

Michał JANASZEK

ANALIZA PRACY SILNIKA SYNCHRONICZNEGO O WZBUDZENIU ELEKTROMAGNETYCZNYM SZEREGOWYM

STRESZCZENIE *W artykule przedstawiono zasadę działania silnika synchronicznego o wzbudzeniu elektromagnetycznym i o szeregowym połączeniu uzwojenia wzbudzenia z uzwojeniami twornika. Jest ona analogiczna do zasady działania silnika szeregowego prądu stałego. Jako silnik synchroniczny szeregowy rozumiemy układ elektryczny złożony z maszyny synchronicznej, przekształtnika pełniącego rolę komutatora elektronicznego, obwodu wzbudzenia, czujnika położenia wału synchronizującego przełączenia tranzystorów przekształtnika. Uzwojenie obwodu wzbudzenia jest połączone poprzez falownik tranzystorowy w szereg z uzwojeniami twornika. Przez obwód wzbudzenia płynie prąd stały równy składowej czynnej prądu twornika. Przy założeniu, że kąt między wektorem strumienia a wektorem prądu jest stały, moment elektromagnetyczny jest proporcjonalny do kwadratu składowej czynnej prądu twornika.*

Słowa kluczowe: *napęd elektryczny, silnik synchroniczny*

1. WSTĘP

W ostatnich latach rozpowszechniły się trójfazowe silniki i prądnice o magnesach trwałych. Produkowane są w dwóch rodzajach: jako maszyny synchroniczne o sinusoidalnym kształcie siły elektromotorycznej i maszyny bezszczotkowe o trapezowym przebiegu siły elektromotorycznej. Do produkcji tych maszyn konieczne są magnesy trwałe, których dostawcą są Chiny. Chiny stały się monopolistą w produkcji magnesów neodymowych i wykorzystując to, podniosły w ostatnich latach wielokrotnie ceny. Doprowadziło to do sytuacji, że maszyny elektryczne ze wzbudzeniem od magnesów trwałych, stały się zbyt drogie i mimo zalet, ich produkcja jest obecnie praktycznie ekonomicznie nieopłacalna. Tak więc uzasadniony jest powrót do koncepcji

dr inż. Michał JANASZEK

e-mail: m.janaszek@iel.waw.pl

Instytut Elektrotechniki, Zakład Napędów Elektrycznych
ul. Pożaryskiego 28, 04-703 Warszawa

PRACE INSTYTUTU ELEKTROTECHNIKI, zeszyt 266, 2014

maszyn synchronicznych o wzbudzeniu elektromagnetycznym z uzwojeniem wzbudzenia w wirniku.

Silniki o wzbudzeniu elektromagnetycznym dzieli się zwykle na trzy grupy:

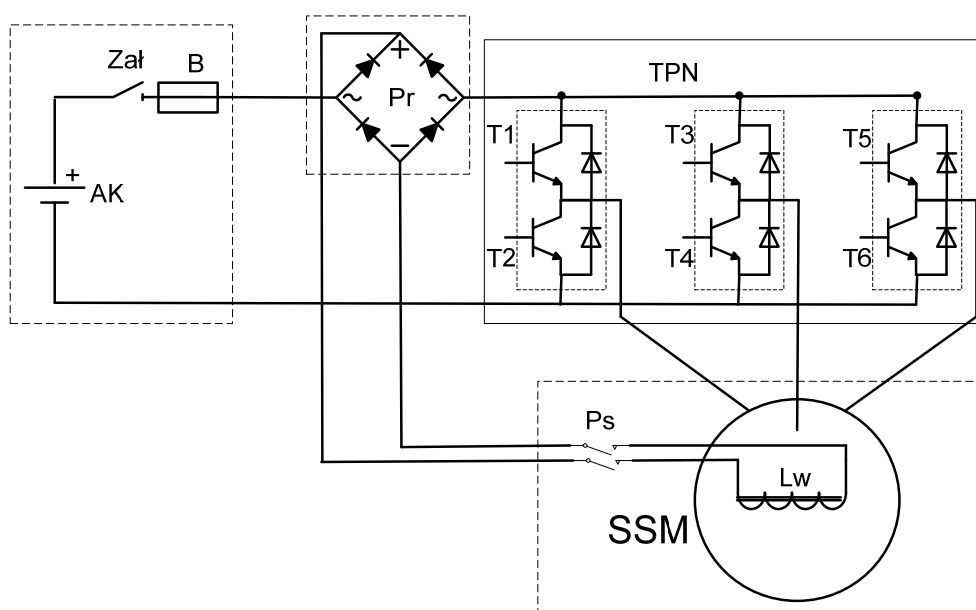
- bocznikowe – obwód wzbudzenia silnika podłączony jest do napięcia zasilającego równolegle z obwodami twornika;
- obcowzbudne – obwód wzbudzenia zasilany jest napięciem lub prądem regulowanym;
- szeregowe – obwód wzbudzenia połączony jest szeregowo z obwodami twornika i zasilany jest prądem twornika.

Podział ten dotyczy zarówno silników prądu stałego, jak i silników synchronicznych o wzbudzeniu elektromagnetycznym.

2. SILNIK SYNCHRONICZNY SZEREGOWY

Jako silnik synchroniczny szeregowy rozumiemy układ energoelektroniczno-maszynowy (rys. 1) złożony z:

- trójfazowej maszyny synchronicznej SSM. Uzwojenia twornika umieszczone są na stojanie, a uzwojenie wzbudzenia L_w na wirniku. Wirujące uzwojenie wzbudzenia podłączone jest przez dwa pierścienie ślizgowe i szczotki;
- trójfazowego przekształtnika napięcia TPN zbudowanego z sześciu tranzystorów mocy T1-T6;
- prostownika diodowego Pr, wymuszającego jeden kierunek prądu wzbudzenia, niezależnie od kierunku prądu zasilającego przekształtnik podczas pracy silnikowej i prądnicowej maszyny.



Rys. 1. Schemat obwodu silnoprądowego z silnikiem synchronicznym szeregowym

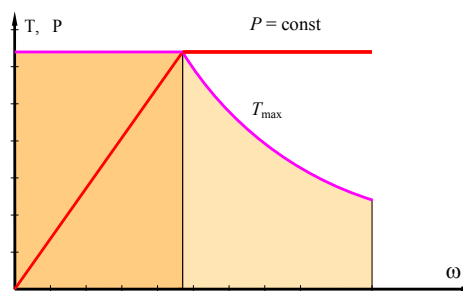
Korzystne jest zasilanie silnika ze źródła napięcia stałego, np. z akumulatorów AK, co umożliwi odbiór energii podczas pracy prądnicowej. Na rysunku 1 zaznaczono ponadto wyłącznik Za i bezpiecznik B.

Uzwojenie obwodu wzbudzenia jest połączone szeregowo z uzwojeniami twornika poprzez przekształtnik tranzystorowy. Przez obwód wzbudzenia płynie prąd stały sumaryczny przekształtnika, równy składowej czynnej prądu twornika. Przy założeniu, że kąt między wektorami strumienia i prądu jest stały, moment elektromagnetyczny jest proporcjonalny do kwadratu składowej czynnej prądu twornika.

Charakterystyka mechaniczna silnika synchronicznego szeregowego będzie więc analogiczna do charakterystyki mechanicznej silnika szeregowego prądu stałego. Silnik może być więc stosowany w napędach trakcyjnych, w których pożądana jest praca w dwóch obszarach: stałego momentu i stałej mocy [6] (rys. 2). Jego zaletą jest brak komutatora mechanicznego. Pozostają w nim jedynie pierścienie uzwojenia wzbudzenia. Zaletą jest również to, że uzwojenie twornika umieszczone jest na stojanie, co ułatwia chłodzenie maszyny.

Stosowane w napędach silniki synchroniczne i bezszczotkowe o magnesach trwałych mają strumień wzbudzenia o stałej amplitudzie. Niewielkie zmiany strumienia mogą być powodowane jedynie przez oddziaływanie twornika. Dotyczy to również silników obcowzbudnych. Dlatego pełne zastąpienie silników szeregowych prądu stałego w napędach trakcyjnych może być dokonane jedynie przez silniki synchroniczne szeregowo.

W dużej mierze trudność zaprojektowania silnika synchronicznego szeregowego wynika ze sposobu jego zasilania. W układzie szeregowym jednofazowy prąd wzbudzenia silnika jest jednocześnie przełączanym przez falownik na trzy fazy prądem uzwojenia stojana. W obcowzbudnych maszynach synchronicznych wzbudzenie stałoprądowe może być regulowane niezależnie od przemiennych prądów stojana. Poprawna praca całego napędu istotnie zależy od odpowiedniego doboru mechanicznych elementów wirnika oraz właściwego uzwojenia wzbudzenia.



Rys. 2. Charakterystyka prędkość – moment napędu trakcyjnego

3. PODSTAWY MATEMATYCZNE STEROWANIA SILNIKA SYNCHRONICZNEGO SZEREGOWEGO

W 1983 r. ogłoszona została przez H. Akagiego, A. Nabae'a oraz Y. Kanazawę nowa teoria mocy w dziedzinie czasu, nazwana *teorią chwilowej mocy biernej* (ang. *Instantaneous Reactive Power Theory*) [1, 2, 3]. Teoria ta ma zastosowanie dla układów wielofazowych, w których napięcia i prąd zapisywane są wektorowo. Najczęściej jest stosowana do układów trójfazowych.

W teorii tej wektory napięć i prądów fazowych

$$\mathbf{u}_{ABC} = \begin{bmatrix} u_A(t) \\ u_B(t) \\ u_C(t) \end{bmatrix} = |\mathbf{u}(t)| \cdot \begin{bmatrix} \cos(p\omega(t)t + \mu(t)) \\ \cos(p\omega(t)t + \mu(t) + \frac{2}{3}\pi) \\ \cos(p\omega(t)t + \mu(t) - \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\mathbf{i}_{ABC} = \begin{bmatrix} i_A(t) \\ i_B(t) \\ i_C(t) \end{bmatrix} = |\mathbf{i}(t)| \cdot \begin{bmatrix} \cos(p\omega(t)t + \theta(t)) \\ \cos(p\omega(t)t + \theta(t) + \frac{2}{3}\pi) \\ \cos(p\omega(t)t + \theta(t) - \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix} \quad (2)$$

przekształcane są transformacją Clarke'a do współrzędnych ortogonalnych $\alpha\beta$,

$$\mathbf{u}_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \mathbf{T}\mathbf{u}_{ABC} \quad (3)$$

$$\mathbf{i}_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \mathbf{T}\mathbf{i}_{ABC} \quad (4)$$

gdzie macierz transformacji ma postać [2]:

$$\mathbf{T} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (5)$$

a następnie definiowane są w dziedzinie liczb zespolonych dwie moce chwilowe: rzeczywista p i urojona q .

