

TECHNICKÁ UNIVERZITA V LIBERCI
Fakulta mechatroniky a mezioborových inženýrských studií

TECHNICKÁ UNIVERZITA V KOŠICIACH
Fakulta elektrotechniky a informatiky

SPÍNANÝ RELUKTANČNÝ MOTOR

PRINCÍP, KONŠTRUKCIA, RIADENIE

Habilitačná práca

UNIVERZITNÍ KNIHOVNA
TECHNICKÉ UNIVERZITY V LIBERCI



3146088116

KES

Január 2006

Ing. Želmíra Ferková, CSc.

TECHNICKÁ UNIVERZITA V LIBERCI
Univerzitní knihovna
Technická 1329, Liberec 3
PSČ 461 17

U 42.3 M

77A.

ob.

OBSAH

1	ÚVOD	5
1.1	AKČNÉ ČLENY V TECHNICKEJ KYBERNETIKE	5
1.2	HISTÓRIA VZNIKU SRM.....	5
1.3	CIEL HABILITAČNEJ PRÁCE.....	8
2	KONŠTRUKCIA SPÍNANÉHO RELUKTAMČNÉHO MOTORA (SRM)	10
2.1	TYPY KONŠTRUKCIÍ SRM	10
2.2	ZÁKLADNÉ OBJEMOVÉ VZŤAHY	16
3	PRINCÍP ČINNOSTI	18
3.1	PREMENA ENERGIE	23
3.2	MAGNETICKÉ POLE SRM	25
3.3	VYTVÁRANIE MOMENTU	29
4	ZAŤAŽOVACIE CHARAKTERISTIKY	32
4.1	ÚČINNOSŤ	35
4.2	NAPÁJACIE ZDROJE PRE SPÍNANÉ RELUKTANČNÉ STROJE.....	37
5	MODELOVANIE A SIMULÁCIA (MODEL Y SRM)	40
5.1	MODEL SRM VYCHÁDZAJÚCI ZO SPLINE FUNKCII	43
5.2	MODEL SRM PRACUJÚCI S TABULKOU	48
5.3	VPLYV LINEARIZÁCIE	53
6	RIADENIE SRM	56
6.1	PRINCÍPY RIADENIA SRM	56
6.2	RIADENIE NA PRIRODZENÚ CHÝCHLOSŤ	58
7	BEZSNÍMAČOVÉ RIADENIE	61
7.1	IDENTIFIKÁCIA ZAČIATOČNEJ POLOHY ROTORA	62
7.2	BEZSNÍMAČOVÉ RIADENIE SRM PRI NÍZKYCH OTÁČKACH	63
7.3	BEZSNÍMAČOVÉ RIADENIE SRM NA ZÁKLADE TVARU PRÚDOVÉHO IMPULZU	68
8	ZÁVER.....	73
9	LITERATÚRA	74

ZOZNAM SYMBOLOV

β_1 [rad] – stredový uhol statorového pólu
 β_2 [rad] – stredový uhol rotorového pólu
 χ - najmenší spoločný násobok $2p_1$ a $2p_2$
 η [-] - účinnosť
 μ [H.m⁻¹]- permeabilita
 ν_{max} [rad] - uhol zodpovedajúci maximálnej indukčnosti
 ν_{min} [rad] – uhol zodpovedajúci minimálnej indukčnosti
 Θ [rad] - uhol natočenie rotora voči statoru
 $\Theta_0, \Theta_1, \Theta_2, \Theta_3, \Theta_4$ – [deg] zlomové body na linearizovanej závislosti $L=f(\Theta)$
 Θ_p [rad] – posun priebehov indukčnosti jednotlivých fáz
 Θ_{px} [rad] – uhol natočenia rotora voči statoru
 Θ_{pmax} [rad] – uhol natočenia rotora voči statoru zodpovedajúci súosej polohe
 τ [deg] - perióda opakovania priebehu indukčnosti
 ω [s⁻¹]- uhlová rýchlosť
 ω_n [s⁻¹]- menovitá uhlová rýchlosť
 Ψ [Wb]- spriahnutý magnetický tok
 Ψ_x [Wb]- spriahnutý magnetický tok zodpovedajúci prúdu i_x
 Ψ_{sx} [Wb]- spriahnutý magnetický tok zodpovedajúci prúdu a polohe
 Ψ_{sat} [Wb]- spriahnutý magnetický tok v oblasti nasýtenia
 ζ [rad] - šírka úsekov lineárneho nárastu resp. poklesu indukčnosti
 A [A.m⁻¹] – lineárna prúdová hustota
 $a_1(\Theta), a_2(\Theta), a_3(\Theta), a_4(\Theta)$ – funkcie určené Fourierovým rozvojom
 a - konštanta
 B [T]- elektromagnetická indukcia
 Bl_{123} – blokovacie impulzy
 β – pomocná premenná
 b_n koeficient
 D [m]- vonkajší priemer rotora
 D – oblasť
 δ – pomocná premenná
 $g(x,y)$ – bikubický polynóm
 I [A]- prúd
 I_1, I_2, I_3 [A]- prúdy jednotlivých fáz
 i [A]- prúd
 imp - impulzy
 i_x [A] - prúd
 i_s [A]- zvolená hodnota prúdu
 imp – počet impulzov na otáčku
 J [kg.m²]- moment zotrvačnosti
 K_s – koeficient
 $K_{\mu\alpha}$ – koeficient

$K_{\mu min}$ - koeficient
 $K_{\mu max}$ - koeficient
 k_{λ} [-] - činiteľ zohľadňujúci rekuperáciu energie el.mag. poľa do siete t.j. ekvivalent $\cos\varphi$
 k_d [-] - činiteľ tvaru
 k_L [-] - koeficient pomernej zmeny indukčnosti
 k_r [-] - pomerný uhol vedenia
 l_{Fe} [m] - aktívna dĺžka železa
 L [H] - indukčnosť
 L_{max} [H] - maximálna indukčnosť
 L_{min} [H] - minimálna indukčnosť
 L_u [H] - zvolené hodnota indukčnosti z nameraných hodnôt
 M [Nm] - moment
 M_z [Nm] - moment záťaže
 $MA1, MA2, MA3$ - označenie blokov pre výpočet momentov jednotlivých fáz
 M_z [Nm] - moment záťaže
 M_t [Nm] - moment trenia
 n [ot.s⁻¹] - otáčky rotora
 ω_m [s⁻¹] - uhlová rýchlosť
 ω_{m_id} [s⁻¹] - identifikovaná uhlová rýchlosť
 ω_{m_poz} [s⁻¹] - požadovaná uhlová rýchlosť
 P [W] - výkon
 p_1 [-] - počet párov pólov statora
 p_2 [-] - počet párov pólov rotora
 P_n [W] - menovitý výkon
 R [Ω] - odpor
 R_1 [Ω] - odpor fázy statora
 R_2 [Ω] - odpor rekuperačného obvodu
 $sign.$ - premenná určujúca smer otáčania
 $sum, sum I$ [A] - súčet okamžitých hodnôt prúdov všetkých fáz
 t [s] - čas
 u [V] - napätie
 $uhol$ [°] - uhol natočenia rotora voči statoru (0-90)
 $uhol_id$ [°] - identifikovaný uhol natočenia rotora voči statoru
 $U1, U2, U3$ [V] - napätia jednotlivých fáz
 U_r [V] - rekuperačné napätie
 v - vypínač
 V [m³] - objem
 W [Ws] - energia magnetického poľa
 W' [Ws] - koenergia
 W_1 [Ws] - energia premenená na prácu
 W_2 [W.s] - energia vrátená do siete

1 ÚVOD

1.1 AKČNÉ ČLENY V TECHNICKEJ KYBERNETIKE

Vo všeobecnosti elektrický stroj môžeme zaradiť medzi elektromagnetické akčné členy regulačného obvodu. Akčný člen prenáša pôsobenie riadiaceho systému na riadený systém. Riadeným systémom môže byť pracovný mechanizmus resp. technologický proces. Akčný člen zabezpečuje potrebné množstvo energie, materiálu, látok, surovín, ktoré sú vyjadrené kvantitatívne hmotnosťou, objemom, tlakom, teplotou alebo rýchlosťou médií [52].

Princiálne môžeme mechatronické akčné členy rozdeliť do troch skupín:

- Elektromagnetické akčné členy – patria sem elektromotory t.j. jednosmerné stroje, asynchrónne stroje, synchronné stroje, krokové motory, reluktančné stroje, a elektromagnety
- Fluidné akčné členy – patria sem hydraulické a pneumatické akčné členy
- Nekonenčné akčné členy (piezoelektrické, magnetostriktívne, akčné členy s materiálmi s tvarovou pamäťou

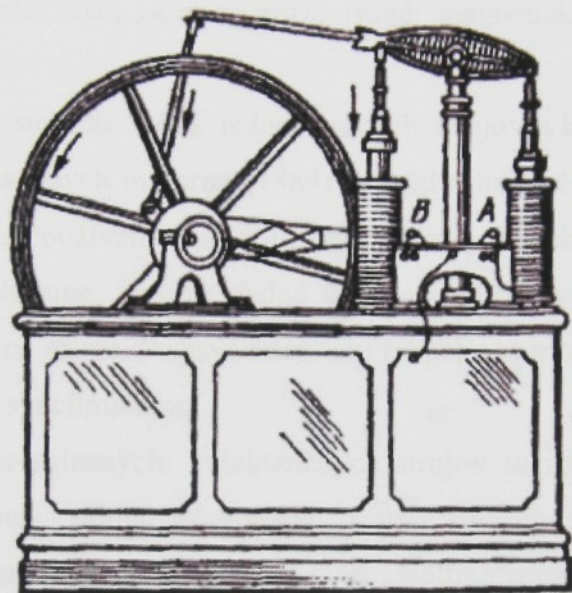
V elektromechanickom systéme akčný člen transformuje elektrický vstup na mechanický výstup daný polohou, rýchlosťou, momentom alebo silou.

