

BEZSNÍMAČOVÉ URČOVANIE POLOHY ROTORA SYNCHRÓNNEHO MOTORA S PM SO ZAMERANÍM NA METÓDU INJEKTOVANIA VF SIGNÁLU

SENSORLESS ROTOR POSITION DETERMINATION OF PMSM FOCUSING ON HF SIGNAL INJECTION METHOD

Roman Filka, Branislav Dobrucký

Katedra elektrickej trakcie a energetiky, Elektrotechnická fakulta
Žilinská univerzita v Žiline, Veľký Diel, 010 26 Žilina
filka@kete.utc.sk, dobrucky@fel.utc.sk

Abstrakt Článok opisuje metódu injektovania vf signálu na určovanie polohy rotora synchrónneho motora s permanentnými magnetmi (SMsPM) pre bezsnímačový pohon. Osobitne sa venuje generovaniu a injektovaniu vf signálu a filtrovaniu priamej zložky vektora vf prúdu. Výsledky simulačných experimentov ukazujú vhodnosť metódy na určovanie polohy v celom uvažovanom rozsahu rýchlosti motora.

Summary The paper deals with hf injection method for rotor position determination of sensorless permanent magnet synchronous motor (PMSM) drive. Special attention is paid to generation- and injection of hf signal as well as to filtering of positive component of current hf vector. The results of simulation experiments verify suitability of used method for whole intended range of motor angular speed.

1. ÚVOD

Zvýšenie spoľahlivosti, presnosti a rýchlosti regulácie elektrického pohonu, sa v dnešnej dobe stalo celkom jasným cieľom výskumu v oblasti riadenia elektrických pohonov. Keďže je tento trend nastúpený už pomerne dlhší čas, je zjavné, že zvýšenie spoľahlivosti pohonu sa pri použití mechanických častí v regulačnej slučke stáva značne obtiažnym. Sú to práve tieto mechanické prvky, ako snímače polohy resp. rýchlosti, ktoré zvyšujú nároky na mechanickú konštrukciu a rozmery pohonu a v konečnom dôsledku aj poruchovosť a teda nižšiu spoľahlivosť celého systému. Výsledkom, logicky plynúcim z týchto faktov, je postupná snaha o obmedzovanie a prípadnú náhradu všetkých mechanických snímačov elektrickými. V prípade mechanických snímačov polohy sa tieto nenahrádzajú snímačmi elektrickými, ale na určenie polohy v reálnom čase sa používajú rôzne metódy takzvaného odhadovania polohy.

Idé v podstate o numerické vypočítanie polohy rotora elektrického stroja, kedy na základe stavových elektrických veličín ako prúd a napätie, riadiaci mikroprocesor vypočíta danú polohu. Hoci bezsnímačové riadenie, v porovnaní s klasickým riadením s mecha-nickými snímačmi, prináša so sebou celú radu výhod, jeho úplné nasadenie v dnešnej priemyselnej praxi je ešte stále problematické. Je to spôsobené hlavne tým, že doteraz používané bezsnímačové metódy odhadu polohy nie sú schopné určiť polohu v celej pracovnej oblasti s požadovanou presnosťou. Riešením, v takomto prípade, je spojenie viacerých metód pre rôzne rýchlosti a tým pokryť celú pracovnú oblasť daného pohonu [5]-[6]. Druhou možnosťou sú dnes vyvíjané **metódy, vhodné pre celé spektrum rýchlostí, ktoré sú založené na injektovaní externého signálu** [8]-[16] do napájacieho

napätia motora, na základe odozvy ktorého je potom možné určiť polohu rotora.

Doterajšie úspechy bezsnímačového riadenia sú spojené hlavne s použitím synchrónnych a reluktančných motorov, pretože tieto motory sú značne jednoduchšie ako asynchrónne motory a majú niektoré parametre podstatne viac závislé na polohe, čo sa dá relatívne jednoducho vysledovať a spätne využiť na určenie polohy. Nevýhoda asynchrónnych motorov pri použití v bezsnímačovej technike spočíva v ich hladkom rotore, sklze a stratách od prúdu, indukovanom v rotorovom vinutí.

Dnes známe bezsnímačové metódy odhadu polohy môžeme klasifikovať do dvoch základných skupín [8]

- metódy využívajúce iba „základné“, modulované napájanie,
- metódy využívajúce prídavný signál, superponovaný na napájacie napätie.

Tie metódy, ktoré patria do prvej skupiny, nevyžadujú na určenie polohy žiadny externý zdroj signálu, avšak nie sú vo všeobecnosti vhodné pre použitie pri nulových a nízkych rýchlostiach, z dôvodu neschopnosti dostatočne presného určenia amplitúdy a frekvencie signálu v oblasti veľmi nízkych prúdov a frekvencií. Navzdory týmto obmedzeniam, sú však tieto metódy vhodné pre také aplikácie, kde je plne postačujúce spoľahlivé riadenie v oblasti stredných a vysokých rýchlostí. Do tejto skupiny sa radia metódy využívajúce detekciu spätného elektromagnetického napätia produkovaného v statorových vinutiach, alebo metódy založené na báze pozorovateľa, kedy sa informácia o polohe rotora získava z matematického modelu motora, bežiacieho paralelne s reálnym motorom. Vstupnými

veličinami takéhoto modelu sú potom skutočné hodnoty napätia a prúdov reálneho motora.

