

Zdzisław ŻYCKI<sup>1)</sup>, Krystyn PAWLUK<sup>2)</sup>, Andrzej BIEGAJ<sup>3)</sup>

## MODELE MATEMATYCZNE PROCESU MAGNESOWANIA MAGNESÓW TRWAŁYCH DLA RÓŻNYCH STRUKTUR UKŁADÓW MAGNETYCZNYCH

**Streszczenie.** W artykule podano wyniki prac mających na celu: a) zwiększenie dokładności sposobu obliczania przebiegów prądu  $i(t)$  w urządzeniach impulsowych przeznaczonych do magnesowania magnesów trwałych – uzyskano to w drodze wskazania na konkretne możliwości uściślenia parametrów obwodu elektrycznego  $RLC$  urządzenia, a szczególnie indukcyjność (w tym kondensatorów) oraz rezystancji (przypadek urządzeń przemysłowych); b) wyznaczenie parametrów magnesu trwałego tuż po zakończeniu procesu magnesowania w układzie otwartym. Obe grupy zagadnień rozwiązywano przy wykorzystaniu modeli matematycznych, w pierwszym przypadku przy zastosowaniu równań różniczkowych liniowych, niejednorodnych – opisujących obwód  $RLC$  oraz – w drugim przypadku – przy użyciu metod całkowo-brzegowych.

## MODELLING OF PERMANENT MAGNET MAGNETIZING PROCESSES FOR DIFFERENT OPERATION STRUCTURES

**Summary.** In the paper there are presented the results of research aiming at: a) improving methods calculation of current waveforms  $i(t)$  in impulse magnetizing equipment used for magnetization of permanent magnets; the improvement is achieved by more accurate choice of the  $RLC$  circuit parameters – especially of the inductance (in this of capacitors) and resistance (in case of industrial equivalent); b) defining the permanent magnets parameters just at the end of the magnetizing process in the open magnetizing circuit. The both problems were solved by means of analytical models: the first one using the linear differential non homogenous equations – describing the  $RLC$  circuit, the second one – using the boundary-integral method.

**Key words:** magnesy trwałe, magnesowanie, modele matematyczne

### 1. WPROWADZENIE

#### 1.1. Struktury i parametry techniczne współczesnych urządzeń magnesujących

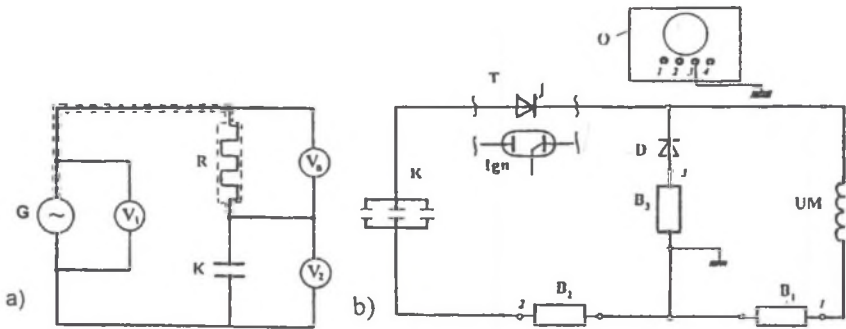
W miarę wzrostu koercji doskonalonych z biegiem lat materiałów magnetycznie twardych coraz częściej zaczęto stosować w przemyśle (w cyklu produkcyjnym) oraz w laboratoriach badawczych impulsowe urządzenia do magnesowania magnesów trwałych. Są to najczęściej układy  $RLC$  zarówno niskonapięciowe (400 V i 800 V), jak i wysokonapięciowe (powyżej 1000 V, a w tym i na napięcie 3000 V), w których pośredniczącymi źródłami energii są baterie kondensatorów. Rzadziej stosowane są układy, w których uzwojenia magnesujące są zasilane wprost z sieci prądu przemiennego z użyciem transformatora obniżającego napięcie (np. o przekładni 10:1). W tym drugim rozwiązaniu wykorzystywana jest tylko jedna połowa okresu napięcia sieci, a czynności włączania i wyłączania uzwojenia magnesującego są dokonywane za pomocą ignitronu.

Schemat połączeń podstawowych podzespołów układu  $RLC$  obrazujący strukturę urządzenia przedstawiono na rys. 1b). W schemacie zastosowano istotne uproszczenia odnośnie do zasilania i sterowania, a ponadto wprowadzono boczniiki prądowe, które – łącznie z uwidocznionym na rysunku oscyloskopem – posłużą w dalszym fragmencie artykułu jedynie objaśnieniu sposobu pomiaru rozptywu impulsu prądowego  $i(t)$  w układzie magnesującym.

