

OPTIMALIZÁCIA BUDENIA SPÍNANÉHO RELUKTANČNÉHO MOTORA (OPTIMIZATION OF EXCITATION OF THE SWITCHED RELUCTANCE MOTOR)

Pavel ZÁSKALICKÝ

Katedra elektrických pohonov a mechatroniky, Fakulta elektrotechniky a informatiky, Technická univerzita v Košiciach,
Letná 9, 042 00 Košice, tel.: 055/6022272, e-mail: zaskal@tuke.sk

SUMMARY

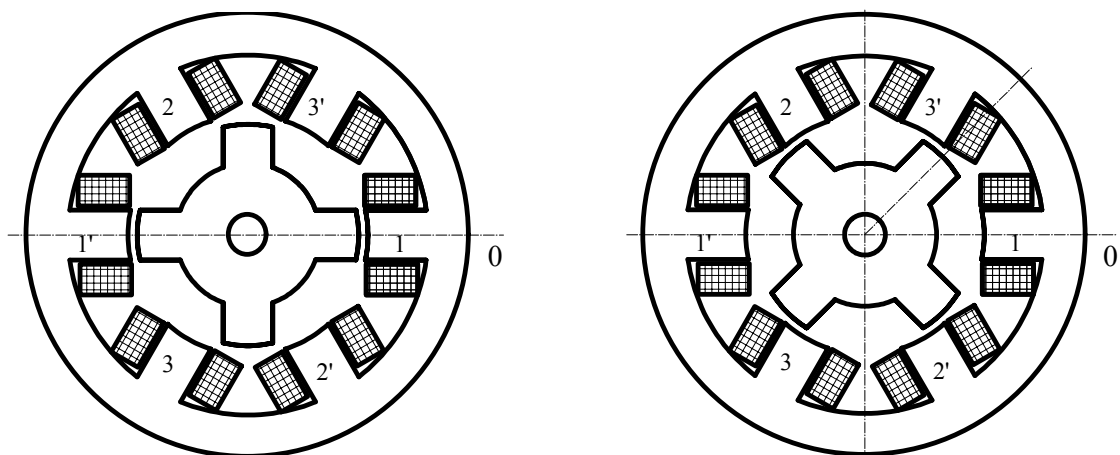
The present paper describes the methodology of the excitation current calculation of switched reluctance motors in the vicinity of the unaligned rotor position. Torque direction of the reluctance machine does not depend on the direction of the excitation current, but on the mutual position of the stator pole and rotor tooth. For this reason, the excitation can be unipolar, what considerably simplifies power supplies and controls circuits. The torque of the machine depends both on the excitation current value and the rate of the change in inductance with respect to rotor position. To reach the maximum torque it is necessary to excite supplying transistors in a suitable time in which the current would reach its maximum value in the instant of overlapping the stator pole and rotor tooth. The relation between the inductance of the phase and the rotor position in the region of the unaligned axis may be replaced by parabola. The stator resistance is neglected, to get an analytical solution of the differential equation of the machine electrical circuit. The current equation enables to calculate the optimal switching angle.

Keywords: Reluctance Machine, Switching Angle, Optimization

1. ÚVOD

Spínaný reluktančný motor patrí medzi najstaršie elektrické stroje. Prvý elektrický stroj na princípe zmeny reluktancie magnetického obvodu bol zostrojený francúzskym inžinierom Gaiffem, podľa návrhu Gustáva Fromenta okolo roku 1840. Funkčne veľmi pripomínal piest parného stroja. Tieto motory boli nasadzované v manufaktúrach na pohon transmií, kde nahradzovali parné a vodné stroje. Ich veľkou nevýhodou však bolo mechanické

komutačné zariadenie, ktoré si sohľadom na opaľovanie kontaktov vyžadovalo stálu údržbu a bolo aj zdrojom častých porúch. Preto bol tento princíp elektromechanickej premeny počiatkom 80-tých rokov 19. storočia absolútne vytlačený elektrickými strojmi na striedavý prúd a prakticky upadol do zabudnutia. Jeho renesancia sa datuje od počiatku 60-tých rokov 20. storočia, keď sa problém mechanických prepínačov dal elegantne riešiť použitím polovodičových výkonových prvkov. Prvé práce Lawrensona vzbudili všeobecný záujem.