1.2 HISTÓRIA VZNIKU SRM

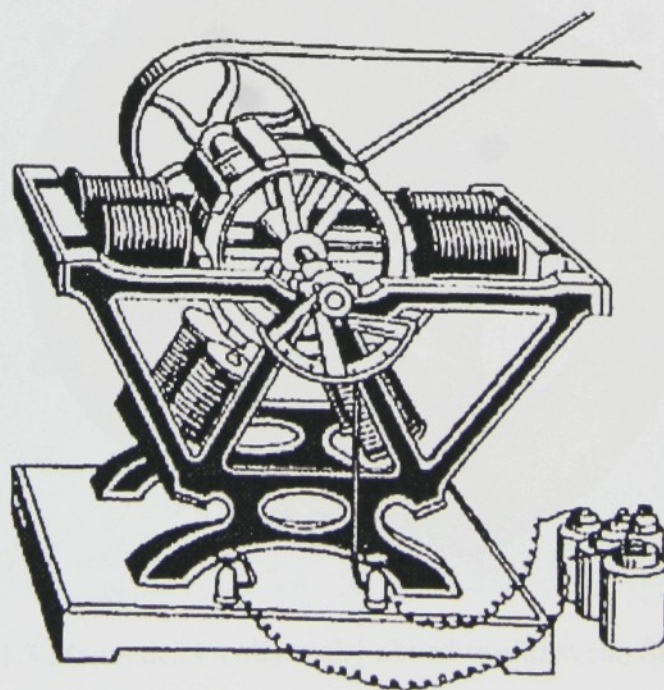
Jedným z typov elektromagnetických akčných členov je reluktančný motor. Motor vytvára moment na základe zmeny reluktancie buďného obvodu t.j. využíva jav, že rotor sa snaží zaujať takú polohu aby reluktancia magnetického obvodu bola čo najmenšia. Tento princíp je známy od prvej polovice 18. storočia a na tomto princípe boli založené prvé elektrické motory. Tieto pracovali na princípe vťahovania železného jadra cievkami. Lineárny resp. kmitavý pohyb bol transformovaný na rotačný pomocou ojnice resp. kolovrátkového systému. Jeden z takýchto typov motorov je zobrazený na obr.1.1.

Okrem motorov našiel v minulosti princíp premenlivej reluktancie použitie aj vo vysokofrekvenčných generátoroch. Tieto sa používali na napájanie indukčných pecí alebo na výrobu vysokofrekvenčných rádiových a radarových vln.

Reluktančné stroje sa ďalej delia na synchronné reluktančné stroje a spínané reluktančné stroje (SRM). Hlavný rozdiel medzi nimi spočíva v tom, že synchronný reluktančný stroj pracuje s točivým magnetickým poľom podobne ako synchronný stroj, ale bez budenia v rotore.



Obr. 1.1 Elektrický stroj pracujúci na princípe zmeny reluktancie s priamočiarym vratným pohybom.

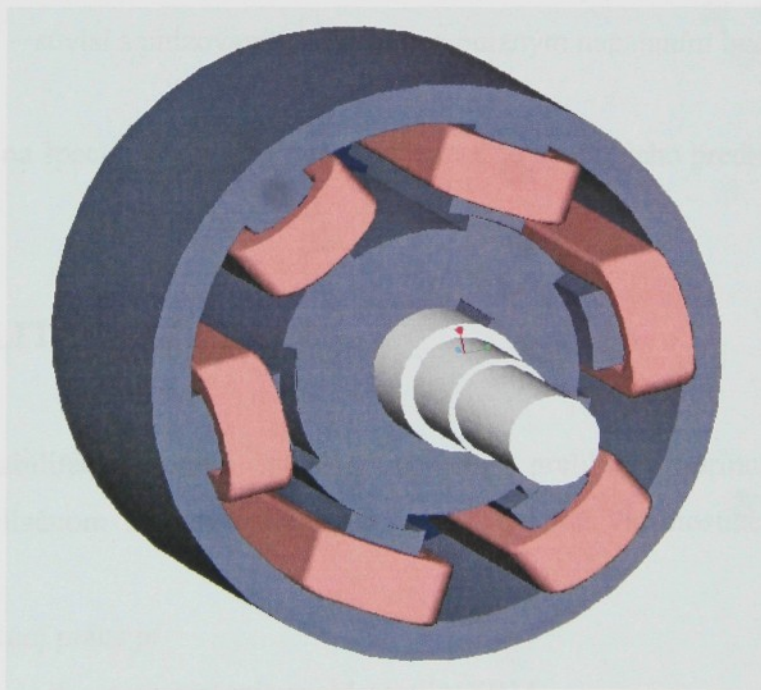


Obr. 1.2 Fromentov motor.

Reluktančný motor, ktorý sa v mnohom podobá na dnešný spínaný reluktančný motor skonštruoval Gustav Froment v roku 1845 obr.1.2 [7]. Takýto motor sa požíval na dvíhanie závaží vežových hodín, ale aj ako pohon brúsnych kotúčov. Zobrazený je štvorfázový motor. Cievky tej istej fázy sú na jadre tvaru U. Na rotore z nemagnetického materiálu (drevené koleso) sú feromagnetické tyče, ktoré sú priťahované magnetickými obvodmi jednotlivých fáz, podľa nabudenia.

V polovici 19. storočia vznik jednosmerných strojov a koncom 19. storočia objav točivého poľa a asynchrónnych motorov (1889) zatlačil reluktančné stroje do úzadia aj keď úplne nikdy nevymizli. Používali sa ako krokové motory s neaktívnym rotorom resp. ako synchronizované asynchrónne motory. Jedná sa o asynchrónny motor s klieťkou nakrátko s vyfrézovanými pólmi na rotore. Po asynchrónnom rozbehu sa motor vplyvom reluktančného momentu „vtiahne“ do synchronizmu.

Opätovný návrat spínaných reluktančných strojov sa spája s rozvojom výkonovej elektroniky v 60-rokoch minulého storočia. Týmto strojom sa ako prvý znovu začali zaoberať pracovníci na univerzitách v Leeds a Nottingham. Súčasne so spínanými reluktančnými motormi sa rozvíjali aj synchronné reluktančné stroje.



Obr. 1.3 Magnetický a elektrický obvod trojfázového SRM.

SRM sa vyznačuje jednoduchou konštrukciou – rotor aj stator sú skladané s plechov a majú vyjadrené póly, vinutie je len na statore. Jednu fázu tvoria obyčajne vinutia dvoch

protiľahlých pólov. Stroj má rozdielny počet pólov na statore a rotore. Možné kombinácie počtu satorových a rotorových pólových dvojíc sú napr. $p_1/p_2=3/2, 4/3, 5/2, 12/8$ atď. Na obr.1.3 je znázornený magnetický obvod a budiace vinutia jedného z možných typov spínaných reluktančných motorov.

Výhodné vlastnosti SRM voči iným motorom:

- jednoduchá konštrukcia t.j. stator aj rotor sú zložené z plechov pomerne jednoduchého rezu, vinutie sa nemusí ukladať pracne do drážok a výroba budiaceho vinutia je jednoduchšia
- vinutie je napájané impulzmi jednej polaroty t.j. menšie nároky na napájací zdroj
- väčšia tepelná preľážiteľnosť t.j. vinutie je len na statore, cievky sú na vyniklých póloch kde je lepšia možnosť chladenia ako v drážkach klasických motorov
- pohon je reverzačný a môže aj krokovať

Nevýhody SRM sú:

- pulzujúci moment - moment motora je vytváraný jednotlivými fázami v určitej postupnosti, správnym riadením je možné minimalizovať pulzovanie momentu
- potreba merania alebo identifikácie polohy rotora voči statoru - bez znalosti okamžitej polohy rotora voči statoru nedajú sa jednotlivé fázy presne spínať
- vyššia hlučnosť – súvisí s pulzovaním momentu a pulzným napájaním budiacich cievok.

SRM je motor na špeciálne použitie tam, kde je možné využiť jeho prednosti a nevadia jeho nevýhody.

1.3 CIEĽ HABILITAČNEJ PRÁCE

Predkladaná habilitačná práca podáva ucelený prehľad o princípe činnosti, matematickom a simulačnom modeli, statických a dynamických vlastnostiach a metódach riadenia SRM.

Cieľom habilitačnej práce je

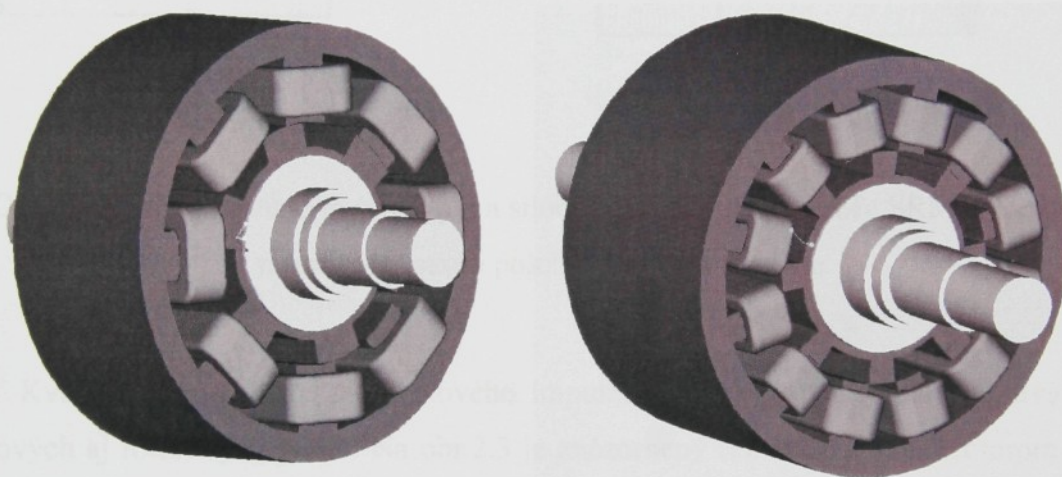
- spracovanie súčasného stavu riešenia problematiky SRM,
- prezentácia výsledkov autorky tejto práce v oblasti riešenia matematického a simulačného modelu SRM ako nelineárneho systému,
- prezentácia výsledkov v oblasti bezsnímačového riadenia motora s využitím jeho nelineárneho matematického a simulačného modelu.

V práci sú uvedené výsledky simulácii ako aj výsledky získané meraním. Pokiaľ sú uvedené konkrétne hodnoty vzťahujú sa na prototyp trojfázového motora s $2p_1/2p_2=6/4$ navrhnutý na Katedre elektrických pohonov FEI TU v Košiciach v rámci výskumnej úlohy A 06-124-808/DÚ 01 „Elektrický pohon so spínaným reluktančným motorom“, zodpovedný riešiteľ ing.F.Magyar,CSc. V rámci tejto výskumnej úlohy som pracovala na návrhu a meraní motora. K motoru bol navrhnutý a realizovaný napäťový menič.

2 KONŠTRUKCIA SPÍNANÉHO RELUKTAMČNÉHO MOTORA (SRM)

2.1 TYPY KONŠTRUKCIÍ SRM

Existujú rôzne konštrukcie SRM. Na obr.2.1 sú priestorovo zobrazené magnetické a elektrické obvody dvoch typov motorov. Jednu fázu obyčajne tvoria dve (pri motore $p_1/p_2=12/8$ štyri) cievky zapojené na protiľahlých póloch. (Možné kombinácie počtu satorových a rotorových pólových dvojíc sú napr. $p_1/p_2=3/2, 4/3, 5/2$ atď.)



