

WPŁYW ZMIENNEGO WEKTORA MAGNETYZACJI NA MOMENT ZACZEPOWY BEZSZCZOTKOWEGO SILNIKA PRĄDU STAŁEGO***

STRESZCZENIE

W pracy przedstawiono wpływ zmiennego wektora magnetyzacji oraz jego modyfikację pod kątem ograniczenia amplitudy pulsacji momentu elektromagnetycznego w bezszczotkowym silniku prądu stałego (BLDC) z magnesami trwałymi (PM). Pokazano także wpływ zmiany parametrów magnesów trwałych na moment (tj. rozpiętość kątowa biegunów oraz podział magnesu na n -segmentów). Obliczenia przeprowadzono za pomocą modeli dwuwymiarowych opartych na metodzie elementów skończonych.

Słowa kluczowe: silniki bezszczotkowe prądu stałego, moment elektromagnetyczny, moment zaczepowy, magnesy trwałe, zmienny wektor magnetyzacji, magnetyzacja typu Halbach

INFLUENCE OF THE INHOMOGENEOUS MAGNETIZATION VECTOR ON THE COGGING TORQUE IN A BRUSHLESS DC MOTOR

This paper deals with magnetic field calculations and predictions of electromagnetic torque pulsations in a brushless permanent magnet motor (PM-BLDC). The calculations have been performed using the 2D finite element method. The impact of inhomogeneous magnetization vector of PM and various pole width of rotor on the torque pulsations has been investigated. Results of the calculations clearly show the existence of the optimal vector magnetization and division a pole of rotor on segments being analysed, at which the average torque remains high and pulsations are considerably reduced.

Keywords: brushless DC motors, electromagnetic torque, cogging torque, permanent magnets, Halbach magnetization, inhomogeneous magnetization vector

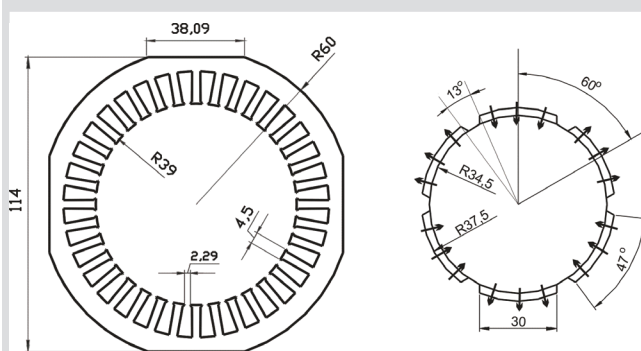
1. WSTĘP

Zasadniczym problemem w silnikach bezszczotkowych prądu stałego z magnesami trwałymi są pulsacje momentu elektromagnetycznego [1, 2, 6]. W pracy [1] autorzy badali wpływ modyfikacji geometrii obwodu magnetycznego (szczeliny powietrznej, szerokości i grubości magnesu trwałego typu Nd-Fe-B) na moment elektromagnetyczny, moment zaczepowy i pulsacje momentu. Wykonano również modele numeryczne 2- i 3-wymiarowe badanego silnika, które zostały zweryfikowane pomiarowo [4, 5]. Na rysunku 1 pokazano wymiary prototypu silnika BLDC (*Brushless Direct Current*) o magnesach trwałych, na podstawie którego dokonano budowy modeli obliczeniowych poddanych modyfikacji.

Do zasadniczych wad takiego silnika należą duże pulsacje momentu (76%), moment zaczepowy (0,7 N·m) przy momencie elektromagnetycznym średnim wynoszącym 3,62 N·m [1, 4, 5]. Podstawową składową dominującą w pulsacjach momentu elektromagnetycznego jest moment zaczepowy, zwany również momentem od zębów. Istnieje szereg metod ograniczania amplitudy momentu zaczepowego [1, 3, 5, 6, 7].

