteristics for different temperatures: a) ferrite magnet FXD380, b) neodymium magnet of VACODYM 351 hr type

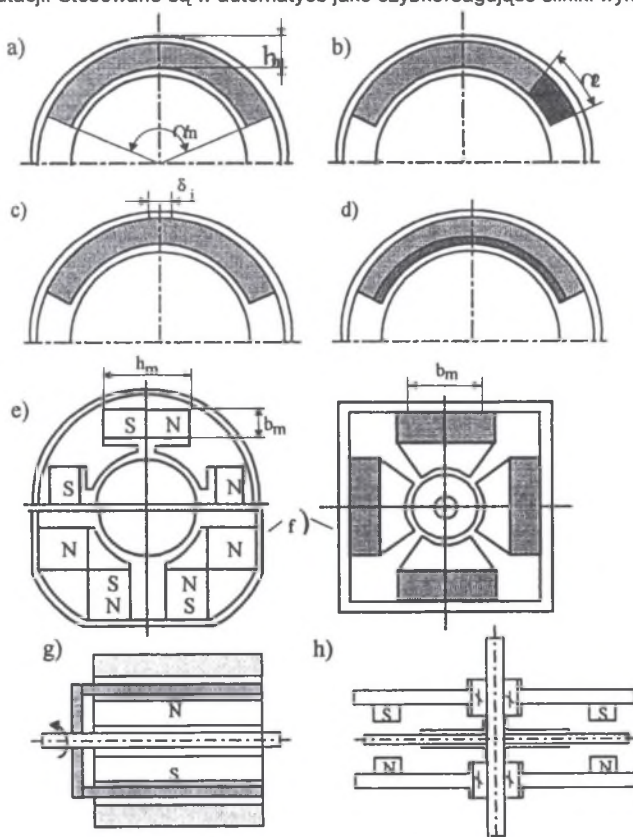
Tabela 1

Dane najczęściej stosowanych magnesów [30]

Material	Cena [zł/kg]	$(BH)_{\max}$ [kJ/m ³]	Gęstość [Mg/m ³]	Masa/J [g/J]	Cena/J [zł/J]
Ferryty	10	29	4,4	152	1,5
Alnico 5	100	45	7,2	160	16
Sm ₂ Co ₁₇	1200	215	8,2	38	45
Nd-Fe-B	500	280	7,4	26	13

3. CHARAKTERYSTYCZNE STRUKTURY OBWODÓW MAGNETYCZNYCH MAGNETOELEKTRYCZNYCH SILNIKÓW PRĄDU STAŁEGO

Na rys.2 zamieszczono charakterystyczne rozwiązania obwodów magnetycznych silników komutatorowych, a na rys.3 silników bezszczotkowych. Spośród produkowanych silników komutatorowych najbardziej rozpowszechniona jest struktura z rys.2a. W Polsce produkcja tych silników wynosi kilka milionów sztuk rocznie. Rozwiązania z rys. 2b...2e charakteryzują się zwiększoną odpornością na odmagnesowanie. Struktura z rys.1e chroni magnesy przed odmagnesowaniem oraz umożliwia zwiększenie wartości momentu przypadającego na jednostkę masy. Nadaje się do magnesów typu Al-Ni-Co. Rozwiązania z koncentratorami strumienia (rys.1e) umożliwiają zwiększenie wartości indukcji w szczelinie, zmniejszenie średnicy i zmniejszenie momentu bezwładności wirnika. Silniki bezżłobkowe (kubkowy – rys.1g i tarczowy – rys.1h) charakteryzują się bardzo małą elektromechaniczną i elektromagnetyczną stałą czasową i bardzo dobrą jakością komutacji. Stosowane są w automatyce jako szybko reagujące silniki wykonawcze.

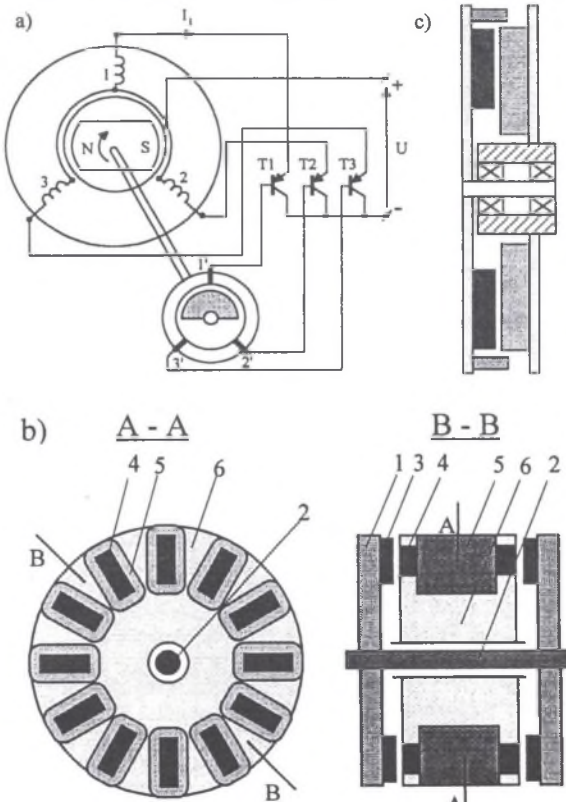


Rys. 2. Szkice charakterystycznych rozwiązań obwodów magnetycznych silników komutatorowych [13, 39]: a) z magnesami segmentowymi, b) z magnesami dwuczęściowymi, c) z jarmem o zwiększonej reluktancji dla strumienia oddziaływania (twornika, d) z nabiegunknikami, e) z magnesami usytuowanymi prostopadle do kierunku promieniowego, f) z koncentratorami strumienia, g) z wirnikiem kubkowym, h) z wirnikiem tarczowym

Fig. 2. Sketches of typical magnetic circuit designs for commutator motors [13, 39] with: a) segment magnets, b) two-part magnets, c) yoke with increased reluctance for armature reaction flux, d) pole shoes, e) magnets situated perpendicular to radial direction, f) flux concentrators, g) cup rotor, h) disk rotor

Rozwój w dziedzinie magnesów trwałych oraz rozwój elektroniki spowodowały rozszerzenie się produkcji silników bezszczotkowych (z komutacją elektroniczną) (rys.3). Zasadę budowy silnika bezszczotkowego przedstawiono na rys.3a.

Na skutek działania na halotrony pola magnetycznego generowane są impulsy napięciowe sterujące pracą komutatora. Zasilane jest to pasmo (pasma) uzwojenia stojana, którego oś jest prostopadła do osi strumienia wytwarzanego przez magnesy wirnika. Kąt między osiami przepływu uzwojenia twornika i strumienia wzbudzenia zmienia się skokowo, co jest przyczyną dużych pulsacji momentu elektromagnetycznego. Przez odpowiednie sterowanie komutatorem, np. przez zastosowanie „komutacji przyspieszonej”, można zmniejszyć tętnienia momentu i prędkości, a zwiększyć ich wartości [10]. Zaletą silników bezszczotkowych jest wysoka sprawność, łatwość sterowania, duża trwałość, prosta budowa i technologia. Wadą są stosunkowo wysokie koszty elementów elektronicznych i pulsacje momentu (rys. 5).



Rys.3. Szkice silników bezszczotkowych: a) zasada konstrukcji i działania silnika [39]; b) szkic silnika bezszczotkowego tarczowego do trakcji bezszynowej [32], 1 – tarcze wirnika, 2 – wałek, 3 – magnesy trwałe, 4 – rdzenie (zęby) elementów stojana, 5 – cewki, 6 – spoiwo (żywica) elementów stojana; c) silnik bezszczotkowy do napędu dysków twardych [27]

Fig. 3. Sketches of brushless motors: a) principle of motor design and operation [39]; b) brushless disk motor for trackless traction [39], 1 – rotor discs, 2 – shaft, 3 – permanent magnets, 4 – stator element core, 5 – coils, 6 – synthetic resin; c) slotless motor for hard disk drives [27]

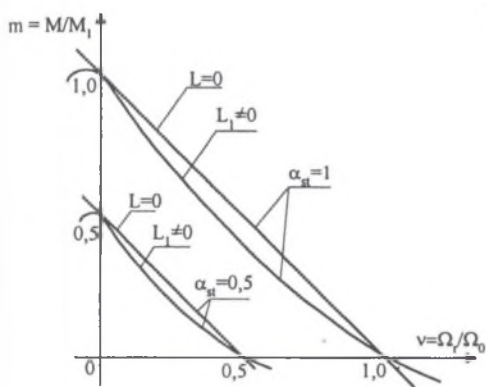
Na rys.3b przedstawiono budowę silnika bezszczotkowego tarczowego. W kraju i za granicą prowadzone są szeroko zakrojone prace [31, 32] nad opracowaniem i zastosowaniem tego typu silników do napędu pojazdów elektrycznych. Takie przeznaczenie silników wymaga zastosowania wysokoenergetycznych magnesów typu NdFeB.

Charakterystyki ruchowe silników bezszczotkowych są podobne do charakterystyk silników komutatorowych obcowzbudnych, ale nieco „zmiękczone” na skutek dużej wartości indukcyjności pasm uzwojenia twornika (rys.4). Duża indukcyjność opóźnia narastanie i zanikanie prądu w przełączanym paśmie, co powoduje zmniejszenie wartości momentu elektromagnetycznego. Zjawisko to jest pomijalnie małe w silnikach bezzłobkowych. Należy tu również wspomnieć o możliwości odmagnesowania magnesów przez składową podłużną przepływu twornika.