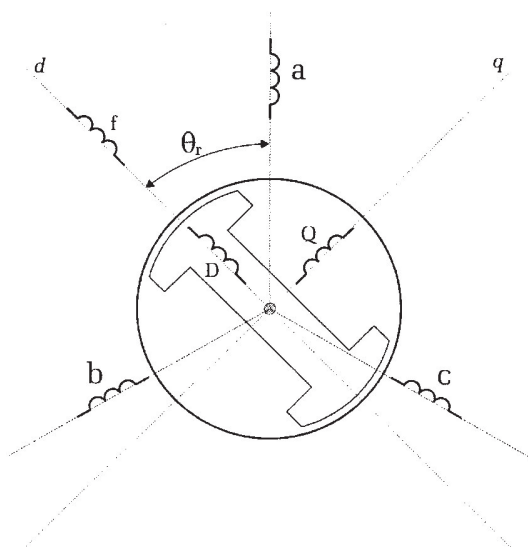
Metódy patriace do druhej skupiny, využívajú na určenie polohy prídavný signál o známej amplitúde a frekvencii, pridaný do napájacieho napätia motora.

Na základe modulácie tohto signálu, spôsobenej prúdovou odozvou motora, sa dá určiť poloha rotora a to v celej pracovnej oblasti.

2. MATEMATICKÝ MODEL SYNCHRÓNNEHO MOTORA S PERMANENTNÝMI MAGNETMI (SMSPM)

Rovnice popisujúce SMSPM vychádzajú zo všeobecnej teórie AC strojov [1], [2] a sú odvodené za predpokladov, ktoré zjednodušujú ich znenie a hlavne ich riešenie. Okrem predpokladov, ktorými sa zanedbávajú vplyvy druhoradého významu (napr.: zanedbanie kapacity medzi vinutiami, zanedbanie vplyvu oteplenia na veľkosť činných odporov a pod.), sa zavádzajú ďalšie predpoklady, ktorými sa zanedbávajú vplyvy podstatnejšie:

- zanedbanie vplyvu magnetického sýtenia,
- činné odpory a indukčnosti vinutí nezávisia na frekvencii,
- vinutia stroja sú rozložené sínusovo po obvode statora



Obr. 1. K modelu synchronného motora
Fig. 1. Arrangement of synchronous machine

Napät'ové rovnice takéhoto motora zobrazenom na obr. 1 budú mať potom v rotorových súradniciach d, q následný tvar

$$u_d = r_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega L_q i_q \quad (1)$$

$$u_q = r_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega (L_d i_d + \psi_{PM})$$

Stotožnením referenčnej sústavy so statorom, môžeme tieto rovnice prepísať do statorovej sústavy α, β . Napät'ové rovnice v maticovej forme budú mať potom tvar [3], [14]

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = r \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_0 + L_1 \cos 2\theta & L_1 \sin 2\theta \\ L_1 \sin 2\theta & L_0 - L_1 \cos 2\theta \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \psi_{PM} \begin{bmatrix} -\sin \theta \\ \cos \theta \end{bmatrix} \quad (2)$$

kde

$$L_0 = \frac{L_d + L_q}{2}, \quad L_1 = \frac{L_d - L_q}{2} \quad (3)$$

L_0 reprezentuje strednú hodnotu indukčnosti statorového vinutia, prepočítanú do $\alpha\beta$ súradníc, v závislosti na polohe rotora;

L_1 reprezentuje rozdiel medzi maximálnou a minimálnou hodnotou indukčnosti statorového vinutia, prepočítanú do $\alpha\beta$ súradníc, v závislosti na polohe rotora;

θ je poloha rotora.

3. BEZSNÍMAČOVÉ URČOVANIE POLOHY NA ZÁKLADE INJEKTOVANIA EXTERNÉHO SIGNÁLU

Metóda určovania polohy rotora na základe injektovania externého signálu je vhodná tak pre asynchrónne ako aj pre synchronné stroje a použiteľná pre celú pracovnú oblasť rýchlostí. Jej potenciálne využitie v praxi sa však viac spája so synchronnými strojmi. Je to vo veľkej miere dané väčším magnetickým vyjadrením rotora pri synchronných a reluktančných strojoch, ako pri asynchrónnych. Magnetické vyjadrenie rotora sa v konečnom dôsledku prejaví v zmene buď elektromagnetického poľa alebo strát, v závislosti od polohy rotora. Tieto potom priamo korelujú so zmenou buď indukčnosti alebo rezistivity statorového vinutia. Na základe toho, že indukčnosť sa s teplotou takmer nemení, je oveľa jednoduchšie využívať na určovanie polohy práve zmenu indukčnosti, resp. magnetickej vodivosti, v závislosti od polohy rotora.

Pre správne určenie polohy pri nízkych resp. nulových rýchlostiach, je potrebný stály budiaci signál. Vyššie harmonické, produkované spínaním meniča, by teoreticky mohli byť práve takýmto budiacim signálom. Avšak, hoci tieto spínacie časové harmonické svojim spôsobom vyhovujú požiadavke stáleho budenia stroja, existuje niekoľko dôvodov, prečo sa tieto nevyužívajú na určovanie polohy.

