

Stanisław Gawron, Tadeusz Glinka, Jakub Bernatt

Sieć Badawcza Łukasiewicz – Górnośląski Instytut Technologiczny

NAPIĘCIE ZWARCIA W TRANSFORMATORACH, ZAGADNIENIA PODSTAWOWE

SHORT-CIRCUIT VOLTAGE IN TRANSFORMERS

Streszczenie: Zdefiniowano napięcie zwarcia transformatora. Przedstawiono metodę energetyczną obliczenia indukcyjności rozproszenia ($L_{\sigma 1} + L_{\sigma 2}'$) uzwojeń i napięcia zwarcia transformatora. Wykazano, że budowa rdzenia magnetycznego i uzwojeń transformatora ma wpływ na napięcie zwarcia. Porównano transformatory energetyczne o tej samej mocy znamionowej i wykazano, że transformator niższy i szerszy ma większe napięcie zwarcia, a transformator wyższy lecz węższy ma mniejsze napięcie zwarcia. Transformator o mniejszym napięciu zwarcia będzie miał uzwojenia o mniejszej masie miedzi (aluminium), a przy tej samej gęstości znamionowej prądu będzie miał mniejsze straty mocy w uzwojeniach i wyższą sprawność.

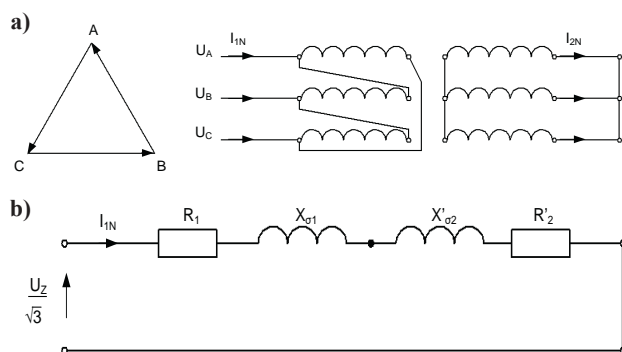
Abstract: The short-circuit voltage of the transformer has been defined. The energy method for calculating the leakage inductance ($L_{\sigma 1} + L_{\sigma 2}'$) of the windings and the short-circuit voltage of the transformer was presented. It has been shown that the structure of the magnetic core and windings of the transformer has an impact on the short-circuit voltage. Power transformers with the same rated power were compared and it was shown that the lower and wider transformer has a higher short-circuit voltage, and the taller but narrower transformer has a lower short-circuit voltage. A transformer with a lower short-circuit voltage will have windings with a lower copper (aluminum) weight, and with the same rated current density, it will have lower winding power losses and higher efficiency.

Słowa kluczowe: transformatory, napięcie zwarcia, schemat zastępczy, budowa uzwojeń

Keywords: transformers, short-circuit voltage, equivalent circuit, construction of windings

1. Definicja napięcia zwarcia

Napięcie zwarcia U_z jest to taka wartość napięcia zasilającego transformator, przy zwartym uzwojeniu wtórnym, pod wpływem którego w uzwojeniach płynie prąd znamionowy I_N . Interpretację definicji napięcia zwarcia przedstawiono na rys. 1.



Rys. 1. Stan zwarcia transformatora: a) schemat zasilania, uzwojenia w układzie Dy7, b) schemat zastępczy jednej fazy układu uzwojeń Yy0

Układy połączenia uzwojeń transformatorów trójfazowych mogą być różne, np.: Yy0, Yd11, Dy5, Dz7 itd. Schemat zastępczy zawsze robimy dla układu Yy0. Transformator o dowolnym układzie połączenia uzwojeń zastępujemy transformatorem o układzie połączenia uzwojeń Yy0 i dla tego układu robimy schemat zastępczy. Parametry schematu zastępczego

obliczamy: rezystancje R_1, R_2' , ze strat mocy $\Delta P_{Cu1N}, \Delta P_{Cu2N}$, a reaktancje $X_{\sigma 1}, X_{\sigma 2}'$ z napięcia zwarcia $u_z(\%)$ danego transformatora Dy7 jak na rys. 1a. Schemat zastępczy każdej fazy jest identyczny dlatego rysujemy schemat zastępczy jednej fazy i ten schemat wykorzystujemy w obliczeniach napięcia zwarcia i zmienności napięcia. Schemat zastępczy transformatora nie zawiera przesunięcia fazowego między napięciem strony wtórnej i strony pierwotnej (godziny połączenia), dlatego w obliczeniach sieci elektroenergetycznych schematy zastępcze transformatorów są sprowadzone na stronę napięcia tej sieci, dla której robimy obliczenia.