Do napędu dysków twardych, dyskietek i innych urządzeń specjalnych stosuje się głównie bezzłobkowe silniki o strumieniu osiowym z komutacją elektroniczną (rys.3c). W stosunku do silników złobkowych o polu promieniowym mają one zdecydowanie mniejsze pulsacje momentu. W celu uzyskania dużej wartości momentu konieczne jest zastosowanie w nich magnesów typu NdFeB [27].

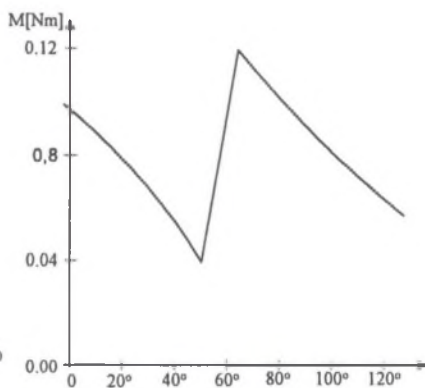
W silnikach o walcowych twornikach złobkowych zmniejszenie pulsacji momentu można uzyskać stosując wąskie „mostki” magnetyczne między biegunami głównymi [27]. Odbywa się to kosztem zmniejszenia strumienia i momentu.

Wirniki silników o strumieniu osiowym do napędu dysków mają kształt cienkiej tarczy. Magnesowane są 8-biegunowo. W napędach przenośnych odtwarzaczy kompaktowych grubość tarczowego magnesu jest porównywalna z grubością kartki papieru [30]. Uzwojenie 3-pasmowe składa się z 6 lub 12 cewek. Wszystkie silniki napędowe w komputerach są zasilane przez układy scalone [27], a praca ma charakter skokowy.



Rys.4. Ilustracja wpływu indukcyjności uzwojenia na charakterystykę mechaniczną silnika bezzłobkowego

Fig. 4. Influence of winding inductance on mechanical characteristic of brushless motor



Rys.5. Moment w silniku bezzłobkowym jako funkcja kąta obrotu wirnika

Fig.5. Brushless motor torque versus rotor rotation angle

4. PROBLEM ODPORNOŚCI NA ODMAGNESOWANIE

Niebezpieczeństwo odmagnesowania magnesów jest jedną z głównych barier, które należy uwzględnić w procesie projektowania i eksploatacji maszyn magnetoelektrycznych. Dla istniejącej maszyny problem sprowadza się do wyznaczenia dopuszczalnej wartości prądu twornika, która nie spowoduje trwałego zmniejszenia strumienia lub do wyznaczenia wartości strumienia po dowolnych przeciążeniach prądowych. Skutki odmagnesowującego działania przepływu twornika zależą od wymiarów i parametrów magnesów, wymiarów i właściwości magnetycznych materiałów zewnętrznego obwodu magnesów, liczby prętów i skrótu uzwojenia twornika oraz od temperatury i wartości prądu twornika.

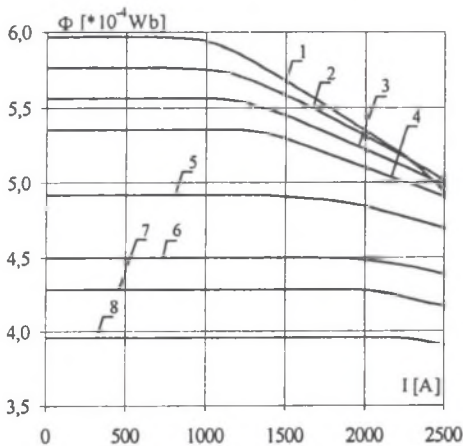
Dostępne programy do analizy pola magnetycznego [18, 38] umożliwiają wyznaczenie rozkładu pola i wartości strumienia magnetycznego w maszynie o zadanej dowolnej wartości prądu twornika, ale nie umożliwiają wyznaczenia wartości strumienia po zaniku odmagnesowującego przeciążenia

prądowego. Lukę tę wypełnia opracowana metoda, algorytm i program do wyznaczania wartości strumienia po dowolnych przeciążeniach prądowych. Przedstawiono ją w pracy [11].

W maszynach magnetoelektrycznych strumień magnetyczny i odporność na od magnesowanie zależą od temperatury magnesów, a parametry ruchowe również od temperatury uzwojenia twornika. Temperatura magnesów i temperatura uzwojenia zależą z kolei od temperatury otoczenia i wartości strat mocy w maszynie. Temperatura otoczenia może zmieniać się w szerokich granicach. Przykładowo dla rozruszników samochodowych zawiera się w przedziale (-40)...150°C. W podobnym przedziale może się zmieniać temperatura magnesów. Wraz ze zmianą temperatury zmieniają się parametry magnesów, wartość strumienia i odporność na od magnesowanie. Dlatego algorytm obliczeń ciepłych silników należy włączyć w procedurę obliczeń elektromagnetycznych maszyny i uwzględnić wpływ temperatury na parametry magnesów.

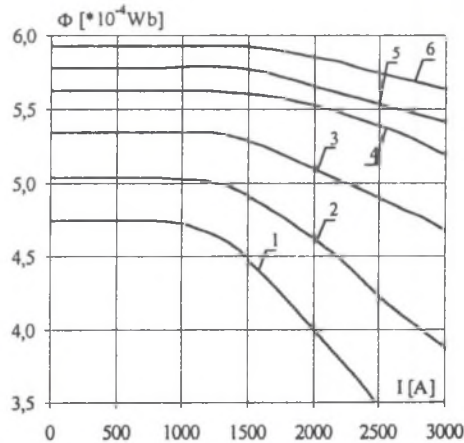
Algorytm taki oraz wyniki obliczeń zamieszczono w pracy [16].

Charakterystyki od magnesowania magnesów w różnych temperaturach zamieszczono na rys.1. Na rys.7 zamieszczono charakterystyki określające wartość strumienia po zaniku prądu o różnych wartościach w maszynie z magnesami o różnej wysokości, a na rys.6 w różnych temperaturach pracy magnesów. Rys.6 i 7 dotyczą rozrusznika samochodowego, o prądzie znamionowym $I_n = 550A$ i prądzie zwarcia $I_z = 1050A$ [14], wzbudzanego magnesami ferrytowymi.



Rys. 6. Charakterystyki określające wartość strumienia magnetycznego po zaniku prądu o różnej wartości w różnych temperaturach θ :
1 - (-40)°C, 2 - (-20)°C, 3 - 0°C, 4 - 20°C,
5 - 60°C, 6 - 100°C, 7 - 120°C, 8 - 150°C.

Fig. 6. Flux after decay of current overloads in machine with different working temperatures of magnets
9: 1 - (-40)°C, 2 - (-20)°C, 3 - 0°C, 4 - 20°C,
5 - 60°C, 6 - 100°C, 7 - 120°C, 8 - 150°C.



Rys. 7. Charakterystyki określające wartość strumienia magnetycznego po zaniku prądu o różnych wartościach w maszynie z magnesami o różnej wysokości:
1 - $h_m=4mm$, 2 - $h_m=5mm$, 3 - $h_m=6,4mm$,
4 - $h_m=8mm$, 5 - $h_m=9mm$, 6 - $h_m=10mm$.

Fig. 7. Characteristic curves representing flux value after decay of current overloads in machine with magnets of different heights:
1 - $h_m=4mm$, 2 - $h_m=5mm$, 3 - $h_m=6,4mm$,
4 - $h_m=8mm$, 5 - $h_m=9mm$, 6 - $h_m=10mm$.

Z analizy przeprowadzonych badań zjawiska od magnesowania wynika, że wymaganą odporność na od magnesowanie można uzyskać przez dobór odpowiedniej liczby par biegunów, dobór odpowiedniego gatunku magnesów oraz dobór ich odpowiedniej wysokości. Zwiększenie liczby par biegunów powoduje, że od magnesowujący przepływ twornika w obszarze jednego magnesu ulega zmniejszeniu.

Dopuszczalna wartość prądu nie powodującego od magnesowania magnesów jest praktycznie proporcjonalna do ich wysokości h_m . Strumień i moment elektromagnetyczny zależą od wysokości magnesów w zdecydowanie mniejszym stopniu niż odporność na od magnesowanie (rys. 7).

W maszynach z magnesami ferrytowymi problem zapewnienia odporności na od magnesowanie występuje w ujemnych temperaturach pracy. Przykładowo odporność na od magnesowanie w

temperaturze $(-40)^{\circ}\text{C}$ jest trzykrotnie mniejsza niż w temperaturze 150°C (rys. 6). Odwracalne zmiany strumienia spowodowane zmianą temperatury w stanie bezprądowym w zakresie $(-40)\dots 150^{\circ}\text{C}$ wynoszą około 50% (rys. 6).

W maszynach z magnesami neodymowymi problem odporności na odmagnesowanie występuje w stanie nagrzanym. W zależności od składu i technologii wykonania magnesów ich maksymalna dopuszczalna temperatura pracy [51] zawiera się w przedziale $100\dots 150^{\circ}\text{C}$.