Model silnika z zmiennym wektorem magnetyzacji według zasady Halbacha charakteryzuje się niższym momentem zaczepowym (0,3 N·m) przy porównywalnym średnim

momencie elektromagnetycznym (3,23 N·m) konwencjonalnego silnika BLDC [4, 5]. Konfigurację magnesów z magnetyzacją typu Halbach przedstawiono na rysunku 2.



Rys. 1. Konstrukcja silnika BLDC o magnesach trwałych

Fig. 1. Typical structure of brushless PM motor



Rys. 2. Magnetyzacja magnesu typu Halbach

Fig. 2. Rotor pole for Halbach magnetization

* Politechnika Opolska, Wydział Elektrotechniki i Automatyki

** Politechnika Opolska, Wydział Elektrotechniki i Automatyki. Autor jest stypendystą Europejskiego Funduszu Społecznego (EFS).

*** Artykuł uzyskał pozytywne recenzje i był prezentowany podczas Międzynarodowego Sympozjum Maszyn Elektrycznych SME 2006 w Krakowie

W niniejszej pracy przedstawiono kilka modeli wirnika o magnesach ze zmiennym wektorem magnetyzacji i ich wpływ na wybrane parametry elektromechaniczne silnika, tj. moment zaczepowy i użyteczny.

Celem określenia pulsacji momentu elektromagnetycznego zdefiniowano procentowy współczynnik pulsacji według zależności [1]

$$\varepsilon = \frac{T_{\max} - T_{\min}}{T_{av}} \cdot 100\% \quad (1)$$

gdzie: T_{\max} , T_{\min} , T_{av} – oznaczają wartość maksymalną, minimalną i średnią momentu elektromagnetycznego.

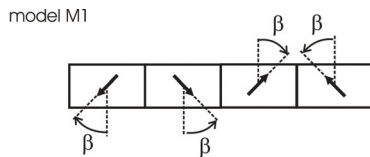
Dodatkowo zdefiniowano miarę zawartości momentu zaczepowego w momencie użytecznym

$$\tau = \frac{T_{z \max}}{T_{\max}} \cdot 100\% \quad (2)$$

gdzie $T_{z \max}$ – wartość maksymalna momentu zaczepowego.

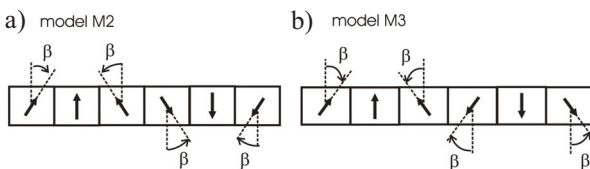
2. MODELE NUMERYCZNE SILNIKA BLDC

Wybrane modele numeryczne zbudowano w programie dwuwymiarowym, który bazuje na metodzie elementów skończonych. Modele numeryczne odwzorowano na podstawie prototypu silnika o wymiarach z rysunku 1. Wirnik został wykonany z litej stali. Na jego powierzchni są naklejone magnesy trwałe w kształcie wycinków pierścienia o modyfikowanym wektorze magnetyzacji. Na rysunkach 3, 4 i 5 pokazano modele magnesów skonfigurowanych w odpowiednie struktury, poddane analizie obliczeniowej.



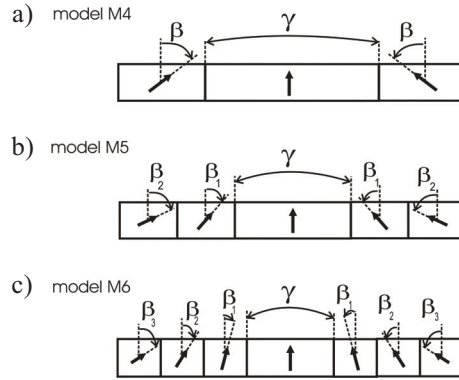
Rys. 3. Dwusegmentowy biegun z wektorem skupiającym w kierunku od osi symetrii wirnika