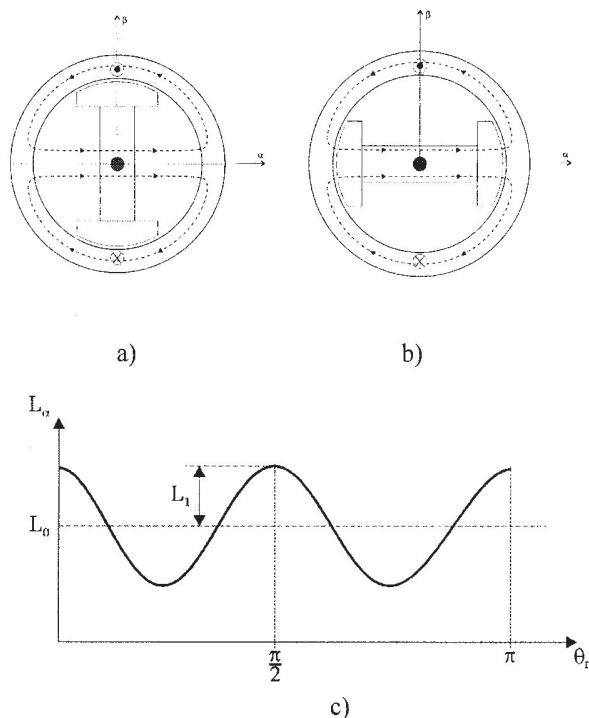
Prvým takýmto dôvodom je závislosť prúdu od zaťaženia motora. V závislosti od veľkosti záťaže sa mení veľkosť satorového prúdu, čo má za následok zmenu v spínaní meniča. Tá sa potom spätne prejaví v zmene frekvenčného spektra produkovaného meničom. Nové harmonické už môžu motor vybudzovať takým spôsobom, že spätná analýza amplitúdovej modulácie týchto harmonických sa stane veľmi obtiažnou, ak nie nemožnou. Druhým dôvodom je relatívna zložitost' signálového spracovania spínacích časových harmonických, čo je spôsobené tým, že jednotlivé vyššie harmonické, nie sú vo frekvenčnom spektre vzájomne dostatočne separované. Tým sa stáva separovanie harmonickéj, nesúcej informáciu o polohe, značne zložitejšie, čo v konečnom dôsledku môže spôsobiť zníženie presnosti odhadu polohy.

Iný spôsob, akým sa dá dosiahnuť konštantné napájanie stroja, je injektovanie nového, na záťaži a pracovných podmienkach stroja, nezávislého signálu. Takýto signál môže mať potom nasledujúce dve formy:

- tvar rotujúceho vektora,
- tvar statického (pulzujúceho) vektora.

V tomto článku je ukázaný spôsob použitia budiaceho signálu, ktorý má formu rotujúceho napät'ového vektora s konštantnou amplitúdou a frekvenciou.

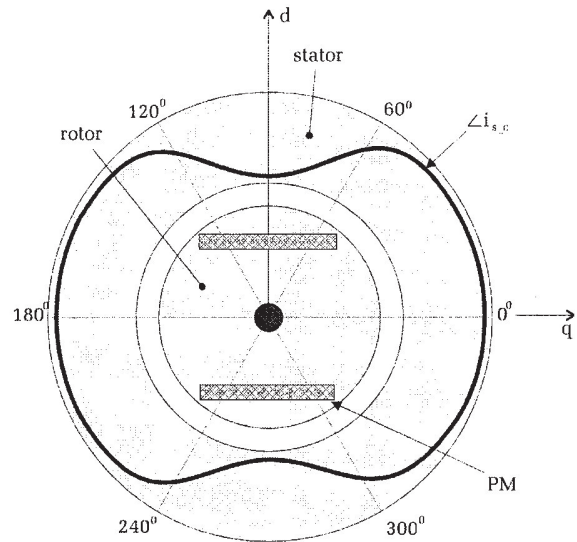
Vychádzajúc z toho, že rotor motora má vyjadrené póly vyplýva, že vlastná indukčnosť satorového vinutia je funkciou polohy rotora θ , podľa obr. 2



Obr. 2. Zmena satorovej indukčnosti L_α v závislosti od polohy rotora motora s vyjadrenými pólmi: (a) poloha rotora keď $\theta = \pi/2$; (b) poloha rotora keď $\theta = 0$; (c) $L_\alpha = f(\theta)$

Fig. 2. Dependency of stator inductance L_α on salient pole motor rotor position at (a) $\theta = \pi/2$; (b) at $\theta = 0$; (c) $L_\alpha = f(\theta)$

Z obr. 2 je zrejma modulácia satorovej indukčnosti v závislosti od polohy rotora, čo má za následok moduláciu vektora satorového prúdu, tak ako je znázornené na obr. 3.



Obr. 3. Modulácia vektora satorového prúdu v priestore Fig. 3. Modulation of stator current vector

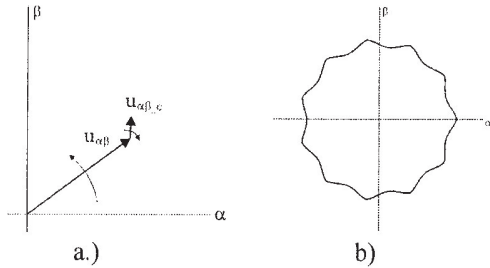
Môžeme teda povedať, že vektor satorového prúdu je amplitúdovo modulovaný na základe magnetického vyjadrenia rotora, čo sa dá efektívne využiť na určenie polohy rotora [7].