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_\alpha & u_\beta \\ -u_\beta & u_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (6)$$

Teoria ta jest zasadniczo odmienna od opisu mocy czynnej, biernej i pozornej opartego na wartościach skutecznych napięcia i prądu. Nie interpretuje też zjawisk energetycznych w obwodzie elektrycznym. Jest to bardziej algorytm sterowania kompensatora aktywnego niż teoria mocy. Realizuje bardziej cele praktyczne niż poznawcze. Proponując algorytm sterowania, niewymagający analizy harmonicznym przebiegów, teoria ta wzbudziła duże zainteresowanie.

Wartość chwilową mocy czynnej określamy jako iloczyn skalarny wektorów napięcia i prądu:

$$P_E = \frac{3}{2} \cdot (\mathbf{u} \cdot \mathbf{i}) = \frac{3}{2} \cdot \begin{bmatrix} u_\alpha & u_\beta \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{3}{2} \cdot (u_\alpha i_\alpha + u_\beta i_\beta) = \frac{3}{2} |\mathbf{u}| |\mathbf{i}| \cos(\phi) = S_E \cos(\phi) \quad (7)$$

Wartość chwilową mocy biernej określamy jako iloczyn wektorowy wektorów napięcia i prądu:

$$Q_E = \frac{3}{2} \cdot (\mathbf{u} \times \mathbf{i}) = \frac{3}{2} \cdot \begin{bmatrix} u_\alpha & u_\beta \\ i_\alpha & i_\beta \end{bmatrix} = \frac{3}{2} \cdot (u_\alpha i_\beta - u_\beta i_\alpha) = \frac{3}{2} |\mathbf{u}| |\mathbf{i}| \sin(\phi) = S_E \sin(\phi) \quad (8)$$

Wartość chwilową mocy pozornej określamy jako pierwiastek z sumy kwadratów mocy czynnej i biernej:

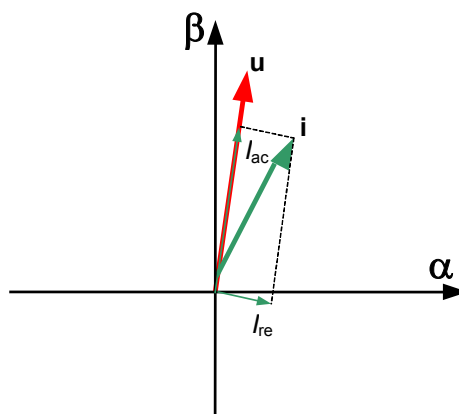
$$\begin{aligned}
 S_E &= \sqrt{P_E^2 + Q_E^2} = \frac{3}{2} \sqrt{(u_\alpha i_\alpha + u_\beta i_\beta)^2 + (u_\alpha i_\beta - u_\beta i_\alpha)^2} = \\
 &= \frac{3}{2} \sqrt{u_\alpha^2 i_\alpha^2 + 2u_\alpha u_\beta i_\alpha i_\beta + u_\beta^2 i_\beta^2 + u_\alpha^2 i_\beta^2 - 2u_\alpha u_\beta i_\alpha i_\beta + u_\beta^2 i_\alpha^2} = \\
 &= \frac{3}{2} \sqrt{u_\alpha^2 (i_\alpha^2 + i_\beta^2) + u_\beta^2 (i_\alpha^2 + i_\beta^2)} = \frac{3}{2} \sqrt{(u_\alpha^2 + u_\beta^2) (i_\alpha^2 + i_\beta^2)} = \frac{3}{2} |\mathbf{u}| |\mathbf{i}|
 \end{aligned}
 \tag{9}$$

Wartość chwilową współczynnika mocy określamy jako stosunek mocy czynnej i biernej:

$$\cos(\phi) = \frac{P_E}{S_E} = \frac{u_\alpha i_\alpha + u_\beta i_\beta}{\sqrt{(u_\alpha^2 + u_\beta^2) (i_\alpha^2 + i_\beta^2)}}
 \tag{10}$$

Istotnym pojęciem są wartości chwilowe składowych prądu: czynnej i biernej. Określa się je jako rzuty wektora prądu na wektor napięcia (rys. 3).

Rys. 3. Przedstawienie składowych prądu czynnej I_{ac} i biernej I_{re} w układzie ortogonalnym $\alpha\beta$



Wartości chwilowe składowych prądu określamy jako:

składową czynną
$$I_{ac} = \frac{u_\alpha i_\alpha + u_\beta i_\beta}{\sqrt{(u_\alpha^2 + u_\beta^2)}} \tag{11}$$

i składową bierną
$$I_{re} = \frac{u_\alpha i_\beta - u_\beta i_\alpha}{\sqrt{(u_\alpha^2 + u_\beta^2)}} \tag{12}$$

4. MODEL MATYCZNY SILNIKA SYNCHRONICZNEGO

Model matematyczny silnika synchronicznego zostanie opisany z przyjęciem założeń [4, 5]:

- rozpatrywany będzie silnik synchroniczny o wzbudzeniu elektromagnetycznym;
- będzie to silnik trójfazowy z uzwojeniem twornika połączonym w gwiazdę, mający p par biegunów;
- silnik będzie miał sinusoidalny rozkład strumienia magnetycznego oraz sinusoidalny przebieg sił elektromotorycznych w poszczególnych fazach przy stałej prędkości kątowej;

- silnik będzie symetryczny, tzn.:
 - indukcyjności własne faz silnika są jednakowe $L_a = L_b = L_c = L$,
 - indukcyjności wzajemne faz są sobie równe $M_{ab} = M_{ac} = M_{bc} = M$,
 - indukcyjność silnika $L_d = L_q = \frac{1}{2} L$,
 - rezystancje faz $R_a = R_b = R_c = R$;
- parametry silnika będą stałe, niezależne od czasu, obciążenia i prędkości kątowej;
- obwód magnetyczny silnika synchronicznego będzie liniowy;
- pominięty zostanie wpływ anizotropii, nasycenia magnetycznego zjawiska histerezy i prądów wirowych;
- uwzględniona zostanie tylko harmoniczna podstawowa przestrzennego rozkładu pola w szczelinie, a wyższe harmoniczne zostaną pominięte.

Przy wykorzystaniu zapisu wektorowego sygnałów, dynamikę silnika synchronicznego opisują macierzowe równania różniczkowe (równania stanu):

$$\text{Równanie napięć:} \quad \frac{d}{dt} \boldsymbol{\Psi} = -\mathbf{R}\mathbf{i} + \mathbf{u} \quad (13)$$

$$\text{Równanie momentów:} \quad \frac{d\omega}{dt} = \frac{3}{2} \cdot \frac{1}{J} \cdot (\boldsymbol{\Psi} \times \mathbf{i}) - \frac{k_t}{J} \omega + \frac{1}{J} T_o \quad (14)$$

gdzie:

- $\boldsymbol{\Psi}$ – wektor strumienia
- \mathbf{i} – wektor prądu
- \mathbf{u} – wektor napięcia
- \mathbf{R} – macierz rezystancji
- k_t – współczynnik tarcia
- T_o – moment oporu
- ω – prędkość kątoowa
- J – moment bezwładności

Poszczególne wielkości fizyczne, tzn. prąd, napięcie, strumień magnetyczny skojarzony z uzwojeniem stojana, określane są jako wektory przestrzenne położone na płaszczyźnie prostopadłej do osi silnika. Chwilowa wielkość i położenie wektora opisane są przez wartości chwilowe danej wielkości fizycznej w fazach.

$$\mathbf{X}_{ABC} = \begin{bmatrix} x_A(t) \\ x_B(t) \\ x_C(t) \end{bmatrix} = |\mathbf{X}(t)| \cdot \begin{bmatrix} \cos(p\omega(t)t + \theta(t)) \\ \cos(p\omega(t)t + \theta(t) + \frac{2}{3}\pi) \\ \cos(p\omega(t)t + \theta(t) - \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix} \quad (15)$$

Amplituda $|\mathbf{X}(t)|$, pulsacja $\omega(t)$ oraz faza $\theta(t)$ wektora są funkcjami czasu i mogą określać przebiegi czasowe niesinusoidalne. Jedynym warunkiem, jaki musi być spełniony, aby można było posłużyć się wektorem przestrzennym, jest to, aby suma wartości chwilowych w poszczególnych fazach była równa zero:

$$x_A(t) + x_B(t) + x_C(t) = 0 \quad (16)$$

Dla uproszczenia obliczeń stosuje się zapis wektorowy w stacjonarnym (związanym ze stojanem) układzie współrzędnych prostokątnych $\alpha\beta$. Dla przekształcenia równań z układu ABC do układu $\alpha\beta$ najczęściej stosowane jest przekształcenie Clarke'a:

$$\mathbf{X}_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_A \\ \frac{1}{\sqrt{3}}(x_A + 2 \cdot x_B) \end{bmatrix} \quad (17)$$

czyli po przekształceniach otrzymujemy:

$$\mathbf{X}_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = |\mathbf{X}(t)| \cdot \begin{bmatrix} \cos(p\omega(t)t + \theta(t)) \\ \sin(p\omega(t)t + \theta(t)) \end{bmatrix} \quad (18)$$

Wielkościami wejściowymi silnika są wektory napięcia

$$\mathbf{u}_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} \quad (19)$$

i prądu

$$\mathbf{i}_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (20)$$

zapisane we współrzędnych prostokątnych.