a) Súosová poloha rotora
a) Aligned position of the rotor

b) Nesúosová poloha rotora
b) Unaligned position of the rotor

Obr. 1 Spínaný reluktančný motor
Fig. 1 Switched reluctance motor

Na obrázku 1. je uvedené konštrukčné usporiadanie 3-fázového reluktančného stroja so 4-mi rotorovými pólmi. Na satorových póloch je umiestnené jednoduché valcové vinutie. Dva náprotívne póly tvoria jednu fázu. Budením danej fázy (1-1') v okamihu približovania sa rotorového pólu k satorovému, vznikne moment pozdĺžneho ťahu. Sústava sa snaží nadobudnúť stav maximálnej permeancie (magnetickej vodivosti). Touto je poloha, keď je rotorový pól súosový so satorovým pólom (obr. 1a). Následným spínaním ďalších fáz vznikne kontinuálny rotačný pohyb rotora. Moment stroja nezávisí od smeru budiaceho prúdu, ale iba od vzájomnej polohy satorového a rotorového pólu. Táto skutočnosť veľmi zjednodušuje konštrukciu polovodičového napájacieho meniča.

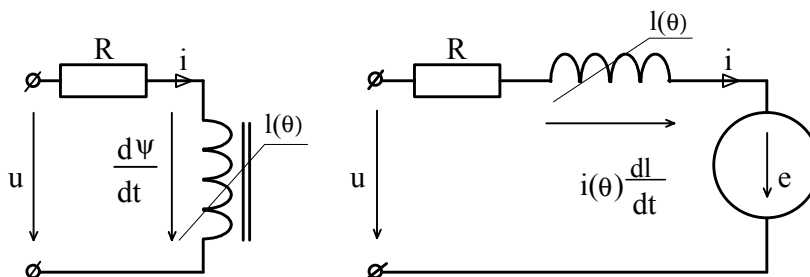
Ako v každom feromagnetickom systéme, aj v reluktančnom stroji závisí jeho moment od kvadrátu budiaceho prúdu a od časovej zmeny indukčnosti. Aby sa dosiahol čo najväčší možný moment je potrebné budiť satorové cievky tak, aby budiaci prúd dosiahol svoju maximálnu hodnotu v okamihu počiatku prekrývania satorového a rotorového pólu. Maximálna hodnota prúdu je väčšinou limitovaná použitými výkonovými prvkami meniča a je udržiavaná šírkou moduláciou napájacieho napätia.

V prípade, že prúd dosiahne túto hodnotu pred okamihom počiatku prekrývania, zvyšujeme jouleové straty budiacej cievky. Ak prúd dosiahne maximálnu hodnotu po okamihu prekrývania, obmedzujeme moment stroja.

Úlohou predkladaného článku je stanovenie optimálneho okamihu budenia tak, aby budiaci prúd dosiahol svoju maximálnu hodnotu presne v okamihu počiatku prekrývania satorových a rotorových pólov, s uvažovaním rozptylu stroja.

2. ELEKTRICKÝ MODEL STROJA

Pretože vzájomné indukčnosti medzi jednotlivými fázami sú zanedbateľné [1], pri zostavovaní elektrického modelu stačí uvažovať len jednu fázu. Tento obsahuje ohmický odpor budiacej cievky a vnútorné indukované napätie, tak ako je to uvedené na obrázku 2.



Obr. 2 Elektrický model jednej fázy reluktančného stroja
Fig. 2 The per-phase equivalent circuit of the reluctance machine

Spriahnutý magnetický tok cievky ψ závisí od vzájomnej polohy satorového a rotorového pólu cievky ako aj od hodnoty budiaceho prúdu v oblastiach kde je magnetický obvod saturovaný.

Periódou magnetického toku je $\frac{2\pi}{N_r}$, kde N_r je počet

rotorových pólov.

Zaveďme elektrický uhol vzájomnej polohy satorového a rotorového pólu:

$$\theta = N_r \theta_{\text{mech}} \quad (1)$$

Podobne pre elektrickú rýchlosť rotora:

$$\omega = N_r \omega_{\text{mech}} \quad (2)$$

Vo všetkých ďalších výpočtoch budeme pracovať len s elektrickými veličinami.