Odporność maszyny na odmagnesowanie można zwiększyć również przez odpowiednie ukształtowanie obwodu magnetycznego:

– zastosowanie jarzma stojana o zwiększonej reluktancji (rys.2c) umożliwi zwiększenie przeciążeń prądowych nie powodujących odmagnesowania o 50–80% przy zmniejszeniu strumienia nie przekraczającym 0,5–2%,

– zastosowanie magnesów dwuczęściowych (rys.2b)(feryt+feryt) umożliwi uzyskanie wymaganej odporności na odmagnesowanie i jednocześnie uzyskanie większej wartości strumienia. Odmagnesowywany kraniec magnesu (obszar kąta α_2) jest wykonany z materiału o większej odporności na odmagnesowanie, a pozostała część z materiału o większej indukcji remanentu,

– najbardziej skutecznym sposobem zwiększenia odporności na odmagnesowanie jest zastosowanie nabiegunków (rys.2d). Odbywa się to praktycznie bez zmniejszenia wartości strumienia magnetycznego. Kosztem jest zwiększenie masy, wymiarów zewnętrznych maszyny i nieznaczne zmniejszenie sprawności spowodowane stratami wiroprądowymi w nabiegunkach.

Obszerną analizę wpływu struktury obwodu magnetycznego i rodzaju magnesu na parametry maszyn zamieszczono w pracach [1, 13, 21, 39, 42, 50].

5. ZAGADNIENIE OPTIMALIZACJI

Maszyny o magnesach trwałych są produkowane wielkoseryjnie. Uruchomienie produkcji nowego wyrobu powinno być poprzedzone jego optymalizacją. Dotychczas nie ma uniwersalnej metody rozwiązania zagadnienia optymalizacji maszyn elektrycznych [9]. Rozwijane są metody przystosowane do optymalizacji poszczególnych rozwiązań konstrukcyjnych [12, 29, 31]. Optymalizacja może być przeprowadzona według następujących kryteriów:

- minimum kosztów wyprodukowania i użytkowania silnika – K_{\min} ,
- minimum masy materiałów czynnych elektromagnetycznie – G_{\min} ,
- minimum kosztów materiałów czynnych elektromagnetycznie – K_c_{\min} ,
- maksimum momentu przypadającego na jednostkę masy – $(M/G)_{\max}$,
- minimum kosztów materiałów czynnych elektromagnetycznie przypadających na jednostkę $M/G - (K_c \cdot G/M)_{\min}$,
- maksimum sprawności – η_{\max} .

Zastosowanie kryterium „a” jest wskazane przy optymalizacji maszyn o możliwych do określenia kosztach eksploatacji. Najbardziej miarodajnym kryterium wykorzystania objętości maszyny jest kryterium „d”. Z punktu widzenia interesów producenta ważne są kryteria „b, c, e”.

Proces optymalizacji maszyn o magnesach trwałych jest złożony, gdyż wymaga włączenia obliczeń cieplnych w procedurę obliczeń optymalizacyjnych i uwzględnienia wpływu temperatury na zmiany parametrów magnesów i odporność na odmagnesowanie. Konieczne jest spełnienie wielu ograniczeń. Po wyznaczeniu ekstremum globalnego zadanej funkcji celu i wyznaczeniu wymiarów optymalnych zwykle zachodzi konieczność odstępstwa od niektórych z nich. Wynika to ze względów normalizacyjnych, technologicznych lub unifikacyjnych.

Wyniki obliczeń optymalizacyjnych silnika komutatorowego o magnesach trwałych zamieszczono w pracy [12]. Zilustrowano tam również skutki odstępstwa od wymiarów optymalnych na moment użyteczny, prędkość obrotową, sprawność, przyrosty temperatur i koszty.

W silnikach o szerokim zakresie regulacji prędkości obrotowej, co zwykle występuje w praktyce, wymiary optymalne obwodu elektromagnetycznego są różne dla różnych obszarów prędkości. Projektowana konstrukcja jest wówczas rozwiązaniem kompromisowym wynikającym z konieczności spełnienia wymogów w całym obszarze pracy silnika. Możliwość wyznaczenia skutków odstępstwa od wymiarów optymalnych ułatwia projektującemu świadomy wybór rozwiązania kompromisowego.

W pracy [29] przedstawiono procedurę oraz obszerne wyniki obliczeń optymalizacyjnych bezszczotkowego silnika prądu stałego przeznaczonego do napędu samochodu.

Wyniki obliczeń optymalizacyjnych wymiarów magnesów w silnikach bezszczotkowych tarczowych zamieszczono w pracach [31, 32], a w silniku walcowym w pracy [8].

6. ZASILANIE SILNIKÓW Z PROSTOWNIKÓW STEROWANYCH

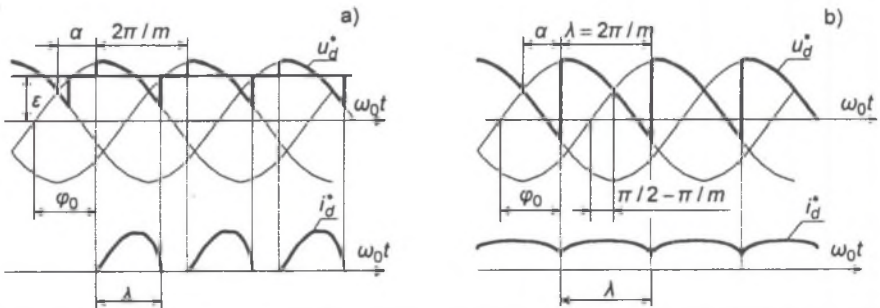
6.1. Charakterystyki statyczne układu prostownik-silnik

Układy napędowe z silnikami komutatorowymi większej mocy zasilane są najczęściej ze sterowanych prostowników tyrystorowych. Stosowane są prostowniki tyrystorowe nawrotne jedno- lub trójfazowe o strukturze mostkowej przeciwpróbnoległej, czasami układy nawrotne trój- lub sześciopulsowe o strukturze z przewodem neutralnym i transformatorem połączonym w zygzak lub sześciofazową gwiazdę. Prostowniki jednokierunkowe (nienawrotne) stosowane są w układach napędowych nie wymagających zmiany kierunku momentu silnika i najczęściej wykonywane są jako półsterowne lub z diodą rozładowniczą [4, 37, 44].

W nowszych rozwiązaniach najczęściej stosowany jest system sterowania rozdzielnego grupami prostowników (bez prądów wyrównawczych), co okupione jest nieznacznym pogorszeniem właściwości dynamicznych i większą komplikacją układu sterowania przekształtnikami [4,49].

Dla małych wartości indukcyjności obwodu twornika w stosunku do jego rezystancji (mała elektromagnetyczna stała czasowa twornika) w układzie pojawia się znacząca strefa przewodzenia przerywanego.

Przebiegi napięcia wyjściowego u_d^* i prądu i_d^* m-pulsowego prostownika sterowanego zasilanego z sieci o nieskończenie dużej mocy (natychmiastowa komutacja) dla kąta sterowania α w zakresie prądów przerywanych i ciągłych przedstawiono na rys 8.



Rys. 8. Przebiegi prądu i napięcia twornika dla zasilania z prostownika sterowanego: a) przewodzenie przerywane; b) przewodzenie ciągłe

Fig. 8. Armature current and voltage transients for motor supplied from controlled rectifier: a) intermittent conduction, b) continuous conduction

Przebiegi prądów i napięć w układzie wygodnie jest wyrazić w jednostkach względnych

$$i^* = iR_T / U_m; \quad u^* = u / U_m; \quad \varepsilon = E_{Tn} / U_m \quad (1)$$

gdzie: R_T - rezystancja twornika, U_m - maksymalna wartość napięcia fazowego dla układów z przewodem neutralnym i międzyfazowego dla układów mostkowych, E_{Tn} - znamionowa SEM twornika.

Schemat zastępczy silnika magnetoelektrycznego zasilanego z prostownika nawrotnego przedstawiono na rys. 9a, a jego schemat strukturalny na rys. 9b, gdzie oznaczono:

$T_E = L_T / R_T$; $T_M = J R_T / (C \Phi)^2$ - elektromagnetyczna i elektromechaniczna stałe czasowe, L_T - indukcyjność twornika, C - stała silnika, Φ - strumień silnika, I_0^* - prąd obciążenia statycznego silnika, P, L - umyślne łączniki przewodzenia grup „w prawo” i „w lewo”. W przypadku sterowania

bez prądów wyrównawczych w stanie przewodzenia może się znajdować tylko jeden łącznik (funkcja komutacyjna łączników spełnia zależność negacji $P = \bar{L}$).

W trakcie przewodzenia przerywanego prądu klucze K1 i K2 są załączone na odcinku odpowiadającym kątowni przewodzenia $\lambda < 2\pi/m$ (rys.8), natomiast dla przewodzenia ciągłego $\lambda = 2\pi/m$ są zamknięte na stałe. Odpowiada to działaniu na układ sygnału napięcia wyrażonego w jednostkach względnych.

$$u_d^* = \sin(\omega_0 t + \phi_0) - \varepsilon(t) \text{ dla } 0 \leq t \leq \lambda / \omega_0 ;$$

$$u_d^* = 0 \text{ dla } \lambda / \omega_0 \leq t \leq 1, \tag{2}$$

Analizę układu prostownik-silnik przeprowadza się przy założeniu, że na odcinku czasowym dyskretyzacji pracy prostownika (okres jednego pulsu) siła elektromotoryczna silnika jest stała w czasie $\varepsilon = \text{const}$.

Wówczas można otrzymać jawną zależność siły elektromotorycznej od kąta sterowania prostownika i kąta przewodzenia prądu $\varepsilon = f(\phi_0, \lambda)$

$$\varepsilon = \cos \Theta \frac{e^{-m\lambda/2\pi} \sin(\lambda + \phi_0 - \Theta) - \sin(\phi_0 - \Theta)}{e^{-m\lambda/2\pi} - 1} \tag{3}$$

gdzie: $\Theta = \arctg \omega_0 T_E$; $\phi_0 = \alpha + (\pi/2 - \pi/m)$ - kąt wyzwalań liczony od punktu przejścia napięcia przez zero.