Je však potrebné spomenúť, že okrem modulácie vektora prúdu vplyvom magnetického vyjadrenia rotora, sa v motore objavuje hneď niekoľko parazitných modulácií [12]. Diskrétné rozloženie satorového vinutia po obvode satora, nelineárna magnetizačná charakteristika jarma satora aj rotora, neúplná symetria rotora a nesymetrické napájacie napätie a pod, sú faktory, ktoré majú vplyv na výslednú moduláciu vektora satorového prúdu. Takáto modulácia je nežiaduca hlavne z toho dôvodu, že ju nie je možné použiť na určovanie polohy. To je spôsobené tým, že uvedené faktory vytvárajú takú moduláciu prúdu, ktorá nie je závislá len na polohe rotora, ale aj na zaťažení a na iných pracovných podmienkach motora.

Ako už bolo vyššie spomenuté, spínacie harmonické nie sú veľmi vhodné ako permanentný budiaci signál, na základe ktorého odozvy by bolo možné určovať polohu rotora. Nato, aby bolo možné separovať signál nesúci informáciu o polohe, musí byť tento nezávislý na pracovných podmienkach a záťaži motora. Takýmto signálom môže byť, z vonkajšieho zdroja injektovaný, napät'ový (alebo prúdový) signál. Napät'ový signál vo forme rotujúceho vektora s konštantnou amplitúdou V_{sc} a uhlovou rýchlosťou ω_c môžeme v maticovej forme zapísať ako

$$u_{\alpha\beta_c}^s = \begin{bmatrix} u_{\alpha_c}^s \\ u_{\beta_c}^s \end{bmatrix} = V_{sc} \begin{bmatrix} \cos \omega_c t \\ -\sin \omega_c t \end{bmatrix} = V_{sc} e^{-j\omega_c t} \quad (4)$$

Vektor podľa rovnice (4) opisuje v komplexnej rovine kružnicu, pričom je zrejmé, že takýto vektor má opačný smer točenia ako statorový napäťový vektor z rovnice (2), tak ako ukazuje obr. 4.



Obr. 4. (a) Vektorový súčet statorového napätia a injektovaného signálu; (b) trajektória koncového bodu výsledného vektora

Fig. 4. (a) Sum of stator voltage and injected signal vectors; (b) trajectory of resulting vector

Vychádzajúc z predpokladu motora s vyjadrenými pólmí budeného vf signálom, podľa rovnice (4), môžeme uvažovať vysokofrekvenčný model motora. V takom prípade sa rovnica statorových napätí v α, β statorových súradniciach zjednoduší na tvar

$$u_{\alpha\beta_c} \approx L \frac{di_{\alpha\beta_c}}{dt} \quad (5)$$

pričom L je matica indukčností motora (podľa rovnice (2)). Integráciou rovnice (5) dostaneme

$$\int u_{\alpha\beta_c} dt = Li_{\alpha\beta_c} \quad (6)$$

z čoho, pri uvažovaní budiaceho signálu podľa (4) a pri zmysle otáčania sa vektorov podľa obr. 4 (a) po úprave vyplýva

$$\frac{V_{sc}}{\omega_c} \begin{bmatrix} \sin \omega_c \\ \cos \omega_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_0 + L_1 \cos 2\theta & L_1 \sin 2\theta \\ L_1 \sin 2\theta & L_0 - L_1 \cos 2\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha_c} \\ i_{\beta_c} \end{bmatrix} \quad (7)$$

takže vyjadrením prúdov môžeme vysledovať prúdovú odozvu motora na daný vf napäťový signál [7]. Teda riešením rovnice (7) pre i_{α_c} dostaneme

$$i_{\alpha_c} = \frac{(L_0 - L_1 \cos 2\theta) \left(\frac{V_{sc}}{\omega_c} \sin \omega_c \right) - (L_1 \sin 2\theta) \left(\frac{V_{sc}}{\omega_c} \cos \omega_c \right)}{(L_0 + L_1 \cos 2\theta)(L_0 - L_1 \cos 2\theta) - (L_1 \sin 2\theta)(L_1 \sin 2\theta)} = (8)$$

$$= \frac{V_{sc}}{\omega_c} \left(\frac{L_0 \sin \omega_c - L_1 \sin(2\theta + \omega_c)}{L_0^2 - L_1^2} \right)$$

analogicky pre i_{β_c}

$$i_{\beta_c} = \frac{(L_0 + L_1 \cos 2\theta) \left(\frac{V_{sc}}{\omega_c} \cos \omega_c \right) - (L_1 \sin 2\theta) \left(\frac{V_{sc}}{\omega_c} \sin \omega_c \right)}{(L_0 + L_1 \cos 2\theta)(L_0 - L_1 \cos 2\theta) - (L_1 \sin 2\theta)(L_1 \sin 2\theta)} = (9)$$

$$= \frac{V_{sc}}{\omega_c} \left(\frac{L_0 \cos \omega_c + L_1 \cos(2\theta + \omega_c)}{L_0^2 - L_1^2} \right)$$

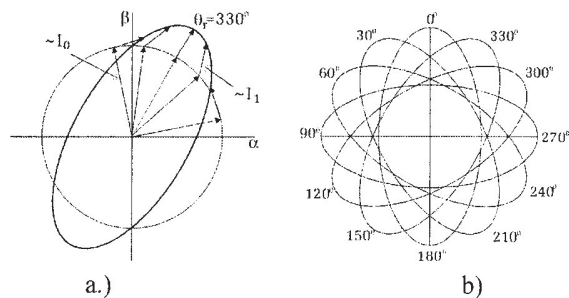
Úpravou a zapísaním rovníc (8), (9) do maticovej formy dostaneme