W silniku indukowana jest siła elektromotoryczna proporcjonalna do pochodnej strumienia.

$$\mathbf{E} = \frac{d\boldsymbol{\Psi}}{dt} = \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} \quad (21)$$

Strumień magnetyczny indukowany w silniku jest więc całką z siły elektromotorycznej, a w przybliżeniu całką z napięcia zasilającego silnik.

$$\boldsymbol{\Psi} = \int \mathbf{E} dt = \begin{bmatrix} \int e_\alpha dt \\ \int e_\beta dt \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \psi_\alpha \\ \psi_\beta \end{bmatrix} \quad (22)$$

Wielkością wyjściową silnika jest wektor momentu, określony iloczynem wektorowym wektorów strumienia i prądu:

$$\mathbf{T} = \frac{3}{2} \boldsymbol{\Psi} \times \mathbf{i} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} \psi_\alpha & \psi_\beta \\ i_\alpha & i_\beta \end{bmatrix} = \frac{3}{2} (\psi_\alpha i_\beta - \psi_\beta i_\alpha) \quad (23)$$

oraz iloczyn skalarny wektorów strumienia i prądu

$$W = \frac{3}{2} \boldsymbol{\Psi} \cdot \mathbf{i} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} \psi_\alpha & \psi_\beta \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{3}{2} (\psi_\alpha i_\alpha + \psi_\beta i_\beta) \quad (24)$$

który można określić jako energię pola magnetycznego lub energię bierną silnika.

Dla przeprowadzenia analizy pracy silnika synchronicznego szeregowego posłużono się równaniami stanu tego silnika we współrzędnych ortogonalnych. Zmiennymi stanu są składowe ortogonalne prądu i_α , i_β oraz prędkość kątowna silnika ω .

$$\begin{bmatrix} \frac{di_\alpha}{dt} \\ \frac{di_\beta}{dt} \\ \frac{d\omega}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & \frac{\Psi_\beta}{L} \\ 0 & -\frac{R}{L} & -\frac{\Psi_\alpha}{L} \\ -\frac{3\Psi_\beta}{2J} & \frac{3\Psi_\alpha}{2J} & -\frac{k_t}{J} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ \omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{J} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ T_0 \end{bmatrix} \quad (25)$$

gdzie:

$$\text{prąd} \quad \mathbf{i} = \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = |\mathbf{i}| \begin{bmatrix} \cos(p\omega t + \delta) \\ \sin(p\omega t + \delta) \end{bmatrix} \quad (26)$$

$$\text{napięcie} \quad \mathbf{u} = \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = |\mathbf{u}| \begin{bmatrix} \cos(p\omega t + \mu) \\ \sin(p\omega t + \mu) \end{bmatrix} \quad (27)$$

$$\text{strumień} \quad \boldsymbol{\Psi} = \begin{bmatrix} \Psi_\alpha \\ \Psi_\beta \end{bmatrix} = |\boldsymbol{\Psi}| \begin{bmatrix} \cos(p\omega t + \lambda) \\ \sin(p\omega t + \lambda) \end{bmatrix} \quad (28)$$

Wartość strumienia wzbudzenia równa się iloczynowi indukcyjności obwodu wzbudzenia i wartości bezwzględnej chwilowej wartości składowej czynnej prądu silnika:

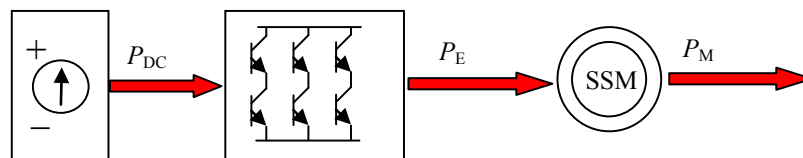
$$|\boldsymbol{\Psi}| = L_w \cdot |I_w| = L_w \cdot |I_{ac}| \quad (29)$$

Chwilową wartość prądu wzbudzenia określa się z równania na chwilową wartość składowej czynnej prądu silnika:

$$I_w = I_{ac} = \frac{u_\alpha i_\alpha + u_\beta i_\beta}{\sqrt{(u_\alpha^2 + u_\beta^2)}} \quad (30)$$

5. BILANS MOCY SILNIKA SYNCHRONICZNEGO SZEREGOWEGO

Bilans mocy silnika synchronicznego szeregowego przeprowadzony zostanie w oparciu o teorię chwilowej wartości mocy.



Rys. 4. Przepływ mocy od obwodu pośredniczącego do wału silnika

Wartość chwilową mocy prądu stałego pobieraną z obwodu pośredniczącego przekształtnika określamy jako iloczyn napięcia i prądu w obwodzie pośredniczącym przekształtnika (rys. 4).

$$P_{DC} = U_{DC} \cdot I_{DC} \quad (31)$$

Moc pobierana z obwodu pośredniczącego przekształcana jest w przekształtniku energoelektronicznym w moc elektryczną czynną dostarczaną do silnika:

$$P_E = \frac{3}{2} |\mathbf{u}| |\mathbf{i}| \cos(\phi) \quad (32)$$

Wartość chwilową mocy mechanicznej silnika określamy jako iloczyn skalarny wektorów momentu i prędkości:

$$P_M = \mathbf{T} \cdot \boldsymbol{\omega} \quad (33)$$

Przy pominięciu strat przyjmujemy, że wartości chwilowe mocy czynnych na wejściu i wyjściu silnika są sobie równe:

$$P_{DC} = P_E = P_M \quad (34)$$

czyli:
$$U_{DC} \cdot I_{DC} = \frac{3}{2} |\mathbf{u}| |\mathbf{i}| \cos(\phi) = \mathbf{T} \cdot \boldsymbol{\omega} \quad (35)$$

Ponieważ napięcie obwodu pośredniczącego:

$$U_{DC} = \frac{3}{2} |\mathbf{u}| \quad (36)$$

to:
$$I_{DC} = |\mathbf{i}| \cos(\phi) = I_{ac} \quad (37)$$

Czyli wartość prądu pobieranego z obwodu pośredniczącego przekształtnika równa się wartości składowej czynnej prądu silnika.

Ponadto moc czynna silnika jest proporcjonalna do składowej czynnej prądu:

$$P_E = \frac{3}{2} |\mathbf{u}| I_{ac} \quad (38)$$

oraz moment silnika jest proporcjonalny do składowej czynnej prądu:

$$\mathbf{T} = \frac{3}{2} |\boldsymbol{\Psi}| I_{ac} \quad (39)$$

Jeżeli prąd obwodu pośredniczącego I_{DC} wykorzystamy jako prąd wzbudzenia silnika I_w , to oznacza, że prąd wzbudzenia jest równy składowej czynnej prądu:

$$I_{DC} = I_w = I_{ac} \quad (40)$$

Wartość strumienia wzbudzenia równa się iloczynowi indukcyjności obwodu wzbudzenia i wartości bezwzględnej składowej czynnej prądu:

$$|\boldsymbol{\Psi}| = L_w \cdot I_w = L_w \cdot I_{ac} \quad (41)$$

Zgodnie z równaniem (39) przyjmujemy, że moment elektromagnetyczny \mathbf{T} rozwijany przez silnik jest proporcjonalny do iloczynu strumienia i składowej czynnej prądu. Wówczas moment jest proporcjonalny do kwadratu składowej czynnej prądu silnika:

$$|\mathbf{T}| = \frac{3}{2} L_w \cdot I_{ac} \cdot I_{ac} = \frac{3}{2} L_w \cdot I_{ac}^2 \quad (42)$$

Jednocześnie przy stałym napięciu zasilania U_{DC} prędkość obrotowa silnika ω jest zależna od prądu obciążenia

$$\mathbf{u} = \frac{d\Psi}{dt} = \text{const} \quad (43)$$

$$|\mathbf{u}| = |\Psi| \cdot \omega = L_w \cdot I_{ac} \cdot \omega = \text{const} \quad (44)$$

A ponieważ ze wzoru (42) wynika, że:

$$I_{ac} = \sqrt{\frac{2}{3L_w}} \cdot \sqrt{T} \quad (45)$$

to podstawiając do wzoru (44) otrzymujemy:

$$\sqrt{\frac{2}{3}L_w} \cdot \sqrt{T} \cdot \omega = \text{const} \Rightarrow \sqrt{T} \cdot \omega = \text{const} \quad (46)$$

Czyli rozważany silnik posiada charakterystykę mechaniczną silnika szeregowego. Zależność na moc silnika otrzymujemy z porównania równań (38) i (45)

$$P_E = \frac{3}{2} |\mathbf{u}| \sqrt{\frac{2}{3L_w}} \cdot \sqrt{T} = \text{const} \cdot |\mathbf{u}| \cdot \sqrt{T} \quad (47)$$

czyli moc silnika proporcjonalna jest do napięcia zasilającego i pierwiastka kwadratowego z momentu obciążenia.

6. PROBLEMY STEROWANIA SILNIKA SYNCHRONICZNEGO SZEREGOWEGO

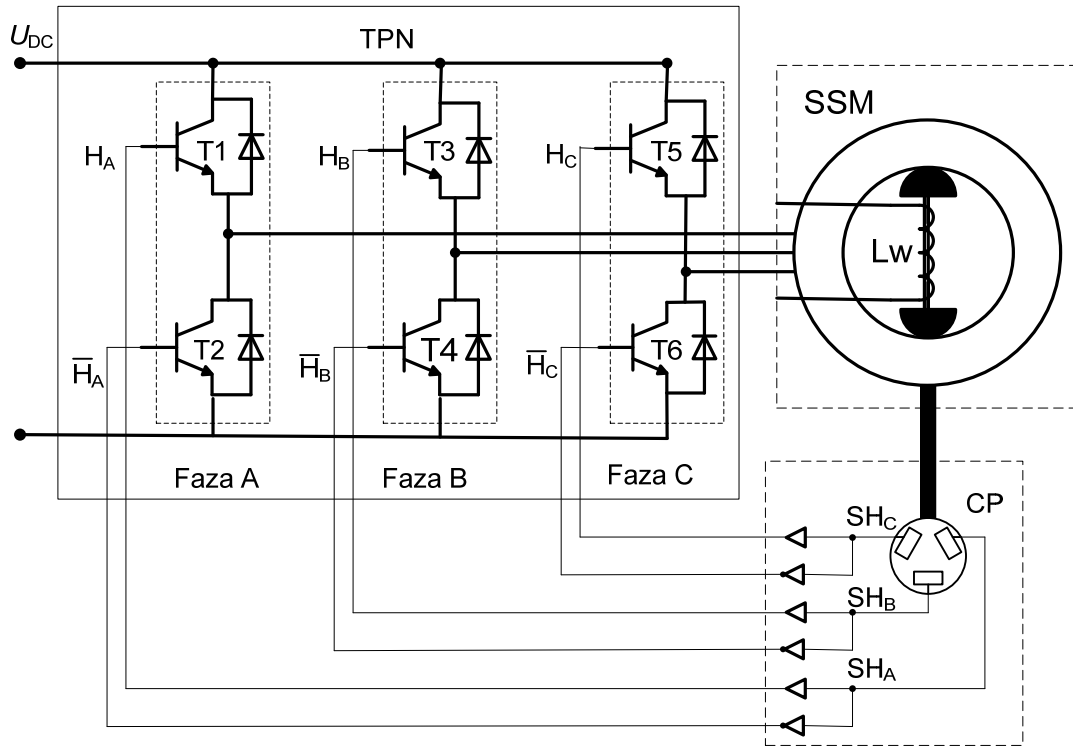
W silniku synchronicznym szeregowym wartość prądu wzbudzenia jest zależna od momentu obciążenia i zmienia się w granicach od zera do wartości maksymalnej. Oznacza to, że amplituda strumienia silnika zmienia się w bardzo dużym zakresie. Konieczne jest więc zastosowanie strategii sterowania, działającej poprawnie niezależnie od wartości strumienia. Strategia sterowania powinna spełniać następujące warunki:

- synchronizacja względem wirnika (*Rotor Oriented Control*),
- ograniczenie momentu rozwijanego przez silnik, lub
- ograniczenie amplitudy prądu twornika.