Średnia wartość prądu wyjściowego prostownika w okresie jednego pulsu pracy wynosi

$$I_d^* = \int_0^\lambda i^* d(\omega_0 t) = \frac{1}{2\pi} [\cos \phi_0 - \cos(\phi_0 + \lambda) - \varepsilon \lambda] . \tag{4}$$

W stanie ustalonym średnia, względna wartość prądu prostownika równa jest wartości prądu statycznego obciążenia silnika $I_d^* = I_0^*$.

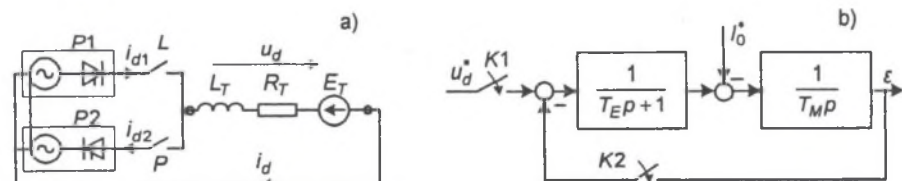
Natomiast średnia, względna wartość napięcia prostownika wynosi:

$$U_d^* = \int_0^\lambda \sin(\omega_0 t + \phi_0) d(\omega_0 t) + \int_\lambda^{2\pi/m} \varepsilon d(\omega_0 t) = I_d^* + \varepsilon . \tag{5}$$

Dla stanu pracy z prądami ciągłymi kąt przewodzenia $\lambda = 2\pi/m$ i wówczas względna wartość napięcia prostownika wyniesie

$$U_d^* = \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} \cos \alpha = U_{d0}^* \cos \alpha = U_{d0}^* \sin \nu \tag{6}$$

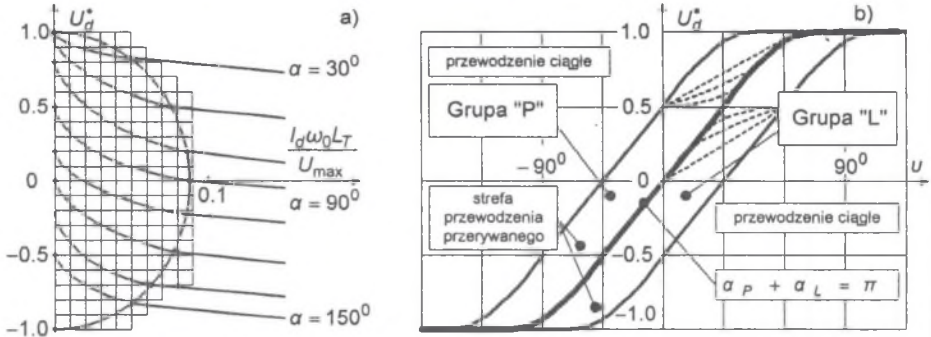
gdzie: $U_{d0}^* = m/\pi \sin \pi/m$ - względna wartość napięcia prostownika przy kącie sterowania $\alpha = 0$; $\nu = (\pi/2 - \alpha)$ - kąt sterowania liczony od punktu, dla którego $U_d^* = 0$, ($\alpha = \pi/2$).



Rys.9. Schemat zastępczy układu prostownika nawrotnego - a); schemat strukturalny silnika - b)
 Fig.9. Equivalent diagram of reversing rectifier - a), structural diagram of motor - b)

Z zależności (3) po podstawieniu $\lambda = 2\pi/m$ można uzyskać równanie granicy prądów ciągłych i prądów przerywanych. Granica prądów przerywanych zbliżona jest kształtem do elipsy. W obszarze prądów ciągłych charakterystyki zewnętrzne prostownika są liniami prostymi. Równania charakterystyk zewnętrznych prostownika sterowanego zdecydowanie upraszczają się przy

założeniu, że $\omega_0 L_T \gg R_T$; $\Theta \rightarrow \pi/2$. Charakterystykę zewnętrzną prostownika 6-pulsowego przedstawiono na rys.10.a. Natomiast na rysunku 10.b. zamieszczono charakterystyki sterowania prostownika nawrotnego pracującego bez prądów wyrównawczych (sterowanie rozdzielne) dla przypadku gdy kąty sterowania prostownikami „P” i „L” spełniają warunek $\alpha_P + \alpha_L = \pi$.



Rys.10. Charakterystyka zewnętrzna – a) i charakterystyka sterowania prostownika – b)
Fig.10. External (a) and control (b) characteristics of rectifier

Istnienie strefy prądów przerywanych prowadzi do znacznego zmniejszenia sztywności charakterystyk zewnętrznych prostownika, co można scharakteryzować pojawieniem się pozornej (fikcyjnej) rezystancji wewnętrznej prostownika.

$$R_F = \frac{dU_d}{dI_d} = \frac{4\pi\omega_0 L_T}{m\lambda^2} \quad (7)$$

Wartość rezystancji R_F w zdecydowany sposób zależy od kąta przewodzenia λ i zmienia się w zakresie od $R_F = \infty$ dla $\lambda = 0$ do $R_F = (m/\pi)\omega_0 L_T$ dla $\lambda = 2\pi/m$ (przewodzenie graniczne).

W punkcie pracy na granicy przewodzenia przerywanego i ciągłego rezystancja $R_F > R_T$, w związku z czym charakterystyka zewnętrzna prostownika posiada w tym miejscu ostrze.

Zasilanie silnika z prostownika sterowanego prowadzi do znaczącego wzrostu falistości (pulsacji) prądu twornika spowodowanego wyższymi harmonicznymi napięcia wyjściowego. Dla pełnosterownych układów mostkowych i układów z przewodem neutralnym względną zawartość amplitudy wyższych harmonicznymi napięcia określa zależność

$$\frac{U_{d,k}}{U_{d0}} = \frac{2 \cos \alpha}{k^2 m^2 - 1} \sqrt{1 + k^2 m^2 \operatorname{tg}^2 \alpha} \quad (8)$$

gdzie: $U_{d,k}$ - maksymalna wartość k-tej harmonicznymi napięcia wyjściowego prostownika.

Największą wartość osiąga pierwsza harmoniczna ($k = 1$) dla kąta sterowania $\alpha \approx \pi/2$.

Zależność (8) umożliwia określić pulsacje prądu twornika i wyznaczyć wymaganą wartość dodatkowych indukcyjności włączanych w obwód w celu ograniczenia pulsacji prądu do dopuszczalnych wartości. Szerokość strefy prądów przerywanych dla magnetoelektrycznych silników małej i średniej mocy nawet dla 6-pulsowych prostowników jest względnie duża i na przykład dla silnika K7707 (produkcji WAMEL) stosowanego w obrabiarkach wynosi ok.10 A, to jest nieco ponad jego wartość znamionową.

6.2. Adaptacyjne układy regulacji prądu twornika

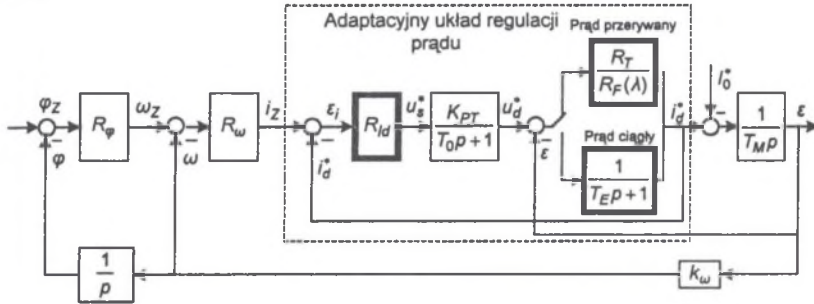
W zakresie pracy z prądami przerywanymi dla liniowych przebiegów napięć układu sterowania fazowo-impulsowego wzmocnienie prostownika $K_{PT} = du_d^*/du_s^*$ pozostaje praktycznie stałe, a średnia wartość prądu twornika ustala się w trakcie jednego pulsu. Dla przyjętego liniowego,

ciągłego modelu prostownik jest członem proporcjonalnym, natomiast obwód twornika można przedstawić członem bezinercyjnym o zmiennym współczynniku wzmocnienia proporcjonalnym do $1/R_F(\lambda)$.

Po przejściu do zakresu pracy z prądami ciągłymi wzmocnienie prostownika znacznie wzrasta i zależy nieliniowo od kąta sterowania $K_{PT} = K_{PTMAX} \sin \alpha$. Maksymalne wzmocnienie prostownika ma miejsce dla kąta sterowania $\alpha = \pi/2$. Rezystancja obwodu twornika pozostaje stała równa R_T . Ujawnia swoje działanie również elektromagnetyczna stała czasowa obwodu twornika T_E .

W celu zachowania porównywalnej, dużej dynamiki regulacji prądu twornika dla zakresu prądów przerywanych i ciągłych stosuje się adaptacyjne układy regulacji prądu. Adaptacja ma na celu zarówno skompensowanie zmian struktury samego obiektu regulacji (bezinercyjny dla prądów przerywanych, inercyjny pierwszego rzędu dla prądów ciągłych), jak również zmian parametrów układu w trakcie pracy ze stałą strukturą.

Uproszczony schemat strukturalny układu napędowego z zewnętrznym obwodem regulacji położenia i prędkości i wewnętrznym obwodem adaptacyjnej regulacji prądu przedstawiono na rys.11.