Elektrický model stroja z obrázku 1 je popísaný rovnicou:

$$u = Ri + \frac{d\psi}{dt} \quad (3)$$

Kde: R je ohmický odpor budiacej cievky;

Pretože v okolí nesúosovej polohy rotora voči budenej fáze nedochádza k presycovaniu magnetického obvodu (oblasť malej permeancie), môžeme magnetický tok v tejto oblasti nahradiť indukčnosťou:

$$\psi = l(\theta)i$$

Kde: $l(\theta)$ je okamžitá hodnota indukčnosti fázy.

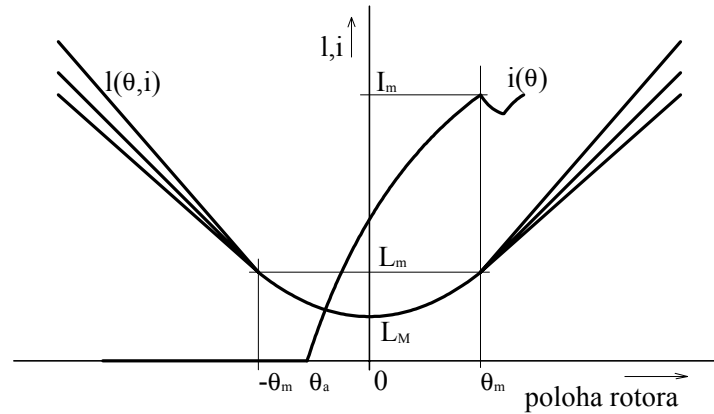
Priebeh indukčnosti závisí len od vzájomnej polohy satorového a rotorového pólu a rozptylu stroja.

Po dosadení do (1) a úprave dostaneme napäťovú rovnicu:

$$u = Ri + l(\theta) \frac{di}{dt} + i \frac{dl(\theta)}{dt} \quad (4)$$

Elektrické veličiny sa v elektromechanickom systéme menia oveľa rýchlejšie ako mechanické s ohľadom na momenty zotrvačností rotačných častí. Preto môžeme pre malé časové úseky považovať mechanické veličiny za konštantné. V takomto prípade môžeme časové funkcie nahradiť uhlom natočenia rotora podľa rovnice:

$$\omega = \frac{d\theta}{dt} \quad (5)$$



Obr. 3 Priebeh indukčnosti a budiaceho prúdu v okolí nesúsovej polohy rotora

Fig. 3 Plot of phase-inductance and field current versus rotor position in region of unaligned rotor position

Po dosadení do (4) napäťová rovnica stroja nadobudne tvar:

$$u = Ri + l(\theta)\omega \frac{di}{d\theta} + i\omega \frac{dl(\theta)}{d\theta} \quad (6)$$

Pre oblasť bez saturácie je možné okamžitú hodnotu elektromagnetického momentu vypočítať podľa rovnice:

$$\gamma = \frac{dW'}{d\theta} = \frac{1}{2} i^2 \frac{dl(\theta)}{d\theta} \quad (7)$$

Kde: W' je elektromagnetická koenergia systému.

3. PRIEBEH INDUKČNOSTI

Na obrázku 3 je znázornený typický priebeh indukčnosti jednej fázy reluktančného stroja v okolí nesúsovej polohy v závislosti od uhla pootočenia rotora. Na tom istom obrázku je znázornený aj priebeh budiaceho prúdu.

Priebeh indukčnosti v oblasti prekrývania satorových a rotorových pólov závisí od stupňa presýtenia magnetického obvodu. Nárast indukčnosti s presycovaním klesá. V okolí nesúsovej polohy rotora je reluktancia magnetického obvodu veľmi veľká, takže k presycovaniu nedochádza.

Pre optimalizáciu momentu stroja je potrebné stroj budiť v takej polohe rotora, aby prúd narástol na svoju maximálnu hodnotu I_m (danú napájacím meničom) práve v okamihu počiatku prekrývania satorových a rotorových pólov, to je pri uhle rotora θ_m . Optimálnym budením sa znížia jouleove straty v budiacom vinutí. V mnohých publikáciách sa priebeh indukčnosti v intervale $\langle -\theta_m, \theta_m \rangle$ pokladá za konštantný. V skutočnosti je tento priebeh vplyvom rozptylu nelineárny a je ho možné nahradiť parabolou, ako je to znázornené na obr.3.

