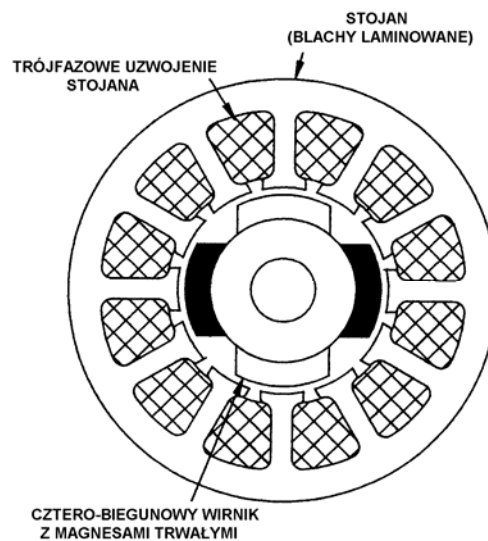


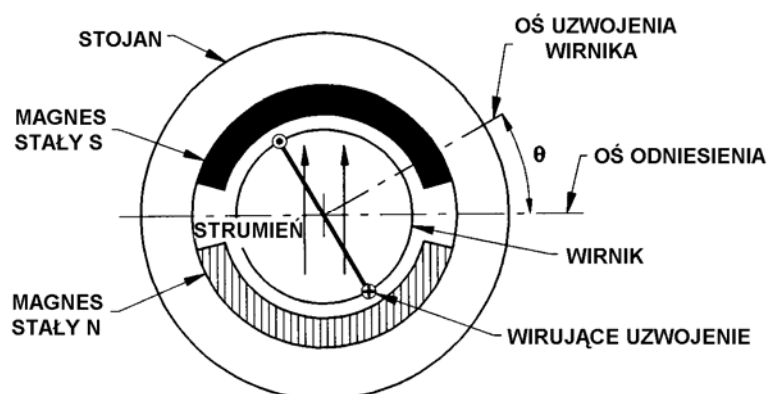
# BADANIE SILNIKA BEZSZCZOTKOWEGO PRĄDU STAŁEGO (BLDC)

## 1 Wprowadzenie

Silnik bezszczotkowy prądu stałego (Rys. 1.) jest odpowiednikiem odwróconego konwencjonalnego silnika prądu stałego z magnesami trwałymi (Rys. 2.). W silniku bezszczotkowym prądu stałego wirnik zawierający magnesy stałe przemieszcza się względem uzwojeń umieszczonych w żłobkach stojana. Podobnie jak w wypadku konstrukcji konwencjonalnej, tutaj także prąd płynący w uzwojeniach musi zmieniać swoją biegunowość za każdym razem, gdy biegun wirnika minie uzwojenie danej fazy, aby zapewnić jednokierunkowość wytworzonego momentu. Tak, więc przepływ prądu i jego biegunowość musi być synchronizowana ze zmianą położenia wirnika.



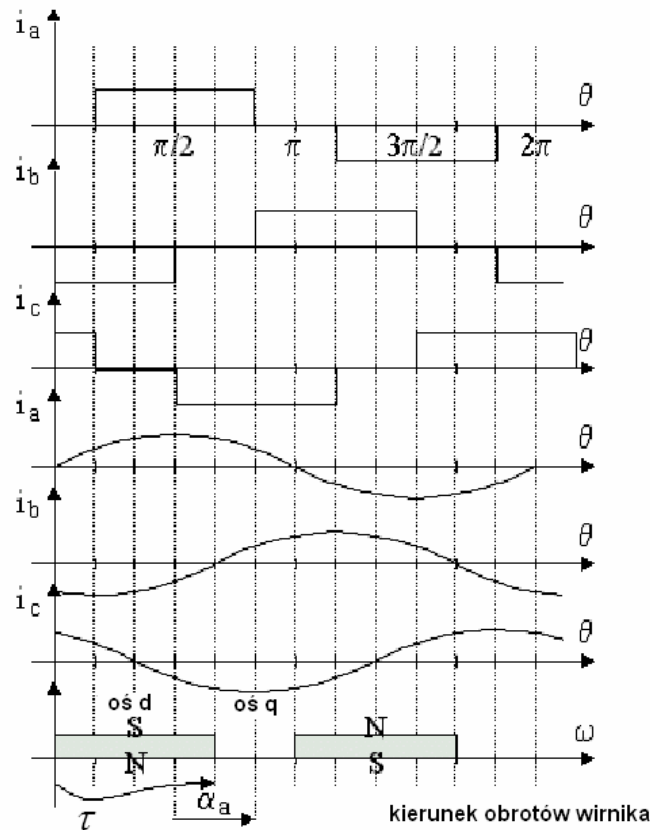
Rys. 1. Kształt wirnika i blach stojana silnika bezszczotkowego prądu stałego



Rys. 2. Uproszczony rysunek konwencjonalnego silnika prądu stałego z magnesami trwałymi

Silniki bezszczotkowe prądu stałego mogą różnić się między sobą kształtem prądu płynącego w pasmach fazowych (prostokątny lub sinusoidalny - Rys. 3.) oraz sposobem synchronizowania zmiany przepływu prądu z położeniem wirnika (za pomocą zewnętrznego czujnika położenia - najczęściej optycznego lub hallotronowego lub metodą bezczujnikową - wykorzystującą informację o przejściu przez zero napięcia

indukowanego w aktualnie niewykorzystywanym uzwojeniu fazowym, informację o czasie przewodzenia diod w kontrolerze PWM, analizę trzeciej harmonicznej napięcia indukowanego).