Rys.11. Schemat strukturalny układu napędowego z adaptacyjnym regulatorem prądu
Fig.11. Structural diagram of drive system with adaptive current controller

W układach regulacji prądu stosuje się różne metody adaptacji. W zależności od sposobu dostosowania się układów do różnych warunków pracy rozróżnia się dwie podstawowe metody adaptacji:

- układy adaptacyjne zmieniające strukturę przy przejściu z zakresu pracy z prądami przerywanymi do pracy z prądami ciągłymi. Regulatory tego typu dzielą się na układy reagujące na chwilową, lub średnią wartość prądu. Układy zmieniające strukturę noszą nazwę układów aktywnych,
- układy o nieziennej (stałej) strukturze, dla których adaptację osiąga się działaniem odpowiednich sprzężeń zwrotnych. Układy o stałej strukturze noszą nazwę układów pasywnych.

W układach wymagających dużej dynamiki regulacji wprowadza się dodatkowo sprzężenie kompensujące oddziaływanie siły elektromotorycznej twornika na proces regulacji prądu.

W przypadku najczęściej stosowanej optymalizacji obwodu według kryterium modułu regulator prądu powinien być typu PI dla zakresu prądów ciągłych

$$W_{R_{Id}}^c(p) = \frac{K_{PT} T_E}{2T_0} \left(1 + \frac{1}{T_E p}\right) \quad (9)$$

i typu I dla zakresu prądów przerywanych.

$$W_{R_{Id}}^p(p) = \frac{2R_\lambda T_0}{R_T K_{PT}} \frac{1}{p} \quad (10)$$

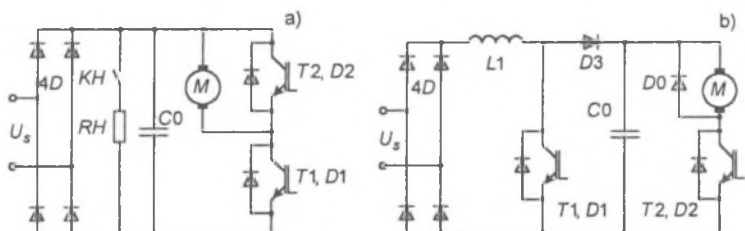
Jak wynika z zależności (9) i (10), wzmocnienie regulatora prądu również powinno ulegać zmianom w zależności od zmian wzmocnienia przekształtnika K_{PT} , dla prądów ciągłych, oraz umyślnej rezystancji R_λ , dla prądów przerywanych.

7. ZASILANIE Z PRZEKSZTAŁTNIKÓW IMPULSOWYCH

Zastosowanie przekształtników impulsowych, pracujących najczęściej z dużą częstotliwością modulacji, do zasilania silników magnetoelektrycznych powoduje zdecydowaną poprawę własności statycznych i dynamicznych układu napędowego. Wraz ze wzrostem częstotliwości modulacji zmniejszeniu ulegają również straty „pulsacyjne” w silniku spowodowane odkształconym charakterem prądu twornika. Z tego powodu częstotliwość modulacji tranzystorowych układów małej i średniej mocy wybierana jest na poziomie od kilku do kilkudziesięciu kHz. Układy tyrystorowe większych mocy pracują z mniejszymi częstotliwościami modulacji.

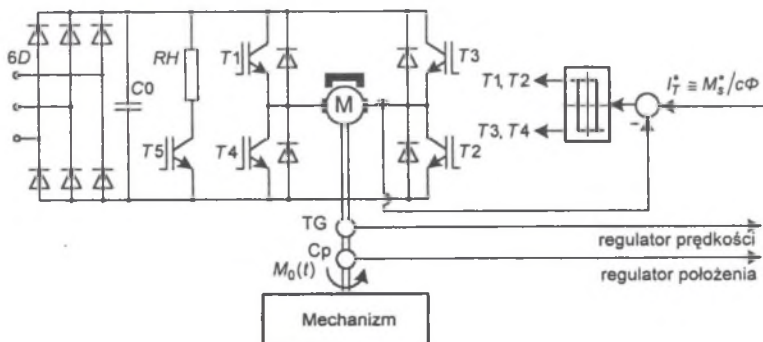
Na rys.12 przedstawiono nienawrotne układy małej mocy zasilane z jednofazowej sieci prądu przemiennego przez niesterowany prostownik 4D. Układ z rys.12a umożliwia pracę w zakresie silnikowym i hamowania (układ dwukwadrantowy). Wadą układu jest odkształcony, impulsowy przebieg prądu pobieranego z sieci. Układ z rys.12b wyposażony jest w podwyższający przekształtnik wejściowy L1, T1, D3 zapewniający pobór praktycznie sinusoidalnego prądu z sieci zasilającej, oraz jednokwadrantowy, obniżający napięcie przekształtnik impulsowy T2, D2, D0.

Układy nawrotne pracujące w dużym zakresie regulacji prędkości oraz zapewniające dużą dynamikę regulacji momentu, prędkości i położenia wykonywane są jako układy mostkowe (rys. 13). W zależności od sposobu sterowania tranzystorami mostka T1–T4 napięcie twornika ma kształt jedno- lub dwupolarnych impulsów o amplitudzie określonej napięciem kondensatora filtra C0. Układy większych mocy zasilane są najczęściej z sześciopulsowego prostownika niesterowanego przez filtr pojemnościowy. W trakcie intensywnego hamowania napędu energia wydzielana jest w rezystorze hamowania RH załączanym tranzystorem T5.



Rys.12. Tranzystorowe impulsowe układy napędowe małej mocy: a) układ dwukwadrantowy, b) układ z przekształtnikiem wejściowym

Fig. 12. Transistor low-power impulse drive systems: a) biquadratic system, b) system with input converter



Rys. 13. Nawrotny przekształtnik impulsowy z histerezowym regulatorem prądu

Fig. 13. Reversing impulse converter with hysteresis current controller

Średnia wartość napięcia wyjściowego przekształtnika impulsowego w zakresie prądów ciągłych określona jest współczynnikiem wypełnienia impulsów $\gamma = t_p/T_0$ i zależy od sposobu modulacji. Dla jednopolarnej modulacji wynosi

$$U_T = \frac{t_p}{T_0} U_0 = \gamma U_0, \tag{11}$$

natomiast dla dwupolarnej modulacji

$$U_T = U_0(2\gamma - 1) \tag{12}$$

gdzie: $T_0 = t_p + t_w$ - okres modulacji, t_p, t_w - czas przewodzenia i wyłączenia łącznika przekształtnika impulsowego, U_0 - napięcie obwodu pośredniczącego (kondensatora filtra).

Dla realnych częstotliwości modulacji i elektromagnetycznej stałej czasowej obwodu twornika amplituda tętnień prądu przy modulacji jedno- i dwupolarnej wynosi odpowiednio

$$\Delta I_{T1} = \frac{U_0}{f_0 L_T} \gamma(1 - \gamma), \tag{13}$$

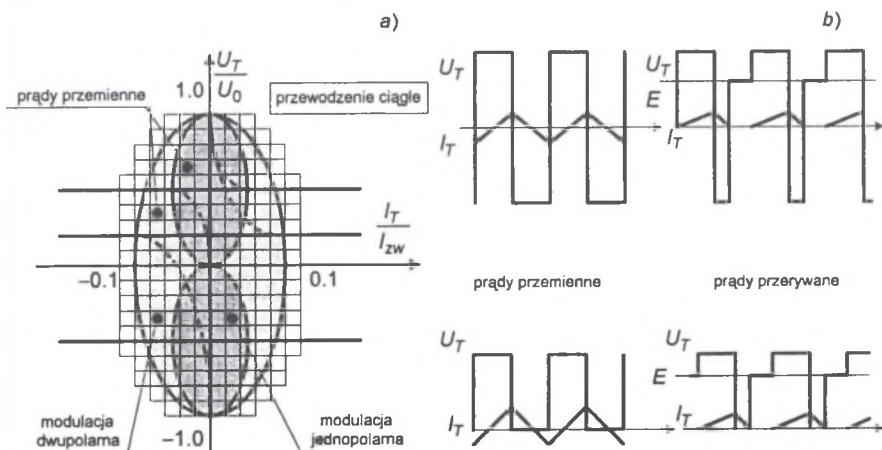
$$\Delta I_{T2} = \frac{2U_0}{f_0 L_T} \gamma(1 - \gamma) \tag{14}$$

gdzie: $f_0 = 1/T_0$ - częstotliwość modulacji przekształtnika, L_T - indukcyjność obwodu twornika.

Maksymalne wartości tętnień prądu występują dla współczynnika wypełnienia impulsów $\gamma = 0.5$. Przy modulacji dwupolarnej są dwukrotnie wyższe niż przy od modulacji jednopolarnej.

$$\Delta I_{T1MAX} = \frac{U_0}{4f_0 L_T} = 0.5 I_{T2MAX}. \tag{15}$$

Jeżeli średnia wartość prądu twornika jest większa od połowy amplitudy tętnień, to napęd pracuje w zakresie prądów ciągłych bez względu na sposób sterowania tranzystorami przekształtnika. Natomiast dla średnich wartości prądów twornika mniejszych od połowy amplitudy pulsacji $I_T < 0.5 \Delta I_T$ napęd, w zależności od sposobu sterowania tranzystorami, pracuje w zakresie prądów przerywanych lub przemiennych. Charakterystyki zewnętrzne układu napędowego w jednostkach względnych przedstawiono na rys. 14a, a przebiegi czasowe napięcia i prądu w układzie dla różnych sposobów sterowania na rys. 14b.