Priebeh indukčnosti v intervale $\langle -\theta_m, \theta_m \rangle$ môžeme s dostatočnou presnosťou nahradiť parabolou:

$$l(\theta) = \frac{L_m - L_M}{\theta_m^2} \theta^2 + L_M \quad (8)$$

Kde: L_m je indukčnosť na počiatku prekrývania satorových a rotorových pólov;

L_M je indukčnosť v nesúsovej polohe (obr.1b).

Pretože nepredpokladáme v tomto intervale saturáciu magnetického obvodu, napäťová rovnica (6) elektrického modelu fázy stroja nadobudne tvar:

$$u = Ri + \left(\frac{L_m - L_M}{\theta_m^2} \theta^2 + L_M \right) \omega \frac{di}{d\theta} + 2i\omega \left(\frac{L_m - L_M}{\theta_m^2} \right) \theta \quad (9)$$

Pre určenie priebehu prúdu je potrebné riešiť uvedenú rovnicu pri rýchlosti rotora ω ako parameter.

4. VÝPOČET PRÚDOV

Priebeh prúdu v oblasti nesúsovej polohy rotora voči budenej fáze je popísaný diferenciálnou rovnicou (9). Po jej úprave dostávame:

$$\left(u - Ri - 2\omega \frac{\Delta L}{\theta_m^2} i\theta \right) d\theta - \left(\frac{\Delta L}{\theta_m^2} \theta^2 + L_M \right) \omega di = 0 \quad (10)$$

Kde: $\Delta L = L_m - L_M$ je rozdiel medzi indukčnosťou na počiatku prekrývania pólov a indukčnosťou v nesúsovej polohe.

Rovnica (10) predstavuje exaktnú diferenciálnu rovnicu typu:

$$P(\theta, i)d\theta + Q(\theta, i)di = 0$$

Takáto rovnica má analytické riešenie, ak:

$$\frac{\partial P}{\partial i} = \frac{\partial Q}{\partial \theta} \quad (11)$$

Pre náš prípad:

$$\begin{aligned} \frac{\partial P}{\partial i} &= -R - 2\omega \frac{\Delta L}{\theta_m^2} \theta \\ \frac{\partial Q}{\partial \theta} &= -2\omega \frac{\Delta L}{\theta_m^2} \theta \end{aligned} \quad (12)$$

Podmienka riešiteľnosti je splnená pri zanedbaní odporu statorového vinutia R . Zanedbanie odporu vinutia je prijateľné pre veľké stroje. Pri malých strojoch odpor vinutia môžeme zahrnúť do napájacieho zdroja. Priebeh prúdu je v takomto možnom prípade vypočítaný numerickou extrapoláciou.

Po dosadení podmienky $R=0$, sa rovnica (10) zjednoduší:

$$\left(u - 2\omega \frac{\Delta L}{\theta_m^2} i \theta \right) d\theta - \left(\frac{\Delta L}{\theta_m^2} \theta + L_M \right) \omega di = 0 \quad (13)$$

Jej všeobecné riešenie dostaneme v tvare:

$$u\theta - \omega i \left(\frac{\Delta L}{\theta_m^2} \theta + L_M \right) = C \quad (14)$$

Integračnú konštantu vypočítame z okrajových podmienok: v polohe $\theta = \theta_m$ požadujeme aby prúd mal hodnotu $i = I_m$.

Po dosadení okrajových podmienok do (14) a vypočítaní integračnej konštanty dostávame pre priebeh prúdu:

$$i = \frac{I_m L_m + \frac{u}{\omega} (\theta - \theta_m)}{\Delta L \left(\frac{\theta}{\theta_m} \right)^2 + L_M} \quad (15)$$

Optimálny uhol zopnutia výkonových tranzistorov je možné vypočítať z rovnice (15) pri dosadení okrajových podmienok: $i = 0$ pre uhol pootočenia rotora: $\theta = \theta_a$.