Rys. 3. Prostokątny i sinusoidalny kształt prądu,  $\tau$  – rozpiętość magnesu bieguna,  $\alpha_a$  – kąt wyprzedzenia załączenia pasma fazowego

Prostokątny kształt prądu stosuje się jest w silnikach bezszczotkowych prądu stałego, w których występuje uzwojenie skupione (jeden zębek na biegun i fazę -  $q = 1$ ) oraz na wirniku osadzone są magnesy stałe powierzchniowe. Taka konstrukcja sprawia, że napięcie indukowane (e.m.f.) ma kształt trapezu (prostokątny) (Rys. 4c) a dzięki prostokątnemu kształtowi prądu fazowego redukowane są pulsacje momentu.

Indukcyjność pasma fazowego składa się z indukcyjności rozproszenia -  $L_r$  i indukcyjność głównej -  $L_g$ :

$$L = L_r + L_g \quad , \quad 1$$

$$L_g \approx \frac{\mu_0 N^2 l \tau}{2p \left( K_c \varepsilon + \frac{h_m}{\mu_{Fe}} \right)} \quad , \quad 2$$

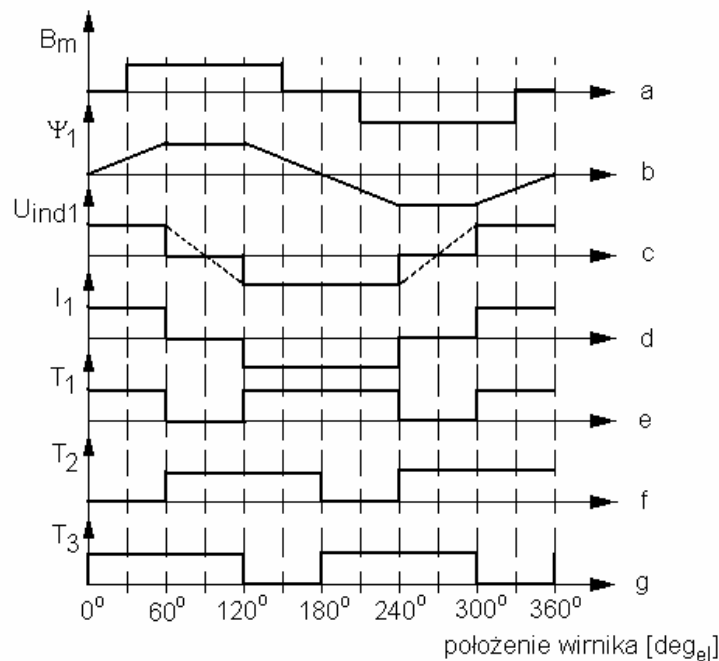
gdzie:  $N$  - ilość zwojów;  
 $l$  - długość pakietu stojana;  
 $\tau$  - rozpiętość bieguna;  
 $p$  - ilość par biegunów;  
 $K_c$  - współczynnik Kartera;  
 $\varepsilon$  - szerokość szczeliny powietrznej;  
 $h_m$  - grubość magnesu stałego bieguna;  
 $\mu_{Fe}$  - przenikalność magnetyczna blach stojana i wirnika.  
 Indukcyjność wzajemna sąsiadujących faz wynosi:

$$L_w \approx -\frac{L_g}{3}. \quad 3$$

Indukcyjność pasma fazowego wynosi:

$$L_p = L - L_w = L_r + \frac{4}{3} L_g. \quad 4$$

Generalnie rozpiętość bieguna  $\tau$  jest mniejsza niż  $180^\circ$  elektrycznych i zawiera się w granicach  $150^\circ - 160^\circ$  (granicznymi wartościami są: minimalna -  $2\pi/3$  i maksymalna -  $\pi$ ) z uwagi na zniekształcenie strumienia na granicy pomiędzy dwoma magnesami o przeciwnej biegunowości. Na Rys. 4a przedstawiono idealizowany rozkład indukcji w szczelinie dla magnesów o rozpiętości  $120^\circ$  elektrycznych.



Rys. 4. Idealizowane rozkłady: strumienia skojarzonego - b), Napięcia indukowanego - c), prądu fazowego - d), momentu elektromagnetycznego trzech faz - e,f,g) silnika bezszczotkowego prądu stałego

Dlatego też strumień skojarzony z uzwojeniem statora przybliżyć można przebiegiem trapezowym (Rys. 4b.), który na przestrzeni  $120^\circ$  elektrycznych zmienia się wraz z położeniem wirnika liniowo:

$$\psi(\theta) = \left(1 - \frac{3}{2\pi} \theta\right) \psi_m, \quad 5$$

gdzie:  $\theta$  - kąt elektryczny położenia wirnika;

$\psi_m = NB_m \tau l$  - maksymalna wartość strumienia skojarzonego;

$B_m$  - indukcja w szczelinie pod biegunem;

a w obszarze płaskim przyjmuje wartość maksymalną + lub -  $\psi_m$ .