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha_c} \\ i_{\beta_c} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_0 \sin \omega_c - I_1 \sin(2\theta + \omega_c) \\ I_0 \cos \omega_c + I_1 \cos(2\theta + \omega_c) \end{bmatrix} \quad (10)$$

kde

$$I_0 = \frac{V_{sc}}{\omega_c} \left(\frac{L_0}{L_0^2 - L_1^2} \right), \quad I_1 = \frac{V_{sc}}{\omega_c} \left(\frac{L_1}{L_0^2 - L_1^2} \right) \quad (11)$$

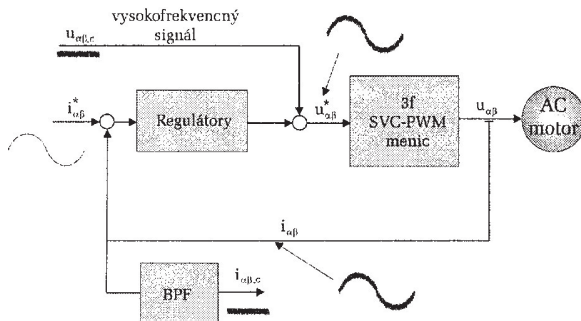
takže vidíme, že výsledný vf prúd sa skladá z dvoch zložiek, točiacich sa každá inou rýchlosťou a navyše navzájom opačným smerom. Tzv. „súsledná“, priama zložka prúdu, s rovnakým zmyslom točenia akým sa točí vf budiaci napäťový vektor, je úmerná strednej hodnote indukčnosti statora L_0 . Je to v podstate prúd, ktorý by pretekal statorovým vinutím, keby bol rotor hladký a symetrický. Táto zložka prúdu teda neobsahuje žiadnu užitočnú informáciu o polohe rotora. Naopak, spätná zložka prúdu, točiac sa opačne ako sa točí vf budiaci napäťový vektor je úmerná rozdielu medzi maximálnou a minimálnou hodnotou indukčnosti statorového vinutia s uvažovaním vplyvu rotora L_1 . Táto zložka prúdu obsahuje informáciu o polohe rotora. Z tohto vyplýva potreba vzájomnej separácie obidvoch zložiek a následné potlačenie pozitívnej zložky. Krivka, ktorú vytvorí vektor podľa rovnice (10), opisuje v priestore elipsu. Táto v podstate rotuje synchronne s rotorom, teda sleduje polohu pólov rotora.



Obr. 5. Obalová krivka vektora vf prúdu: (a) počas periódy vf signálu pri konštantnej polohe $\theta_r=330^\circ$; (b) pri krokovaní polohy θ_r s krokom 30°

Fig. 4. Cycloid-shape hf current vector: (a) during one period at $\theta_r=330^\circ$; (b) 30° position stepping

V reálnom zapojení sa injektovanie vf budiaceho signálu realizuje tak, že sa rotujúci napäťový vektor transformovaný do ortogonálnej sústavy pripočíta k žiadanému statorovému napäťovému vektoru, ktorý je generovaný prúdovými regulátormi v statorových $\alpha\beta$ súradniciach, tak ako je zobrazené na obr. 6.

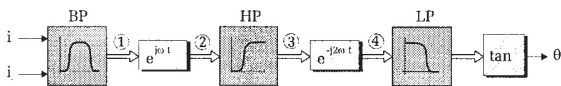


Obr. 6. Injektovanie vf signálu do napätia motora
Fig. 6. Injection of hf signal into motor voltage

Výsledný vektor je teda žiadaný napäťový vektor pre SVC-PWM [16] algoritmus meniča. Z toho vyplýva, že vzorkovacia frekvencia meniča ($f_p=1/T_p$) musí byť, podľa Shannon-Kotelnikova teorému, vyššia ako dvojnásobok hornej medznej frekvencie vzorkovaného signálu, teda vf injektovaného signálu. Táto podmienka je nutná, avšak vo väčšine prípadov nie postačujúca. Dostatočne presných výsledkov je možné dosiahnuť pri vzorkovaní 1°el. z maximálnej vzorkovanej frekvencie.

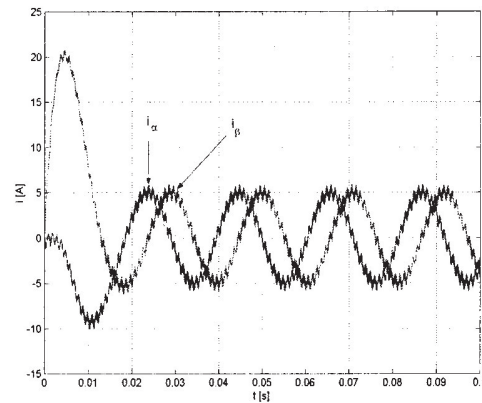
4. ODSTRÁNENIE PRIAMEJ ZLOŽKY VEKTORA VF PRÚDU

Tak ako bolo už spomenuté, pre správny odhad polohy rotora musí byť signál, obsahujúci informáciu o polohe, čo možno najviac separovaný od všetkých ostatných rušivých signálov. Vhodným výberom frekvencie vf signálu môžeme tento separovať od spínacích časových harmonických meniča a pracovných frekvencií motora. Ďalej je potrebné potlačiť priamu zložku vektora vf prúdu, keďže táto nenesie žiadnu informáciu o polohe, obr. 7



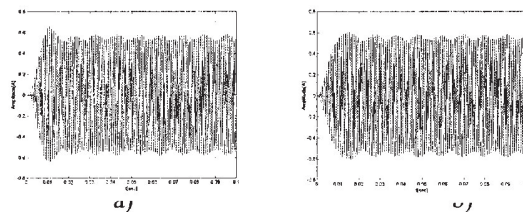
Obr. 7. Princíp filtrovania pozitívnej zložky vf prúdu
Fig. 7. Filtering of hf current positive component

Statorový prúd motora v ortogonálnych súradniciach (obr. 8) vstupuje do filtra, ktorý pracuje ako pásmový priepust (BP-Band Pass).