Bazując na schemacie zastępczym transformatora (Rys. 1b) w stanie zwarcia

$$U_z = \sqrt{3} I_N \sqrt{(R_1 + R_2')^2 + (X_{\sigma 1} + X_{\sigma 2}')^2} \approx \sqrt{3} I_N (X_{\sigma 1} + X_{\sigma 2}') = [\sqrt{3} I_N X]_z$$

Procentowa wartość napięcia zwarcia transformatora trójfazowego

$$u_z(\%) = U_z / U_N \cdot 100$$

Impedancja zwarcia

$$Z_z = U_z / (\sqrt{3} I_N) \approx X_z$$

Procentowa wartość impedancji zwarcia

$$z_{(z\%)} = Z_z / U_N \sqrt{3} I_N \cdot 100 = u_{(z\%)} \approx x_{(z\%)}$$

U_N jest napięciem znamionowym, a I_N jest prądem znamionowym.

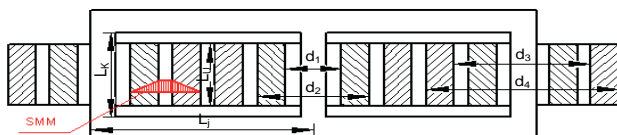
Napięcie $u_{(z\%)}$ jest umieszczone na tabliczce znamionowej transformatora, Napięcie $u_{(z\%)}$ determinuje zmienność napięcia transformatora, przy stałym napięciu zasilania $U_1 = \text{constans}$ i ogranicza prąd zwarcia. Napięcia zwarcia transformatorów są określone w normach¹: PN-EN 50708-2-1 i PN-EN 60076-5. [2, 4].

Tabela 1. Napięcie zwarcia transformatorów, $u_{z\%}$ [2, 4]

Moc znamionowa [kVA]	Transformatory	
	olejowe	suche
≥25 do 50	4	
≥50 do 630	4	6
630	4 lub 6	6
800 do 3150	6	6
>3150 do 6300	7	
>6300 do 25000	8	
>25000 do 40000	10	
>40000 do 63000	11	
>63000	12,5	

2. Związek między budową i napięciem zwarcia transformatora

Napięcie zwarcia transformatora łatwo wyznacza się pomiarowo, natomiast obliczenie napięcia zwarcia w czasie projektowania transformatora jest trudniejsze. Wynika to stąd, że napięcie zwarcia determinuje pole magnetyczne rozproszenia w oknie rdzenia w którym znajdują się uzwojenia. Rozkład indukcji magnetycznej B_σ w oknie jest nierównomierny, a uzwojenie zajmuje część powierzchni okna i sprzężenie uzwojenia ze strumieniem magnetycznym rozproszenia Φ_σ jest złożone. Usytuowanie uzwojeń N_1 i N_2 w oknach transformatora trójfazowego przedstawiono na rys. 2.



Rys. 2. Usytuowanie uzwojenia na rdzeniu transformatora trójfazowego, SMM – siła magnetomotoryczna uzwojeń

¹Normy Seria EN 50708 „Transformatory mocy – dodatkowe wymagania europejskie” zostały przygotowane przez CENELEC TC 14 w celu uwzględnienia określonych europejskich wymagań dotyczących transformatorów mocy związanych z przepisami UE i lokalnymi praktykami. Wymagania techniczne określone w normach serii EN 50708 uzupełniają, modyfikują lub zastępują niektóre wymagania innych norm EN wywodzących się z równoważnych norm międzynarodowych IEC.

Kluczem do obliczenia napięcia zwarcia $u_{(z\%)}$ jest obliczenie indukcyjności rozproszenia (Rys. 1).

$$u_{(z\%)} = \sqrt{3} (X_{\sigma 1} + X_{\sigma 2}) I_{1N} / u_{1N} \cdot 100$$

$$(X_{\sigma 1} + X_{\sigma 2}) = \omega (L_{\sigma 1} + L_{\sigma 2})$$

Indukcyjność rozproszenia $(L_{\sigma 1} + L_{\sigma 2})$ obliczymy z energii pola magnetycznego rozproszenia W_σ .