Napięcie indukowane  $U_{ind}$  zależy od zmiany strumienia skojarzonego zgodnie z prawem Faradaya:

$$U_{ind} = -\frac{\partial \psi}{\partial t} = -\frac{\partial \psi}{\partial \theta} \frac{d\theta}{dt} = -\omega \frac{\partial \psi}{\partial \theta},$$

gdzie:  $\omega = 2pn\pi$  - kątowna prędkość elektryczna,  $n$  - prędkość obrotowa wirnika.

W konsekwencji napięcie indukowane w pasmie fazowym przyjmuje kształt prostokątny (Rys. 4c.):

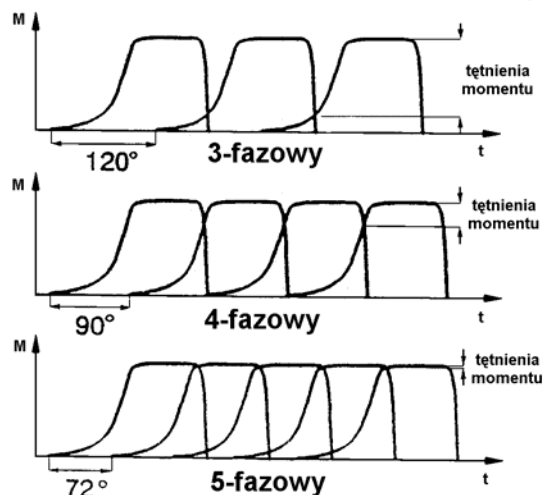
$$U_{ind} = \frac{3}{2\pi} \psi_m \omega. \quad 6$$

Gdy kąt wyprzedzenia załączenia pasma fazowego wynosi  $\alpha_a = 0$ , prądy fazowe są w fazie z napięciem indukowanym (Rys. 4d.). W każdej chwili czasowej prąd płynie jednocześnie w dwóch pasmach fazowych (Rys. 3.), wobec czego wytworzony moment elektromagnetyczny  $T_e$  jest stały (Rys. 4.e,f,g.):

$$T_e = 2U_{ind}I \frac{p}{\omega} = \frac{6}{2\pi} \psi_m p I, \quad 7$$

gdzie:  $I = U/2R_p$  - ustalona wartość prądu.

W rzeczywistości w najczęściej stosowanym układzie 3-fazowym (trzy uzwojenia rozmieszczone symetrycznie co  $120^\circ$  (Rys. 5.) należy się liczyć z wystąpieniem pulsacji momentu.



Rys. 5. Pulsacje momentu elektromagnetycznego w układach 3, 4 i 5 fazowych

Jeśli założymy, że komutacja prądów jest idealna ( $i = I$ ) równanie napięciowe przyjmuje postać:

$$U = 2R_p I + 2U_{ind} = 2R_p I + \frac{6}{2\pi} \psi_m \omega. \quad 8$$

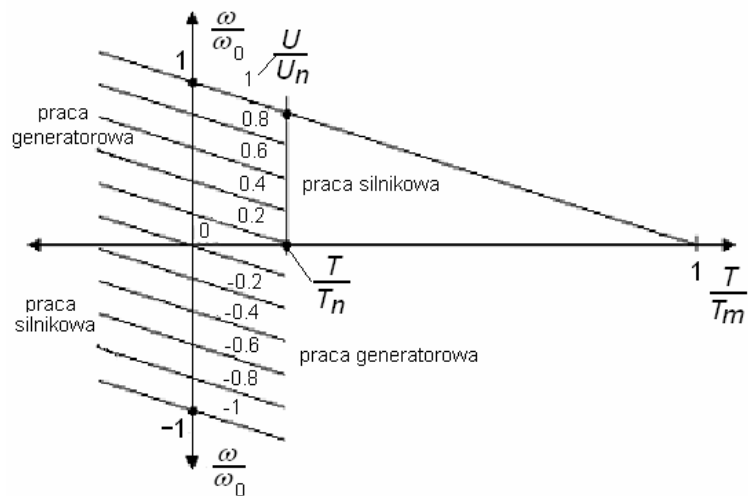
Z równań (7) i (8) otrzymujemy:

$$\omega = \omega_0 \left( 1 - \frac{T_e}{T_m} \right) \quad 9$$

gdzie:  $\omega_0 = \frac{2\pi U_n}{6 \psi_m}$  - prędkość obrotowa w stanie jałowym,  $U_n$  - znamionowe napięcie zasilania;

$T_m = \frac{6}{2\pi} \psi_m p I_m$  - moment maksymalny,  $I_m = \frac{U_n}{2R_p}$  - maksymalny prąd zasilania.

Idealizowana zależność prędkości obrotowej od momentu jest liniowa (Rys. 6).