4-fázový motor
 $2p_1/2p_2= 8/6$

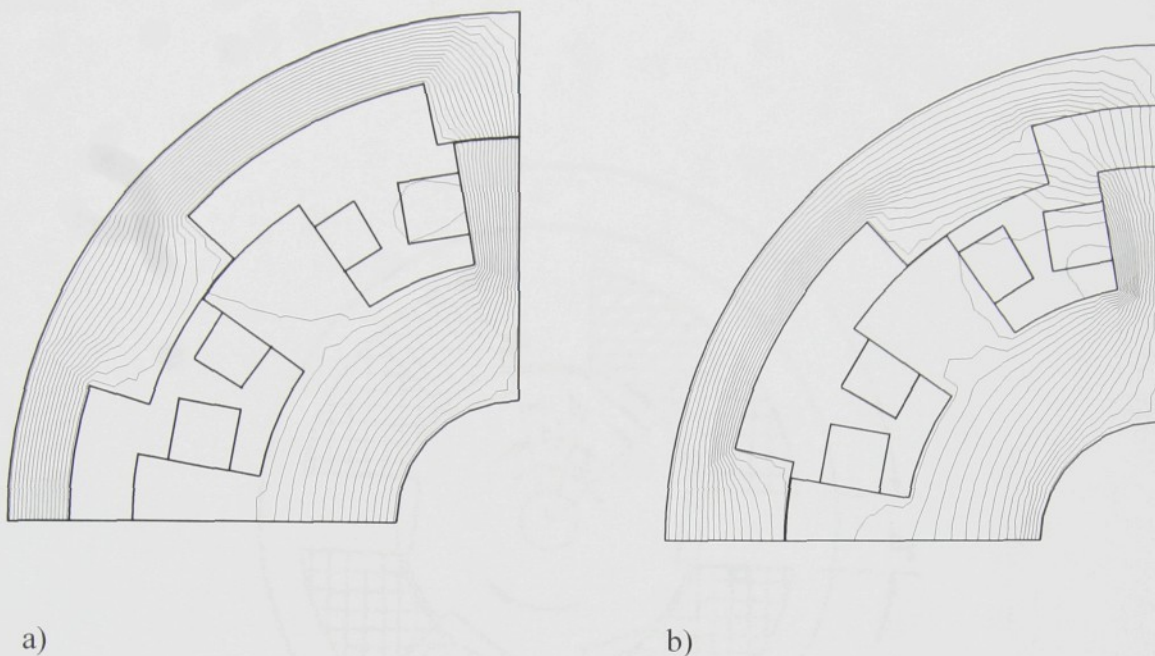
3-fázový motor
 $2p_1/2p_2= 12/8$

Obr. 2.1 Typy spínaných reluktančných motorov.

Je použiteľná aj konštrukcia s vonkajším rotorom . Na obr. 2.2 je znázornený rez magnetickým obvodom a súčasne tvar magnetického poľa SRM s vonkajším rotorom v súosej a nesúosej polohe. V automatizačnej technike našli uplatnenie lineárne spínané reluktančné motory. Príklad konštrukcie lineárneho spínaného motora, ktorý je zabudovaný v zariadení je na obr.2.9.

V priemysle sa najčastejšie používajú nasledujúce kombinácie:

	Póly/počet fáz			
sator	6/3	8/4	12/3	12/6
rotor	4	6	8	10



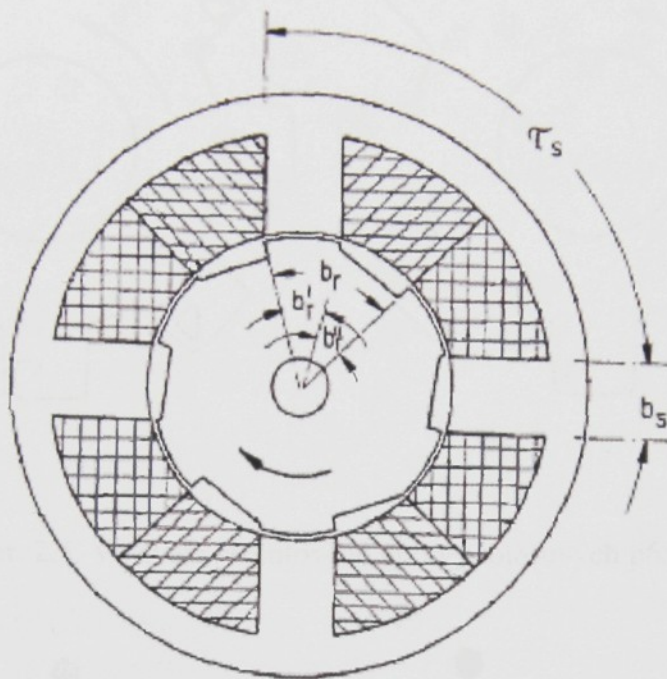
Obr. 2.2 Rez magnetickým obvodom a siločiarly magnetického poľa SRM s vonkajším rotorom. a) súosá poloha, b) nesúosá poloha

Kvôli zlepšeniu tvaru momentového impulzu boli navrhované rôzne úpravy tvarov satorových aj rotorových pólov. Na obr.2.3 je znázornený rez dvojfázovým rotorom. Motor má tvarovanú rotorovú drážku. Na obr.2.4 je znázornený motor s upraveným satorovým pólom a na obr.2.5 sú znázornené možné úpravy rotorových pólov. Okrem rôznych výrezov sú možné rôzne skosenia alebo zaoblenia. Inou možnosťou na úpravu tvaru momentového impulzu je napr. vloženie magnetu do drážky satorového pólu (obr.2.6.). Tiež je možné zošíkmenie rotorových pólov (drážok) v pozdĺžnom smere, podobne ako u asynchronných strojov sú zošíkmené drážky. Aj táto úprava má vplyv na tvar momentového impulzu.

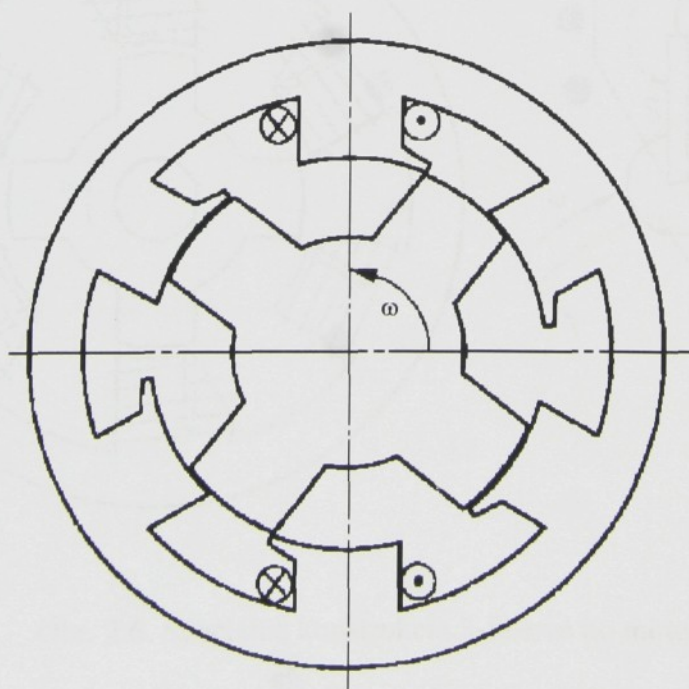
Obr.2.7 ilustruje rez zložitejším magnetickým obvodom. Tok budiacich pólov sa neuzatvára cez oba hlavné póly ale cez pomocné póly, ktoré sú umiestnené medzi hlavnými pólmi. Pri veľkých priemeroch rotora ako je to na obr.2.8 je možné použiť len segment satora. Zobrazený je pohonný motor bubna pračky.

Jednou z nevýhod SRM je zvýšený hluk. Tento je možné redukovať tvarovaním rotorových pólov v axiálnom smere. Motor má potom premenlivú vzduchovú medzeru aj v axiálnom smere. V strede je vzduchová medzera väčšia a smerom k čelám vinutí sa znižuje. Boli patentované rôzne úpravy, jedna s výrobne najjednoduchších je zobrazená na obr.2.10.

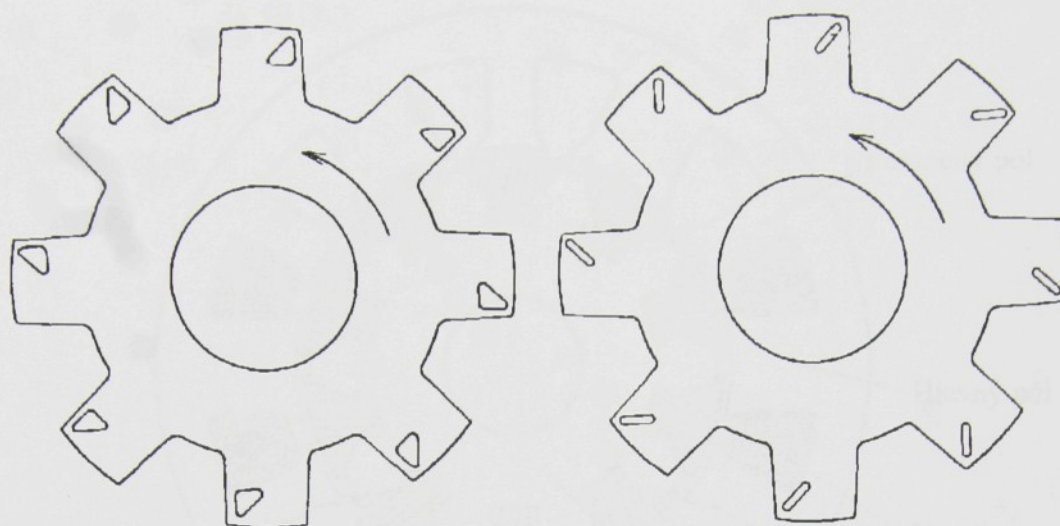
Variabilnosť tvarov a úprav je veľmi veľká. Boli vybrané len niektoré z možných