Obr. 8. Statorový prúd v $\alpha\beta$ súradniciach
Fig. 8. Stator current in $\alpha\beta$ coordinates

Tento filter prepúšťa vf zložky statorového prúdu $i_{\alpha\beta-c}$, pričom potláča základný prúd (prúd s pracovnou frekvenciou) i_s . Po filtrácii vf prúdu v ortogonálnej sústave, dostaneme dva prúdy $i_{\alpha-c}$ a $i_{\beta-c}$, ktoré sú amplitúdovo modulované, tak ako je zobrazené na obr. 9.



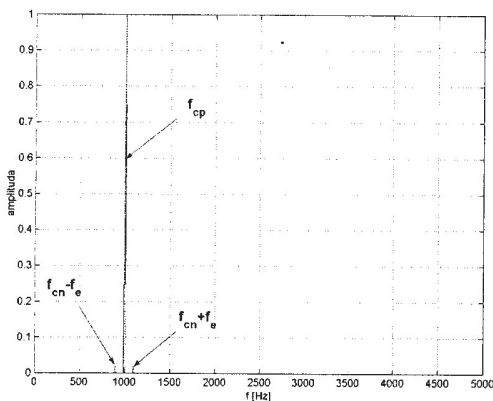
Obr. 9. Časové závislosti prúdov v ortogonálnych súradniciach za BP filtrom; (a) $i_{\alpha-c}$; (b) $i_{\beta-c}$
Fig. 9. Time dependencies of current after BP filter; (a) $i_{\alpha-c}$; (b) $i_{\beta-c}$

Podľa obr. 5 vidíme, že modulácia prúdu nastáva pre každú pólovú dvojicu dva krát počas jednej otáčky rotora. Takže modulačná frekvencia vf prúdu (f_c) je

$$f_c = 2 * f_r = 2 * \frac{\omega_r \cdot p}{2\pi} = \frac{\omega_r \cdot p}{\pi} \tag{12}$$

teda je priamoúmerná uhlovej rýchlosti rotora (ω_r).

Po prevedení závislostí podľa obr. 9 z časovej do frekvenčnej oblasti (obr. 10), vidíme typické spektrum amplitúdovo modulovaného signálu, teda nosnú frekvenciu (pozitívna zložka vektora vf prúdu - f_{cp}) a dve postranné frekvencie, ktoré reprezentujú modulačný signál.



Obr. 10. Frekvenčné spektrum α zložky vf signálu za BP filtrom
 Fig. 10. Frequency spectrum of hf signal after BP filter

Násobením signálu podľa obr. 10 výrazom $e^{j\omega_c t}$, sa v podstate vf prúdový vektor $\underline{i}_{\alpha\beta-c}$ transformuje do ortogonálnej sústavy, ktorá rotuje uhlovou rýchlosťou ω_c (teda rovnakou ako nosná vf signálu). Keďže smer rotácie postranných frekvencií je opačný ako smer rotácie nosnej, tieto sa posunú vo frekvenčnej oblasti opačným smerom ako nosná, teda do vyšších frekvencií. Jednoduchým hornopriepustným filtrom sa odstráni pozitívna zložka (nosná frekvencia). Ďalším násobením signálu výrazom $e^{-j2\omega_c t}$ dosiahneme transformáciu zostávajúcej negatívnej zložky vf prúdu do ortogonálnej sústavy, ktorá rotuje uhlovou rýchlosťou $2*\omega_c$ a má rovnaký smer rotácie ako negatívna zložka. Výsledný signál po takejto transformácii môže byť ešte upravený dolným priepustom LP (Low Pass). Takto upravená negatívna zložka vf prúdu potom vstupuje, rozdelená do $\alpha\beta$ zložiek, do bloku funkcie *arcus tangens*, kde sa vypočíta výsledná poloha rotora podľa vzťahu

$$\theta_r = \tan^{-1} \frac{i_\alpha}{i_\beta} \quad (13)$$

5. VÝBER FREKVENCIE A AMPLITÚDY VF SIGNÁLU

Keďže neexistuje presné pravidlo (resp. zákon), na základe ktorého by sa dala frekvencia vf injektovaného signálu určiť exaktne, stáva sa toto pomerne náročnou úlohou. Dá sa doslova povedať, že daná frekvencia vf signálu je vhodná pre jeden konkrétny pohon, čo znamená, že pre každý iný pohon by sa mala zvlášť vybrať iná frekvencia vf signálu. Teoreticky však môžeme predpokladať, že frekvencia daného vf signálu bude závisieť najmä od spínacej frekvencie meniča (f_p), rozsahu základných pracovných frekvencií pohonu a nakoniec aj od „veľkosti“ magnetického vyjadrenia rotora (L_d/L_q). V podstate platí fakt, že čím viac je frekvencia vf signálu vo frekvenčnom spektre vzdialená od obidvoch (spínacích aj pracovných) frekvencií, tým jednoduchšia je jej separácia. To znamená použitie jednoduchšieho filtra, ktorý je veľmi citlivou

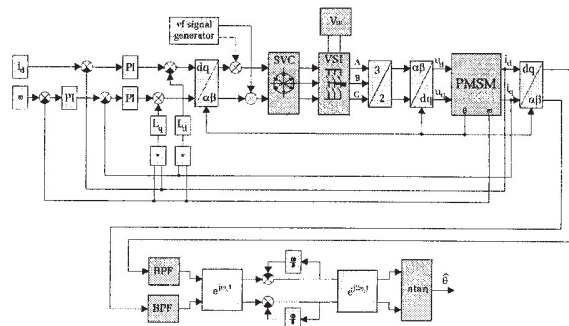
časťou v celom procese odhadovania polohy, nakoľko od jeho vlastností závisí presnosť a spoľahlivosť metódy ako takej.