Oznaczenia

Prądy i_1 i i_2 oznaczają wartości chwilowe, I_1 i I_2 wartości skuteczne, I_{1m} i I_{2m} wartości maksymalne. Indeksy oznaczają: (1) uzwojenie pierwotne, (2) uzwojenie wtórne. Liczba zwojów uzwojenia: N_1 pierwotnego, N_2 wtórnego.

Siła magnetomotoryczna N_1 i N_2 wzbudza strumień Φ w kolumnach rdzenia magnetycznego.

$$N_1 i_1 = N_2 i_2$$

Prąd i_{10} jest prądem transformatora w stanie jałowym ($I_2 = 0$). W stanie zwarcia parametry pracy transformatora są:

$$U_{1z} = u_{(z\%)} / 100 U_{1N}, I_1 = I_{1N}, (U_2 = 0).$$

Prąd $I_{10} \ll I_{1N}$ i w stanie zwarcia można go pominąć przyjmując $I_{10} = 0$, gdyż strumień w rdzeniu Φ nie ma wpływu na pole indukcji rozproszenia B_σ w oknie.

Pole magnetyczne rozproszenia (indukcja B_σ i strumień Φ_σ) są obecne wewnątrz uzwojeń, poza uzwojeniami pola magnetycznego B_σ nie ma. Zgodnie z tym wywodem w obliczeniach indukcji B_σ rozproszenia w stanie zwarcia, pomijamy siłę magnetomotoryczną wzbudzającą strumień Φ przyjmując

$$N_1 i_{10} = 0$$

oraz zakładając

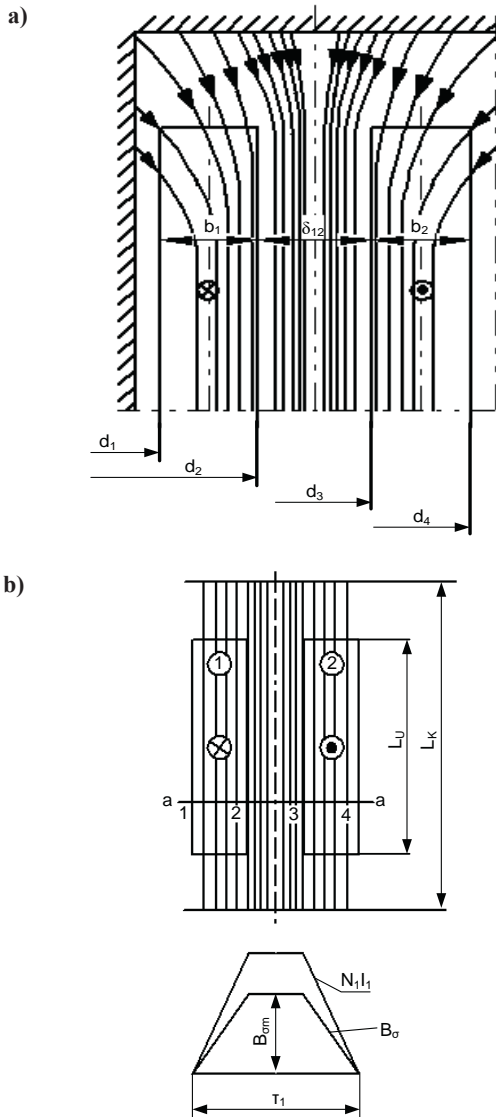
$$I_2 = I_{2N} = I_{1N}$$

$$N_2 I_{2N} = N_1 I_{1N} = N_1 I_{1N}$$

Założenie to można rozszerzyć także na stan obciążenia transformatora przyjmując

$$I_1 = I_{2N}$$

Przy uzwojeniach cylindrycznych o przekroju prostokątnym (Rys. 2), sumaryczny rozkład siły magnetomotorycznej $(N_1 I_1 - N_2 I_2)$ w przekroju okna transformatora jest trapezowy, jak na rys. 3. Indukcyjności $(L_{\sigma 1} + L_{\sigma 2})$ obliczamy z energii elektromagnetycznej W_σ uzwojenia znajdującego się we własnym polu magnetycznym B_σ . Obliczenie energii W_σ wymaga zatem wcześniejszego obliczenia rozkładu indukcji B_σ . Współczesne metody obliczania rozkładu indukcji B_σ w przestrzeni uzwojeń



Rys. 3. Pole rozproszenia w oknie transformatora z uzwojeniami równo-rozłożonymi: a) rzeczywisty kształt linii indukcji B_σ , b) obliczeniowy rozkład $N_1 I_1$ i B_σ

$[\pi/4 (d_4^2 - d_1^2) l_u]$ bazują na programach komputerowych 3D. W artykule przedstawimy metodę obliczeń.