<sup>1)</sup> Dr hab.inż.profesor, Instytut Elektrotechniki, Zakład Małych Maszyn Elektrycznych, ul. Pożaryskiego 28, 04-703 Warszawa, tel. +(48-22)8123069, fax +(48-22)8120406

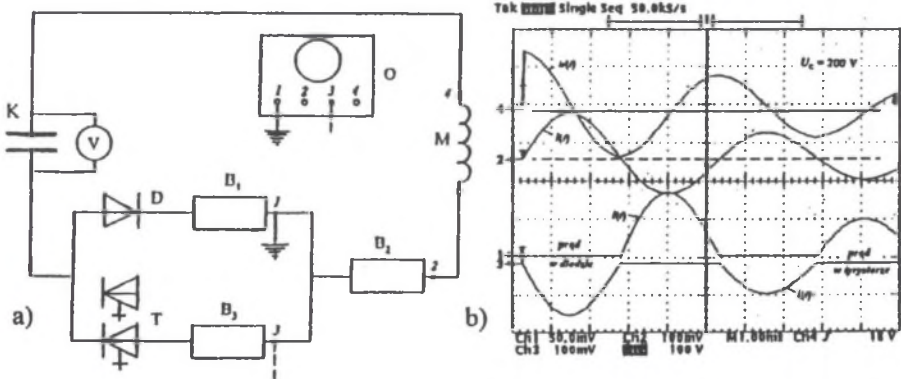
<sup>2)</sup> prof. dr hab. inż., Instytut Elektrotechniki, Zakład Badań Podstawowych Elektrotechniki, ul. Pożaryskiego 28, 04-703 Warszawa, tel. +(48-22)8122004, e-mail: pawluk@iel.waw.pl

<sup>3)</sup> Dr inż., Biuro Badawcze ds. Jakości SEP, Oddział Lubelski, ul. Rapackiego 13/15, 20-150 Lublin, tel. +(48-81)7475224



Rys. 1. a) Układ do pomiaru indukcyjności i rezystancji kondensatorów: G – generator – wzmacniacz, 20...100000 Hz, 250 V;  $V_0$ ,  $V_1$ ,  $V_2$  – woltomierze cyfrowe; R – opornik dopasowujący; K – badany kondensator; b) Schemat połączeń podzespołów układu magnesującego z bocznikami  $B_1, B_2, B_3$ ; O – oscyloskop; T – tyrystor; Ign – ignitron; D – dioda zwrotna; UM – uzwojenie magnesujące

Fig. 1. a) Circuit for measurement of inductance and resistance of capacitors: G – generator-amplifier, 20...100000Hz, 250VA;  $V_0$ ,  $V_1$ ,  $V_2$  – digital voltmeters; R – matching resistor; K – capacitor under test; b) General diagram of the magnetizing subsystem with non-inductive shunts  $B_1, B_2, B_3$ ; O – oscilloscope; T – thyristor; Ign – ignitron; D – backward diode; UM – magnetizing winding



Rys. 2. a) Układ umożliwiający pomiar  $i(t)$  oraz  $u(t)$  nie ograniczający czasu przebiegu; b) wyznaczone przebiegi  $u(t)$  oraz  $i(t)$

Fig. 2. a) Circuit enabling the  $i(t)$  and  $u(t)$  measurements, not limiting the run time; b) Determined  $i(t)$  and  $u(t)$  characteristics

Źródłem energii w omawianych urządzeniach są kondensatory aluminiowe/elektrolityczne, bądź też z izolacją papierową nasyconą olejem. Pojemności baterii kondensatorów – różne dla różnych przyjmowanych napięć maksymalnych – zawierają się w granicach od 150  $\mu\text{F}$  do 42000  $\mu\text{F}$  [1], [2], [5], [13]. Rolę wyłączników spełniają najczęściej tyrystory, rzadziej zaś ignitrony. Uzwojenia magnesujące są wykonywane w postaci solenoidów, cewek umieszczanych w żłobkach rdzeni blachowych lub litych oraz w postaci pojedynczych zwojów nakładanych na magnes [14].

W pewnych przypadkach uzwojeniami magnesującymi mogą być cewki z rdzeniem lub bez, które np. podczas remontu maszyny umieszcza się doraźnie nad jej magnesami [2].

Na kształt impulsu prądowego w urządzeniu magnesującym oprócz wartości ładunku elektrycznego wpływ mają: rezystancja drogi prądu, indukcyjność uzwojeń i połączeń (w tym również kondensatorów), rodzaj magnesowanych magnesów (odlewane, sprasowywane, spiekane, uzyskiwane w drodze wtrysku do formy) oraz rodzaj rdzenia (lity czy blachowy – w przypadku gdy

magnesowanie odbywa się w układzie zamkniętym lub częściowo otwartym). Indukcyjności uzwojeń omawianych odmian mieszczą się w przedziale wartości od 0,01 mH do około 80 mH.

Wartości rezystancji uzwojeń magnesujących przeważnie mieszczą się w granicach od 0,01Ω do około 0,2Ω.

## 1.2. Bilans energii

Aby uzyskać pełne namagnesowanie magnesu trwałego, niezbędne jest wywołanie, za pomocą prądu w uzwojeniu magnesującym, natężenia pola  $H_m$  znacznie przekraczającego wartość natężenia pola nasycającego magnesu  $H_s$ . Energia magnetyczna powstająca wewnątrz uzwojenia (solenoidu, zwoju, uzwojonego rdzenia) może być wyznaczona z zależności

$$W_m = \frac{\mu_0}{2} \int_V H_m^2 dV' \quad (1)$$

gdzie  $V'$  jest objętością przestrzeni objętej uzwojeniem.