Uvažujme konštantnú amplitúdu injektovaného vf signálu. Potom platí, že so zvyšujúcou sa frekvenciou budiaceho signálu, tento vplyvom skin efektu produkuje menej magnetického toku prechádzajúceho vzduchovou medzerou na rotor, kde dochádza k jeho modulácii. Toto sa spätne prejaví v menšej modulácii vf prúdu, čím priamoúmerne klesá presnosť odhadu polohy rotora. Takže môžeme povedať, že pri pracovnej oblasti rýchlosti motora do $\sim 300 \text{ rad}\cdot\text{sec}^{-1}$ a pri spínacích frekvenciách meniča $\sim 10 \text{ kHz}$, je rozsah použiteľných frekvencií vf signálu $\sim 500 \text{ Hz}-3\text{kHz}$.

Pre amplitúdu vf signálu platí, že čím je amplitúda väčšia, tým viac toku vytvoreného vf signálom prechádza na rotor a tým je modulácia vf prúdu väčšia. Avšak tiež platí, že so zvyšujúcou sa amplitúdou sa viac prejavuje negatívny vplyv vf signálu na vyvíjaný moment motora, čím sa znižuje stabilita a účinnosť pohonu. V zásade, tak ako frekvencia, sa aj amplitúda volí empiricky a to v rozsahu $\sim 2\text{V}-15\text{V}$.

6. SIMULAČNÉ EXPERIMENTY

Simulačné experimenty s opísanou metódou boli vykonané v simulačnom prostredí MATLAB – Simulink.



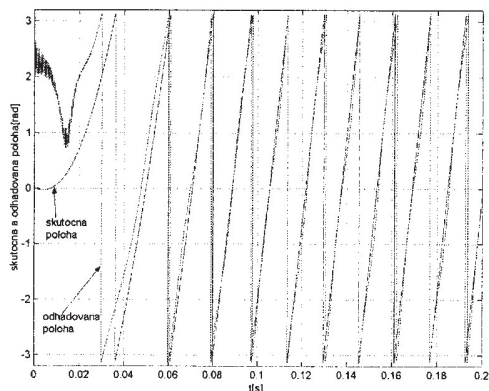
Obr. 11. Schéma bezsnímačového určovania polohy rotora SMsPM s injektovaním vf signálu
 Fig. 11. Scheme of sensorless control for PMSM rotor position determination using hf signal

Na obr. 11 je znázornená simulačná schéma, ktorá bola použitá na simuláciu metódy injektovania vf signálu. Vidíme, že celá schéma môže byť v podstate rozdelená do dvoch funkčne nezávislých častí. Prvú časť tvorí model SMsPM napájaného z trojfázového napäťového meniča. Menič je spínaný na základe SVC stratégie spínania, pričom referenčná hodnota statorových napätí v ortogonálnych $\alpha\beta$ súradniciach sa získa z prúdových regulátorov v regulačnej časti. Druhú časť tvorí model obvodu, ktorý z vektora statorového prúdu separuje negatívnu zložku prúdu obsahujúcu informáciu o polohe rotora.

Tab. 1 Parametre motora použitého v simulácii

počet pólov	2p	4
odpor statorového vinutia	r	1.1 Ω
synchronná indukčnosť v osi d	L_d	4.73 mH
synchronná indukčnosť v osi q	L_q	4.5 mH
výkon	P	750W
otáčky	n	1500 ot.min ⁻¹
tok permanentných magnetov	Ψ_{PM}	0.096 Wb
moment zotrvačnosti	J	0.0012 kg.m ²
modulačná perióda	T_p	100 μ s

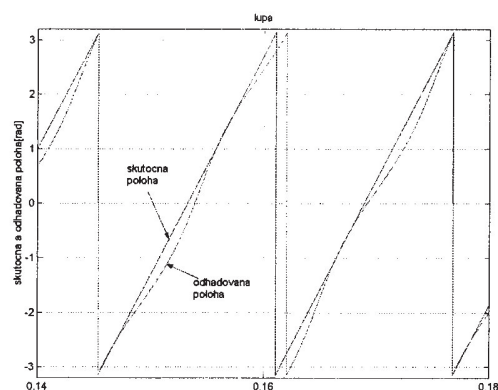
Na obr. 12 sú zobrazené výsledky simulácie odhadu polohy metódou injektovania v_f signálu pre motor s parametrami podľa tab. 1. Na začiatku simulácie je zrejماً veľká chyba vo vypočítanej polohe. Je to spôsobené tým, že sa motor rozbieha na žiadanú rýchlosť, teda nie je v ustálenom stave. To znamená významné posuny harmonických vo frekvenčnom spektre a teda separácia signálu, obsahujúceho informáciu o polohe je veľmi ťažná. K tejto chybe na začiatku simulácie však prispieva aj oneskorenie vstupných pásmových priepustov, ktoré je tým menšie čím je menší rád obidvoch filtrov.