Rozkład siły magnetomotorycznej i rozkład indukcji ograniczymy do wymiaru τ_1 obejmującą grubość dwóch uzwojeń jednej fazy,

$$\tau_1 = (d_4 - d_1)/2 = b_1 + \delta_{12} + b_2$$

Oznaczenia są na rys. 3.

Siła magnetomotoryczna w punkcie 1 przekroju $a \div a$ jest równa zero i narasta liniowo do punktu 2 w którym jest równa $N_1 i_1$, między punktami 2 i 3 ma wartość stałą równą $N_1 i_1$, a między punktami 3 i 4 zmniejsza się do zera, gdyż prąd i_2 w uzwojeniu ma znak przeciwny. Rozkład siły magnetomotorycznej ($N_1 i_1 - N_2 i_2$) jest trapezowy. Siła magnetomotoryczna ($N_1 i_1 - N_2 i_2$) wymusza rozkład indukcji B_σ w przekroju (τ_{1u}) zajmowa-

nym przez uzwojenia N_1 i N_2 . Rozkład indukcji B_σ jest niejednorodny z odchyleniami w kierunku jarzma i kolumn, jak to pokazano na rys. 3a. Dla celów obliczeniowych zakładamy prosty układ linii indukcji B_σ o długości l_u , jak na rys. 3b, a niejednorodną długość linii l_k indukcji B_σ uwzględniamy wprowadzając do wzoru współczynnik ρ prof. Rogowskiego [7]

$$l_u = \rho l_k$$

Dla dowolnej powierzchni cylindrycznej o średnicy d_x , dla chwili czasu gdy prąd jest w amplitudzie ($i_1 = I_{1m}$), amplituda indukcji

$$B_{\sigma x} = \mu_0 (N_1 I_{1m})_x / l_u \rho_x = \mu_0 H_x$$

Parametry pola magnetycznego powszechnie przyjęto wyrażać w amplitudach dlatego przy symbolach $B_{\sigma x}$ i H_x nie ma indeksu „m”.

Przypisanie pola rozproszenia do uzwojeń pierwotnego i wtórnego jest trudne. Obliczymy zatem indukcyjność łączną ($L_{\sigma 1} + L_{\sigma 2}$), z energii W_σ elektromagnetycznej uzwojeń (N_1, N_2) w polu indukcji rozproszenia B_σ dla amplitudy prądu znamionowego I_{1mN}

$$\begin{aligned} (L_{\sigma 1} + L_{\sigma 2}) &= 2 W_\sigma / (I_{1mN}^2) \\ &= W_\sigma / (I_{1N}^2) \end{aligned}$$

Energia

$$\begin{aligned} W_\sigma &= 1/2 \int V [B_\sigma H dV] \\ &= 1/(2\mu_0) \int V [B_\sigma^2 dV] \end{aligned}$$

gdzie $\mu_0 = 4\pi 10^{-7}$ H/m.

Obliczana energia obejmuje trzy objętości; V_1 – uzwojenie pierwotne, V_{12} – między uzwojeniami i V_2 – uzwojenie wtórne

$$W_m = W_{\sigma 1} + W_{\sigma 12} + W_{\sigma 2}$$

Energia $W_{\sigma 12}$ w objętości V_{12} .

Między uzwojeniami indukcja $B_{\sigma 12} = B_{\sigma m} = \text{constans}$. Indeks „m” oznacza wartość maksymalną w rozkładzie przestrzennym indukcji, jak na rys. 3b. Objętość

$$\begin{aligned} V_{12} &= \pi d_{23} \delta_{12} l_u / \rho = \\ &= \pi (d_2 + d_3)/2 \delta_{12} l_u / \rho \end{aligned}$$

Energia pola

$$\begin{aligned} W_{(\sigma 12)} &= (B_{\sigma m}^2) / (2\mu_0) V_{12} = \\ &= \mu_0 \pi \rho (N_1 I_{1N})^2 / l_u (d_2 + d_3)/2 \delta_{12} \end{aligned}$$

Oznaczenia wymiarów są na rys. 3.