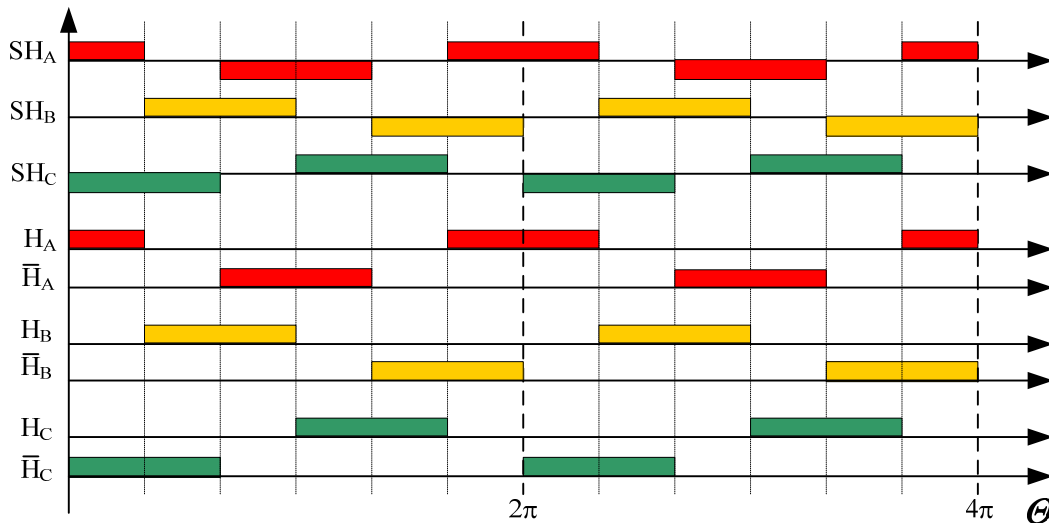
6.1. Synchronizacja względem wirnika (*Rotor Oriented Control*)

Jako silnik synchroniczny szeregowy rozumie się układ elektryczny złożony z maszyny synchronicznej, przekształtnika pełniącego rolę komutatora elektronicznego, obwodu wzbudzenia oraz czujnika położenia wału synchronizującego przełączenia tranzystorów przekształtnika. Istotne jest, aby przekształtnik tranzystorowy – komutator

elektroniczny – przełączał prądy w poszczególnych fazach synchronicznie z obrotami wirnika (rys. 5).



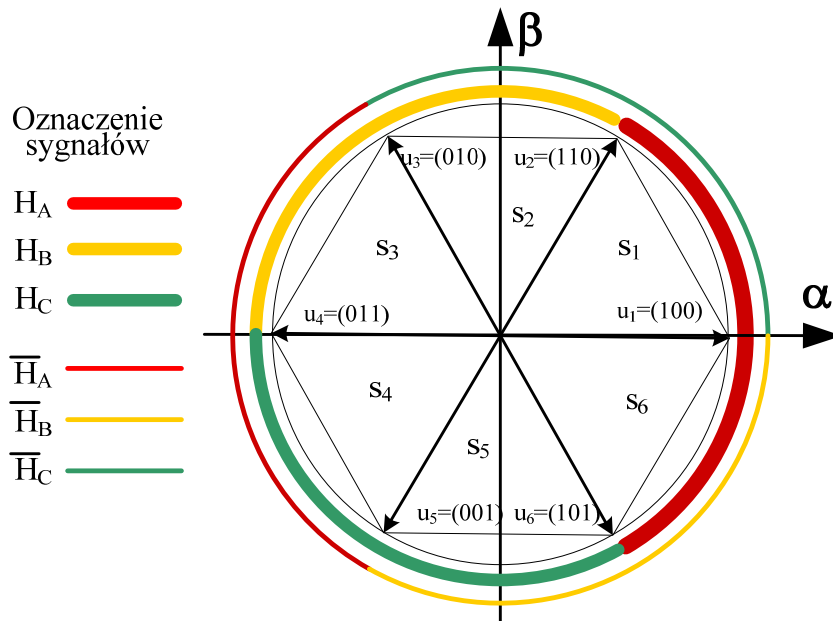
Rys. 5. Zasilanie silnika synchronicznego na zasadzie komutatora elektronicznego



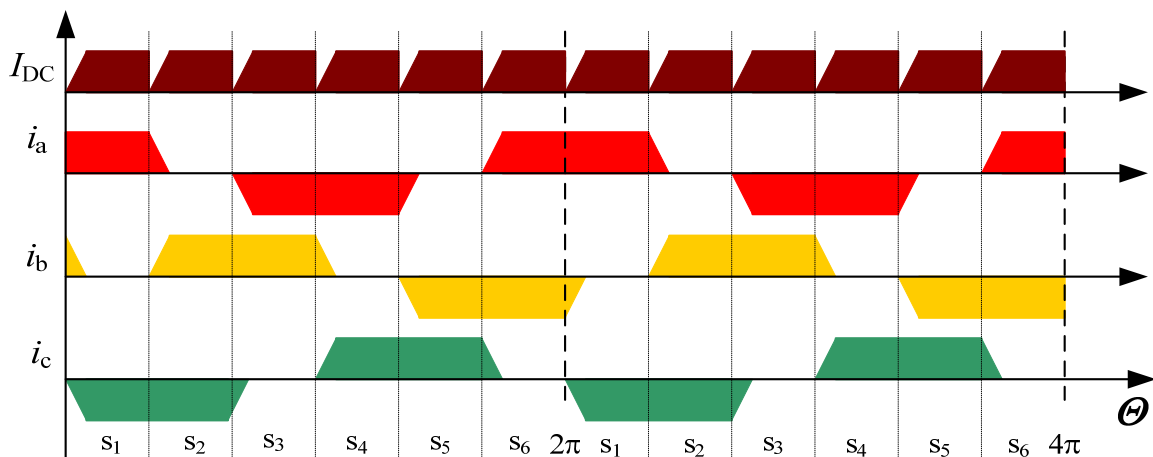
Rys. 6. Wartość sygnałów logicznych dla faz A, B, C w zależności od położenia wału silnika

Czujnik położenia CP generuje trzy sygnały impulsowe zależne od położenia wału silnika. W dalszych symulacjach przyjęto, że wyjściowe sygnały logiczne H_A, H_B, H_C

obejmują kąt $\Theta = \frac{2}{3}\pi$, czyli $120^{\circ\text{el}}$ (rys. 6, 7). Pozwala to na sterowanie górnymi tranzystorami faz A, B, C. Negacje sygnałów $\overline{H}_A, \overline{H}_B, \overline{H}_C$ pozwalają na sterowanie dolnymi tranzystorami. Takie ustalenie sygnałów pozwala na przełączanie prądu silnika w poszczególnych fazach co $\Theta = \frac{1}{3}\pi$ ($60^{\circ\text{el}}$). W każdym kolejnym sektorze o szerokości $\Theta = \frac{1}{3}\pi$ ($60^{\circ\text{el}}$) wysterowane są tranzystory dwóch gałęzi przekształtnika: górny i dolny, a prąd przewodzony jest przez dwie fazy silnika (rys. 8).

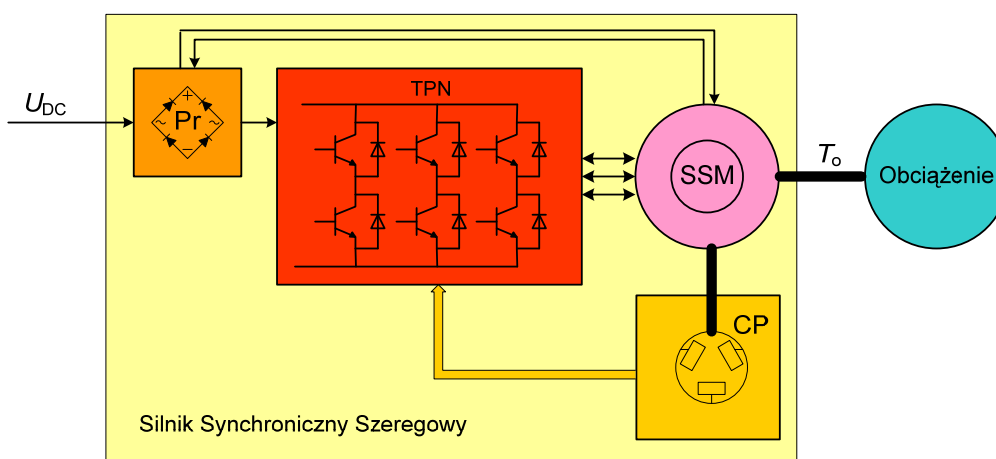


Rys. 7. Rozkład wartości sygnału logicznego dla faz A, B, C w zależności od położenia wału silnika



Rys. 8. Prądy fazowe i_a, i_b, i_c oraz prąd obwodu pośredniczącego I_{DC} w zależności od położenia wału silnika

Tak skonstruowany silnik synchroniczny szeregowy może być sterowany w układzie otwartym, bez ograniczenia wartości prądów w fazach silnika. Aby wymusić właściwą prędkość obrotową silnika do układu maszynowo-energoelektronicznego stanowiącego silnik synchroniczny szeregowy, podłączamy napięcie zasilające U_{DC} . Podczas pracy silnik musi być obciążony, gdyż praca bez obciążenia grozi rozbieganiem się silnika (rys. 9). W tak określonym układzie sterowania sygnałem wejściowym jest napięcie stałe U_{DC} , a sygnałem wyjściowym moment rozwijany przez silnik, równy momentowi obciążenia T_o .