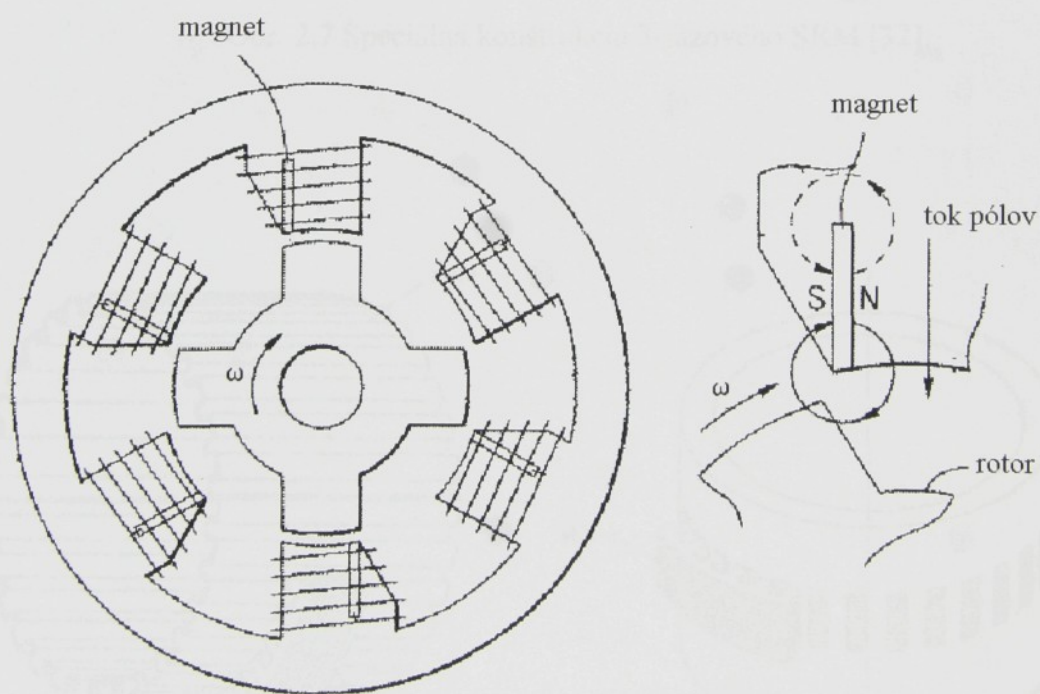
Obr. 2.3. Dvojfázový motor [12].



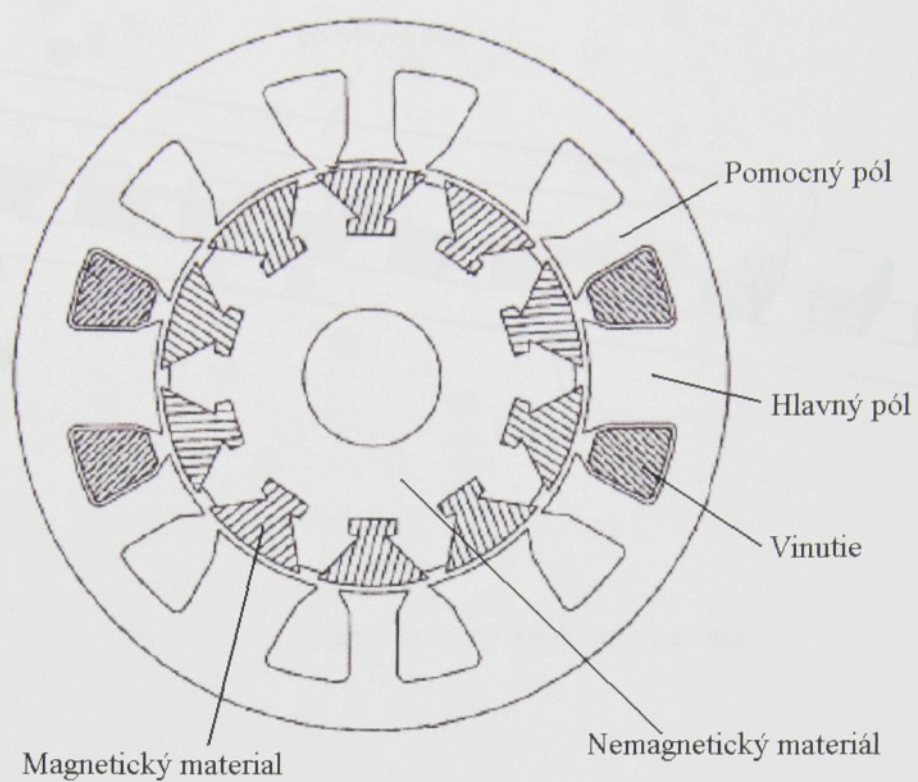
Obr. 2.4. Špeciálna konštrukcia 3-fázového motora [53].



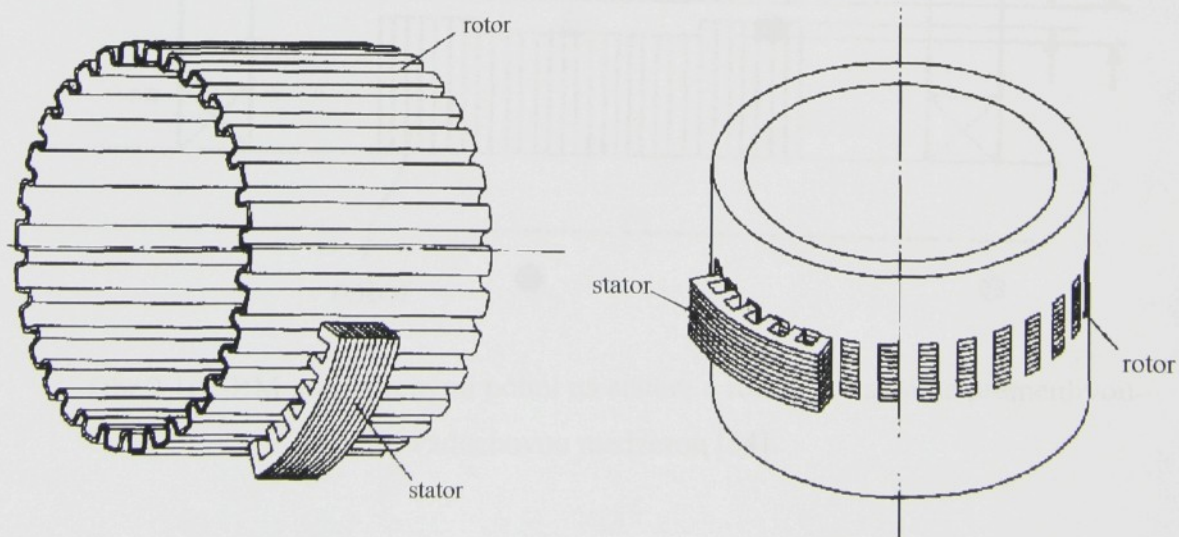
Obr. 2.5. Vo svete patentované úpravy rotorových pólov SRM.



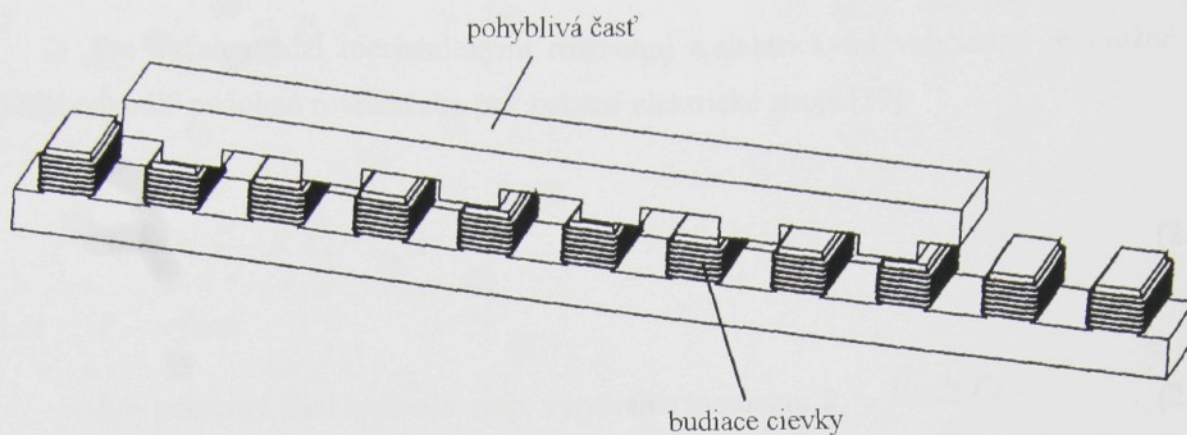
Obr. 2.6. Špeciálna konštrukcia 3-fázové ho motora [45].



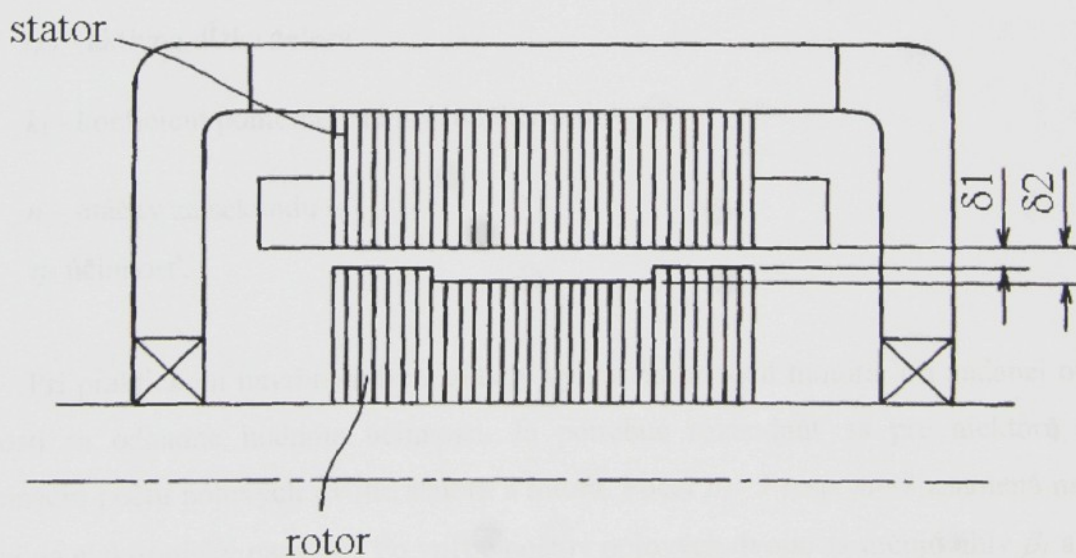
Obr. 2.7 Špeciálna konštrukcia 3-fázového SRM [32].



Obr. 2.8 Špeciálna konštrukcia SRM [40].



Obr. 2.9 Lineárny spínaný reluktančný motor.



Obr.2.10 SRM s vyjadrenými pólmi na statore a rotore a s axiálne premenlivou vzduchovou medzerou [54].