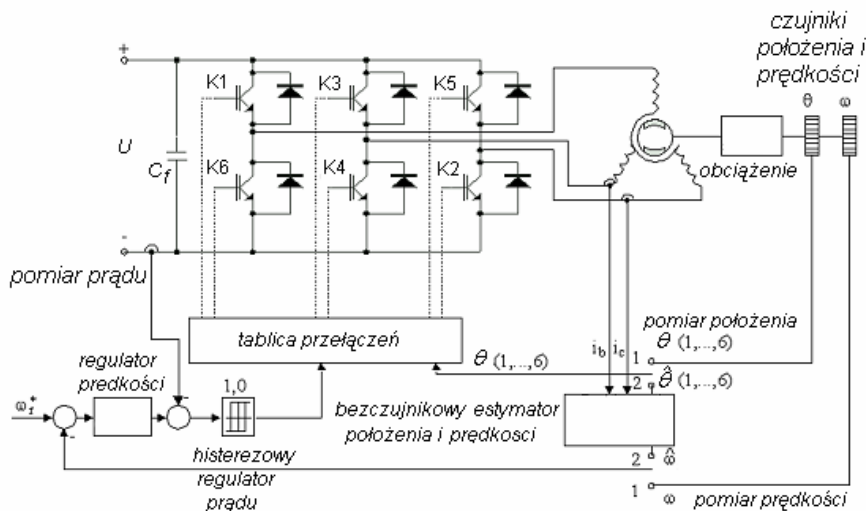


Rys. 6. Idealizowana zależność prędkości obrotowej silnika bezszczotkowego prądu stałego od momentu obciążenia

Prędkość obrotowa może być regulowana przez zmianę wartości i biegunowości napięcia zasilającego uzwojenia fazowe. Regulacja napięcia jak i kontrola prądu odbywa się w falowniku PWM. Maksymalna wartość strumienia skojarzonego  $\psi_m$  może być zmniejszona przez wyprzedzenie załączenia pasma fazowego  $\alpha_a \neq 0$ .

## 2 Falownik PWM

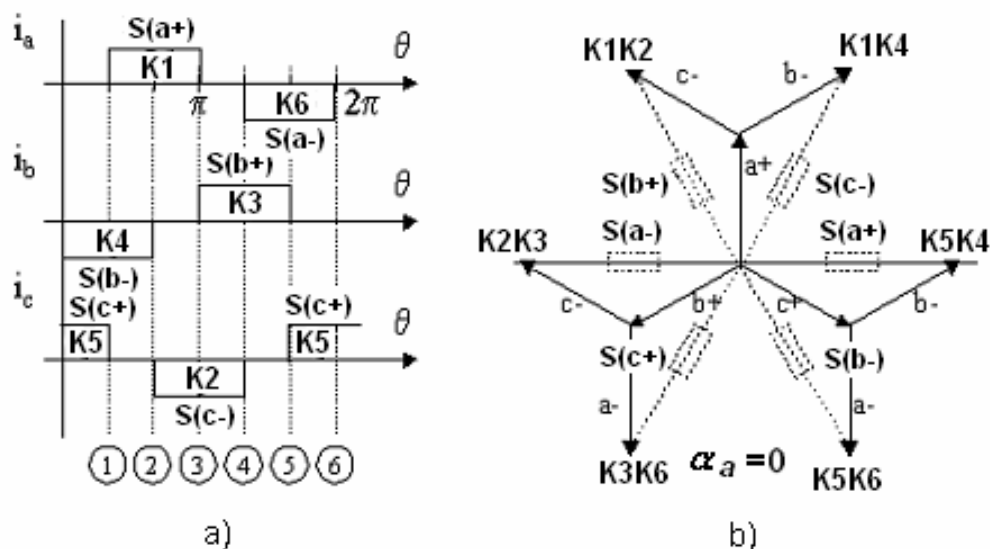
Najprostszy układ zasilania silnika bezszczotkowego prądu stałego składa się z falownika (układu mostkowego kluczy tranzystorowych) realizującego sterowanie PWM, czujnika położenia wirnika i układu regulacji prędkości obrotowej (napięcia) i kontroli prądu zasilającego (Rys. 7.).



Rys.7. Regulator PWM silnika bezszczotkowego prądu stałego

Sekwencja prądów płynących w poszczególnych fazach silnika bezszczotkowego prądu stałego została pokazana na Rys. 8a. Prąd w każdym paśmie fazowym płynie przez  $120^\circ$  stopnie elektrycznych. Podczas obrotu wirnika o  $360^\circ$  elektrycznych realizowanych jest kolejno kombinacja 6 różnych stanów pracy (jednoczesnego załączenia) par tranzystorów (kluczy) układu mostkowego -  $K_1K_2$ ,  $K_2K_3$ ,  $K_3K_6$ ,  $K_6K_5$ ,  $K_5K_4$ , oraz  $K_4K_1$ . Są to

jedyne dopuszczalne stany pracy układu mostkowego. Najprostszym rozwiązaniem jest użycie 6 czujników położenia, co pozwala na bezpośrednie sterowanie mostkiem tranzystorowym. Czujniki (kolejno: S(a+), S(b-), S(c+), S(a-), S(b+) i S(c-)) są rozmieszczone wokół wału maszyny co  $60^\circ/2p$  stopni geometrycznych. Czujniki S(a+), S(c+), S(b+) przesunięte wstecz o  $90^\circ$  elektrycznych w stosunku do skojarzonego z nimi pasma fazowego przy zachowaniu nominalnego kierunku obrotów wału (czujniki S(b-), S(a-), S(c-) przesunięte są odpowiednio w przód o  $90^\circ$  elektrycznych). W każdej chwili aktywne są dowolne dwa sąsiednie czujniki. Przestrzenne położenie czujników oraz wektora napięcia przy sekwencyjnie realizowanym załączeniu faz przedstawione zostały na Rys. 8b. Czujniki pracują tak, że wyprzedzenie załączenia prądu fazowego wynosi  $\alpha_a = 0$ . Takie położenie sprawia, że silnik zachowuje się tak samo w wypadku obu kierunków wirowania. Zmiana kierunku wirowania polega na zmianie ich przyporządkowania. Czujnik S(a-) zajmuje miejsce czujnika S(a+), podobnie pozostałe czujniki. Zmiana przyporządkowania odbywa się na drodze logicznej.