Wartość natężenia pola magnetycznego  $H_m$  jest zależna od rodzaju materiału magnetycznie twardego, z którego wykonano magnes. Na podstawie informacji zamieszczonych w katalogach np. [6a] można przyjąć, że wartości te dla poszczególnych materiałów wynoszą (w kA/m):

|                 |             |                                  |             |
|-----------------|-------------|----------------------------------|-------------|
| - Al-Ni-Co oraz |             | Nd-Fe-B                          | 2000...3200 |
| - Al-Ni-Co-Ti   | 270...600   | SmCo <sub>5</sub>                | 2500...3500 |
| - ferrytów      | 1000...1700 | Sm <sub>2</sub> Co <sub>17</sub> | 3000...5000 |

Energia elektryczna zmagazynowana w baterii kondensatorów  $W_c$  musi być większa niż energia  $W_m$  o wartość wydzielaną w postaci ciepła w obwodzie prądowym układu magnesującego oraz – ewentualnie – na prądy wirowe:  $W_c \geq W_m + W_r$ . W przypadku wyładowania periodycznego bilans energii  $W_c / W_m$  wyraża się liczbą bliską 3,5, zaś w przypadku wyładowania aperiodycznego liczbą wyższą o około 50%.

## 1.3. Model matematyczny

Układ szeregowo połączonych podzespołów urządzenia impulsowego, złożony z baterii kondensatorów o pojemności  $C$ , uzwojenia magnesującego  $L$  (wraz z szynami łączącymi podzespoły ew. tyrystora lub ignitronu) o rezystancji  $R$ , przy klasycznym podejściu opisany jest liniowym równaniem różniczkowym, niejednorodnym [3], [7]. Rozwiązanie równania prowadzi do następujących opisów prądów i napięć dla parametrów charakteryzujących poszczególne podzespoły:

a) przypadek przebiegu periodycznego

$$\left(\frac{R}{L}\right)^2 < \frac{4}{LC}, \text{ dla którego pulsacja wynosi } \omega = \sqrt{\left(\frac{R}{L}\right)^2 - \frac{4}{LC}},$$

$$i(t) = \frac{-U}{\omega L} e^{-\frac{1}{2} \frac{R}{L} t} \sin(\omega t), \quad (2)$$

$$u_m(t) \approx u_c(t) = -jUe^{-\frac{1}{2} \frac{R}{L} t} \left[ \frac{R}{2\omega L} \cos(\omega t) - \sin(\omega t) \right] \quad (3)$$

gdzie:  $U$  – stanowi wartość napięcia na baterii kondensatorów przed rozpoczęciem wyładowania;

$u_m(t)$  – przebieg napięcia na uzwojeniu magnesującym w czasie wyładowania;

$u_c(t)$  – przebieg napięcia na baterii kondensatorów w czasie wyładowania;

b) przypadek przebiegu aperiodycznego

$$\left(\frac{R}{L}\right)^2 > \frac{4}{LC}, \quad \omega = \frac{1}{2} \sqrt{\left(\frac{R}{L}\right)^2 - \frac{4}{LC}},$$

$$i(t) = -\frac{U}{\omega L} e^{-\frac{t}{2\tau}} \sinh(\omega t), \quad (4)$$

$$u_m(t) \approx u_c(t) = Ue^{-\frac{t}{2\tau}} \left[ \frac{R}{2\omega L} \sinh(\omega t) + \cosh(\omega t) \right]. \quad (5)$$

Przypadek przebiegu aperiodycznego, gdy  $\left(\frac{R}{L}\right)^2 = \frac{4}{LC}$  i  $\omega=0$ , został w opisie pominięty jako

rzadko w praktyce występujący. Jego rozważania nie wnosily istotnych spostrzeżeń.

Korzystając z programu Matlab wyznaczano przebiegi  $i(t)$  oraz  $u(t)$  celem ich porównania z przebiegami wyznaczanymi w drodze pomiarów przy zastosowaniu układu pomiarowego przedstawionego na rys. 1b).

#### 1.4. Badania porównawcze

Badaniom poddano urządzenia magnesujące z dziesięcioma różnymi uzwojeniami. Były to uzwojenia solenoidalne, cewkowe umieszczone w rdzeniach litych i blachowych (przeznaczone do magnesowania magnesów umieszczonych na wirnikach silników synchronicznych) oraz wykonane w postaci pojedynczych zwojów. Korzystano z urządzeń, których odpowiednie schematy połączeń przedstawiono na rysunkach 1b i 2a. Na rys. 2b przedstawiono przebiegi  $u(t)$  oraz  $i(t)$  stanowiące przykład uzyskanych wyników pomiarów. Celem zastosowania układu przedstawionego na rys. 2a było uzyskanie pełnego tłumionego przebiegu periodycznego – bez potrzeby ingerowania w układ sterujący urządzenia. Uzyskane przebiegi porównywano z przebiegami wyznaczonymi w drodze obliczeń (p. 1.3).