Rys. 9. Schemat sterowania silnikiem synchronicznym w układzie otwartym

6.2. Ograniczenie momentu rozwijanego przez silnik

W metodzie regulacji momentu zwykle stosuje się sposób estymacji wartości chwilowych momentu rozwijanego przez silnik oparty na iloczynie wektorowym wektorów strumienia i prądu:

$$\mathbf{T}_{est} = \frac{3}{2} \boldsymbol{\Psi} \times \mathbf{i} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} \psi_\alpha & \psi_\beta \\ i_\alpha & i_\beta \end{bmatrix} = \frac{3}{2} (\psi_\alpha i_\beta - \psi_\beta i_\alpha) \quad (48)$$

Wartość składowych prądu i_α , i_β wyznacza się na podstawie mierzonych wartości prądów fazowych i_a , i_b (stosując przekształcenie Clarke'a)

$$\mathbf{i}_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_a \\ \frac{1}{\sqrt{3}}(i_a + 2 \cdot i_b) \end{bmatrix} \quad (49)$$

Wartości składowych strumienia magnetycznego indukowanego w silniku wyznacza się, całkując siłę elektromotoryczną silnika równą w przybliżeniu napięciu zasilającemu silnik:

$$\mathbf{E} = \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_\alpha - Ri_\alpha \\ u_\beta - Ri_\beta \end{bmatrix} \quad (50)$$

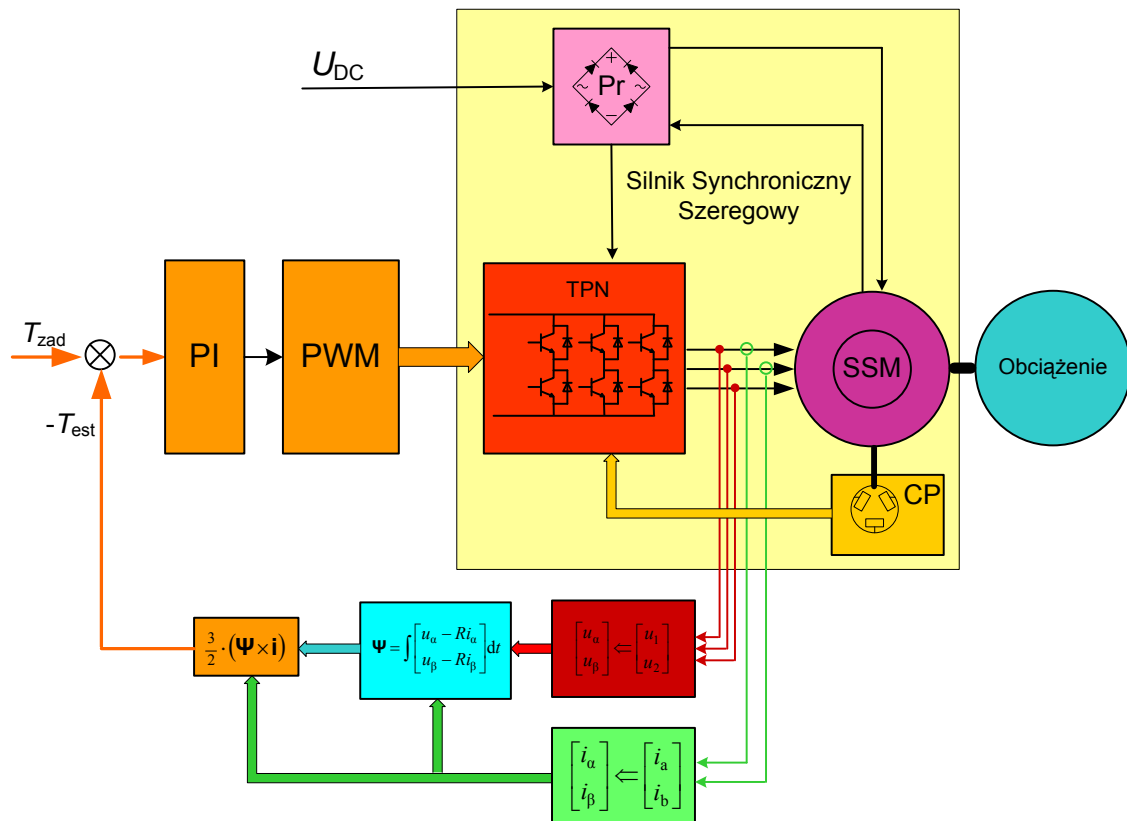
czyli:

$$\boldsymbol{\Psi} = \begin{bmatrix} \psi_\alpha \\ \psi_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \int e_\alpha dt \\ \int e_\beta dt \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \int (u_\alpha - Ri_\alpha) dt \\ \int (u_\beta - Ri_\beta) dt \end{bmatrix} \quad (51)$$

Wartość składowych napięcia u_α , u_β wyznacza się z mierzonych wartości napięć przewodowych $u_1 = u_a - u_b$, $u_2 = u_a - u_c$ i stosując odpowiednio zmodyfikowane przekształcenie Clarke'a

$$\mathbf{u}_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{3}}(u_1 + u_2) \\ -\frac{1}{\sqrt{3}}(u_1 - u_2) \end{bmatrix} \quad (52)$$

Silnik synchroniczny szeregowy w układzie otwartym opisany w rozdziale 6.1 jest strukturą podstawową, którą można obejmować pętlami regulacyjnymi. W tym opisywanym przypadku jest to pętla regulacji momentu. Pętla ta, obejmująca silnik synchroniczny szeregowy (rys. 10), zawiera układy pomiaru prądów fazowych, napięć przewodowych, procedury wyznaczenia składowych ortogonalnych wektorów napięcia i prądu, procedurę estymacji strumienia i momentu. Wartość estymowana momentu porównywana jest z wartością zadaną momentu, a ich różnica przesyłana jest do regulatora momentu typu PI. Procedura PWM odpowiada za ustalenie szerokości impulsów napięcia zasilającego silnik SSM.



Rys. 10. Schemat sterowania silnikiem synchronicznym w pętli regulacji momentu

6.3. Ograniczenie amplitudy prądu silnika

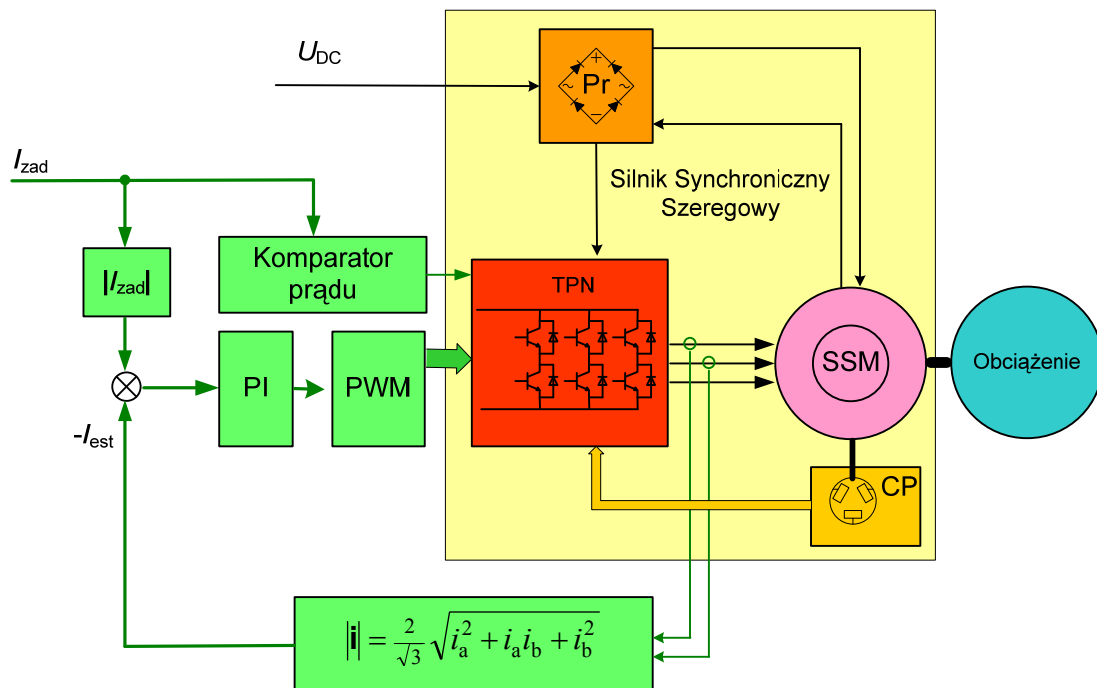
Ponieważ w silniku są zastosowane czujniki położenia wału, możliwe jest uproszczenie układu regulacji, polegające na rezygnacji z estymacji strumienia. W metodzie tej zastosowana jest tylko jedna pętla regulacyjna, a mianowicie pętla regulacji prądu.

Nie ma potrzeby wykonywania pomiaru napięć przewodowych silnika, co upraszcza konstrukcję układu, a także nie ma potrzeby wykonywania procedur całkowania składowych napięcia w celu estymacji strumienia, co upraszcza program w układzie regulacji. Pozostaje jedynie obliczenie wartości modułu prądu na podstawie zmierzonych wartości chwilowych prądów (i_a, i_b) w dwóch fazach silnika.

Stosując przekształcenie Clarke'a (49), otrzymujemy zależność:

$$|\mathbf{i}| = \sqrt{i_\alpha^2 + i_\beta^2} = \frac{2}{\sqrt{3}} \sqrt{i_a^2 + i_a i_b + i_b^2} \quad (53)$$

Pętla regulacji prądu (rys. 11) zawiera układy pomiaru prądów fazowych i procedurę estymacji modułu prądu. Wartość estymowana modułu prądu porównywana jest z modulem wartości zadanej prądu, a ich różnica przesyłana jest do regulatora prądu typu PI. Procedura PWM wylicza szerokość impulsów napięcia zasilającego silnik SSM. Kierunek prądu zadanego (wartość dodatnia lub ujemna) jest identyfikowany w komparatorze. W wyniku określana jest kolejność przełączania tranzystorów falownika.