Fig. 3. Two arc PM segments per pole with converging vector magnetization from axis symmetry of rotor



Rys. 4. Trójsegmentowy biegun z wektorem magnetyzacji skupiającym (a) oraz z wektorem skupiającym i rozproszonym (b)

Fig. 4. Three arc PM segments per pole with converging vector magnetization (a) and with distributed vector magnetization (b)



Rys. 5. Zmienny wektor skupiający o różnej rozpiętości kątowej środkowego segmentu dla trójsegmentowego magnesu (a), pięciosegmentowego magnesu (b) oraz siedmio-segmentowego magnesu (c)

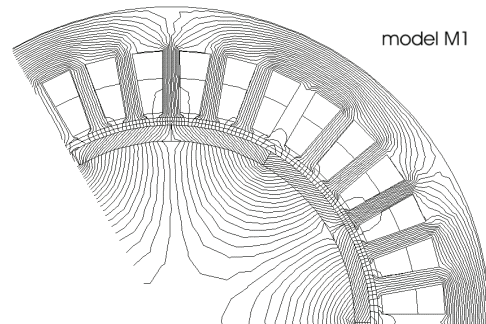
Fig. 5. The converging vector magnetization with variable of a middle arc pole for three arc (a), five arc (b) and seven arc (c) PM segments per pole

Stojan ma 36 żłobków prostych, w których umieszczono trójpasmowe dwuwarstwowe uzwojenie. Pakietowane elementy rdzenia wykonano ze stali typu EP 600-50A. Podstawowe parametry magnesów trwałych typu Nd-Fe-B przyjęto jak w pracy [1] (rozpiętość $\gamma = 47^\circ$, wysokość $h = 3$ mm, $H_c = 892$ kA/m, $B_r = 1,21$ T).

Obliczenia momentu elektromagnetycznego oraz momentu zaczepowego wykonano, wykorzystując zasadę pracy wirtualnej [1, 4, 5]. Analizę ograniczono do pola magnetostaticznego, pomijając prądy wirowe i pętlę histerzy.

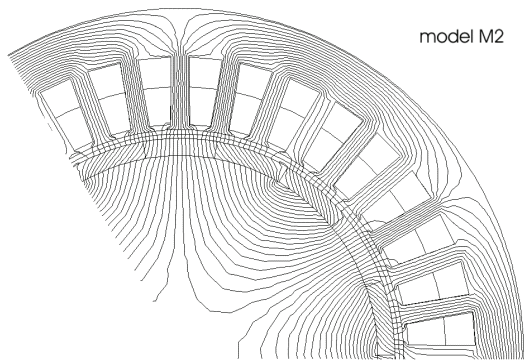
3. WYNIKI OBLICZEŃ

Zmienny wektor magnetyzacji wymusza rozkład linii strumienia pola magnetycznego zadanego przez kierunek i zwrot wektora magnetyzacji. Na rysunkach 6, 7 i 8 pokazano zamykające się linie sił strumienia w obwodzie magnetycznym silnika. Uzyskane rozkłady strumienia magnetycznego dotyczą magnesu trwałego o strukturze pierścienia podzielonego na segmenty.

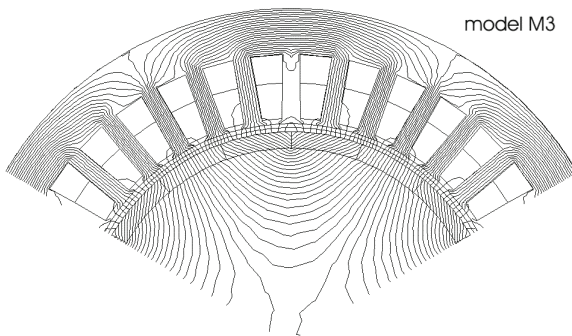


Rys. 6. Linie pola magnetycznego dla struktury obwodu magnetycznego magnesów trwałych z rysunku 3