Požadovaný uhol zopnutia potom môžeme vypočítať z rovnice:

$$\theta_a = \theta_m - \frac{\omega}{u} I_m L_m \quad (16)$$

Pri konštantnom napájacom napätí uhol nabudenia θ_a narastá lineárne s rýchlosťou rotora ω . Pri požiadavke riadenia reluktančného motora s konštantným uhlom spínania výkonových prvkov

je potrebné udržiavať pomer medzi napájacím napätím a rýchlosťou rotora konštantným.

$$\frac{u}{\omega} = \text{konšt.} \quad (17)$$

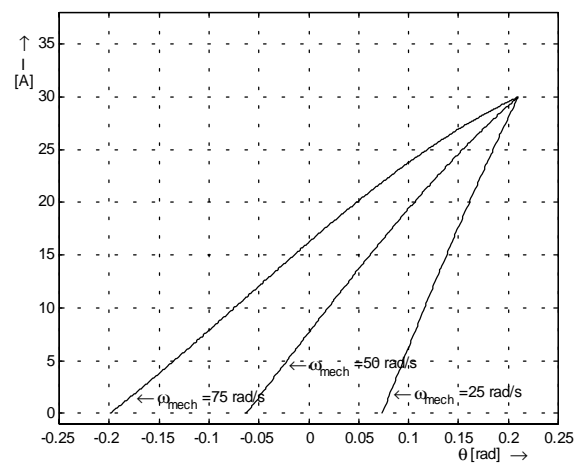
5. PRIEBEHY PRÚDOV

Pri výpočtoch priebehov prúdov bol uvažovaný trojfázový reluktančný motor so štyrmi rotorovými pólmi, tak ako je to uvedené na obrázkoch 1.

Ďalšie parametre predpokladáme:

- maximálny prúd: $I_m = 30\text{A}$;
- indukčnosť na počiatku prekrývania: $L_m = 10\text{mH}$;
- indukčnosť v nesúsovej polohe: $L_M = (5 \div 9)\text{mH}$, podľa rozptylu;
- uhol počiatku prekrývania pólův: $\theta_m = 0,21\text{ rad.}$;
- napájacie fázové napätie: $U = 220\text{V}$;

Na obrázku 4 je uvedený priebeh prúdu pre malý rozptyl. Rozdiel indukčností $\Delta L = 1\text{mH}$. Prúdy sú vypočítané pre hodnoty rýchlostí $\omega_{\text{mech}} = 25, 50$ a 75 rad/s ;



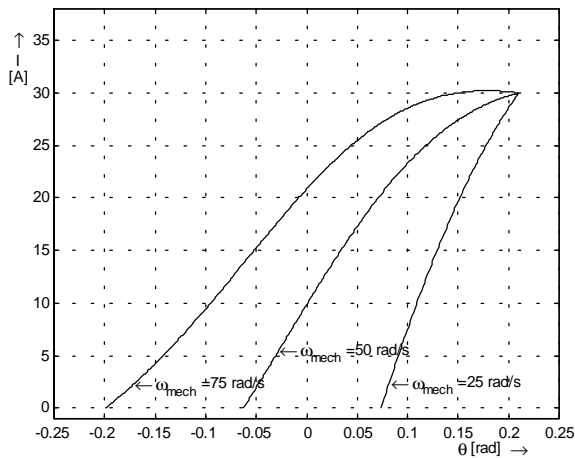
Obr. 4 Priebeh budiacich prúdov pre $\Delta L = 1\text{mH}$

Fig. 4 Plot of the field current for $\Delta L = 1\text{mH}$

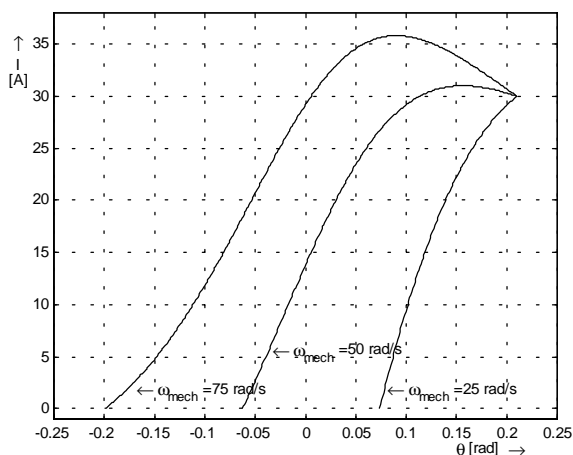
Na obrázku 5 je priebeh budiacich prúdov pre rozdiel indukčností $\Delta L = 3\text{mH}$. Uhol zopnutia budiacich tranzistorov pre jednotlivé rýchlosti je ten istý ako v predchádzajúcom prípade. Rozdiel je v tvare priebehu prúdu. Pre veľké rýchlosti sa prúdový impulz výrazne predlžuje, čo spôsobuje nárast jouleových strát.