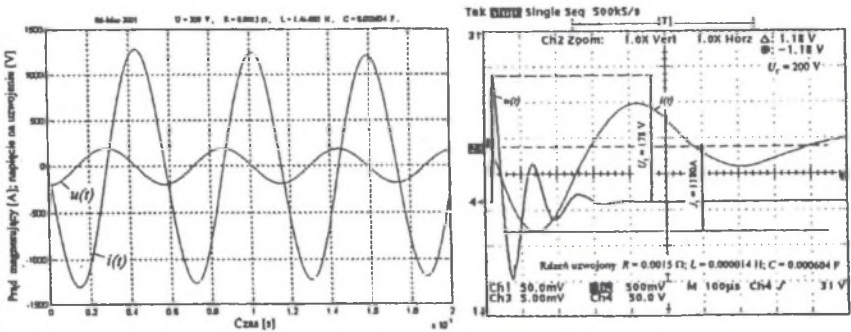
Porównania wyników obliczeń i pomiarów wykazały, że możliwe jest uzyskiwanie dokładności obliczeń wystarczająco dobrej dla celów zastosowań praktycznych. Dobra ocena dokładności odnosi się tu jednakże tylko do amplitudy prądu pierwszej połówki okresu w przebiegu okresowym oraz wartości maksymalnej w przebiegu aperiodycznym. Uzyskiwane dokładności dla większości przypadków mieściły się w granicach do 8%. Dla dalszych połówek przebiegu niejednokrotnie dokładności były znacznie niższe (niektóre nawet dziesięciokrotnie). Przykład przebiegów obliczonych i pomierzonych przedstawiono na rys. 3. W przebiegach  $i(t)$  uzyskanych z pomiarów – rysunek po prawej stronie – widoczny jest wpływ prądów wirowych. W obliczonych przebiegach  $i(t)$  wpływ ten nie występuje, gdyż stosowany model matematyczny nie uwzględnia takiej możliwości.

Wyniki porównań przebiegów  $u(t)$  wypadły bardzo niekorzystnie. Różnice wartości pomierzonych i obliczonych sięgały w wielu przypadkach 100% (i więcej).

#### 1.5. Możliwości uściślenia parametrów układu

Posłużono się układem, którego schemat przedstawiono na rys. 1a. Pomiary miały na celu wyznaczenie częstotliwości rezonansowej  $f_0$ . Wyniki pomiarów umożliwiły obliczenie indukcyjności kondensatorów i ich rezystancji na podstawie równań  $R_L = \omega L$  i  $R_C = 1/\omega C$ .

Pomierzone wartości indukcyjności kondensatorów nie są duże w stosunku do indukcyjności uzwojeń magnesujących (sięgają 1% wartości) oraz wewnętrznych i zewnętrznych przewodów łączących. Rezystancje kondensatorów są różne w zależności od sposobu ich łączenia (np. przy połączeniu szeregowym dla zwiększenia możliwości zasilania baterii wyższym napięciem, a tym samym zwiększenia energii  $W_C$ ). Pomierzone wartości rezystancji nie przekraczały jednakże 2% rezystancji pozostałej części obwodu.



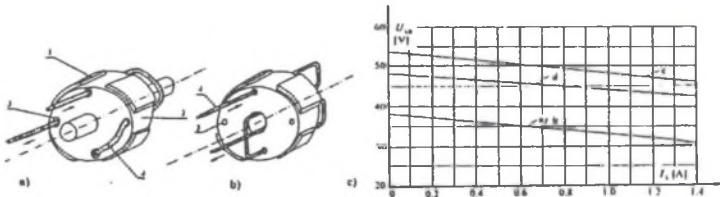
Rys. 3. Przebiegi charakterystyk  $i(t)$  oraz  $u(t)$  dla uzwojenia umieszczonego w rdzeniu litym. (Parametry obwodu RLC podano na rysunku po prawej stronie)

Fig. 3.  $i(t)$  and  $u(t)$  characteristics for the magnetizing winding placed in the steel yoke. (Parameters of the RLC circuit are given on the right-hand Figure)

## 2. PROCES MAGNESOWANIA I STRUKTURY UKŁADÓW MAGNETYCZNYCH MASZYN ELEKTRYCZNYCH

Olbrzymi rozwój w zakresie materiałów magnetycznie twardych powoduje konieczność zróżnicowania kształtów i proporcji wymiarowych magnesów, a zatem stwarzana jest możliwość konstruowania bardzo różnych struktur układów magnetycznych maszyn elektrycznych. Konsekwencją jest konieczność dostosowania sposobów magnesowania magnesów oraz metod odpowiednich obliczeń i pomiarów do występujących struktur układów magnetycznych.