2.2 ZÁKLADNÉ OBJEMOVÉ VZŤAHY

Pre vzťah medzi mechanickými rozmermi a elektrickými veličinami je možné pre SRM odvodiť podobnú rovnicu ako pre ostatné elektrické stroje [29]

$$P = \eta \cdot k_L \cdot k_r \cdot \frac{\pi^2}{2} \cdot B \cdot A \cdot D^2 \cdot l_{Fe} \cdot n \quad (2.1)$$

kde P – výkon

$$k_r - \text{pomerný uhol zapnutia resp. vytvárania momentu } k_r = \frac{\beta_1 \cdot p_1 \cdot p_2}{\pi} \quad (2.2)$$

$$A - \text{prúdové zaťaženie vonkajšieho obvodu rotora bude } A = \frac{2 \cdot N_f \cdot I}{\pi \cdot D} \quad (2.3)$$

N_f – počet závitov statorovej fázy t.j. dvojnásobok počtu závitov N_p na jednom póle.

D – vonkajší priemer rotora

I – prúd

B – sytenie vo vzduchovej medzere stroja pri úplnom prekrytí statorového a rotorového pólu

l_{Fe} – aktívna dĺžka železa

$$k_L - \text{koeficient pomernej zmeny indukčnosti } k_L = 1 - \frac{L_{min}}{L_{max}} \quad (2.3)$$

n – otáčky za sekundu [s^{-1}]

η – účinnosť.

Pri praktickom navrhovaní pre želaný výkon na hriadeli motora, pri zadanej otáčavej rýchlosti sa odhadne hodnota účinnosti. Je potrebné rozhodnúť sa pre niektorú možnú kombináciu počtu pólových dvojíc statora a rotora. Počet $p_1=3$ resp. $m=3$ znamená najnižšie nároky na elektronický napájač. Po voľbe počtov pólových dvojíc sa určujú uhly β_1 a β_2 tak, aby ich súčet nedosiahol pólový rozstup rotora, pritom však ma byť zabezpečený dobrý rozbeh v ľubovoľnom smere z ktorejkoľvek polohy rotora. Potom je možné vypočítať hodnotu k_r . Vzduchová medzera sa volí podľa veľkosti stroja a technologických možností čo najmenšia. Hĺbka rotorovej drážky rozhoduje o rozdieli indukčností. Nemá ale veľký význam z hľadiska momentu stroja hĺbka viac ako 20-násobok vzduchovej medzery. Tým je určený aj koeficient k_L . Hodnota B je daná najvyšším prípustným sytením pre použitý materiál. Prúdové zaťaženie kotvy volíme v rozsahu

$$25000 < A < 90000 \quad (2.4)$$

Tým sú určené všetky hodnoty potrebné na výpočet hrubého objemu V motora. Rovnicu (2.1) je možné upraviť na tvar

$$V = \frac{P}{2 \cdot \eta \cdot k_r \cdot k_L \cdot B \cdot A \cdot n} \quad (2.5)$$

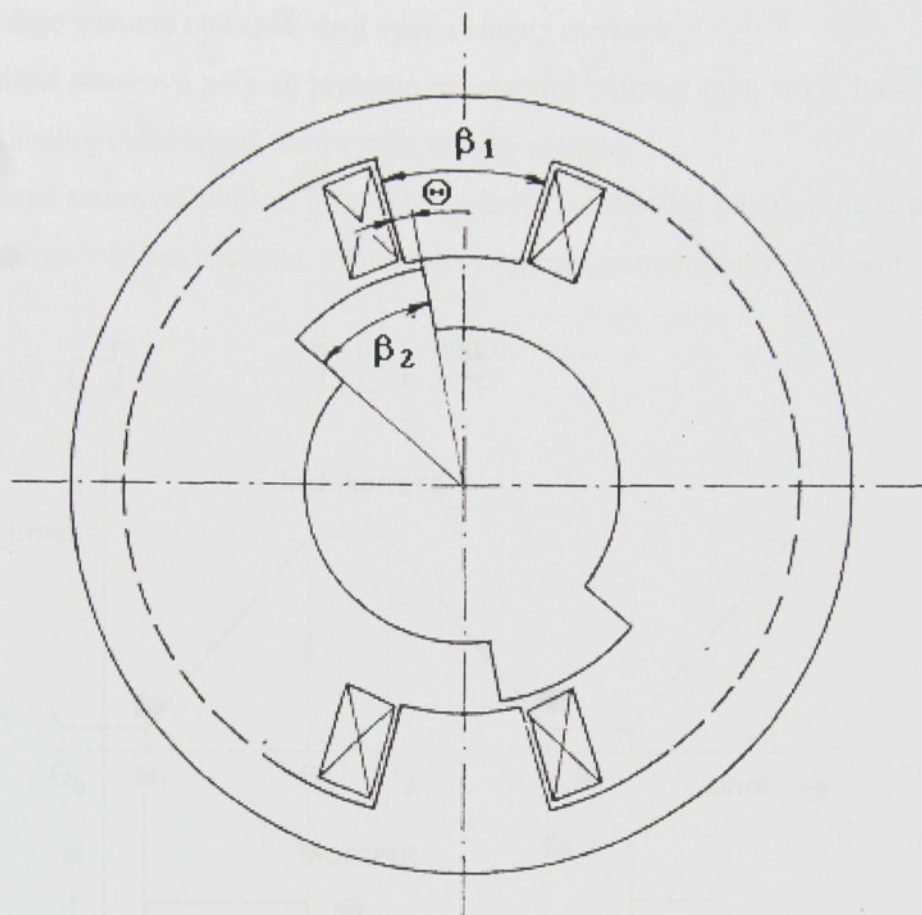
Aby bolo možné od objemu V postúpiť ku konkrétnym rozmerom rotora volí sa pomer priemeru k efektívnej dĺžke rotora

$$k_D = \frac{D}{l_{Fe}} \quad (2.6)$$

Voľba tohto pomeru závisí od požadovaného momentu zotrvačnosti resp. iných obmedzujúcich parametrov.

Pre návrh spínaných reluktančných motorov sú k dispozícii hotové programy. Napr. v Českej republike má ČVUT zakúpený program PC-SRD 7.0, ktorý je súčasťou balíku programov SPEED, prípadne SPUD. Program bol vytvorený na University of Glasgow.

3 PRINCÍP ČINNOSTI

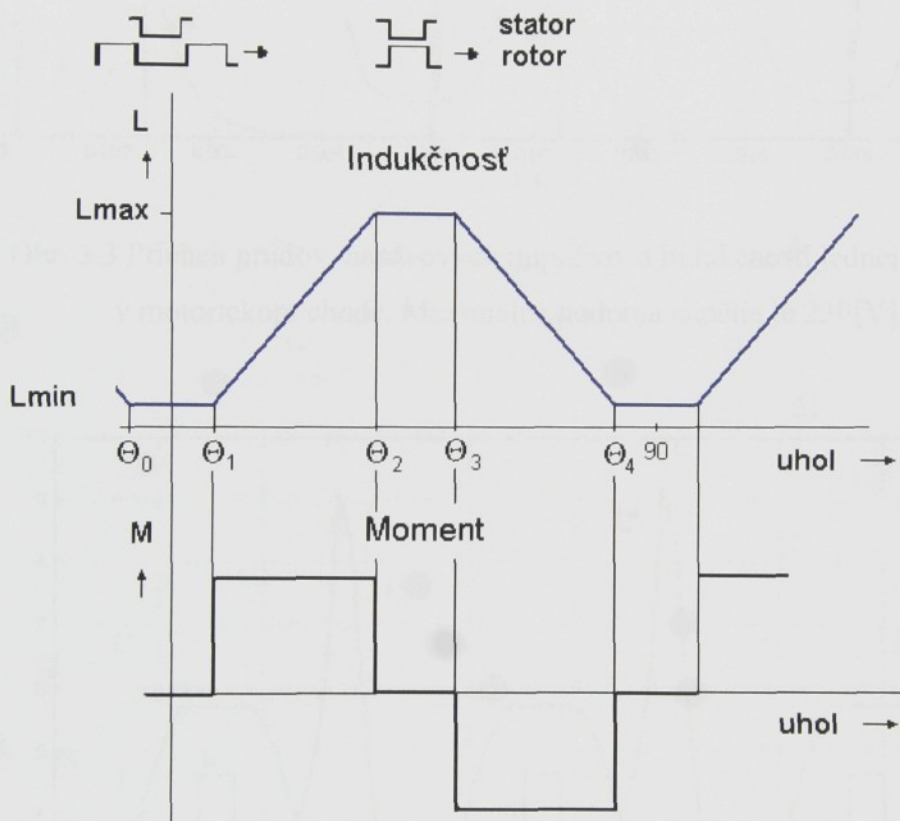


Obr. 3.1 Princíp vzniku točivého momentu SRM

SRM pracuje na princípe zmeny reluktancie magnetického obvodu. Otáčavý moment je vytváraný snahou rotorových pólov zaujať takú polohu aby magnetický odpor budenej satorovej fázy bol čo najmenší t.j. polohu kedy sa os dvojice rotorových pólov prekrýva s osou budených satorových pólov (obr.3.1). Vzniknutý otáčavý moment nezávisí od smeru magnetického toku a v konečnom dôsledku ani od smeru budiaceho prúdu. To má dôležitý praktický význam pre návrh vhodného napájacieho zdroja.

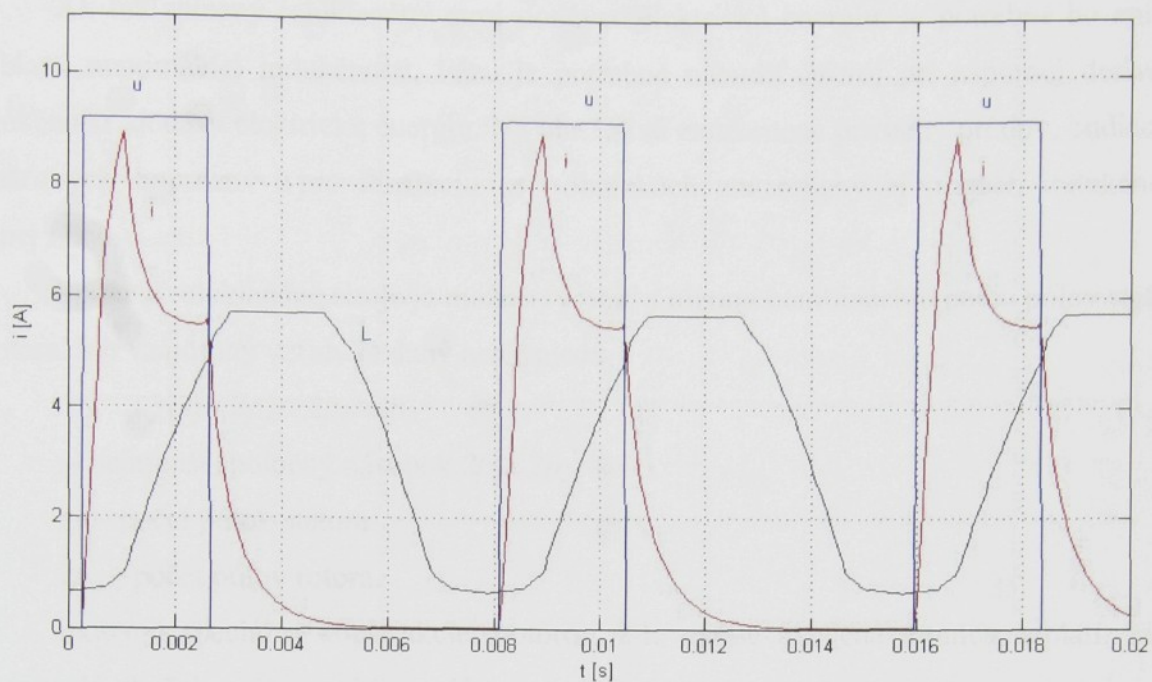
So zmenou reluktancie magnetického obvodu sa mení indukčnosť budenej fázy. Za linearizačných predpokladov (t.j. permeabilita železa je nekonečná a zanedbáme rozptyl medzi satorom a rotorom) je možné priebeh indukčnosti nahradiť lomenou čiarou (obr.3.2). Zodpovedajúci priebeh momentu pri napájaní obdĺžnikovými prúdovými impulzmi má tiež obdĺžnikový priebeh .