Energia $W_{\sigma 1}$ w objętości V_1 .

Wewnątrz uzwojenia (1), robimy tuleję o średnicy $(d_1 + 2x)$, przy czym $(d_x + 2x < d_2)$ Indukcja w tej tulei

$$(B_{\sigma})_x = B_{\sigma m} x / b_1$$

a element objętości

$$[dV]_1 = \pi(d_1 + 2x) l_u / \rho dx$$

Energia

$$W_{\sigma 1} = \pi \mu_0 \rho (N_1 I_{1N})^2 / (3l_u) \cdot ((d_1 + d_2) / 2) b_1$$

Taki sam wzór będzie na energię uzwojenie (2) – wtórnego

$$W_{\sigma 2} = \pi \mu_0 \rho (N_1 I_{1N})^2 / (3l_u) \cdot ((d_3 + d_4) / 2) b_2$$

Energia sumaryczna

$$W_{\sigma} = \pi \mu_0 \rho (N_1 I_{1N})^2 / l_u ((d_2 + d_3) / 2) \delta_{12} + ((d_1 + d_2) / 6) b_1 + ((d_3 + d_4) / 6) b_2$$

Indukcyjności rozproszenia

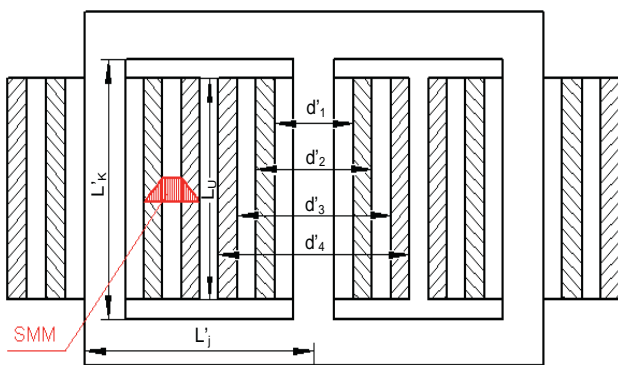
$$(L_{\sigma 1} + L_{\sigma 2}') = \rho (\pi \mu_0 / l_u) ((d_2 + d_3) / 2) \delta_{12} + ((d_1 + d_2) / 6) b_1 + ((d_3 + d_4) / 6) b_2$$

jest proporcjonalna do średnicy uzwojeń ($d_1 \div d_4$) i odwrotnie proporcjonalna do wysokości długości szczeliny (l_u / ρ) w której zamykają się linie indukcji B_{σ} .

Reaktancja rozproszenia

$$(X_{\sigma 1} + X_{\sigma 2}') = \omega (L_{\sigma 1} + L_{\sigma 2}')$$

Jeśli zbudować transformator tej samej mocy z inną proporcją cewek uzwojeń (1) i (2), jak na rys. 4.



Rys. 4. Transformator trójfazowy o mniejszym napięciu zwarcia

$$l_u / d_1 < (l_u') / (d_1')$$

to przekrój uzwojeń jest taki sam

$$l_u \pi (d_2 - d_1) / 2 = l_u' \pi (d_2' - d_1') / 2$$

gdyż transformatory są tej samej mocy. Taki sam wzór dotyczy uzwojenia wtórnego (2)

Napięcie zwarcia transformatorów są różne

$$u_{(z\%)} > u_{(z\%)}'$$

3. Masa miedzi transformatora

Transformatory z rys. 2 i rys. 4 są tej samej mocy. Gęstość prądu w uzwojeniach jest taka sama, Strumień magnetyczny Φ w kolumnach i jarzmie transformatora jest taki sam, zatem przekrój kolumn i jarzma jest identyczny. Odległości uzwojenia (1) od kolumn i między uzwojeniami δ_{12} są determinowane układem izolacyjnym i chłodzeniem, zatem w obydwóch transformatorach są takie same. Przekroje uzwojeń są takie same

$$S_{Cu'} = S_{Cu} = 0,5(d_2 - d_1 + d_4 - d_3) l_u$$

Objętość uzwojenia w transformatorze z rys. 2

$$V_{Cu} = \pi / 4 (d_2^2 - d_1^2 + d_4^2 - d_3^2) l_u$$

i w transformatorze z rys. 4

$$V_{Cu'} = \pi / 4 (d_2'^2 - d_1'^2 + d_4'^2 - d_3'^2) l_u'$$

Dowód, że $V_{Cu'} < V_{Cu}$ przeprowadzimy na wymiarach względnych odniesionych do średnicy d_1 która w obydwóch rozwiązaniach jest taka sama.