Rys. 14. Charakterystyki zewnętrzne przekształtnika impulsowego – a), przebiegi czasowe napięcia i prądu – b)
 Fig. 14. External characteristics of impulse converter a), voltage and current traces b)

Z zależności (15) można określić maksymalną wartość pulsacji prądu w przypadku stałej częstotliwości modulacji f_0 , lub dla stałej wartości pulsacji prądu ΔI_T częstotliwość modulacji dla różnych stanów pracy. Ten przypadek ma miejsce w układzie z histerezowym regulatorem prądu (rys.13).

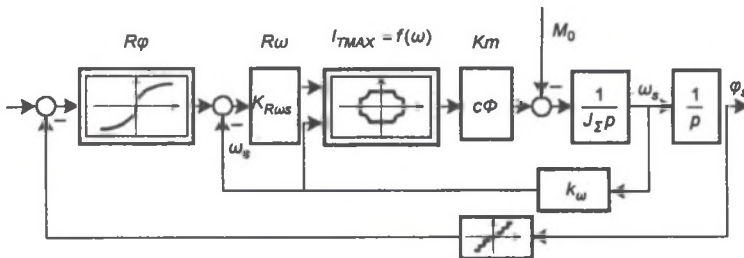
Zastosowanie jednopolarnej modulacji napięcia wyjściowego prowadzi do czterokrotnego zmniejszenia strat w miedzi silnika spowodowanych tętnieniami prądu twornika w porównaniu z modulacją dwupolarną przy tej samej częstotliwości modulacji. Modulacja tego typu jest szczególnie korzystna w układach średniej i dużej mocy.

Modulacja dwupolarna stosowana jest w układach małych mocy o dużych wymaganiach dynamicznych.

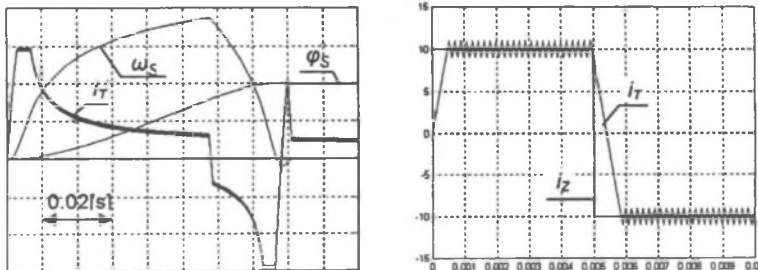
Układy, w których występują stany prądów przerywanych, mają gorszą dynamikę regulacji i stosowane są w układach napędowych o małych wymaganiach.

Uproszczony schemat strukturalny serwonapędu z silnikiem wzbudzonym magnesami trwałymi zasilanego z przekształtnika impulsowego przedstawiono na rys.15. Układ stanowią: nieliniowy „paraboliczny” regulator położenia $R\phi$, podrzędny regulator prędkości $R\omega$, wewnętrzny, histerezowy regulator prądu wraz z układem zależnego od prędkości kątowej silnika ograniczenia maksymalnego prądu twornika $I_{TMAX} = f(\omega)$. Zależne ograniczenie prądowe ma na celu zapewnienie poprawnej komutacji silnika w różnych stanach pracy. Paraboliczny regulator położenia zapewnia wysoką jakość pozycjonowania napędu.

Na rys. 16a przedstawiono symulacyjne przebiegi chwilowej wartości prądu w początkowym okresie rozruchu układu napędowego [7], a na rysunku 16b przebiegi w układzie w czasie procesu przejściowego po skokowym zadaniu kąta obrotu silnika $\phi_s^* = 4[\text{rad}]$. Moment statyczny na wale silnika jest równy zero. Zastosowanie nadążnego, histerezowego regulatora prądu pracującego z dużą częstotliwością modulacji pozwala na rozszerzenie pasma przenoszonych częstotliwości przez wewnętrzny układ regulacji momentu, a tym samym zdecydowanie poprawiają się własności statyczne i dynamiczne nadrzędnych obwodów regulacji prędkości i położenia.



Rys.15.Schemat funkcjonalny serwonapędu z silnikiem zasilanym z przekształtnika impulsowego
Fig.15. Functional diagram of servodrive with permanent-magnet motor supplied from impulse converter



Rys. 16. Przebiegi prądu, prędkości i kąta w układzie serwonapędu pozycyjnego
Fig. 16. Current, speed and angle transients for position drive system

8. UKŁADY Z SILNIKAMI BEZSZCZOTKOWYMI

Układy z silnikami bezszczotkowymi mają różne nazwy: silnik synchroniczny o polu trapezoidalnym (PMSM), lub bezszczotkowy silnik prądu stałego BLDC [24,44]. Do zasilania tego typu silników stosuje się przekształtniki częstotliwości o strukturze falownika prądu lub napięcia.

Silniki te dzięki małemu, w porównaniu z silnikami prądu stałego, momentowi bezwładności wirnika i wektorowym sposobom sterowania wykazują doskonałe właściwości regulacyjne i dynamiczne [24,35,47]. Są szeroko stosowane w serwonapędach robotów przemysłowych, obrabiarek, urządzeniach precyzyjnych oraz jako silniki napędowe różnego typu pojazdów [28]. Wykorzystuje się je również jako generatory energii elektrycznej w urządzeniach autonomicznych.

W zależności od charakteru rozkładu pola w szczelinie powietrznej stosowane są różne sposoby śledzenia położenia wirnika. W silnikach z rozkładem trapezoidalnym stosowany jest dyskretny (co 60° elektrycznych) sposób pomiaru położenia, natomiast w silnikach z rozkładem sinusoidalnym stosuje się układy ciągłego pomiaru położenia wirnika, najczęściej za pomocą resolvera.

Maszyny z idealnie trapezoidalnym polem wymagają prostokątnego kształtu przebiegu prądu uzwojeń, co umożliwiłoby zmniejszenie pulsacji momentu elektromagnetycznego. Przekształtnik zasilający silnik musi wówczas spełniać rolę sterowanego źródła prądowego formującego wymagany kształt przebiegu prądu. W rzeczywistości rozkład pola odbiega od trapezoidalnego. W celu zmniejszenia pulsacji momentu, kształt prądu również powinien odbiegać od prostokątnego. Tego typu sterowanie silnikiem wymaga jednak ciągłego pomiaru położenia wirnika i zbliża się strukturą funkcjonalną do sterowania silnikami z sinusoidalnym rozkładem pola.

Układy sterowania silnikami bezszczotkowymi składają się najczęściej ze struktury wewnętrznej, zawierającej modulator napięcia falownika MSI i układ regulacji prądów fazowych oraz struktury zewnętrznej zawierającej układ regulacji prędkości, położenia oraz zadajnik trajektorii położenia serwomechanizmu. W układach służących tylko do regulacji prędkości, układ regulacji położenia i zadajnik trajektorii nie występują. Układy regulacji prądu dzielą się zasadniczo na dwa rodzaje:

a) układy z liniowymi regulatorami prądu (np. PI) sterującymi sygnałami wejściowymi modulatorów MSI,

b) układy nieliniowe z histerezowymi regulatorami prądu [34, 35].

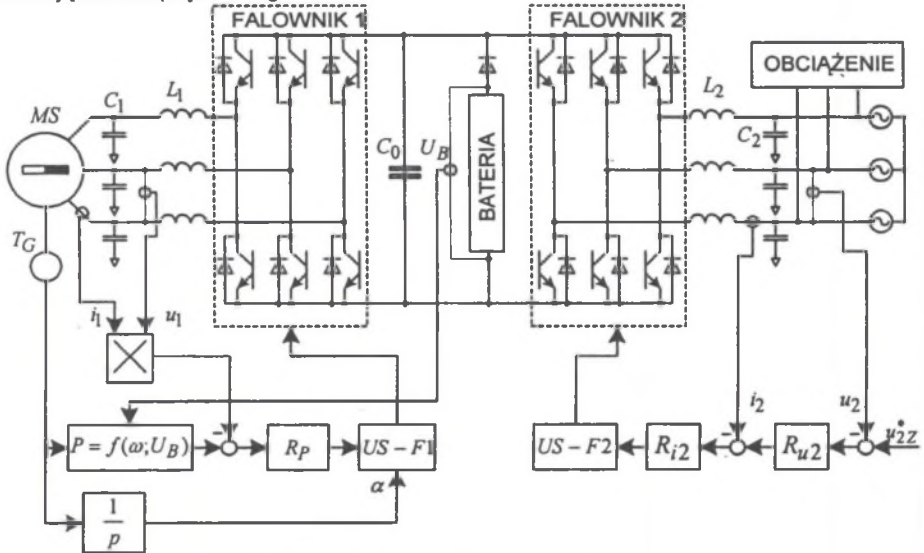
Zaletą układów liniowych jest stała częstotliwość modulacji zapewniająca zdeterminowaną zawartość wyższych harmonicznych w napięciu wyjściowym falownika (modulacja synchroniczna). Ich wadą jest niepełne wykorzystanie napięcia obwodu pośredniczącego falownika w liniowym zakresie modulacji oraz nieliniowość sterowania w zakresie nadmodulacji [37]. Istotną wadą układów liniowych regulatorów prądów fazowych jest ich duża wrażliwość na zakłócenia parametryczne i sygnałowe (głównie SEM rotacji). Układy nieliniowe z regulatorami histerezowymi pracują w trybie ruchu ślizgowego i są mało wrażliwe na zakłócenia parametryczne i sygnałowe [5, 17, 48]. Ich wadą jest zmienna częstotliwość modulacji, co może być przyczyną wystąpienia niepożądanych harmonicznych w przebiegu napięcia i prądu falownika (modulacja asynchroniczna). W celu eliminacji tego zjawiska często wprowadza się modulację nadążną prądu z wymuszoną częstotliwością – „delta modulacja MSI”.