Fig. 6. Magnetic flux lines for the PM structure of Figure 3



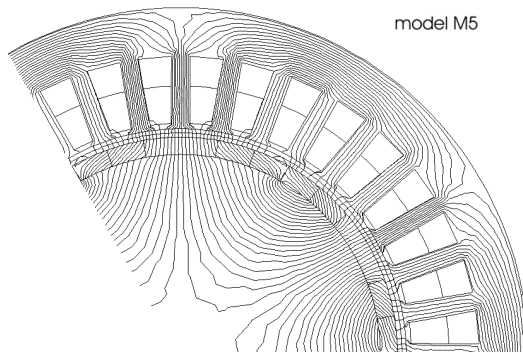
model M2



model M3

Rys. 7. Linie pola magnetycznego dla dwóch struktur obwodu magnetycznego magnesów trwałych z rysunku 4

Fig. 7. Magnetic flux lines for two arc PM structures of Figure 4



model M5

Rys. 8. Linie pola magnetycznego dla wybranej struktury obwodu magnetycznego magnesów trwałych z rysunku 5

Fig. 8. Magnetic flux lines for choosing arc PM structure of Figure 5

W tabelach 1–6 zestawiono wyniki obliczeń momentu elektromagnetycznego i momentu zaczepowego w funkcji kąta dla różnych kierunków wektora magnetyzacji β , β_1 , β_2 , β_3 oraz kątowej szerokości środkowego segmentu bieguna magnesu trwałego γ .

Tabela 1

Wpływ parametru β na moment dla modeli silnika z rysunku 3

Table 1

Influence of a parameter β on torque for motor model from Figure 3

Parametr [°]	$T_{z \max}$ [N·m]	$T_{e \max}$ [N·m]	$T_{e \min}$ [N·m]	$T_{e \text{ av}}$ [N·m]	τ [%]	ϵ [%]
$\beta = 20$	0,72	4,72	2,90	3,92	15,25	46,43
$\beta = 30$	0,34	4,17	3,08	3,77	8,15	28,91
$\beta = 40$	0,21	3,77	3,00	3,48	5,57	22,13
$\beta = 45$	0,32	3,52	2,56	3,11	9,09	31,83
$\beta = 50$	0,50	3,71	2,46	3,08	13,47	40,58

Tabela 2

Wpływ parametru β na moment dla modelu silnika z rysunku 4a

Table 2

Influence of a parameter β on torque for motor model from Figure 4a

Parametr [°]	$T_{z \max}$ [N·m]	$T_{e \max}$ [N·m]	$T_{e \min}$ [N·m]	$T_{e \text{ av}}$ [N·m]	τ [%]	ϵ [%]
$\beta = 30$	0,82	4,48	2,65	3,59	18,30	50,97
$\beta = 40$	0,47	3,94	2,96	3,40	11,93	28,82
$\beta = 45$	0,29	3,66	2,86	3,29	7,92	24,32
$\beta = 50$	0,12	3,40	2,75	3,16	3,53	20,57
$\beta = 60$	0,21	3,17	2,50	2,89	6,62	23,18
$\beta = 65$	0,33	3,14	2,28	2,74	10,51	31,39
$\beta = 70$	0,43	3,07	2,06	2,59	14,01	39,00

Tabela 3

Wpływ parametru β na moment dla modelu silnika z rysunku 4b

Table 3

Influence of a parameter β on torque for motor model from Figure 4b

Parametr [°]	$T_{z \max}$ [N·m]	$T_{e \max}$ [N·m]	$T_{e \min}$ [N·m]	$T_{e \text{ av}}$ [N·m]	τ [%]	ϵ [%]
$\beta = 20$	0,83	4,85	2,93	3,91	17,11	49,10
$\beta = 30$	0,49	4,47	3,17	3,85	10,96	33,77
$\beta = 40$	0,16	4,03	3,35	3,74	3,97	18,18
$\beta = 45$	0,06	3,86	3,28	3,66	1,55	15,85
$\beta = 50$	0,18	3,90	3,21	3,56	4,61	19,38
$\beta = 60$	0,38	3,89	2,84	3,34	9,77	31,44
$\beta = 70$	0,49	3,74	2,48	3,08	13,10	40,91