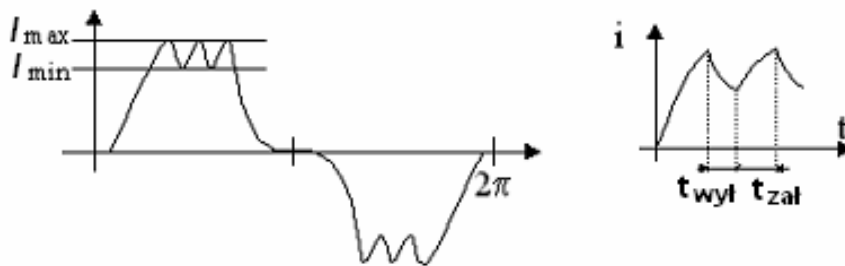


Rys. 8. Sekwencja załączanych prądów fazowych - a), położenie przestrzenne wektorów napięcia sekwencyjnie załączanych faz oraz rozmieszczenie czujników położenia wirnika -b)

Idealizowany wektor napięcia (Rys. 8b.) wykonuje skok o  $60^\circ$  elektrycznych w chwili, gdy następuje komutacja kolejnych pasm fazowych silnika. Tak, więc prąd płynący przez pasma fazowe silnika nie wiruje w sposób ciągły, ale pozostaje niezmienny przez  $60^\circ$  elektrycznych, po czym wykonuje skok o  $60^\circ$ . Moment elektromagnetyczny wytworzony w silniku pozostaje stały jedynie wtedy, gdy prąd i napięcie indukowane pozostaną stałe, stąd wymaganie, aby napięcie indukowane miało przebieg trapezowy z płaską częścią szczytową. Stałość prądu zapewnia natomiast strategia modulacji szerokością impulsów (PWM) realizowana przez regulator prądu.

### 3 Regulacja prądu

Dzięki zdolności regulacji prądu falownik umożliwia dokonanie rozruchu silnika bezszczotkowego prądu stałego bez potrzeby stosowania specjalnych oporników rozruchowych. Do kontroli prądu wykorzystywany jest czujnik umieszczony w obwodzie zasilającym (Rys. 7.). Strategia regulacji prądu może być realizowana na wiele sposobów. Rozpatrzony zostanie najprostszemu regulator histerezy. Po załączeniu napięcia prąd w danej parze pasm fazowych narasta aż do osiągnięcia dopuszczalnej wartości maksymalnej  $I_{max}$ . W tym momencie następuje wyłączenie zasilania pasm fazowych, prąd opada do wartości  $I_{min}$ . Czas załączenia pasm fazowych  $t_{zał}$  i czas wyłączenia zależy od szerokości histerezy  $I_{max} - I_{min}$  (Rys. 9.).



Rys. 9. Histerezowa regulacja prądu pasma fazowego

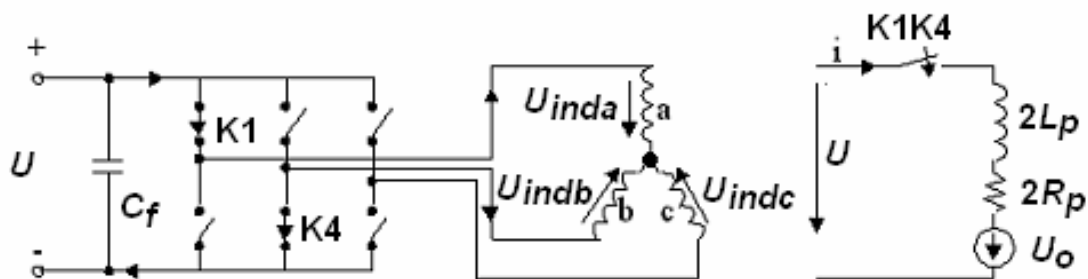
Rozpatrzmy załączenie i wyłączenie pasma fazowego *a* i *b* (klucze tranzystorowe T1 i T4). Równanie napięciowe(Rys. 10.) dla stanu załączenia przyjmuje postać:

$$U = 2R_p i + 2L_p \frac{di}{dt} + U_{inda} - U_{indb} = 2R_p i + 2L_p \frac{di}{dt} + U_0 \quad 10$$

gdzie:  $U_0 = U_{inda} - U_{indb} \approx 2U_{inda}$ .