Nadrużne układy regulacji prędkości kątowej i położenia serwonapędów mają najczęściej szeregową strukturę połączenia regulatorów. Dla zapewnienia dobrych własności dynamicznych w zadajniku położenia serwomechanizmu, obliczającego współrzędne ruchu, wyznaczone są również pochodne położenia, prędkości i przyspieszenia. Sygnały te wykorzystywane są w postaci sprzężeń kompensujących podawanych bezpośrednio na wejścia regulatorów momentu (prądu) i prędkości [40,26,28].

Jako przykład układu z silnikiem bezszczotkowym na rys. 17 przedstawiono uproszczony schemat układu sterowania maszyną pracującą jako elektromechaniczny akumulator energii zasilany bateriami słonecznymi [3,41].

Do sterowania obwodem mocy służą dwa tranzystorowe falowniki napięcia z modulacją szerokości impulsów (MSI) połączone obwodami prądu stałego. Falownik 1 pracuje ze zmienną częstotliwością określoną aktualną prędkością maszyny synchronicznej sprzęgniętej z kołem zamachowym. Na podstawie chwilowej wartości prędkości kątowej silnika i napięcia baterii słonecznej w układzie formowana jest odpowiednia wartość i znak mocy czynnej $P = f(\omega, U_B)$.

W trakcie intensywnego oświetlenia baterii słonecznej, układ falownik 1 – silnik przechodzi w stan pracy silnikowej. Część energii gromadzona jest w postaci energii kinetycznej koła zamachowego. W trakcie zaniku oświetlenia baterii układ falownik 1 – silnik przechodzi w stan pracy generatorowej zasilając obwód prądu stałego.



Rys. 17. Układ sterowania elektromechanicznym akumulatorem energii
Fig. 17. Control system for electromechanical energy accumulator

Falownik 2 pracuje ze stałą częstotliwością i stałą amplitudą napięcia wyjściowego i ma możliwość równoległej współpracy z siecią prądu przemiennego. Układy falowników 1,2 sprzęgnięte są z maszyną synchroniczną i siecią za pomocą dolnoprzepustowych falowników LC ograniczających wyższe harmoniczne prądu generowane przez falowniki z MSI. Tego typu urządzenia stosowane są często w układach autonomicznych, np. stacjach kosmicznych zasilanych głównie bateriami słonecznymi [41].

9. TENDENCJE ROZWOJOWE

Duży udział magnesów ferrytowych stosowanych w maszynach magnetoeltrycznych ma charakter trwały i stabilny. Można wnioskować, że podobnie będzie w okresie najbliższych kilkunastu lat. Rola magnesów Al-Ni-Co zmniejsza się wraz z rozwojem magnesów NdFeB. Zmniejsza się również rola magnesów SmCo, gdyż magnesy NdFeB są znacznie tańsze i mają większą energię właściwą (tab. 1). Trwają szeroko zakrojone prace badawcze nad nowymi technologiami wytwarzania magnesów: termoplastycznych, wiązanych, dielektromagnesów prasowanych, magnesów nanokompozytowych.

Zastosowanie magnesów termoplastycznych upraszcza technologię wytwarzania całych podzespołów maszyn (np. wielobiegunowych wirników), zmniejsza zużycie materiałów, eliminuje konieczność obróbki mechanicznej.

Technologie wytwarzania magnesów wiązanych i dielektromagnesów prasowanych umożliwiają odpowiedni dobór składników (np. NdFeB oraz ferrytu), czyli kształtowanie w szerokim zakresie indukcji remanentu i natężenia koercji oraz właściwości cieplnych odpowiednio do potrzeb wyrobu, co zwiększa możliwość aplikacji.

W XX wieku gęstość energii magnetycznej podwajała się co około 12 lat, a co 10 – 15 lat pojawiał się na rynku nowy materiał magnetyczny. Obecnie wydaje się mało prawdopodobne

uzyskanie energii około 900 kJ/m^3 , czyli dwa razy większej od energii magnesu $\text{Nd}_2\text{Fe}_{14}\text{B}$ (445 kJ/m^3), chociaż duże szanse stwarza rozwój materiałów nanokompozytowych.

W zakresie maszyn magnetoelektrycznych można spodziewać się rozszerzenia asortymentu i skali produkcji dla potrzeb motoryzacji. Bardzo prawdopodobne jest pojawienie się nowych przetworników elektromechanicznych i mechanizmów z magnesami trwałymi służących do zwiększenia bezpieczeństwa, niezawodności i poziomu technicznego pojazdów, podobnie do stosowanych już powszechnie systemów ABS, wspomagania kierownicy i elektronicznego wtrysku paliwa. W najbliższych latach można spodziewać się aplikacji maszyn bezszczotkowych spełniających funkcję rozrusznika i alternatora (starter – generator) oraz rozwoju napędów głównych do małych samochodów osobowych. Już dwie bardzo duże firmy motoryzacyjne produkują seryjnie samochody z napędem elektrycznym.

Rzeczony i obniżanie się ceny energoelektronicznych układów zasilania i układów sterowania powoduje rozszerzenie się aplikacji silników bezszczotkowych do napędów tanich urządzeń powszechnego użytku. Ich sprawność, w zależności od mocy, jest o 20–35% większa od sprawności silników indukcyjnych jednofazowych, przy znacznie mniejszej masie i wymiarach.

Bardzo interesujące pod względem teorii i wskaźników energetycznych są silniki z wirnikami tarczowymi wielowarstwowymi [1] przeznaczone są do napędu bezpośredniego. Charakteryzują się bardzo wysokimi wartościami momentu przypadającego na jednostkę masy. Szeroki przedział parametrów współczesnych magnesów trwałych oraz różne technologie wytwarzania obniżające ich koszty sprzyjają opracowaniu nowych odmian maszyn dla automatyki, robotyki, sprzętu audio-video, mechatroniki, mikrotechniki. Jest to ważna pod względem ekonomicznym produkcja. Jej wartość jest porównywalna z wartością produkcji maszyn średniej i dużej mocy. Należy zaznaczyć, że o wyborze układu napędowego nie decyduje cena samego silnika, ale całego układu napędowego wraz ze źródłem zasilania i układem regulacji.

Nadal bardzo istotnym składnikiem ceny są koszty produkcji. Wynikiem tego jest utrzymująca się duża udział napędów z magnetoelektrycznymi silnikami komutatorowymi, szczególnie dla potrzeb motoryzacji i sprzętu powszechnego zastosowania.

Zwiększenie wymagań dotyczących dynamiki i jakości sterowania napędami spowodowało rozbudowę układów sterowania i zastosowanie obserwatorów stanu przeznaczonych do odtwarzania niedostępnych pomiarowo zmiennych [24]. W celu poprawy dynamiki sterowania napędem wprowadzono również elementy adaptacji. Oprócz klasycznych układów adaptacyjnych (układy „aktywnej adaptacji”) [47], stosowane są „układy adaptacji pasywnej”. Najczęściej stosowane są układy ze zmienną strukturą pracujące w trybie ruchu ślizgowego. Zaletą takich układów jest odporność na zakłócenia parametryczne i sygnałowe, a także obniżenie rzędu równań różniczkowych opisujących obiekt dynamiczny poddany sterowaniu ślizgowemu [48, 17]. Pewną niedogodnością układów sterowania ślizgowego jest ograniczony zakres istnienia ruchu ślizgowego w układzie, określony najczęściej amplitudą sygnałów sterujących (napięciem wyjściowym przekształtnika). Przy umiejętnym projektowaniu układu i opracowaniu identyfikatorów określających bez zniekształceń pochodne zmiennych, w układzie z ruchem ślizgowym można uzyskać dużą częstotliwość przełączeń i małe oscylacje sygnału sterującego, co całkowicie eliminuje lub ogranicza zjawisko chatteringu takich układów [17]. Układy sterowania z ruchem ślizgowym wykorzystujące „naturalne” dla przekształtników impulsowych i falowników z MSI sterowanie nieliniowe stwarzają bardzo dobrą perspektywę stosowania ich w układach napędu elektrycznego.

W ostatnim okresie bardzo duże zainteresowanie budzą metody sterowania oparte na teorii zbiorów rozmytych. Zaletą układów rozmytych jest to, że dla syntezy układu nie jest potrzebna znajomość pełnego opisu matematycznego obiektu sterowania, wymagają natomiast „eksperta” do formowania bazy reguł [46]. Układy sterowania rozmytego łączy się także często z zastosowaniem sieci neuronowych posiadających możliwości „uczenia się” oraz zastosowaniem algorytmów genetycznych [45,46,47].