W literaturze spotykane są – aktualnie jeszcze nieliczne – rozwiązania powstających problemów. Jako przykłady mogą służyć pozycje literatury: [1], [2], [5]. Podany na rys. 4 przykład zmiany rozwiązania sposobu magnesowania wskazuje na możliwość uzyskania znacznych korzyści w postaci lepszego wykorzystania magnesu po zmianie sposobu magnesowania i wprowadzeniu do wirnika elementu ferromagnetycznego (oznacz. 3). Rozwiązanie to jest szerzej omówione w publikacji [14]. Na rys. 4b przedstawiono charakterystyki obciążenia prądnicy (przetwornicy PDM-100, zawierającej magnesy AlNi 21-10), przy czym odpowiednimi symbolami oznaczono: a, b – charakterystyki maszyny w wykonaniu fabrycznym - po dokonaniu zwarcia na zaciskach trzech faz; c, d – po wykonaniu przeróbek i namagnesowaniu – wg rozwiązania a) – po umieszczeniu wirnika w powietrzu i po zwarcia zacisków



Rys. 4. Przykład jednego z wariantów sposobów magnesowania magnesów (dwa sposoby umieszczania uzwojeń) wg [14]: 1 – magnes, 2 – odlew Al, 3 – otwór w odlewie, 4 – uzwojenie magnesujące; c – charakterystyki obciążenia prądnicy

Fig. 4. One of the variants of magnetizing mode of the magnet (two different arrangements of magnetizing winding) [14]: 1 – magnet; 2 – Al cast; 3 – opening in the Al cast; 4 – magnetizing winding; c –  $U(I)$  characteristics of a generator

### 3. ZASTOSOWANIE MODELU CAŁKOWO-BRZEGOWEGO

#### 3.1. Ogólna koncepcja modelu

Czynnikiem mobilizującym do zastosowania modelu całkowo-brzegowego w analizie i syntezie pola magnetycznego wzbudzanego magnesem trwałym jest możliwość zastąpienia dyskretyzacji obszaru 3-wymiarowego dyskretyzacją, prowadzącą do poszukiwania wielkości zmiennych na brzegach obszarów dyskretyzowanych i zastąpienia całkowania 3-wymiarowego całkowaniem 2-wymiarowym. Występuje wówczas ułatwienie procesu obliczeniowego przy zachowaniu możliwości rozwiązywania problemów zarówno wewnętrznych, jak i zewnętrznych obszaru. Modelowanie źródeł pola przy zastosowaniu gęstości granicznych ładunku stwarza możliwość wprowadzenia skalarnego potencjału magnetycznego. Zmiennymi równań całkowo-brzegowych są powierzchniowe gęstości ładunku magnetycznego [10].

Powierzchnie dyskretyzujące obszar zajęty przez magnes są tak usytuowane, aby warstwy, na które dzieli się umownie magnes, mogły być uważane w przybliżeniu jako obiekty podlegające jednorodnemu magnesowaniu. W rzeczywistości obiektami (warstwami) mogą być poszczególne - identyczne pod względem materiałowym i wymiarowym - magnesy ułożone szeregowo, zgodnie z przewidywanym kierunkiem ich magnesowania. Zespół magnesów tworzy więc odpowiednią regularną (w celu uproszczenia zadania obliczeniowego) bryłę w postaci cylindra lub prostopadłościanu.

Model całkowo-brzegowy wymaga zdefiniowania monopolowych i dipolowych gęstości ładunku. Oczywiście, gęstość ta w przyjętym sposobie wyrażania pól magnetycznych ma charakter hipotetyczny. Przyjęto jednobiegunową powierzchniową gęstość „ładunku magnetycznego” będącą wielkością skalarną (wyrażaną w T), rozumianą jako różnica składowych normalnych polaryzacji magnetycznych  $J_1$  i  $J_2$  po obu stronach granicy

$$\sigma_m = \vec{e}_n (J_1 - J_2). \quad (6)$$

Na zewnętrznej powierzchni magnesu  $J_2 = 0$ . Tylko na powierzchni bieguna mamy do czynienia z polaryzacją  $J_1 = J$ , czyli na powierzchni bieguna można się spodziewać gęstości  $\sigma_m = J$ , a na powierzchniach bocznych  $\sigma_m \approx 0$ .

Indukcja magnetyczna w punkcie  $P = P(x, y, z)$ , przy czym oś z układu współrzędnych pokrywa się z podłużną osią magnesu. Początek magnesu, usytuowany w jego środku, wyraża się podstawową zależnością

$$\mathbf{B}_p = \mathbf{J}_p + \mu_0 \mathbf{H}_p \quad (7)$$

gdy punkt P jest usytuowany wewnątrz magnesu. Zaś, gdy punkt P jest usytuowany poza magnesem, obowiązuje zależność

$$\mathbf{B}_p = \mu_0 \mathbf{H}_p. \quad (8)$$

Natężenie pola magnetycznego w punkcie P jest wyrażane w funkcji gęstości powierzchniowej  $\sigma_m$  następującą zależnością

$$\mathbf{H}_p = \frac{1}{4\pi\mu_0} \int_V \frac{\mathbf{r}_{PQ}}{r^3} \sigma_m d\xi d\eta \quad (9)$$

gdzie  $r_{PQ}$  jest promieniem wiodącym skierowanym od punktu źródłowego  $Q = Q(\xi, \eta, \zeta)$  do punktu  $P = P(x, y, z)$ . Punkty źródłowe są rozłożone na granicach – zewnętrznych powierzchniach magnesu, a również na wewnętrznych nieciągłościach (na granicach warstw).