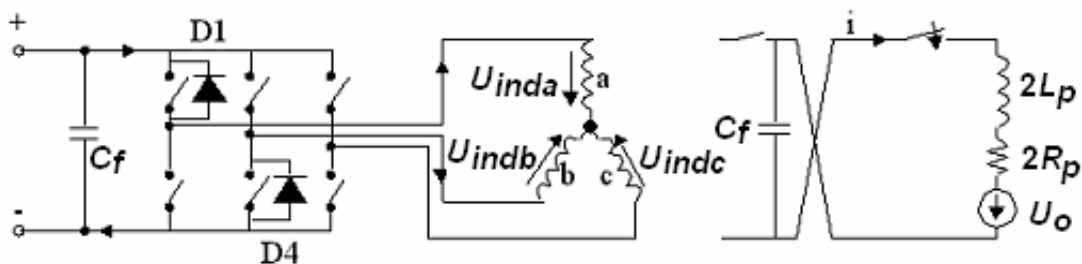
Po rozwiązaniu równania (10) otrzymujemy:

$$i(t) = \frac{U - U_0}{2R_p} \left( 1 - e^{-\frac{t}{L_p}} \right) + I_{min} e^{-\frac{t}{L_p}}. \quad 11$$



Rys. 10. Załączenie pasma fazowego *a* i *b*

Podczas stanu wyłączenia pasm fazowych ( $t_{wyt}$ ) diody D1 i D4 przewodzą powodując przepływ prądu przez kondensator  $C_f$ (Rys. 11.).



Rys. 11. Wyłączenie pasma fazowego *a* i *b*

Równanie napięciowe przyjmuje postać:

$$0 = 2R_p i(t) + 2L_p \frac{di}{dt} + U_0 + \frac{1}{C_f} \int i(t) dt + U_{c0}, \quad 12$$

gdzie:  $U_{c0}$  - napięcie na kondensatorze  $C_f$  w chwili wyłączenia pasm fazowych.

Równanie (12) rozwiązujemy przy założeniu  $t^* = t - t_{on}$ :

$$i(t) = -\frac{U_{c0} + U_0}{2\omega L_p} e^{-\alpha t^*} \sin \omega t^* - I_{\max} \frac{\omega_0}{\omega_t} e^{-\alpha t^*} \sin(\omega t^* - \varphi) \quad 13$$

gdzie:  $\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{2C_f L_p}},$

$$\alpha = \frac{R_p}{2L_p},$$

$$\omega_t = \sqrt{\omega_0^2 - \alpha^2},$$

$$\varphi = \arctan \frac{\omega}{\alpha}.$$

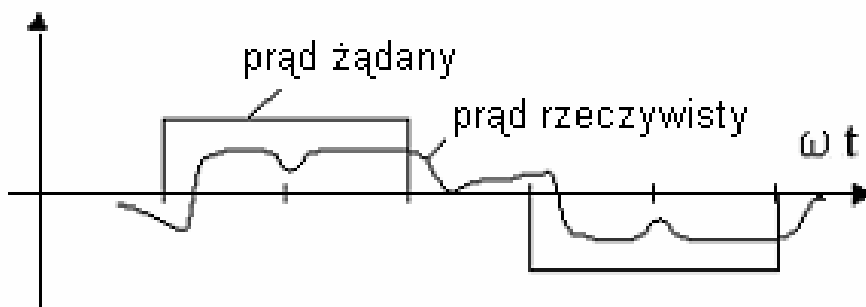
Moment elektromagnetyczny przy histerezowej regulacji prądu wynosi:

$$T_e = \frac{U_0 i(t)}{\frac{\omega}{p}}, \quad 14$$

tak więc jeżeli napięcie indukowane  $U_{ind}$  utrzymuje wartość stałą w czasie, w momencie elektromagnetycznym ujawniają się tętnienia prądu wywołane procesem regulacji.

#### 4 Regulacja wyprzedzenia kąta załączenia pasma fazowego

W wypadku omówionej powyżej regulacji prądu, jego narastanie może następować jedynie wtedy, gdy  $U > U_0$ . Po przekroczeniu określonej prędkości obrotowej  $U < U_0$  i regulacja prądu na zadanym poziomie nie jest możliwa. W tym wypadku podczas całego procesu komutacji prąd narasta nie osiągając wartości  $I_{\max}$  (Rys. 12.).



Rys. 12. Kształt prądu pasma fazowego gdy  $U < U_0$

Wyprzedzenie załączenia pasma fazowego o kąt  $\alpha_a$  umożliwia szybkie narastanie prądu pasma fazowego (wymuszanego pełnym napięciem zasilania  $U$ ), bowiem przez pewien czas początkowy (zależny od  $\alpha_a$ )  $U_0 = 0$ . Dzieje się tak, gdyż rozpiętość kątowa magnesów stałych tworzących bieguny wirnika zazwyczaj jest mniejsza



niż  $150^{\circ}$  -  $160^{\circ}$  elektrycznych. Oszacowanie wymaganego kąta wyprzedzenia  $\alpha_a$  w wypadku silnika 3-fazowego (prąd płynie przez pasmo fazowe przez  $120^{\circ}$  elektrycznych, w danej chwili załączone są dwa pasma fazowe) opiera się na przyjęciu liniowego narastania prądu pasma fazowego do wybranej wartości prądu  $I$ :

$$\alpha_a \Big|_{120^{\circ}} = \omega \frac{L_p I}{U} . \quad 15$$

Tak, więc przy większej prędkości obrotowej wirnika, dzięki wprowadzeniu odpowiedniego kąta wyprzedzenia załączenia pasma fazowego w chwili pojawienia się napięcia indukowanego  $U_o$  prąd pasma fazowego osiąga odpowiednio dużą wartość, a co za tym idzie następuje zwiększenie momentu obrotowego. Zmiana kąta załączenia pasma fazowego  $\alpha_a$  odbywa się na drodze elektrycznej.