LITERATURA

1. Afonin A., Kramarz W., Cierzniewski V.: Maszyny elektryczne napędu bezpośredniego. *Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej*, Nr 50, Wrocław 2000, s.117-124.
2. Arokelian A. K., Afanasiew A. A.: *Wientylnyje elektriceskije maszyny i regulirujemoj elektroprivod*. Energoatomizdat, Moskwa 1997.
3. Betrinov A.: *Specjalnyje elektriceskije masiny*. Wyssaja Skola, Moskwa 1985.
4. Bisztyga K.: *Sterowanie i regulacja silników elektrycznych*. WNT, Warszawa 1989.
5. Brock S., Deskur J., Zawirski K.: Odporna regulacja położenia napędu z silnikiem synchronicznym o magnesach trwałych. *IV Krajowa konferencja SENE, Łódź 1999*, s.83-87.
6. But D. A.: *Bieskontaktnyje elektriceskije mašiny*. Skola, Moskwa, 1990.
7. Chee-Mun Ong.: *Dynamic Simulation of Electric Machinery*, Prentice Hall PTR, New Jersey.
8. Cirstea C.: Magnet dimensions influence regarding d.c. brushless torque motor performances. *Int. XI Symp. on Micromachines and Servodrives, Malbork 1998*, pp.335-340.
9. Dąbrowski M.: *Projektowanie maszyn elektrycznych prądu przemiennego*. WNT, Warszawa 1994.
10. Domoradzki A., Krykowski K.: Sterowanie silnika bezszczotkowego – badania symulacyjne i laboratoryjne. *IX Symp. „Podstawowe Problemy Energoelektroniki i Elektromechaniki”, Wisła 2000*.
11. Dudzikowski I.: Method of determining demagnetization resistance of commutator permanent-magnet machines. *Archives of Electrical Engineering*, 1999, No 3, pp.341-360.
12. Dudzikowski I.: Optymalizacja obwodu elektromagnetycznego komutatorowych maszyn magnetoelektrycznych. *XXXIII Międzynarodowe Sympozjum Maszyn Elektrycznych, Poznań 1997*, s.157-162.
13. Dudzikowski I.: Silniki komutatorowe o magnesach trwałych. *Prace Nauk. Instytutu Układów Elektromaszynowych Politechniki Wrocławskiej, Seria: Monografie nr 10, Wrocław 1992*.
14. Dudzikowski I., Janiszewski S.: Analiza odporności na odmagnesowanie rozruszników samochodowych o magnesach trwałych. *IX Sympozjum „Podstawowe Problemy Energoelektroniki i Elektromechaniki”, Wisła 2000*, s.136-141.
15. Dudzikowski I., Kordecki A., Kramarski R.: Magnesnice magnetoelektrycznych maszyn prądu stałego dużej mocy. *XXXIII Międzynarodowe Sympozjum Maszyn Elektrycznych, Poznań 1997*, s.41-44.
16. Dudzikowski I., Kubzdela S.: Metoda uwzględniania wpływu temperatury na parametry maszyn elektrycznych o magnesach trwałych. *Przegląd Elektrotechniczny*, nr 5/2000, s.113-118.
17. Emelianov S. V.: *Binary Automatic Control System*. Mir, Moscow 1987.
18. Flux 3D/2D, CEDRAT, *Electrical Engineering*, Francja 2000.
19. German-Gałkin S.: Układy napędowe, bazujące na opracowanych w Rosji maszynach z magnesami trwałymi. *IV Krajowa konferencja SENE, Łódź 1999*, s.167-172.
20. Gieras J., Klug L.: Large power permanent magnet brushless motors: an overview. *33rd Intern. Symp. on Electrical Machines, Poznań 1997*, pp.33-39.
21. Glinka T.: *Mikromaszyny elektryczne wzbudzone magnesami trwałymi*. Wydawnictwo Politechniki Śląskiej, Gliwice 1995.
22. Glinka T., Tomaszewicz V.: *Wirnik mikromaszyny elektrycznej z magnesami termoplastycznymi*. Międzynarodowe XI Symp. Mikromaszyny i Serwonapędy, Malbork 1998.
23. Jezierski E.: Czy istnieje alternatywa dla elektrycznych napędów robotów? *IV Krajowa konferencja SENE, Łódź 1999*, s.293-304.
24. Kaczmarek T., Zawirski K.: *Układy napędowe z silnikiem synchronicznym*. Wydawnictwo Politechniki Poznańskiej, Poznań 2000.
25. Kenjo T., Nagamon S.: *Permanent-magnet and brushless DC motors*. Oxford Clarendon Press.
26. Klučev W. I.: *Teoria elektroprivoda*. Moskwa, Energoatomizdat, 1998.
27. Klug L.: Permanent magnet drives used in computer hardware and in commercial electronics. *Intern. XI Symp. on Micromachines and Servodrives, Malbork 1998*, pp.419-425.
28. Kosmol J.: *Serwonapędy obrabiarek sterowanych numerycznie*. WNT, Warszawa 1998.

29. Koziej E., Kamiński G., Szczypior J.: Sformułowanie obliczeń elektromagnetycznych bezszczotkowych silników z magnesami trwałymi w postaci zadania optymalizacji. XXXIII Międzynarodowe Symp. Maszyn Elektrycznych, Poznań 1997, s.151-156.
30. Leonowicz M.: Nowoczesne materiały magnetycznie twarde. Wybrane zagadnienia, Oficyna Wydawnicza Politechniki Warszawskiej, 1996.
31. Łukaniszyn M., Wróbel R.: Optymalizacja wymiarów magnesów trwałych w silniku tarczowym prądu stałego. XII Intern. Symp. on Micromachines and Servodrives, Kamień Śląski 2000.
32. Mendrela E., Moch J., Paduch P.: Torque of disc-type brushless d.c. motor with single-phase winding. XII Internat. Symp. on Micromachines and Servodrives, Kamień Śląski 2000.
33. Mrugalski Z.: Silniki elektryczne w mikrotechnice. Stan obecny i tendencje rozwojowe. Międzynarodowe XI Symp. Mikromaszyn i Serwonapędów, Malbork 1998, s.21-27.
34. Nowak M., Barlik R.: Poradnik inżyniera energoelektronika, WNT, Warszawa 1998.
35. Nowotny P. W., Lipo T. A.: Vector control and dynamics of a.c. drives. Oxford University Press, 1996.
36. Paszek W.: Dynamika maszyn elektrycznych prądu przemiennego. Helion, Gliwice 1998.
37. Piróg S.: Energoelektronika, Negatywne oddziaływanie układów energoelektronicznych na źródła energii., AGH, Kraków 1998.
38. Quick-Field, Tera Analysis, USA.
39. Sochocki R.: Mikromaszyny elektryczne. Oficyna Wydawnicza Politechniki Warszawskiej, 1996.
40. Spong M. W., Vidyasagow M.: Dynamika i sterowanie robotów. WNT, 1997.
41. Stennikov A. A., Berestov V.M., Kharitonov S.A.: The parallel operation a system for generating AC Power of the „Synchronus generator – AC – DC voltage source converter” type with a power grid. Międzynarodowa Konferencja p.t. „Oszczędność energii w elektrotechnice”, Warszawa 2001 (w druku).
42. Szeląg W.: Analiza stanów pracy i synteza silników synchronicznych magnetoelektrycznych. Ujęcie polowe. Wydawnictwo Politechniki Poznańskiej, Seria: Rozprawy, Nr 331, Poznań 1998.
43. Ślusarek B.: Dielektromagnesy NdFeB. Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej, Seria: Monografie (w druku).
44. Tunia H., Winiarski B.: Energoelektronika, WNT, 1994.
45. Urbański S. K., Zawirski K.: Estymacja prędkości i położenia w układzie sterowania silnika synchronicznego o magnesach trwałych. IV Krajowa konferencja SENE, Łódź 1999.
46. Vas P.: Artificial Intelligence Based Electrical Machines and Drives, Oxford University Press, 1999.
47. Vas P.: Sensorless vector and direct torque control. Oxford University Press, 1998.
48. Utkin W. I.: Skolzaszczije režimy w zadaczach optymizacji i upravlenija. Nauka, Moskwa 1981.
49. Zygmunt H.: Nieliniowości i specyfika przekształtników prądu stałego i bezpośrednich przemienników częstotliwości oraz ich sterowania na tle doświadczeń z wdrażania wyników prac badawczych do praktyki przemysłowej. Zeszyty Naukowe AGH, 1993, Elektrotechnika.
50. Zycki Z.: Rozwój koncepcji maszyn elektrycznych o magnesach trwałych – struktury, teoria, zastosowania. XXXIII Międzynarodowe Symp. Maszyn Elektrycznych, Poznań 1997, s.1-25.
51. Zycki Z.: Wczoraj, dziś i jutro magnesów trwałych stosowanych w przetwornikach elektromechanicznych. IX Symp. „Podstawowe problemy energoelektroniki i elektromechaniki”, Wisła 2000, s.42-53.

Recenzent: Prof. dr hab. inż. Tadeusz Glinka

Wpłynęło do Redakcji dnia 4 maja 2001 r.

Abstract

The main advantages of permanent-magnet machines are their higher efficiency, simpler design, lower material consumption and lower production costs. They are used in watches, audio-video equipment, computers, automation and robotics, motor vehicles and consumer products and to drive all kinds of industrial equipment. Their rated power ranges from a fraction of a watt to several MW. Typical structures of magnetic circuits for commutator motors and brushless motors are presented in Figs 2. and 3. The influence of a magnetic circuit design on demagnetization resistance is analyzed. Characteristics representing the flux after the decay of different current overloads are shown. The effect of changes in magnet height and temperature on demagnetization resistance and flux values is determined (Figs.6 and 7). The world production of permanent-magnet machines amounts to several milliards units. They are manufactured in very long runs and so must be optimized. A wide-ranging analysis of transients as well as static and dynamic characteristics is carried out for motors supplied from controlled rectifiers and for motors supplied from impulse converters (Figs.8, 10, 14).. Adaptive armature current control systems are presented. Control systems for brushless motors supplied from a converter with the structure of a three-phase voltage inverter are described (Fig.17). The trends in the development of permanent-magnet machines and their control systems are presented. A broad survey of literature of the subject and results of the research conducted by the authors are included.