Układ równań wymienionych wyżej jest rozwiązywany w procesie iteracyjnym wykazującym się dość szybką zbieżnością przy wykorzystaniu firmowej charakterystyki odmagnesowania [10].

#### 3.2. Obliczenia weryfikujące

Do obliczeń wykorzystano program opracowany przy uwzględnieniu modelu całkowo-brzegowego. Wprowadzono do programu odpowiednie modyfikacje dostosowujące go do różnorodnych zadań. Zadania te można sformułować w sposób następujący:

a) Wyznaczenie stanu magnetycznego kilku jednakowych pod względem materiałowym oraz wymiarowym magnesów trwałych – poprzez określenie ich współczynników od magnesowania. Magnesy te usytuowane względem siebie szeregowo w czasie magnesowania stanowiły pełny cylinder o wymiarach: średnica 20,5 mm, całkowita długość 63 mm (7 sztuk x 9 mm). Wykonano je z ferrytu strontowego (materiał FXD 380, firmy Philips, parametry:  $B_r=0,39$  T;  $H_{cb}=0,280$  MA/m;  $H_{cb}=0,265$  MA/m). Kierunek magnesowania był zgodny z osią podłużną cylindra. Przyjęto, że magnesy będą namagnesowane w uzwojeniu solenoidowym o parametrach  $R=0,0158$   $\Omega$  oraz  $L=3,4 \times 10^{-5}$  H, zaś źródłem energii elektrycznej będzie bateria kondensatorów o pojemności  $C=6 \times 10^{-3}$  F. Podane parametry układu magnesującego są zgodne z parametrami posiadanych urządzeń.

Wyznaczono współczynniki od magnesowania dla czterech magnesów traktując cylinder złożony z siedmiu magnesów jako jednolity magnes złożony z siedmiu warstw. Każda warstwa traktowana była jako ciało magnetyczne namagnesowane równomiernie. Magnes środkowy oznaczony numerem 4 traktowany był jako strefa symetrii.

Uzyskano następujące wyniki dla maksymalnej wartości prądu 25 kA w uzwojeniu magnesującym:

- dla zewnętrznego magnesu (warstwy) poddawanego największym wpływom od magnesowującym współczynnik od magnesowania  $N_1$  był równy 0,138; dla dwóch kolejnych magnesów – odpowiednio  $N_2=0,153$  i  $N_3=0,207$ , zaś dla środkowego magnesu  $N_4=0,341$ .

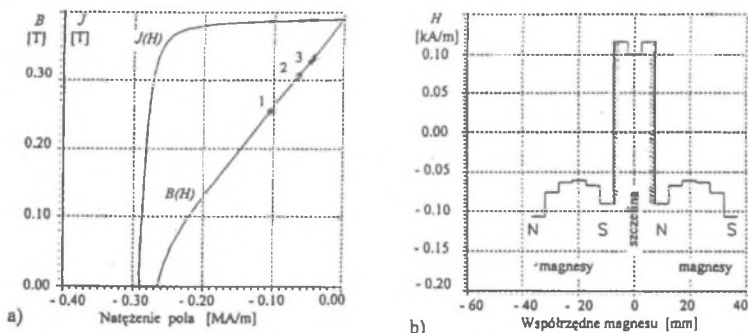
Założoną maksymalną wartość prądu 25 kA w uzwojeniu magnesującym – dla podanych wyżej parametrów układu magnesującego – uzyskano w drodze pomiarów (zgodnie ze schematem z rys. 1b) dla napięcia 1680V. Obliczony prąd maksymalny przy użyciu programu opisanego w p. 1 dla tej wartości napięcia wynosił 23,5 kA.

Różnica maksymalnych wartości prądu – obliczonej i pomierzonej – wynosi 6%.

Położenia punktów odpowiadających stanom magnetycznym poszczególnych magnesów przedstawiono na rys. 5a.

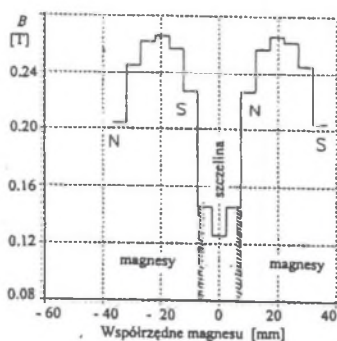
b) Wyznaczenie stanu magnetycznego czterech magnesów trwałych jednakowych pod względem materiałowym i wymiarowym – poprzez określenie indukcji magnetycznej i rozkładu pola magnetycznego w poszczególnych warstwach magnetycznych oraz w szczelinie powietrznej znajdującej się między dwiema grupami warstw magnetycznych.