Rys. 11. Schemat sterowania silnikiem synchronicznym w pętli regulacji prądu

7. ANALIZA SYMULACYJNA PRACY SILNIKA SYNCHRONICZNEGO SZEREGOWEGO

Badania symulacyjne pracy silnika wykonano dla danych liczbowych parametrów silnika modelowego wykonanego w Zakładzie Maszyn Elektrycznych. Jest to silnik trójfazowy o mocy znamionowej 5 kW, napięciu znamionowym 3×400 V i o liczbie par biegunów $p = 2$, posiadający uzwojenie wzbudzenia z odczepem.

Dane liczbowe do obliczeń uzyskane z pomiarów przyjmują następujące wartości:

Pomiary rezystancji:

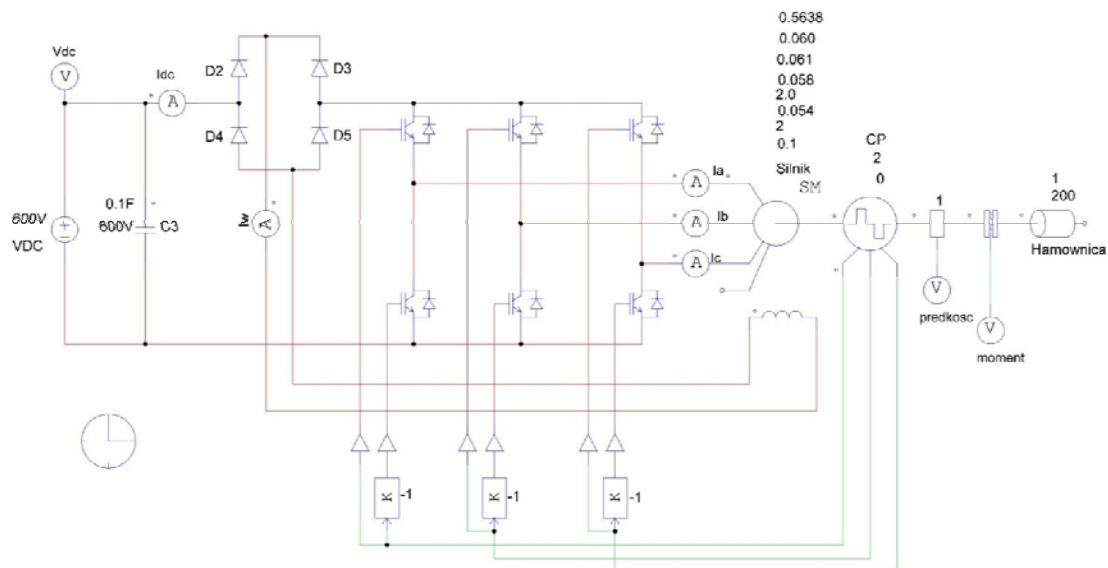
- rezystancja jednej fazy uzwojenia stojana mierzona w temperaturze $21,4^{\circ}\text{C}$:
 $R_a = 0,5638 \Omega$;
- rezystancja uzwojenia wzbudzenia mierzona omomierzem w temperaturze 18°C bezpośrednio na pierścieniach ślizgowych:
 - zaciski 1-2: $R_f = 1,999 \Omega$,
 - zaciski 1-3: $R_f = 2,221 \Omega$;

Pomiary indukcyjności:

Indukcyjność uzwojeń twornika i wzbudzenia silnika była zmierzona na zaciskach maszyny miernikiem indukcyjności z częstotliwością sygnału pomiarowego $f = 50$ Hz:

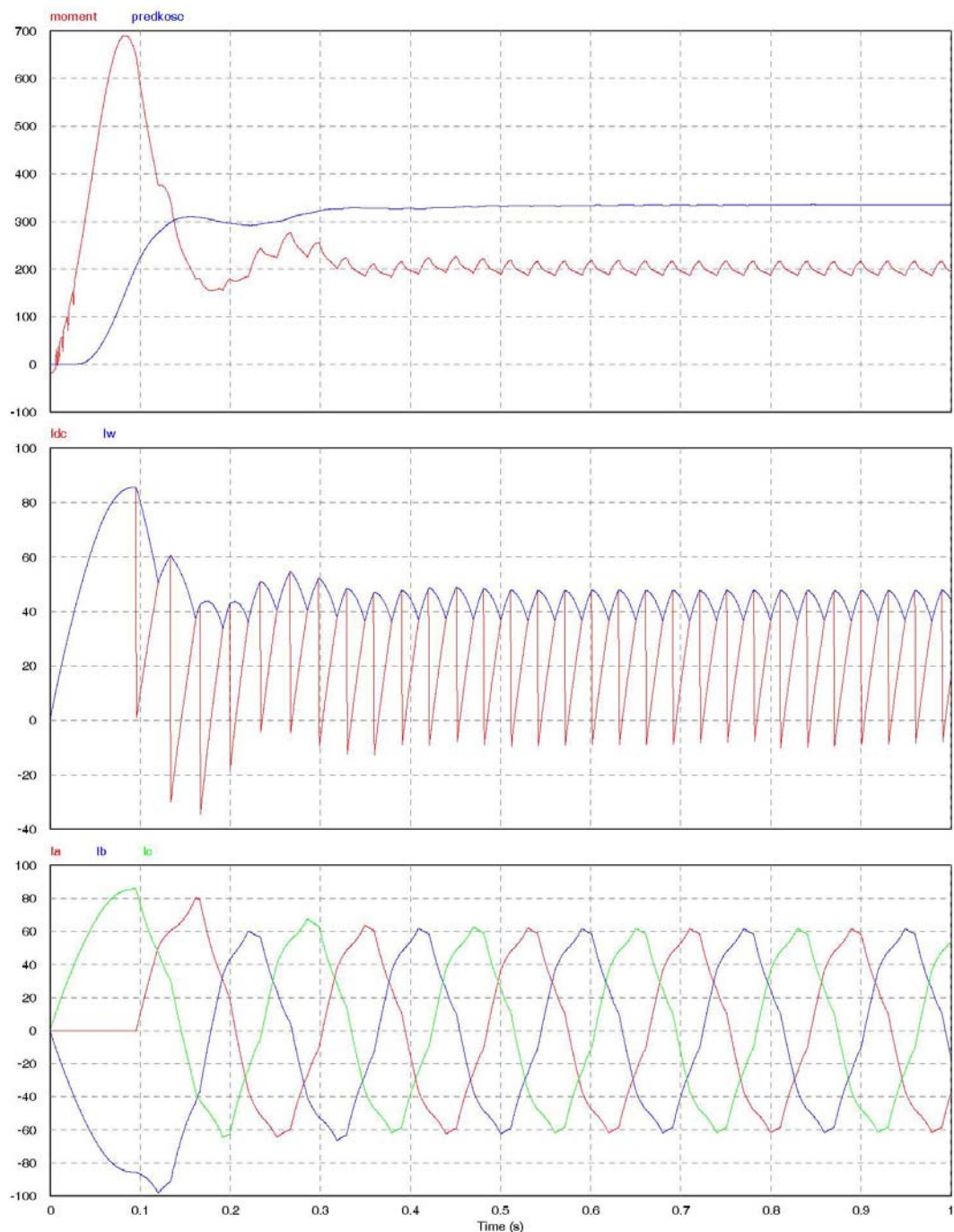
- indukcyjność jednej fazy uzwojenia stojana:
 - w osi d $L_d = 61$ mH,
 - w osi q $L_q = 57,8$ mH,
- indukcyjność uzwojenia wzbudzenia:
 - na zaciskach 1-2: $L_w = 54$ mH,
 - na zaciskach 1-3: $L_w = 65,2$ mH.

Obliczenia symulacyjne wykonano za pomocą programu PowerSim9.0.3Trial (rys. 12). Obwód mocy został zamodelowany tak, aby odpowiadał schematowi silnoprądowemu napędu z silnikiem synchronicznym szeregowym (rys. 5). Przyjęto sterowanie silnika w układzie otwartym (rys. 9).



Rys. 12. Model symulacyjny dla sterowania silnikiem synchronicznym w pętli otwartej

Celem obliczeń symulacyjnych było przebadanie pracy silnika synchronicznego, a nie analiza różnorodnych metod sterowania. Dlatego wybrany został najprostszy sposób sterowania bez zastosowania pętli regulacyjnych prądu, strumienia czy momentu. W obliczeniach przyjęto, że czujnik położenia wału, określa położenie wału silnika co 60°_{el} , (jak opisano w rozdziale 6.1). Wynikiem obliczeń są przebiegi czasowe sygnałów (rys. 13).

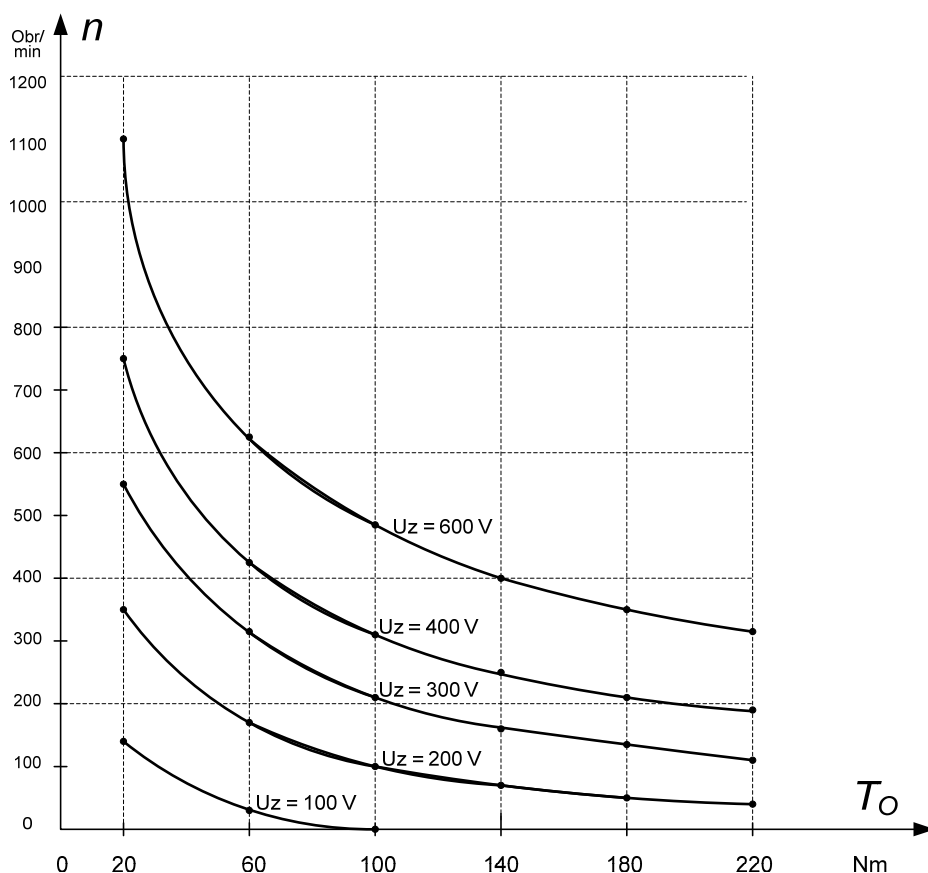


Rys. 13. Przebiegi czasowe symulowanych sygnałów:

- a) momentu i prędkości;
- b) prądu zasilającego przekształtnik I_{DC} , oraz prądu wzbudzenia I_w ;
- c) prądów fazowych i_A, i_B, i_C

7.1. Charakterystyka mechaniczna silnika w zależności od napięcia zasilającego przekształtnik U_{DC}

Przyjęto kąt przesunięcia czujników $\Delta\theta = 0^{\circ\text{el}}$.
Moment obciążenia silnika T_O zmieniano od 20 Nm do 220 Nm.
Przyjęto pięć wartości napięcia zasilającego $U_{DC} = 100\text{ V}; 200\text{ V}; 300\text{ V}; 400\text{ V}; 600\text{ V}$.



Rys. 14. Charakterystyka mechaniczna silnika synchronicznego w zależności od napięcia zasilającego przekształtnik: napięcie zasilające: $U_{DC} = 100\text{ V}; 200\text{ V}; 300\text{ V}; 400\text{ V}; 600\text{ V}$; kąt przesunięcia czujników położenia: $\Delta\theta = 0^{\circ}$

Uzyskane charakterystyki mechaniczne potwierdzają teoretyczną zależność prędkości od momentu obciążenia (46). Zależność jest w przybliżeniu proporcjonalna do odwrotności pierwiastka kwadratowego momentu obciążającego.

$$\omega = \frac{\text{const}}{\sqrt{T_O}} \quad (54)$$

Prędkość obrotowa silnika jest zależna od wartości napięcia zasilającego. Przy napięciu 100 V duży moment obciążenia powoduje zatrzymanie silnika.

7.2. Charakterystyka mechaniczna silnika w zależności od kąta przesunięcia czujników położenia wału $\Delta\Theta$

Obliczenia symulacyjne przeprowadzona przy następujących założeniach:

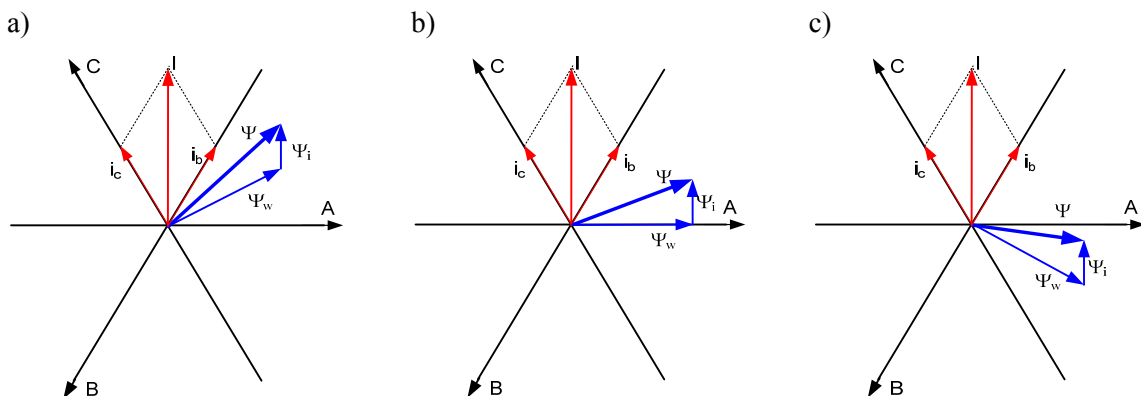
- napięcie zasilające silnik wynosi $U_{DC} = 600 \text{ V}$;
- moment obciążenia silnika T_O jest zmieniany w zakresie od 20 do 220 Nm;
- kąty przesunięcia czujników położenia zmieniano w zakresie: $\Delta\Theta = -30^\circ; 0^\circ; +30^\circ$.

Wypadkowy strumień silnika jest sumą geometryczną dwóch składowych: strumienia wzbudzenia i strumienia samoindukcji w uzwojeniach twornika. Jest to tzw. zjawisko oddziaływania twornika, które powoduje zwiększenie lub zmniejszenie wypadkowego strumienia. Przesunięcie czujników położenia wału powoduje zmianę kąta między wektorem strumienia wzbudzenia a wektorem prądu, a tym samym zwiększenie lub zmniejszenie strumienia wypadkowego.

Impulsy sterujące wytwarzane przez czujnik położenia przetworzone przez układ dopasowujący określają czasy wysterowania poszczególnych tranzystorów. Dla przykładu (rys. 15) pokazano przepływ prądu w fazach C i B przy położeniu strumienia wzbudzenia w osi α oraz przy następujących przesunięciach czujników:

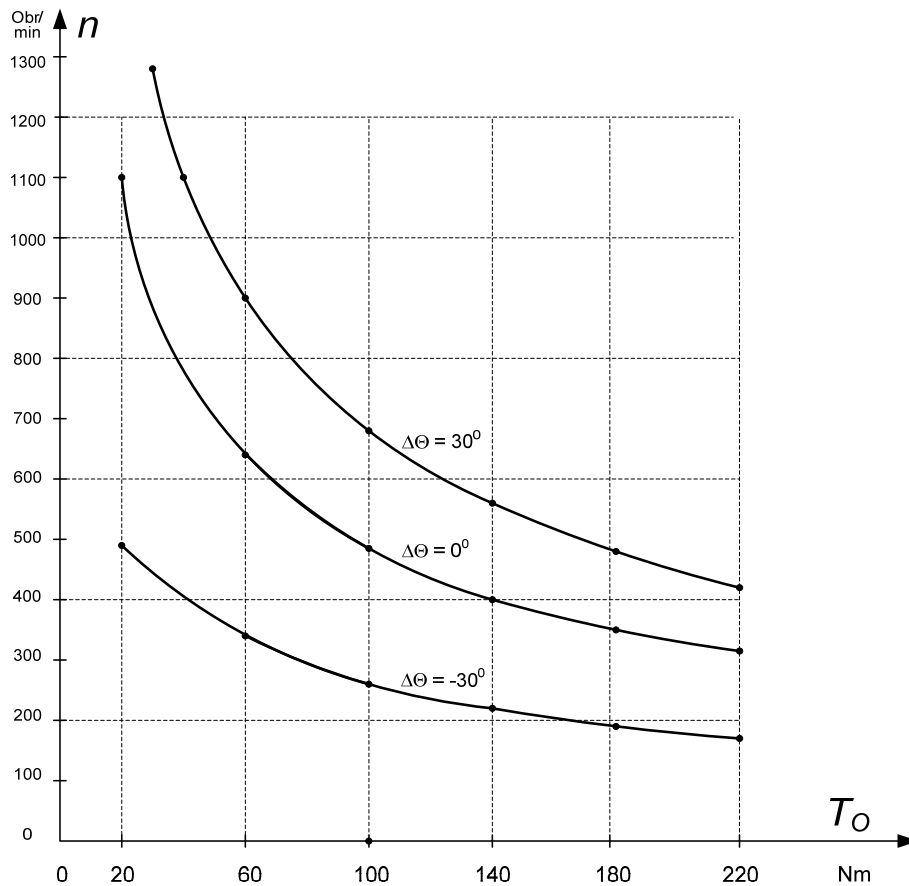
- a) przesunięcie czujników o -30° el . Oddziaływanie twornika zwiększa strumień wypadkowy;
- b) przesunięcie czujników o 0° el . Oddziaływanie twornika w niewielkim stopniu wpływa na strumień wypadkowy;
- c) przesunięcie czujników o $+30^\circ \text{ el}$. Oddziaływanie twornika zmniejsza strumień wypadkowy.

Rysunek 16 przedstawia charakterystykę mechaniczną silnika synchronicznego w zależności od kąta przesunięcia czujników położenia. Odwzbudzenie silnika spowodowane przesunięciem czujników powoduje zwiększenie prędkości obrotowej. Natomiast dowzbudzenie silnika powoduje zmniejszenie prędkości obrotowej.



Rys. 15. Zasilanie silnika synchronicznego:

- a) przesunięcie czujników o -30° el . Oddziaływanie twornika zwiększa strumień wypadkowy;
- b) przesunięcie czujników o 0° el . Oddziaływanie twornika w niewielkim stopniu wpływa na strumień wypadkowy;
- c) przesunięcie czujników o $+30^\circ \text{ el}$. Oddziaływanie twornika zmniejsza strumień wypadkowy



Rys. 16. Charakterystyka mechaniczna silnika synchronicznego w zależności od kąta przesunięcia czujników położenia: napięcie zasilające 600 V; kąty przesunięcia czujników położenia: $\Delta\Theta = -30^\circ; 0^\circ; 30^\circ$

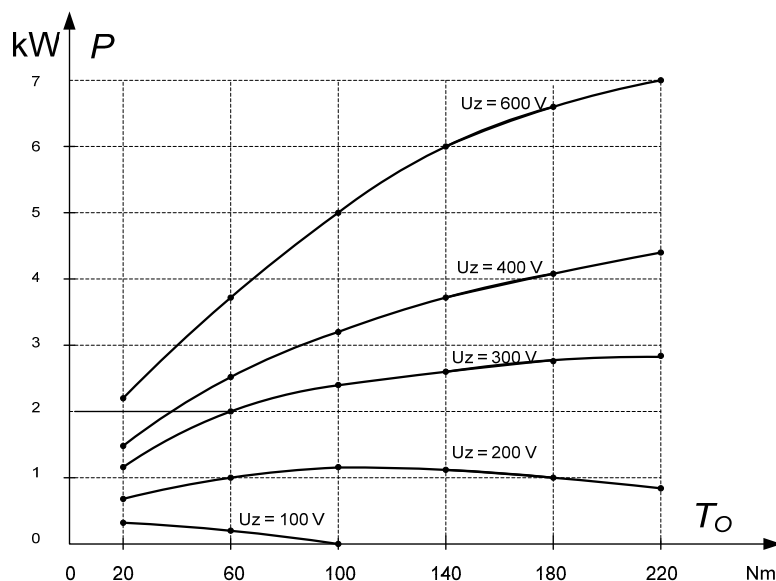
Otrzymane charakterystyki wykazują dużą czułość silnika na przesunięcie czujników położenia wału. Czujniki powinny być więc ustawiane z dużą dokładnością. Wartości przesunięcia $\pm 30^\circ$ należy traktować jako graniczne i nie należy ich przekraczać.