Obr. 12. Výsledok simulačného experimentu určenia polohy rotora SMsPM

Fig. 12. Simulation experiment result of PMSM rotor position determination

Detail priebehu aktuálnej a odhadovanej polohy rotora je ukázaný na obr. 13.



Obr. 13. Detail priebehu určenia polohy z obr. 12

Fig. 13. Determination of position by Fig. 12 in detail

7. ZÁVER

Článok sa zaoberá aplikáciou bezsnímačových metód odhadovania polohy v riadení pohonov s SMsPM. Približuje spôsob určenia polohy rotora bez použitia mechanických snímačov, ale zároveň naznačuje ešte stále pretrvávajúce problémy zabraňujúce úplnému nasadeniu týchto metód v praxi. V článku sú uvedené základné fakty a teoretické odvodnenia, potrebné k úspešnému aplikovaniu bezsnímačových algoritmov na vybraný pohon. Ďalej sú prezentované simulačné experimenty, ktoré boli vykonané v prostredí MATLAB. Dosažené simulačné výsledky len potvrdzujú možné úspešné nasadenie tejto metódy na určovanie polohy na reálnom modeli pohonu. Presnosť odhadu je ovplyvnená viacerými faktormi, avšak značný vplyv na presnosť má vstupný filter. To znamená, že jeho návrhu je potreba venovať primeranú pozornosť. Autori ďalej pracujú na reálnom zapojení a overovaní bezsnímačového riadenia v praxi.

Pod'akovanie. Autori vyjadrujú vďaku vedeckej grantovej agentúre VEGA Ministerstva školstva SR za financovanie výskumného projektu č. 1/8259/01 "Výskum bezsnímačových metód na určovanie polohy rotora so zameraním na pohon so SMsPM motorom a maticovým meničom", v rámci ktorého prezentovaný príspevok vznikol.

LITERATÚRA

- [1] ADKINS, B. - HARLEY, R. G.: *The General Theory of Alternating Current Machines: Application to Practical Problems*. Chapman and Hall London Publications (UK), 1975
- [2] PARK, R. H.: *Two-reaction Theory of Synchronous Machine*. G.E. prehl'ad (USA), 1929, s. 332
- [3] VAS, P.: *Electrical Machines and Drives; A Space-Vector Theory Approach*. Oxford Science Publications (UK), 1992

- [4] VAS, P.: *Sensorless Vector and Direct Torque Control*. Oxford Science Publications (UK), 1998
- [5] KANEKO, D. – IWAJI, Z. - SAKAMOTO, K. – ENDO, T.: *Initial Rotor Position Estimation of the Interior Permanent Magnet Synchronous Motor*. V zborníku z konferencie PCC'02, Osaka (JP), apríl 2002
- [6] DOBRUCKÝ, B. – FILKA, R. - ABDALMULA, M.A.R. – HOLČEK, R.: *A New Optimisation Algorithm of Position Estimation for Zero- and Low Speed Range Using Magnetic Saliency Method*. V zborníku z konferencie EPE-PEMC'02, Dubrovnik (HR), september 2002
- [7] FILKA, R.: *Bezsnímačové určovanie polohy rotora synchronného motora s PM so zameraním na metódu injektovania v signálu*. Pisomná práca k dizertačnej skúške, EF Žilina, marec 2002
- [8] LORENZ, R. D.: *Sensorless, Drive Control Methods for Stable, High Performance, Zero Speed Operation*. V zborníku z konferencie EPE-PEMC'00, Košice (SK), september 2000
- [9] DEGNER, M. W. – LORENZ, R. D.: *Position Estimation in Induction Machines Utilizing Rotor Bar Slot Harmonics and Carrier-Frequency Signal Injection*. IEEE Transactions on IA, zv. 36, č. 3, máj/jún 2000
- [10] JANSEN, P. L. - CORLEY, M. J. - LORENZ, R. D.: *Flux, Position, and Velocity Estimation in AC Machines at Zero and Low Speed via Tracking of High Frequency Saliencies*. V zborníku z konferencie EPE'95, Sevilla (ES), september 1995
- [11] JANSEN, P. L. - LORENZ, R. D.: *Transducerless Position and Velocity Estimation in Induction and Salient AC Machines*. IEEE Transactions on IA, zv. 31, č. 2, marec/apríl 1995
- [12] DEGNER, M. W. – LORENZ, R. D.: *Using Multiple Saliencies for the Estimation of Flux, Position, and Velocity in AC Machines*. IEEE Transactions on IA, zv. 34, č.5, september/október 1998
- [13] BRIZ, F. - DIEZ, A. - DEGNER, M. W.: *Dynamic Operation of Carrier-Signal-Injection-Based Sensorless Direct Field-Oriented AC Drives*. IEEE Transactions on IA, zv. 36, č. 5, september / október 2000
- [14] TESKE, N. - ASHER, G. M. - SUMNER, M. - BRADLEY, K.J.: *Encoderless Position Control of Induction Machine*. V zborníku z konferencie EPE 2001, Graz, (AT), august 2001
- [15] TESKE, N. - ASHER, G. M. - SUMNER, M. - BRADLEY, K.J.: *Suppression of Saturation Saliency Effect for the Sensorless Position Control of Induction Motor Drives under Loaded Conditions*. IEEE Transactions on IA, zv. 47, č. 5, október 2000
- [16] TESKE, N.: *Space Vector Modulation*. Výskumná správa, PEMC Group, University of Nottingham (UK), november 2000