Innym sposobem osiągnięcia większego momentu elektromagnetycznego przy dużo większej prędkości obrotowej wirnika jest umożliwienie przepływu prądu przez pasmo fazowe przez  $180^{\circ}$  elektrycznych. Przy tej strategii sterowania w jednej chwili czasowej prąd płynie we wszystkich trzech pasmach fazowych. Tak, więc aby w pełni wykorzystać możliwość powiększenia momentu elektromagnetycznego poprzez regulację kąta wyprzedzenia załączenia pasma fazowego należy zapewnić możliwość przejścia ze strategii przewodzenia prądu pasma fazowego przez  $120^{\circ}$  do przewodzenia przez  $180^{\circ}$  elektrycznych.

## 5 Reluktancyjny moment zaczepowy.

W silnikach prądu stałego z magnesami trwałymi występuje reluktancyjny moment zaczepowy. Jego powstanie związane jest ze strukturą zębowo-żłobkową stojana i obecnością magnesów stałych umieszczonych na wirniku (zmiana reluktancji w funkcji położenia wirnika na drodze strumienia pochodzącego od magnesów biegunów). Występuje, więc nawet wtedy gdy silnik nie jest zasilany. Reluktancyjny moment zaczepowy ma charakter oscylacyjny i może przybierać duże wartości – szczególnie dla silników o małej liczbie zębów stojana przypadających na biegun. W celu jego redukcji stosuje się specjalne zmiany konstrukcyjne: skos żłobków stojana. W najlepiej optymalizowanych pod tym względem konstrukcjach (odpowiedni dobór szerokości zęba, zmianę jego geometrii – przez wycięcie otworów lub dodatkowe wycięcie w środku zęba – „bifurkacja”) jego wartość nie przekracza 1-2% momentu znamionowego silnika. W literaturze można znaleźć następującą zależność opisującą moment zaczepowy:

$$T_z = \frac{\pi}{4} D L_p \sum_n^{\infty} n \frac{\sin(n \delta L_p)}{n \delta L_p} \Lambda_n f_n \sin(n \xi) \quad 16$$

gdzie:  $n = kS$ ,  $k = 1, 2, 3, \dots$ ,  $S$  – najniższy wspólny dzielnik liczby żłobków i liczby par biegunów;

$\frac{\sin(n \delta L_p)}{n \delta L_p}$  - zależność opisująca efekt skosu żłobków stojana,

$L_p$  – długość pakietu blach stojana,

$n$  – stopień harmonicznej przestrzennej permanencji obwodu magnetycznego widzianej przez obracający się biegun wirnika,

$\delta$  – kąt skosu;

$f_n$  –  $n$ -ta harmoniczna przestrzenna rozkładu strumienia pochodzącego od magnesów wirnika;