7.3. Moc mechaniczna silnika w funkcji momentu obciążenia oraz w zależności od napięcia zasilania

Mając obliczone charakterystyki mechaniczne silnika, można obliczyć zależność mocy mechanicznej na wale silnika w zależności od momentu obciążenia i napięcia zasilającego. Moc mechaniczna określana jest jako iloczyn prędkości kątowej i momentu (33). Uzyskane charakterystyki potwierdzają teoretyczną zależność (47), że moc silnika proporcjonalna jest do napięcia zasilającego i pierwiastka kwadratowego z momentu obciążenia.

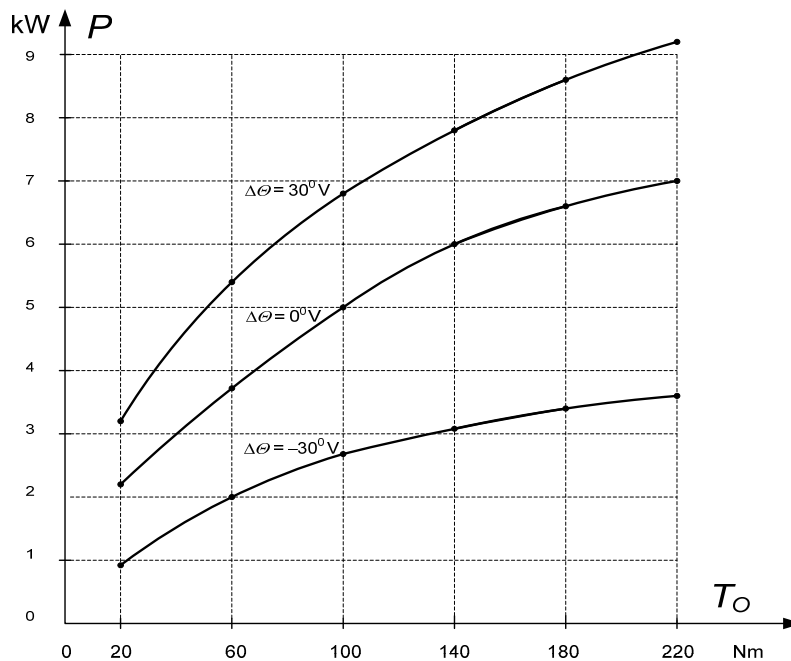
$$P = \text{const} \cdot |\mathbf{u}| \cdot \sqrt{T_O} \quad (55)$$

Rys. 17. Moc mechaniczna silnika synchronicznego w zależności od momentu obciążenia T_O i napięcia zasilającego U_{DC} : napięcie zasilające $U_{DC} = 100\text{ V}$; 200 V ; 300 V ; 400 V ; 600 V ; kąt przesunięcia czujników położenia $\Delta\theta = 0^\circ$



7.4. Moc mechaniczna silnika w funkcji momentu obciążenia oraz w zależności od kąta przesunięcia czujników położenia wału

Do obliczeń przyjęto dane z charakterystyk mechanicznych dla napięcia zasilającego $U_{DC} = 600\text{ V}$ (rys. 16). Moment obciążenia silnika zmieniano od 20 do 220 Nm. Kąty przesunięcia czujników położenia to $\Delta\theta = -30^\circ$; 0° ; $+30^\circ$.



Rys. 18. Moc mechaniczna silnika synchronicznego w zależności od kąta przesunięcia czujników położenia wału: napięcie zasilające $U_{DC} = 600\text{ V}$; kąt przesunięcia czujników położenia $\Delta\theta = 30^\circ$; 0° ; 30°

8. WNIOSKI

Rozważania teoretyczne oparte na teorii chwilowych wartości mocy, analiza pracy napędu, badania symulacyjne i doświadczalne pozwalają na sformułowanie następujących wniosków:

1. Jako silnik synchroniczny szeregowy należy traktować cały układ elektryczny złożony z:
 - maszyny synchronicznej;
 - przekształtnika energoelektronicznego pełniącego rolę komutatora;
 - obwodu wzbudzenia maszyny;
 - czujnika położenia wału synchronizującego przełączenia tranzystorów przekształtnika.

Te cztery elementy konstrukcyjne są w silniku szeregowym prądu stałego zrealizowane w postaci mechanicznej i stanowią zwartą zabudowę silnika.

2. Zasada działania silnika synchronicznego szeregowego jest analogiczna do zasady działania silnika szeregowego prądu stałego. Uzwojenie obwodu wzbudzenia jest połączone w szereg z uzwojeniami twornika tak, że prąd wzbudzenia jest proporcjonalny do prądu twornika.
3. Charakterystyka mechaniczna rozpatrywanego silnika synchronicznego jest zbliżona do charakterystyki mechanicznej klasycznego silnika szeregowego prądu stałego. Prędkość obrotowa silnika maleje wraz ze wzrostem momentu obciążającego. Zależność jest w przybliżeniu proporcjonalna do odwrotności pierwiastka kwadratowego momentu obciążającego (46).
4. Charakterystyka mechaniczna silnika jest silnie zależna od kąta przesunięcia czujników położenia. Spowodowane jest to zjawiskiem oddziaływania twornika. Osiągana przez silnik prędkość obrotowa przy danym momencie obciążenia jest zależna od składowej strumienia indukowanego w uzwojeniach twornika.
5. Moc silnika proporcjonalna jest do napięcia zasilającego i pierwiastka kwadratowego z momentu obciążenia (47).

LITERATURA

1. Akagi H., Kanazawa Y., Nabae A.: Generalized theory of the instantaneous reactive power in three-phase circuits. Proc. IJEE IPEC-Tokyo, 1983, p. 1375.
2. Akagi H., Kanazawa Y., Nabae A.: Instantaneous Reactive Power Compensators Comprising Switching Devices without Energy Storage Components. IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. IA-20, No. 3, May/June 1984.
3. Depenbrock M.: Direct self control (DSC) of inverterfed induction machine. IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 3, No. 4, 1988, pp. 420-429.
4. Janaszek M.: Experimental drive with direct torque control of permanent magnet synchronous motor. Archives of Electrical Engineering, Vol. 1, 2001.

5. Janaszek M.: Problemy bezpośredniej regulacji momentu i strumienia silnika synchronicznego o magnesach trwałych. Rozprawa doktorska 2001 r.
6. Janaszek M., Kwiatkowski K.: Napęd pojazdu turystycznego osobowo-towarowego. Prace Instytutu Elektrotechniki, z. 262, 2013, s.17-46.
7. Kaźmierkowski M.P., Krishnan R., Blaabjerg F.: Control in Power Electronics. Academic Press, 2002.
8. Krishnan R.: Electric Motor Drives-Modeling, Analysis and Control. Prentice Hall, 2001.
9. Vas P.: Sensorless vector and direct torque control. Oxford University Press, 1998.
10. Vas P.: Electrical Machines and Drives. A Space-Vector Theory Approach. Clarendon Press – Oxford, 1992.

Rękopis dostarczono dnia 18.12.2013 r.

ANALYSIS OF THE WORK OF A SYNCHRONOUS MOTOR WITH AN ELECTROMAGNETIC SERIES EXCITATION

Michał JANASZEK

ABSTRACT *The article presents a principle of the operation of a synchronous motor with an electromagnetic excitation and a series connection of the excitation winding with the armature winding. It is an analogous to the serial DC motor. As the serial synchronous motor we understand an electrical system including the motor, an inverter acting as the commutator, the excitation winding and a shaft position sensor that synchronizes a switching transistor inverter. The excitation winding is connected via inverter with the armature winding. The direct current which is equal to the active component of the motor current is passing by the excitation winding. Assuming that the angle between the flux vector and the current vector is constant, the electromagnetic torque is proportional to the square of the active component of the motor current.*

Keywords: *electric driver, synchronous motor*

Dr inż. Michał JANASZEK – w roku 1974 ukończył studia na wydziale Elektrycznym Politechniki Warszawskiej, uzyskując dyplom mgr. inż. elektryka ze specjalnością automatyka. W październiku 1974 r. rozpoczął pracę w Instytucie Elektrotechniki w Zakładzie Elektrycznych Napędów Obrabiarkowych. Specjalizował się w napędach prądu stałego z tranzystorowymi wzmacniaczami mocy dla obrabiarek sterowanych numerycznie i robotów przemysłowych. Zajmował się identyfikacją parametrów dynamicznych maszyn prądu stałego oraz numerycznym



modelowaniem dynamiki w syntezie układów napędowych. Brał udział w opracowaniu i przygotowaniu do produkcji napędów dla robotów przemysłowych typu IRb, za co otrzymał nagrodę zespołową stopnia III MHiPM za rok 1986. Od lat osiemdziesiątych zajmuje się napędami z silnikami synchronicznymi, w szczególności problemami optymalizacji sterowania. Rozprawę doktorską „Problemy bezpośredniej regulacji momentu i strumienia silnika synchronicznego o magnesach trwałych” obronił w roku 2001, uzyskując stopień naukowy doktora. Jest autorem lub współautorem kilkudziesięciu publikacji z zakresu napędu elektrycznego. Od kilku lat zajmuje się napędami przeznaczonymi dla pojazdów osobowych, towarowych lub turystycznych. Jest członkiem Polskiego Towarzystwa Elektrotechniki Teoretycznej i Stosowanej.