Tabela 4

Wpływ parametrów β i γ na moment dla modeli silnika z rysunku 5a

Table 4

Influence of parameters β and γ on torque for motor model from Figure 5a

Parametr [°]	$T_{z \max}$ [N·m]	$T_{e \max}$ [N·m]	$T_{e \min}$ [N·m]	$T_{e \text{ av}}$ [N·m]	τ [%]	ϵ [%]	
$\beta = 45$	$\gamma = 18$	0,39	3,70	2,69	3,24	10,54	31,17
	$\gamma = 20$	0,29	3,67	2,81	3,29	7,90	26,14
	$\gamma = 22$	0,15	3,59	2,92	3,34	4,18	20,06
	$\gamma = 24$	0,04	3,51	3,00	3,36	1,14	15,18
	$\gamma = 26$	0,09	3,55	2,99	3,34	2,53	16,77
	$\gamma = 30$	0,07	3,63	3,08	3,42	1,93	16,08

Tabela 5

Wpływ parametrów β i γ na moment dla modeli silnika z rysunku 5b

Table 5

Influence of parameters β and γ on torque for motor model from Figure 5b

Parametr [°]	T_z max [N·m]	T_e max [N·m]	T_e min [N·m]	T_e av [N·m]	τ [%]	ϵ [%]	
$\beta_1 = 45$ $\beta_2 = 67,5$	$\gamma = 12$	0,16	3,05	2,43	2,82	5,24	21,98
	$\gamma = 14$	0,15	3,18	2,51	2,88	4,72	23,26
	$\gamma = 16$	0,10	3,22	2,55	2,95	3,10	22,71
	$\gamma = 18$	0,07	3,26	2,61	3,04	2,15	21,38
	$\gamma = 20$	0,22	3,39	2,64	3,11	6,49	24,11

Tabela 6

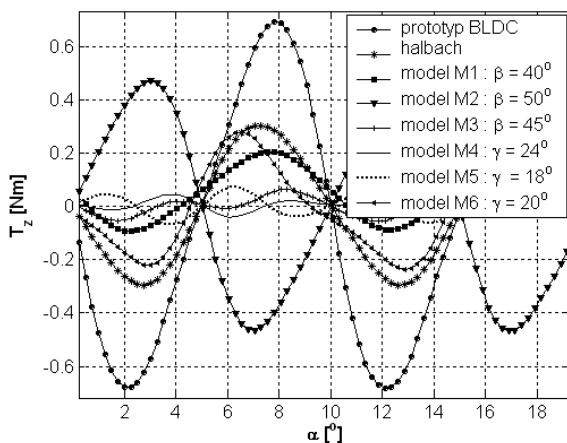
Wpływ parametrów β i γ na moment dla modeli silnika z rysunku 5c

Table 6

Influence of parameters β and γ on torque for motors models from Figure 5c

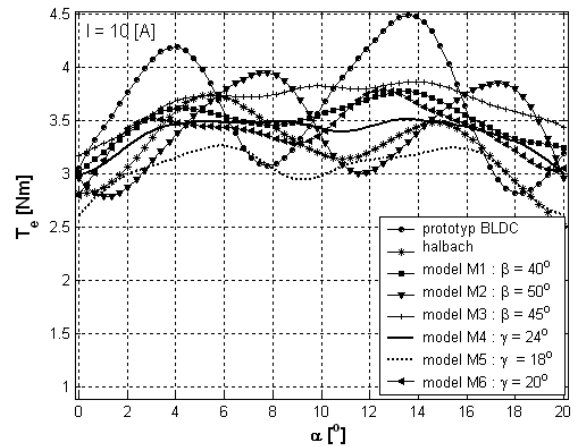
Parametr [°]	T_z max [N·m]	T_e max [N·m]	T_e min [N·m]	T_e av [N·m]	τ [%]	ϵ [%]	
$\beta_1 = 22,5$ $\beta_2 = 45$ $\beta_3 = 67,5$	$\gamma = 5$	0,71	3,93	2,20	3,12	18,10	55,45
	$\gamma = 8,6$	0,89	4,20	2,25	3,21	21,20	60,75
	$\gamma = 20$	0,28	3,78	2,80	3,39	7,41	28,91
	$\gamma = 30$	0,62	4,40	2,87	3,65	14,10	41,92