Zakładamy:

$$d_1' = d_1$$

$$l_u' = 2l_u$$

$$b_1 = b_2 = b = 0,2d_1$$

$$b_1' = b_2' = 0,5b = 0,1d_1$$

$$\delta_{12} = \delta_{12}' = 0,05d_1$$

$$d_2 = d_1 + 2b = 1,4d_1$$

$$d_3 = d_2 + 2\delta_{12} = 1,4d_1 + 0,1d_1 = 1,5d_1$$

$$d_4 = d_3 + 2b = 1,9d_1$$

$$V_{Cu} = \pi / 4 (d_2^2 - d_1^2 + d_4^2 - d_3^2) l_u = \pi / 4 (0,96 + 1,36) d_1^2 l_u = \pi / 4 \cdot 2,32 d_1^2 l_u$$

$$d_2' = d_1 + b = 1,2d_1$$

$$d_3' = d_1 + b + 2\delta_{12} = 1,3d_1$$

$$d_4' = d_3' + b = 1,5d_1$$

$$V_{Cu'} = \pi / 4 (d_2'^2 - d_1'^2 + d_4'^2 - d_3'^2) l_u' = \pi / 4 (0,44 + 0,56) 2d_1^2 l_u = \pi / 4 \cdot 2d_1^2 l_u$$

Stosunek masy uzwojeń jest równy stosunkowi objętości

$$(m_{Cu'}) / m_{Cu} = (V_{Cu'}) / V_{Cu} = (\pi / 4 \cdot 2 d_1^2 l_u) / (\pi / 4 \cdot 2,32 d_1^2 l_u) = 0,86$$

O 14% masa uzwojeń zmniejszy się, tym samym zmniejszą się straty mocy w transformatorze.

Jak zmieni się masa rdzenia i straty mocy w rdzeniu?

Kolumny rdzenie zwiększą się

$$l_k' = l_k + l_u$$

W oknie są cztery uzwojenia, zatem jarzmo zmniejszy się

$$l_j' = l_j - 4b$$

Objętość rdzeni

$$V_{Fe} = S_{Fe} (3l_k + 4l_j)$$

$$\begin{aligned} V_{Fe}' &= S_{Fe} (3l_k' + 4l_j') = \\ &= S_{Fe} (3(l_k + l_u) + 4(l_j - 4b)) \end{aligned}$$

Stosunek objętości

$$\begin{aligned} (V_{Fe}') / V_{Fe} &= (S_{Fe} (3(l_k + l_u) + \\ &+ 4(l_j - 4b))) / (S_{Fe} (3l_k + 4l_j)) = \\ &= 1 + (3l_u - 16b) / (3l_k + 4l_j) \end{aligned}$$

Jeżeli $16b > 3l_u$ to objętość i masa rdzenia zmniejszy się.

4. Podsumowanie

Zdefiniowano napięcie zwarcia transformatora i zilustrowano go na schemacie zastępczym. Przedstawiono metodę energetyczną obliczenia indukcyjności rozproszenia ($L_{\sigma 1} + L_{\sigma 2}'$) uzwojeń transformatora, a następnie napięcia zwarcia.