- $\Theta_0 - \Theta_1$ - oblasť minimálnej indukčnosti, buďené satorové póly sa nachádzajú medzi rotorovými pólmi v celej šírke, SRM vyvíja nulový moment,
- $\Theta_1 - \Theta_2$ - buďené satorové póly sú čiastočne prekryté rotorovými pólmi, plocha prekrytia sa zväčšuje v smere otáčania, stroj vyvíja kladný moment,
- $\Theta_2 - \Theta_3$ - buďené satorové póly sú prekryté rotorovými pólmi v celej šírke, buďená fáza má maximálnu indukčnosť, stroj vyvíja nulový moment
- $\Theta_3 - \Theta_4$ - buďené satorové póly sú čiastočne prekryté rotorovými pólmi, plocha prekrytia sa zmeňšuje v smere otáčania, stroj vyvíja záporný (generátorický) moment

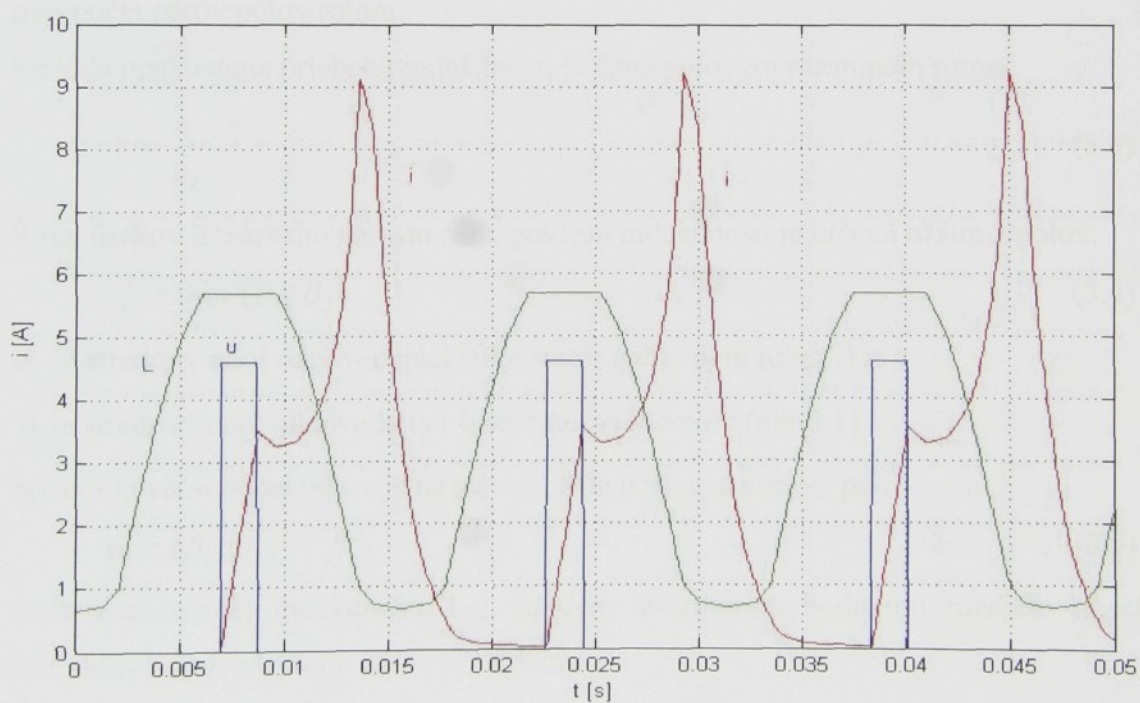


Obr. 3.2 Linearizovaný priebeh indukčnosti a momentu SRM.

V reálnom stroji indukčnosť závisí nie len od polohy ale aj veľkosti prúdu $L(\Theta, i)$. Možný priebeh prúdov a napät'ových impulzov jednej fázy je zobrazený na obr.3.3. Pre ilustráciu polohy statora a rotora je v obrázku znázornený aj priebeh indukčnosti. Napät'ový impulz je pripájaný v oblasti minimálnej indukčnosti a mal by skončiť v oblasti maximálnej indukčnosti resp. pred jej začiatkom. Pokles prúdu je možné urýchliť pripojením záporného napät'ového impulzu. Tvar prúdového impulzu môže byť rôzny a závisí od napätia, uhlov zapnutia a vypnutia, od rýchlosti otáčania a zmeny indukčnosti.



Obr. 3.3 Priebeh prúdov, napät'ových impulzov a indukčnosti jednej fázy SRM v motorickom chode. Maximálna hodnota napätia je 230[V].



Obr. 3.4 Priebeh prúdov, napät'ových impulzov a indukčnosti jednej fázy SRM v generátorickom chode. Maximálna hodnota napätia je 230[V].

Ak má spínaný reluktančný stroj dodávať elektrickú energiu, je potrebné ho spínať v oblasti maximálnej indukčnosti. Fázu je potrebné nabudiť. Stroj pri zápornej derivácii indukčnosti dodáva elektrickú energiu. Na obr.3.4 sú znázornené priebehy prúdov, budiacich napäťových impulzov a pre ilustráciu je v obrázkoch znázornený aj priebeh indukčnosti jednej fázy.

Spínané reluktančné stroje je možné vyrobiť s rôznou kombináciou počtu pólov statora a rotora. Ich vzájomný vzťah je daný nerovnicou.

$$\chi(2p_1, 2p_2) > 2p_1 > 2p_2 \quad (3.1)$$

χ - najmenší spoločný násobok $2p_1$ a $2p_2$

$2p_1$ - počet pólov statora

$2p_2$ - počet pólov rotora.

Existujú špeciálne konštrukcie motorov, kde vyššie uvedená rovnica neplatí. Tieto stroje majú obyčajne upravený tvar pólov.

Počet budiacich impulzov na otáčku bude:

$$imp = 2m \cdot p_2 \quad (3.2)$$

m - počet fáz statora

p_2 - počet párov pólov rotora

Periódá opakovania priebehu indukčnosti je daná pólovým rozstupom rotora:

$$\tau = \frac{\pi}{p_2} \quad (3.3)$$

Šírka úsekov lineárneho nárastu resp. poklesu indukčnosti je určená užším z pólov:

$$\zeta = \min(\beta_1; \beta_2) \quad (3.4)$$

kde β_1 je stredový uhol odpovedajúci šírke statorového pólu (obr.3.1)

β_2 je stredový uhol odpovedajúci šírke rotorového pólu (obr.3.1)

Spravidla väčší počet pólov je na statore, teda užší je statorový pól:

$$\min(\beta_1; \beta_2) = \beta_1 \quad (3.5)$$

Úsek maximálnej indukčnosti L_{max} je daný absolútnou hodnotou rozdielu oboch stredových uhlov odpovedajúcim pólovým šírkam:

$$\nu_{max} = |\beta_1 - \beta_2| \quad (3.6)$$

Úsek minimálnej indukčnosti L_{min} je daný rozdielom

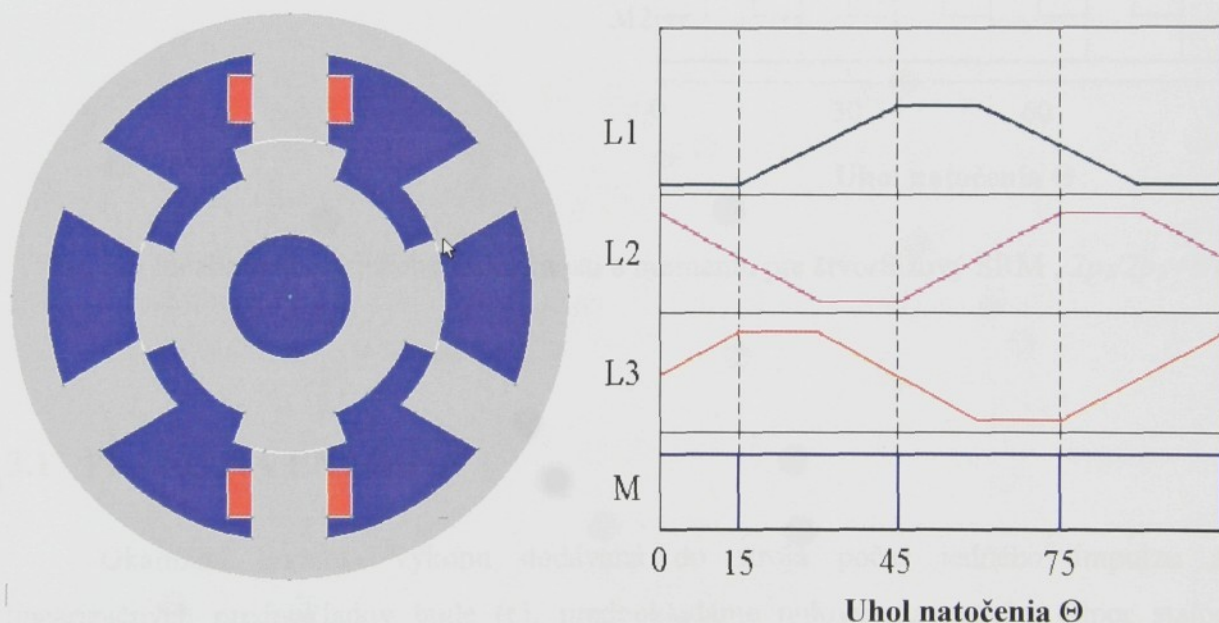
$$\nu_{min} = \tau - 2\beta_1 - \nu_{max} \quad (3.7)$$