Na rysunkach 9 i 10 przedstawiono najlepsze wybrane rozwiązania pod kątem redukcji momentu zaczepowego. Wyniki obliczeń momentów porównano z prototypem silnika o magnesach montowanych powierzchniowo (rys. 1) oraz z konfiguracją magnesów według magnetyzacji typu Halbach. Rysunek 9 przedstawia moment zaczepowy, z kolei na rysunku 10 zamieszczono kątową zmienność momentu elektromagnetycznego przy prądzie $I = 10$ A z uwzględnieniem przełączeń pasm. Na rysunku 11 zestawiono rzędy harmonicznych momentu elektromagnetycznego.



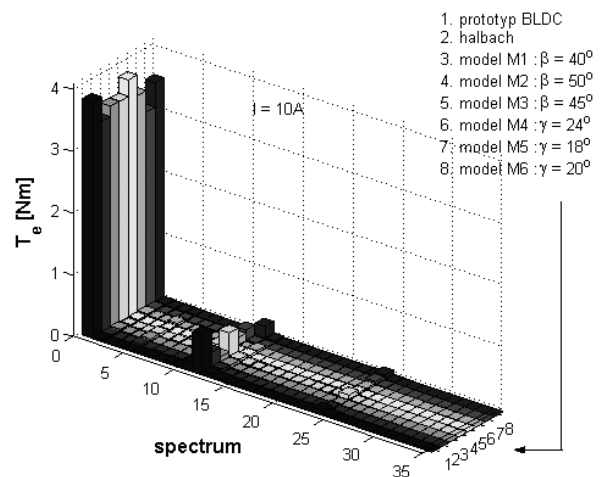
Rys. 9. Kątowa zmienność momentu zaczepowego

Fig. 9. Cogging torque versus rotor position



Rys. 10. Kątowa zmienność momentu elektromagnetycznego z uwzględnieniem przełączeń pasm

Fig. 10. Electromagnetic torque versus rotor position with phases switch – overs



Rys. 11. Spektrum harmonicznych momentu elektromagnetycznego

Fig. 11. Harmonics spectrum of electromagnetic torque

4. WNIOSKI

W pracy pokazano wpływ modyfikacji zmiennego wektora magnetyzacji na wartości momentu elektromagnetycznego i momentu zaczepowego w silniku BLDC. Eliminacja składowej pulsującej (momentu zaczepowego) pozwala na poprawę własności elektromechanicznych maszyny. Jak wykazują obliczenia, zastosowanie zmiennego wektora magnetyzacji o odpowiedniej konfiguracji magnesów trwałych formowanych w kształt zamkniętego cylindra pozwala na znaczną redukcję amplitudy momentu zaczepowego.

Najlepsze rozwiązanie uzyskano po zastosowaniu modelu silnika o magnetyzacji magnesów z rysunku 5a oraz 5b. Takie podejście konstrukcyjne do obwodu wirnika o odpo-

wiedniej rozpiętości środkowego segmentu magnesu pozwoliło na redukcję momentu zaczepowego aż o 90% w porównaniu z konwencjonalnym silnikiem.

Kolejnym krokiem w badaniach będzie wykonanie pełnej optymalizacji obwodu magnetycznego silnika z użyciem algorytmów genetycznych.