Na obrázku 6 je priebeh budiacich prúdov pre rozdiel indukčností $\Delta L = 5\text{mH}$. V oblasti malých rýchlostí prúd prekročí maximálnu požadovanú hodnotu prúdu. S týmto javom je potrebné počítať pri návrhu polovodičového meniča. So zväčšujúcim

sa rozptylom narastá prekmítnutie prúdu. S prekmítnutím prúdu sa predlžuje prúdový impulz, čím narastajú jouleove straty.



Obr. 5 Priebeh budiacich prúdov pre $\Delta L = 3\text{mH}$
Fig. 5 Plot of the field current for $\Delta L = 3\text{mH}$



Obr. 6 Priebeh budiacich prúdov pre $\Delta L = 5\text{mH}$
Fig. 6 Plot of the field current for $\Delta L = 5\text{mH}$

Riadením pomeru $\frac{u}{\omega} = \text{konšt.}$ sa veľmi zjednoduša riadiace obvody meniča. Uhol zopnutia výkonových napájacích členov je pre takúto prevádzku konštantný.

6. ZÁVER

V príspevku je uvedená metodológia určenia optimálneho uhla zopnutia výkonových napájacích členov meniča spínaného reluktančného motora. Analytická metóda (aj keď so zanedbaním odporu

statorového vinutia) je vhodná pre počítačové riadenie meniča. Výpočet optimálneho uhla budenia je rýchly, nevyžaduje žiadne iteračné spresnenia. Zanedbaním statorového odporu sa môžu zaniest určité skreslenia, hlavne pri malých strojoch.

Dôležitým záverom je uvedenie možnosti budenia s konštantným uhlom zopnutia pri udržiavaní pomeru napätie- rýchlosť konštantným, čo vyplýva zo vzťahu (17).

LITERATÚRA

- [1] Klug, L.: Elektromechanická premena energie; Časopis EE, III – N^o 6, December 1997, pp: 6-7, Bratislava, Slovakia.
- [2] Miksiewicz, R.: Influence of Magnetic Circuit Saturation on Armature Inductance of a Synchronous Motor with Permanent Magnets; ELEKTRYKA, Polytechnika Slaska, pp: 125-135, Gliwice, 1999, Poland.
- [3] Sargos, F. M., Záskalický, P., Gudefin, E. J.: Etude analytique du fonctionnement des moteurs à réluctance alimentés à fréquence variable; Journal de Physique III. No.3., pp.339-354, Mars 1995, Paris, France.
- [4] Schreier, L., Chomát, M., Doležal, I.: Effect of machine geometry on higher harmonics content in air-gap magnetic field of synchronous reluctance machine; Scientific Letters of Silesian University of Technology, z.176, pp.259-266, Gliwice 2001, Poland.
- [5] Záskalický, P.: Behavior of the single-pulse operation switched reluctance motors; Scientific papers of the Institute of Electrical Machines, Drives and Metrology, No.48., pp.245-251, June 2000 Wrocław, Poland.
- [6] Ferková, Ž.: Príspevok ku teórii reluktančného motora; Kandidátska dizertačná práca, Košice, 1993.

BIOGRAPHY

Pavel Záskalický was born on 17.12.1949. He is graduated in electrical engineering from the Technical University of Košice in 1974. He received the Ph.D. degree in 1985. In 1989-1991 he is worked as a lecturer in Technical University of Sidi-Bel-Abbes Algiers. Since 1991 he spend four years at the Polytechnic Institute, Nancy, France as Assistant Professor. Since 1995 he has been an Associate Professor of Electric Machines at the Department of Electric Drives of the Technical University of Košice, Slovakia. His professional area concerns the analysis of the electrical machines, mainly of the switched reluctance motors and permanent magnet motors.