Założono, że cztery magnesy o przekroju kwadratowym zostały usytuowane tak, aby między dwiema grupami składającymi się z dwóch magnesów każda (wymiar magnesu 29,5 x 29,5 x 14,8 mm), powstała robocza szczelina powietrzna o grubości równej 14,8 mm. Magnesy wykonano z ferrytu strontowego (materiał FXD 280 firmy Philips; parametry  $B_r=0,35$  T,  $H_{cb}=0,253$  MA/m,  $H_{cb}=0,239$  MA/m). Przyjęto kierunek magnesowania magnesów zgodny z osią podłużną dwóch szeregowo ułożonych prostopadłościów rozdzielonych szczeliną. Wyniki obliczeń przedstawiono na rysunkach 5b i 6.



Rys. 5. Wyniki obliczeń: a) położenie punktów na charakterystyce od magnesowania (p.3.2.a), b) stanu magnetycznego magnesów (p. 3.2.b)

Fig. 5. Calculation results of: a) characteristic points on the demagnetization curve, b) magnetic state of the magnets



Rys. 6. Wyniki obliczeń rozkładu indukcji magnetycznej w magnesach (4 magnesy prostopadłościennie rozdzielone szczeliną powietrzną grubości 14,8 mm)

Fig. 6. Computed distribution of the flux density in the magnet cross-section (cubicoidal magnets with the air gap of 14,8 mm)

Obliczono wartości indukcji magnetycznej w szczelinie powietrznej oraz rozkłady pola magnetycznego w poszczególnych magnesach po ich namagnesowaniu. Obliczona wartość indukcji w środku szczeliny powietrznej wynosi 0,126 T. Pomierzone wartości indukcji w dwóch miejscach szczeliny powietrznej wyniosły odpowiednio 0,1258 T i 0,1249 T. Pomiaru dokonano przy użyciu precyzyjnego miernika FH 27 Magnet-Physik. Pomierzone wartości różnią się od wartości obliczonych – odpowiednio o 0,16% i 0,87%. Wyniki obliczeń przedstawiono na rys. 6.

#### 4. PODSUMOWANIE

Z wykonanych badań własnych, opisanych w [8]...[14] oraz opisów zawartych w [1], [2], [4], [5], wynikają następujące wnioski:

1) Spotykany w literaturze, np. [3], [7], model matematyczny opisujący układy RLC – wyrażany za pomocą liniowego, niejednorodnego równania różniczkowego – nie w pełni stwarza możliwości dokładnego wyznaczania przebiegów  $i(t)$  oraz  $u(t)$ . W przypadku wyznaczenia przebiegu periodycznego ( $R < 2\sqrt{L/C}$ ) możliwe jest wyznaczenie amplitudy pierwszej połówki okresu przebiegu prądu  $i(t)$  z dokładnością do kilkunastu, a nawet kilku procent. Stwierdzenie to wynika z badań własnych – w tym z wykorzystaniem wniosków wysnutych z badań opisanych w publikacjach, m.in. [1], [2], [13]. Ta właściwość metody obliczeń zbiega się korzystnie z okolicznością, że większość układów urządzeń magnesujących jest tak zaprojektowana, aby wyładowanie miało charakter periodyczny, gdyż wtedy uzyskuje się większą wartość maksymalną impulsu magnesującego (wykorzystywana jest tylko pierwsza połowa okresu) w porównaniu z impulsem wyładowania aperiodycznego, przy tym samym ładunku  $Q$  kondensatorów.

Obliczenia przebiegów  $u(t)$  przy zastosowaniu modelu i wykorzystaniu programu Matlab oraz programu Excel są na ogół zawodne. Wyniki obliczeń są obarczone dużymi błędami w stosunku do wyników pomiarów – szczególnie przy wykorzystaniu całego rekordu przebiegu  $u(t)$ . Prezentowany na rys. 1a) schemat układu pomiarowego umożliwia uściślenie wartości indukcyjności i rezystancji dróg prądu w układzie RLC.

2) Przyczyn powstawania błędów podczas obliczania impulsów prądowych  $i(t)$  w układach RLC należy się dopatrywać w występującej znacznej różnicy kształtów przebiegów  $i(t)$  przyjętych w założeniach do modelu matematycznego w stosunku do kształtów przebiegów rzeczywistych. Przebieg rzeczywisty można uzyskać przy wykorzystaniu schematu układu pomiarowego przedstawionego na rys. 1b). Zagadnienie to zostało szerzej omówione w publikacji [11].

3) Metoda obliczeń, w której wykorzystano model matematyczny omówiony w 1) może być szczególnie zalecana do obliczeń przebiegów  $i(t)$  w układach magnesujących, które zawierają



uzwojenia solenoidalne – z uwagi na łatwość obliczeń ich indukcyjności. Sprowadza się to jednakże do magnesowania magnesów o prostych kształtach (cylindry, prostopadłościany), a w konsekwencji do niektórych tylko rozwiązań strukturalnych układów magnetycznych maszyn elektrycznych. Może być ona stosowana w przypadkach szczególnych – jak to na przykład ma miejsce w rozwiązaniach omówionych w p. 2, jednakże należy się wówczas liczyć z trudnościami wyznaczenia indukcyjności w tej gałęzi prądu, w której znajduje się uzwojenie magnesujące.