Praca zrealizowana w ramach grantu MNiI Nr 3T10A03129 oraz współfinansowana ze środków EFS.

Literatura

- [1] Łukaniszyn M., Młot A.: *Analiza momentu elektromagnetycznego i składowych pulsujących w bezszczotkowym silniku prądu stałego wzbudzonym magnesami trwałymi*. Przegląd Elektrotechniczny, 1'2005, Warszawa, 21–25
- [2] Glinka T.: *Maszyny elektryczne wzbudzone magnesami trwałymi*. Gliwice, Wydawnictwo Politechniki Śląskiej 2002
- [3] Mellor P.H., Wrobel R.: *Optimisation of a brushless motor excited by multi-polar permanent magnet array*. IEEE International Electric Machines & Drives Conference IEMDC'2005, San Antonio, Texas, USA, May 15–18, 2005, 649–654
- [4] Młot A.: *Wpływ rodzaju magnesów trwałych na wybrane parametry elektromechaniczne bezszczotkowego silnika prądu stałego*. Zeszyty Naukowe Informatyka, Politechnika Opolska, Opole, 2005, Nr. 302/2005, 139–150
- [5] Młot A.: *Wpływ magnetyzacji typu Halbach magnesów trwałych na moment elektromagnetyczny w bezszczotkowym silniku prądu stałego*. VII Międzynarodowe Warsztaty Doktoranckie, OWD 2005, Wiśła, Vol. 2, 321–326
- [6] Stachowiak D.: *Wyznaczenie momentu elektromagnetycznego maszyn magneto elektrycznych metodą węzłowych i krawędziowych elementów skończonych*. Poznań, Politechnika Poznańska 2004 (praca doktorska)
- [7] Stachowiak D.: *Edge element analysis of brushless motor with inhomogeneously magnetized permanent magnet*. XVII Symposium Electromagnetic Phenomena in Nonlinear Circuits, July 1–3, 2002, Leuven-Poznań, 99–102

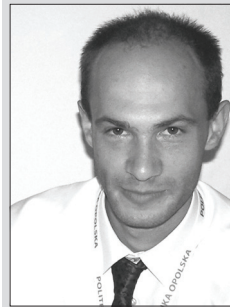
Wpłynęło: 26.09.2006



Marian ŁUKANISZYN

Ukończył studia na Wydziale Elektrycznym Politechniki Opolskiej, dawnej WSI w Opolu, w 1977 r. Stopień doktora i doktora habilitowanego uzyskał na Wydziale Elektrotechniki i Elektroniki Politechniki Łódzkiej kolejno w 1985 i 1991 roku. W 2003 roku uzyskał tytuł profesora. W latach 1993–1999 był stypendystą Fundacji Alexandra von Humboldta w Uniwersytecie Erlangen-Nürnberg. Jest autorem ponad 150 publikacji, 3 monografii oraz kilku podręczników i skryptów. Specjalizuje się w modelowaniu i optymalizacji konstrukcji maszyn elektrycznych z magnesami trwałymi. Od 2006 zatrudniony na stanowisku profesora zwyczajnego w Politechnice Opolskiej, prodziekan ds. nauki, kierownik Zakładu Maszyn Elektrycznych.

e-mail: luk@po.opole.pl



Adrian MŁOT

Ukończył studia na Wydziale Elektrotechniki i Automatyki Politechniki Opolskiej w Opolu w 2003 roku. Od 2001 studiował indywidualnym tokiem studiów, poszerzając wiedzę na temat metod analizy pola magnetycznego oraz metod optymalizacji urządzeń elektrycznych. W 2004 rozpoczął studia doktoranckie w Politechnice Opolskiej. Jest autorem ponad 18 publikacji. Specjalizuje się w modelowaniu i optymalizacji konstrukcji maszyn elektrycznych z magnesami trwałymi.

e-mail: amlot@po.opole.pl