Priebehy indukčnosti jednotlivých fáz sú navzájom posunuté o uhol Θ_p (za predpokladu, že $p_1 - p_2 = 1$), pre ktorý platí vzťah:

$$\Theta_p = \frac{\pi}{p_2} - \frac{\pi}{p_1} \quad (3.8)$$

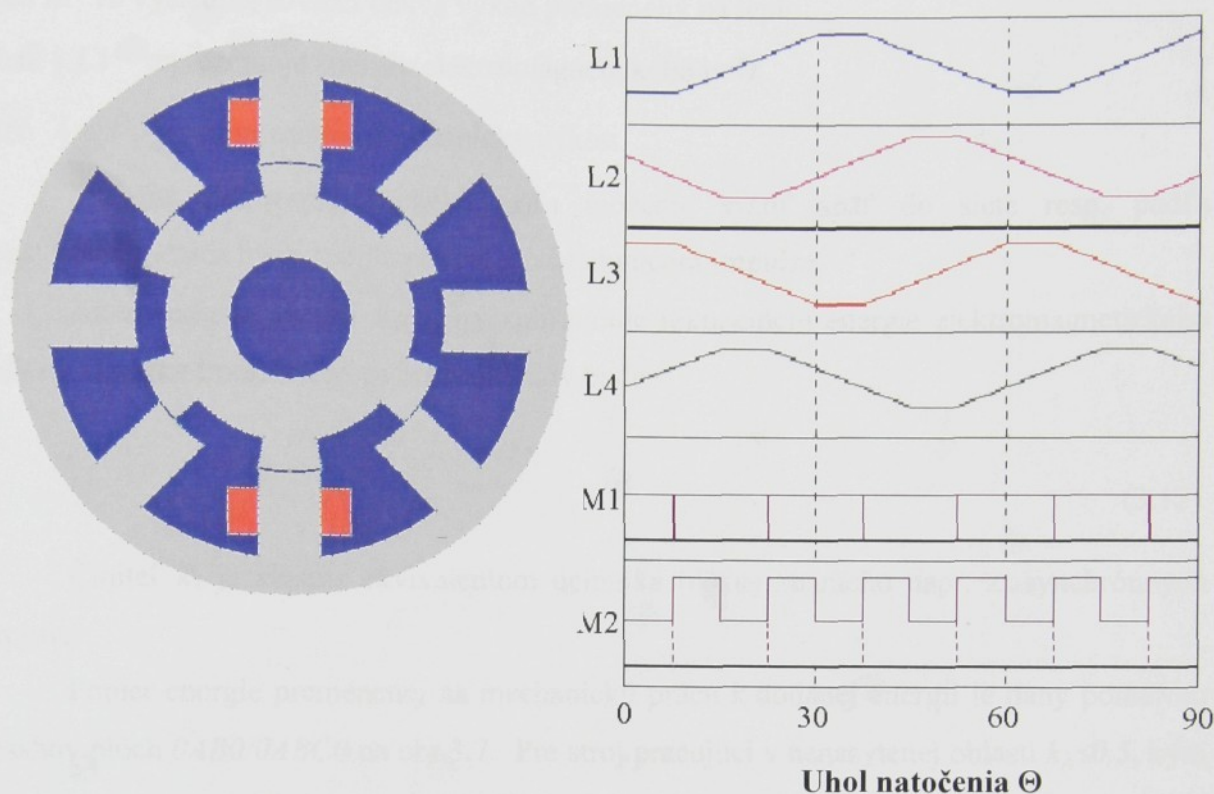
Obr.3.5 a obr.3.6 zobrazujú priebehy indukčností jednotlivých fáz a ich vzájomný posun. Keďže sa motorický moment vytvára len v oblasti nárastu indukčnosti tieto oblasti by mali na seba naväzovať resp. môžu sa prekryvať ako je to u štvorfázového motora obr.3.6. Pri typoch konštrukcií SRM, kde sa prekývajú oblasti nárastu indukčností jednotlivých fáz je možné súčasné vytváranie momentu viacerými fázami.

Na obr. 3.5 je znázornený rez magnetického obvodu, umiestnenie vinutia jednej fázy a idealizované priebehy indukčností všetkých troch fáz $L1$, $L2$, $L3$ trojfázového motora. Priebeh momentu M zodpovedá postupnému spínaniu jednotlivých fáz v poradí $L3$, $L1$, $L2$, $L3$ a uhlu vedenia 30° .



Obr. 3.5 Idealizované priebehy indukčnosti a momentu trojfázového motora $2p_1/2p_2=6/4$.

Na obr.3.6. je znázornený rez magnetickým obvodom, umiestnenie vinutia jednej fázy a idealizovaný priebeh indukčností všetkých štyroch fáz $L1$, $L2$, $L3$, $L4$ štvorfázového motora. Momentu $M1$ zodpovedá postupnému spínaniu fáz v poradí $L1$, $L2$, $L3$, $L4$ pričom uhol vedenia každej fázy je 15° . V tomto prípade nie je využitá celá doba keď fáza vytvára moment. Ak by sme využili celú oblasť nárastu indukčnosti t.j. $22,5^\circ$ vytvárali by v určitých úsekoch momenty 2 fázy súčasne čo je znázornené ako $M2$ na obr.3.6.



Obr. 3.6 Idealizované priebehy indukčnosti a momentu pre štvorfázový SRM , $2p_1/2p_2=8/6$.

3.1 PREMENA ENERGIE

Okamžitá hodnota výkonu dodávaná do stroja počas jedného impulzu za linearizačných predpokladov bude (t.j. predpokladáme nulový magnetický odpor statora a rotora)

$$u.i = R.i^2 + L.i \frac{di}{dt} + i^2 \frac{dL}{dt} \quad (3.9)$$

Po úpravách tejto rovnice a zavedení $\frac{d\Theta}{dt} = \omega$ dostávame

$$u.i = R.i^2 + \frac{1}{2} L \frac{di^2}{dt} + \omega i^2 \frac{dL}{d\Theta} + \frac{1}{2} i^2 \frac{dL}{dt} - \frac{1}{2} i^2 \frac{dL}{d\Theta} \frac{d\Theta}{dt} = R.i^2 + \frac{d}{dt} \left[\frac{1}{2} Li^2 \right] + \frac{1}{2} i^2 \frac{dL}{d\Theta} \omega \quad (3.10)$$

Integrovaním za časový úsek dostávame rozdelenie dodávanej energie

$$\int u.i.d\tau = \int R.i^2 d\tau + \frac{1}{2} Li^2 + \int \frac{1}{2} \omega i^2 \frac{dL}{d\Theta} .d\tau \quad (3.11)$$

Člen Ri^2 vo výslednej rovnici udáva výkon premenený na teplo.

Člen $\frac{1}{2} \cdot L \cdot i^2$ reprezentuje energiu elektromagnetického poľa.

Člen $\frac{1}{2} \cdot \omega \cdot i^2 \cdot \frac{dL}{d\theta}$ reprezentuje mechanický výkon.

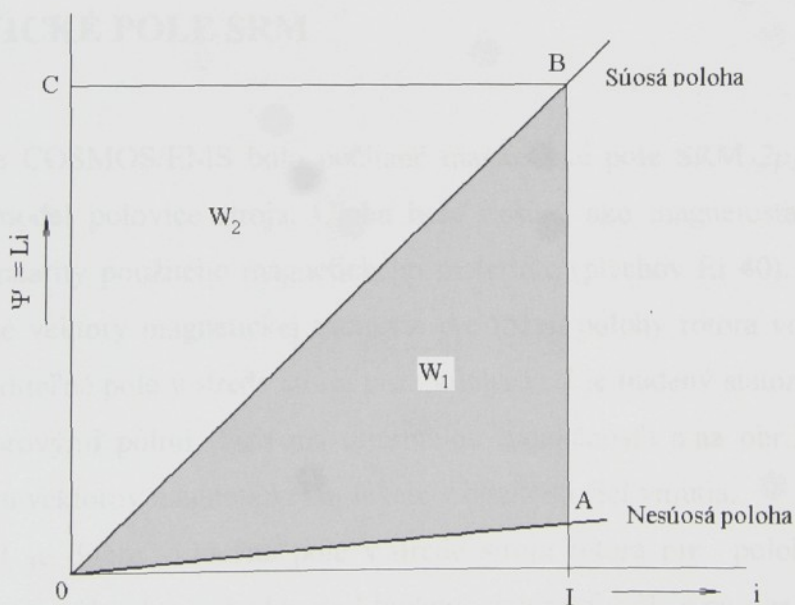
Energiu elektromagnetického poľa môžeme vrátiť späť do siete resp. podľa konštrukcie meniča by sa mohla použiť v nasledujúcom impulze.

Ak zavedieme činiteľ k_λ , ktorý zohľadňuje rekuperáciu energie elektromagnetického poľa do siete, za linearizačných predpokladov bude

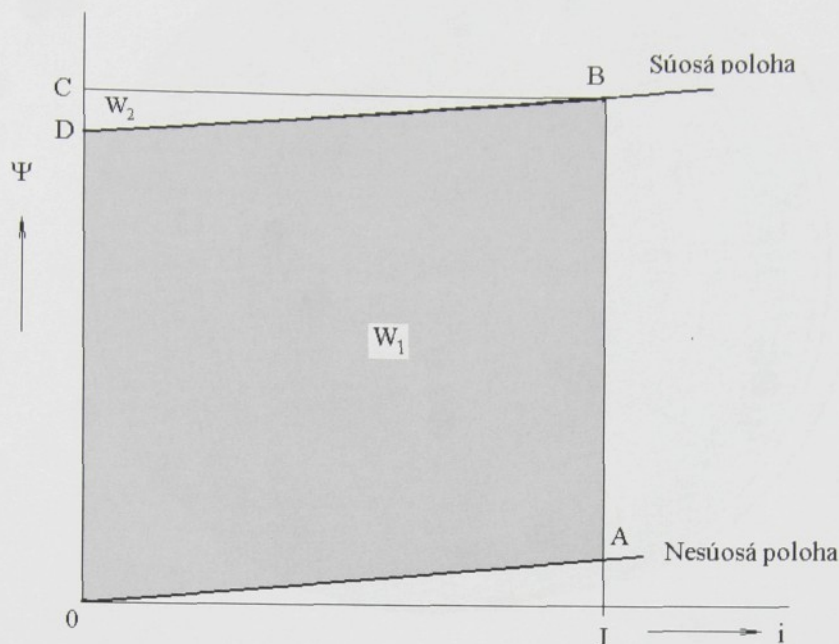
$$k_\lambda = 1 - \frac{\frac{d(1/2Li^2)}{dt}}{u \cdot i} \quad (3.12)$$

Činiteľ k_λ je vlastne ekvivalentom účinníka ($\cos\phi$) známeho napr. z asynchrónnych strojov.