Transformatory energetyczne o tej samej mocy znamionowej mogą mieć różne napięcia zwarcia. Na przykład transformator 630 kVA (Tab. 1), który zgodnie z normą [2] może mieć napięcie zwarcia 6% i 4%. Napięcie zwarcia u_z (%) zależy od budowy rdzenia magnetycznego i uzwojeń transformatora ma. Porównując transformatory energetyczne o tej samej mocy znamionowej, to transformator o napięciu zwarcia 6% jest niższy i szerszy, a transformator o napięciu zwarcia 4% jest wyższy lecz węższy. Transformator o napięciu zwarcia 4% będzie miał uzwojenia o mniejszej masie miedzi (aluminium), a przy tej samej gęstości znamionowej prądu będzie miał mniejsze straty mocy w uzwojeniach i wyższą sprawność. Napięcie zwarcia zależy od budowy rdzenia magnetycznego i uzwojeń transformatora ma. Koszt produkcji i koszt energii strat w czasie eksploatacji transformatora o napięciu zwarcia 4% będą mniejsze od kosztów transformatora o napięciu zwarcia 6%. Prąd zwarcia transformatora o mniejszym napięciu zwarcia jest większy.

Literatura

- [1] E. Król, T. Wolnik: *Silniki PMSM do zastosowań trakcyjnych – właściwości układu zasilania ograniczające parametry silnika*, Maszyny Elektryczne – Zeszyty Problemowe, Nr 2/2021 (126), s. 147-151, ISSN 0239-3646.
- [2] T. Wolnik, E. Król: *Silniki PMSM do zastosowań trakcyjnych – czy moc znamionowa silnika decyduje o jego gabarycie i masie?*, Maszyny Elektryczne – Zeszyty Problemowe, Nr 2/2019 (122), s. 155-160, ISSN 0239-3646.
- [3] R. Rossa, *Napęd elektryczny eKIT – kształtowanie charakterystyk elektromechanicznych wybranymi zabiegami konstrukcyjnymi*, Maszyny Elektryczne - Zeszyty Problemowe, Nr 2/2021 (126), s. 153-161, ISSN 0239-3646.
- [4] V. Manzolini, D. Da Rù, S. Bolognani: *An effective voltage control loop for a deep flux-weakening in IPM synchronous motor drives*, 2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2017, s. 3979-3985.
- [5] L. Sepulchre, M. Fadel, M. Pietrzak-David and G. Porte: *MTPV Flux-Weakening Strategy for PMSM High Speed Drive*, IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 54, No. 6, s. 6081-6089, Nov.-Dec. 2018.
- [6] S. Jung, J. Hong, K. Nam: *Current Minimizing Torque Control of the IPMSM Using Ferrari's Method*, IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 28, No. 12, s. 5603-5617, Dec. 2013.
- [7] M. Fadel, L. Sepulchre, M. Pietrzak-David: *Deep Flux-Weakening Strategy with MTPV for High-Speed IPMSM for Vehicle Application*, IFAC-PapersOnLine, Vol. 51, Issue 28, 2018, s. 616-621, ISSN 2405-8963.
- [8] R. Rossa, E. Król: *Regulacja prędkości obrotowej w napędzie elektrycznym „e-Kit” dedykowanym do elektryfikacji małych samochodów osobowych i dostawczych*, Maszyny Elektryczne - Zeszyty Problemowe, Nr 4/2012 (97), s. 75-80.
- [9] T.J.E. Miller, M.I. McGilp: *Analysis of multi-phase permanent-magnet synchronous machines*, 2009 International Conference on Electrical Machines and Systems, 2009, s. 1-6, doi: 10.1109/ICEMS.2009.5382988.
- [10] E. Levi, R. Bojoi, F. Profumo, H. Toliyat, S. Williamson: *Multiphase induction motor drives - A technology status review*, IET Electric Power Appl., Vol. 4, No. 1, s. 489 – 516, Jul. 2007.
- [11] J. Karttunen, S. Kallio, P. Peltoniemi, P. Silventoinen, O. Pyrhönen: *Decoupled Vector Control Scheme for Dual Three-Phase Permanent Magnet Synchronous Machines*, IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 61, No. 5, s. 2185-2196, May 2014.
- [12] F. Cheng, H. Yang, R. Zhao, M. Zhu: *A PWM strategy for six-phase dual stator induction motor fed by two identical voltage source inverters*, 2009 International Conference on Electrical Machines and Systems, 2009, s. 1-4, doi: 10.1109/ICEMS.2009.5382857.

Autorzy

Stanisław Gawron, Tadeusz Glinka, Jakub Bernatt
Sieć Badawcza Łukasiewicz – Górnośląski Instytut Technologiczny, Centrum Napędów i Maszyn Elektrycznych, ul. Moniuszki 29, 41-209 Sosnowiec