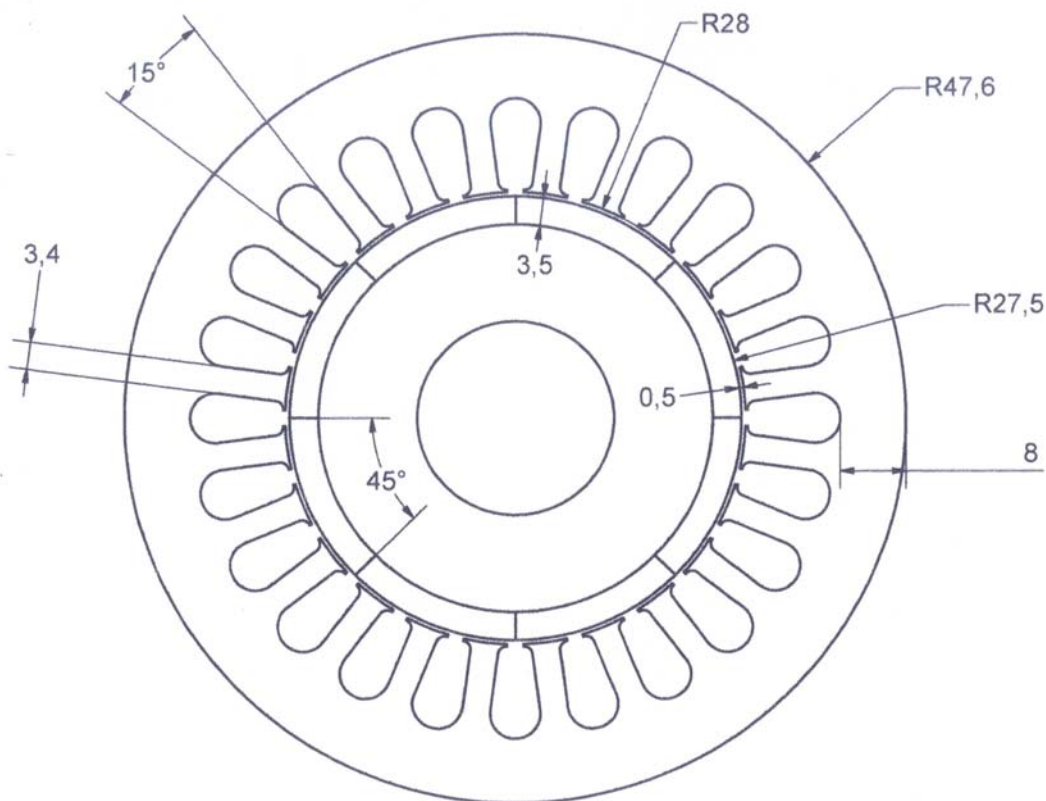
$\xi$  – kąt położenia wału,

wyprowadzoną z prędkości zmian koenergii magnetycznej podczas obrotu wału.

Moment zaczepowy może być także kompensowany na drodze oddziaływań elektromagnetycznych poprzez wymuszenie takiego kształtu prądu, dla którego powstałe tętnienia momentu zredukują moment zaczepowy.

## 6 Badania bezszczotkowego silnika prądu stałego.

Na Rys. 13 przedstawiono kształt blach badanych silników BLCD, a w Tabeli 1 ich parametry znamionowe.



Rys. 13. Geometria silnika BLDC, Q=24, p=4

Tabela 1 Parametry znamionowe silników

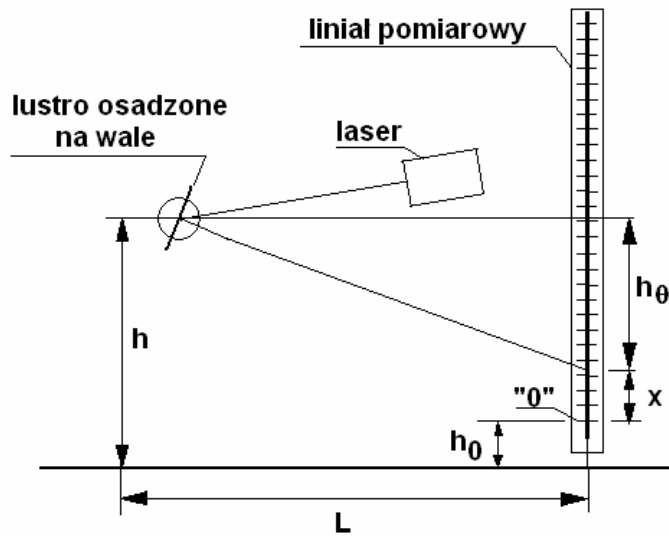
Dane znamionowe	Symbol	Silnik nr 1	Silnik nr 2
Napięcie	$U_N$	24V	
Moc znamionowa	$P_N$	350W	
Moc pobierana	$P_1$	400W	
Prędkość na biegu jałowym	$n_o$	800 [obr/min]	1500[ obr/min]

### 6.1 Badanie napięcia indukowanego $U_{ind}$ .

Badanie napięcia indukowanego odbywa się przy wymuszonych obrotach wirnika silnika BLCD. Silniki badane sprzężone są mechanicznie silnikiem indukcyjnym klatkowym zasilanym z przemiennika częstotliwości.

### 6.2 Badanie momentu reluktancyjnego zaczepowego.

Badanie momentu reluktancyjnego zaczepowego należy przeprowadzić dla silnika BLCD bez skosu zębów. Pomiaru dokonujemy przy pomocy dźwigni pomiarowej (sprzężonej z wałem wirnika za pomocą przekładni samohamownej), opartej na wadze (służącej do pomiaru siły). Przekładnia samohamowna umożliwia kątową zmianę położenia wału  $\theta$ . Kąt  $\theta$  wyznaczany jest za pomocą laserowego układu pomiarowego (Rys. 14).



Rys. 14. Laserowy pomiar kąta wychylenia wału  $\theta$

### 6.3 Wyznaczanie charakterystyki mechanicznej $n=f(M_{obc})$

Charakterystyki mechaniczne  $\omega = f(M_{obc})$  należy wyznaczyć dla różnych wartości napięcia zasilania silnika (przy zadanej maksymalnej prędkości obrotowej) i różnych wartości początkowej prędkości obrotowej ustawionej za pomocą regulatora PWM (przy ustalonej wartości napięcia zasilającego). Obciążeniem badanego silnika jest hamulec elektrodynamiczny.

### 6.4 Badanie wpływu wyprzedzenia załączenia pasma fazowego na zwiększenie momentu obrotowego.

Dla dwóch stanów obciążenia silnika BLCD (stan jałowy i stan obciążenia momentem równym połowie momentu maksymalnego) przy zadanej maksymalnej prędkości obrotowej zmieniamy kąt  $\alpha_a$  wyprzedzenia załączenia pasm fazowych i obserwujemy zmianę prędkości obrotowej.

### Literatura

Glinka T.: Mikromaszyny elektryczne wzbudzone magnesami trwałymi. Wydawnictwo Politechniki Śląskiej. Gliwice 1995

Hendershot J. R., Miller T.J.E.: Design of Brushless Permanent-Magnet Motors. Magna Physics Publishing and Clarendon Press. Oxford 1994.

Opracował Adam Biernat luty-kwiecień 2006