4) Uzyskano zachęcające wyniki obliczeń stanu magnetycznego magnesów - magnesowanych impulsowo w obwodach otwartych – przy zastosowaniu metody całkowo-brzegowej. Pełna weryfikacja metody wymaga jednakże dalszych obliczeń i pomiarów, ewentualnie przy jednoczesnym korzystaniu z metody obliczeniowej przebiegów  $i(t)$ .

## LITERATURA

1. Al-Anani N.A., Jewell G.W., Howe D.: Design analysis and simulation of impulse magnetization system based on solenoid magnetizing fixtures. Proceedings ISEF'91, Southampton, September 1991, pp. 339-342.
2. Chang L., Eastman T.R., Dawson G.E.: In-situ Magnetization of NdFeB Magnets for Permanent Magnet Machines, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 27, No 5, September 1991, pp. 4355 – 4359.
3. Cholewicki T.: Elektrotechnika teoretyczna T II, WNT, Warszawa 1972.
4. Ferreira J.A.: Analytical Computation of AC Resistance of Round and Rectangular Litz Wire Windings. IEEE Proceedings – B, Vol. 139, No 1, 1992, pp. 21-25.
5. Jewell G.W., Howe D., Riley C.D.: The Design of Radial-Field Multipole Impulse Magnetizing Fixtures for Isotropic NdFeB Magnets. IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 33, No 1, January 1997, pp. 708-720.
6. Katalogi firm: a) produkujących magnesy trwale – Thyssen Magnettechnik GmbH; VACUUM SCHMELZE GmbH; Philips; b) produkujących urządzenia do magnesowania i pomiaru parametrów magnesów trwałych – Walker Magnetics Group; Magnet Physik Dr Steingroever GmbH.
7. Montgomery D.B.: Solenoid Magnet Design. J.Wiley, 1969.
8. Pawluk K., Życki Z.: Boundary-integral approach to determine the magnetic field created by a permanent magnet put in free space. COMPEL – The Int. Journal for Comp. and Mathem. in Electr. and Electron. Eng., Vol. 19, No 1, 2000, pp. 86-94.
9. Pawluk K., Życki Z.: The working state of core-shaped permanent magnets determined by boundary-integral approach. COMPEL – The Int. Journal for Comp. and Mathem. in Electr. and Electron. Eng., Vol. 19, No 2, 2000, pp. 632-638.
10. Pawluk K.: 3-D Magnetic Field of Coils with an Open Metallic Core in Boundary-Integral Approach. Boundary Element Techn. VIII, Computational Mechanics Publications, Southampton, 1993, pp. 147-160.
11. Życki Z., Pawluk K.: Behaviour of the System Magnetizing Permanent Magnets by Pulse Method. Proceedings EPNC'98, Liège, September 1998, pp. 59-62.
12. Życki Z., Pawluk K.: Design of RLC circuit for pulse magnetizer of permanent magnets. COMPEL – The Int. Journal for Comp. and Mathem. in Electr. and Electron. Eng., Vol. 17, No 1/2/3, 1998, pp. 412-417.
13. Życki Z., Rudnicki M.: Heat Dissipation in Pulse Magnetization of Permanent Magnets. Proceedings JSTET'95, Thessaloniki, September 1995, pp. 82-85.
14. Życki Z.: Charakterystyki magnesów trwałych w obwodach magnetycznych. Prace Instytutu Elektrotechniki, Zesz. 164, 1991.

Recenzent: Dr hab. inż. Marian Soiński  
Profesor Politechniki Częstochowskiej

## Abstract

Choice of the magnetizing method of permanent magnet for a magnetoelectric machine is one of essential tasks to be settled on the design stage of a machine. Whether the choice was proper it can be stated during the assembling of the machine, or in case of its failure – during its operation. Thus – essential criteria of the choice of magnetising method are both the possibilities of full magnetising of the magnet, as well as the degree of simplicity of magnetising process by means of technical equipment typical for this purpose. These premises are taken into account in the paper. Analytical model for calculation of magnetising pulse  $i(t)$  curve in the  $RLC$  circuit [3], [5], [13] was used. By means of this model one can determine, although to a certain degree only, the indispensable conditions for full magnetic saturation of the magnet of known demagnetising characteristics and dimensions. The results of investigation and tests aiming at broadening the knowledge concerning the possibility of improving the accuracy of magnetising pulse  $i(t)$  curve tracing, as well as the measuring circuits (Fig. 1) and the relationships (2)...(5) are given. Suitability of the above described method of calculation of  $i(t)$  in case of machines with different magnetic set-ups [11] is discussed. The general rules of the new method for determination of magnetic parameters of different kinds of magnets, obtained when magnetised with the pulse method in the open  $RLC$  circuit, are presented. The boundary-integral model given by the formulae (6)...(9) was applied in order to determine the energetic magnet state. The test software was developed to perform it. The calculation results (in detail presented in [8], [9], [10]) are given.