Pomer energie premenenej na mechanickú prácu k dodanej energii je daný pomerom obsahov plôch $OABO/OABC$ na obr.3.7. Pre stroj pracujúci v nenasýtenej oblasti $k_\lambda \leq 0,5$, kým pre skokom sa nasycujúci stroj by sa blížil k 1 (obr.3.8).



Obr. 3.7. Krivky $\Psi=f(i)$ v nenasýtenom SRM.



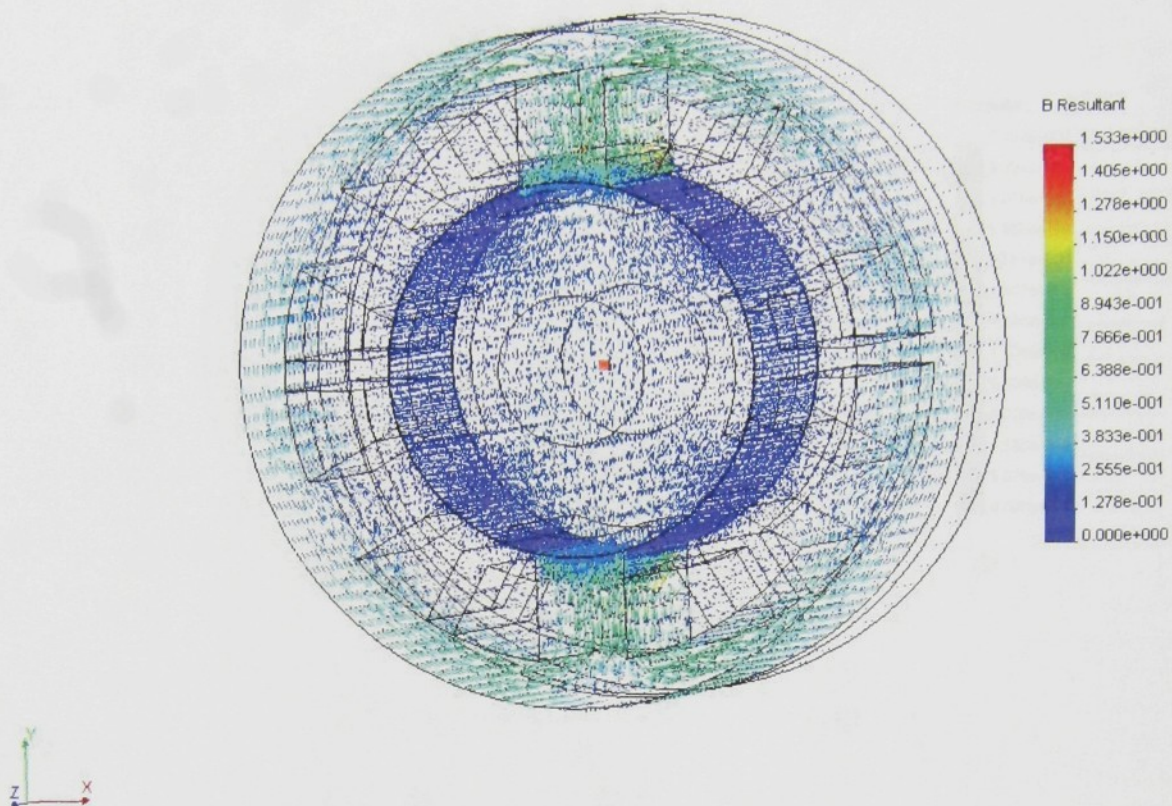
Obr. 3.8 Krivky $\Psi=f(i)$ pre SRM skokom sa nasycujúci motor.

3.2 MAGNETICKÉ POLE SRM

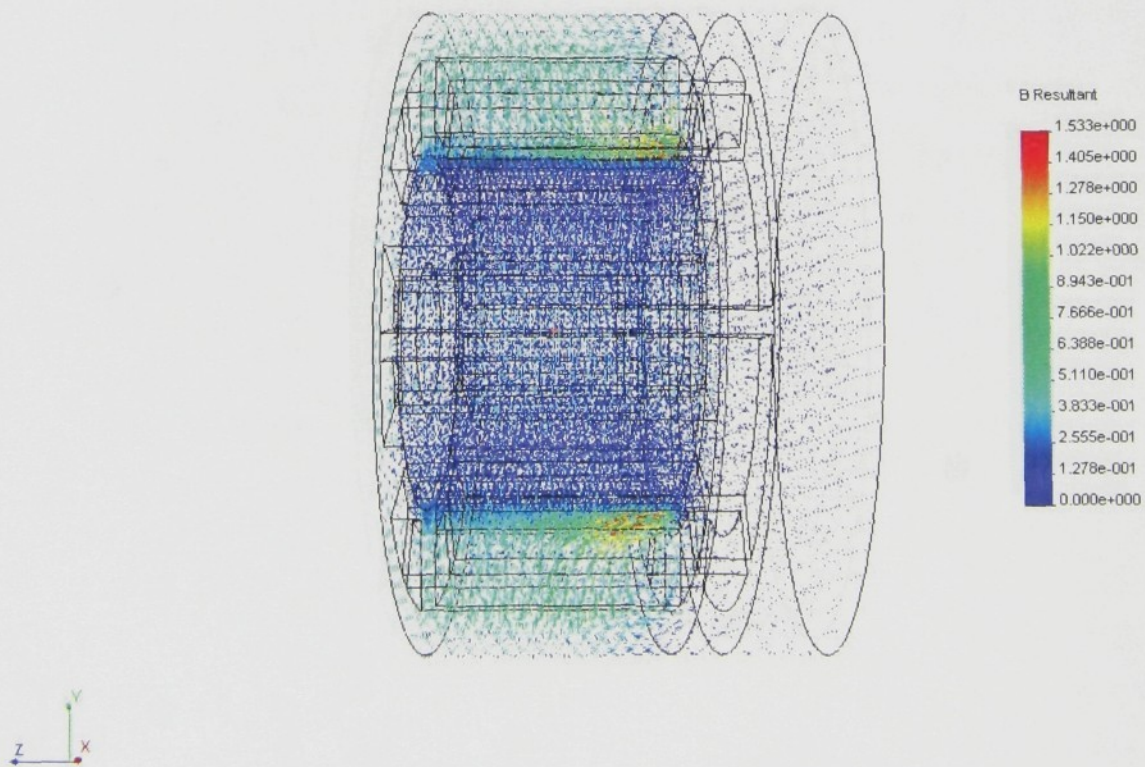
V programe COSMOS/EMS bolo počítané magnetické pole SRM $2p_1/2p_2=6/4$. Bol analyzovaný 3D model polovice stroja. Úloha bola riešená ako magnetostatický problém s uvažovaním nelinearity použitého magnetického materiálu (plechov Ei 40). Na obr.3.9 až 3.14 sú znázornené vektory magnetickej indukcie pre rôzne polohy rotora voči statoru. Na obr.3.9 je dobre viditeľné pole v strede stroja pre polohu keď je budený statorový pól práve medzi dvoma rotorovými pólmi (fáza má minimálnu indukčnosť) a na obr.3.10 je možné vidieť zmenu smeru vektorov magnetickej indukcie v blízkosti čiel vinutia.

Na obr.3.11 je dobre viditeľné pole v strede stroja rotora pre polohu rotora voči statoru keď rotorový pól práve vchádza pod budený statorový pól a na obr.3.12 je možné vidieť zmenu smeru vektorov magnetickej indukcie v blízkosti čiel vinutia. Pre ilustráciu sú na obr.3.13 a 3.14 zobrazené aj vektory magnetickej indukcie v rovine vedenej stredom stroja.

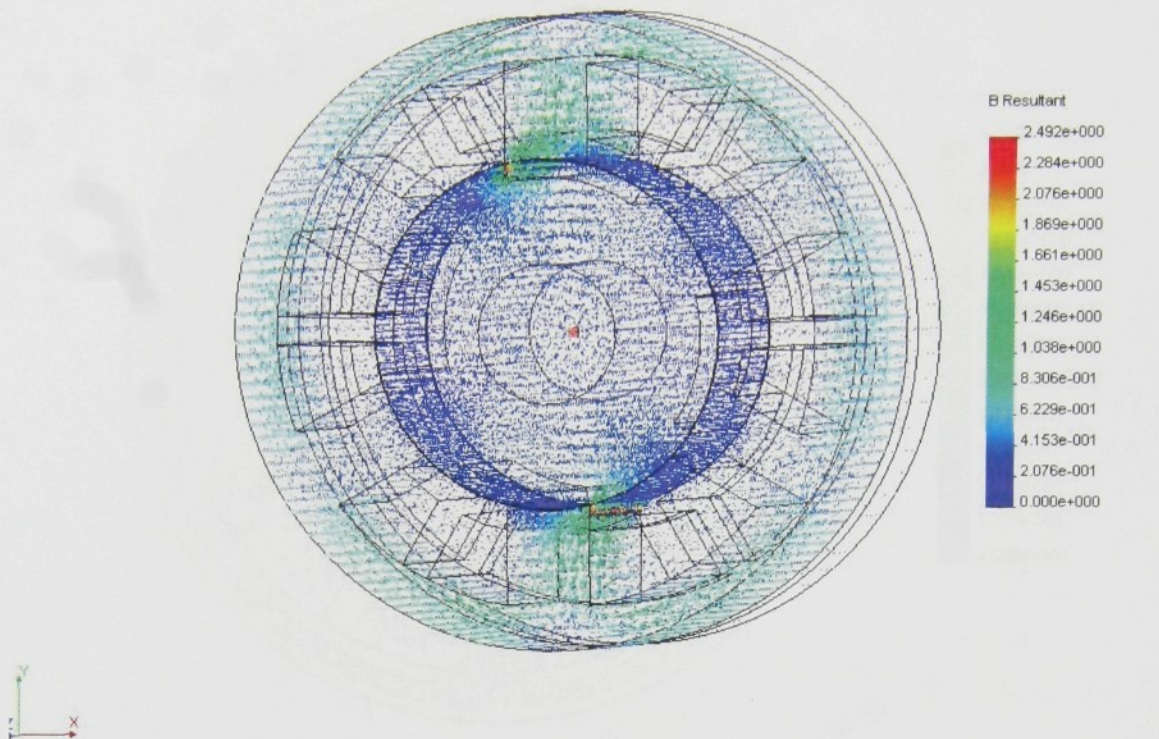
Výpočty indukčností a tokov pre potrebné polohy a prúdy metódou konečných prvkov boli použité pre návrh SRM ako aj jeho simuláciu [60], [61], [66].



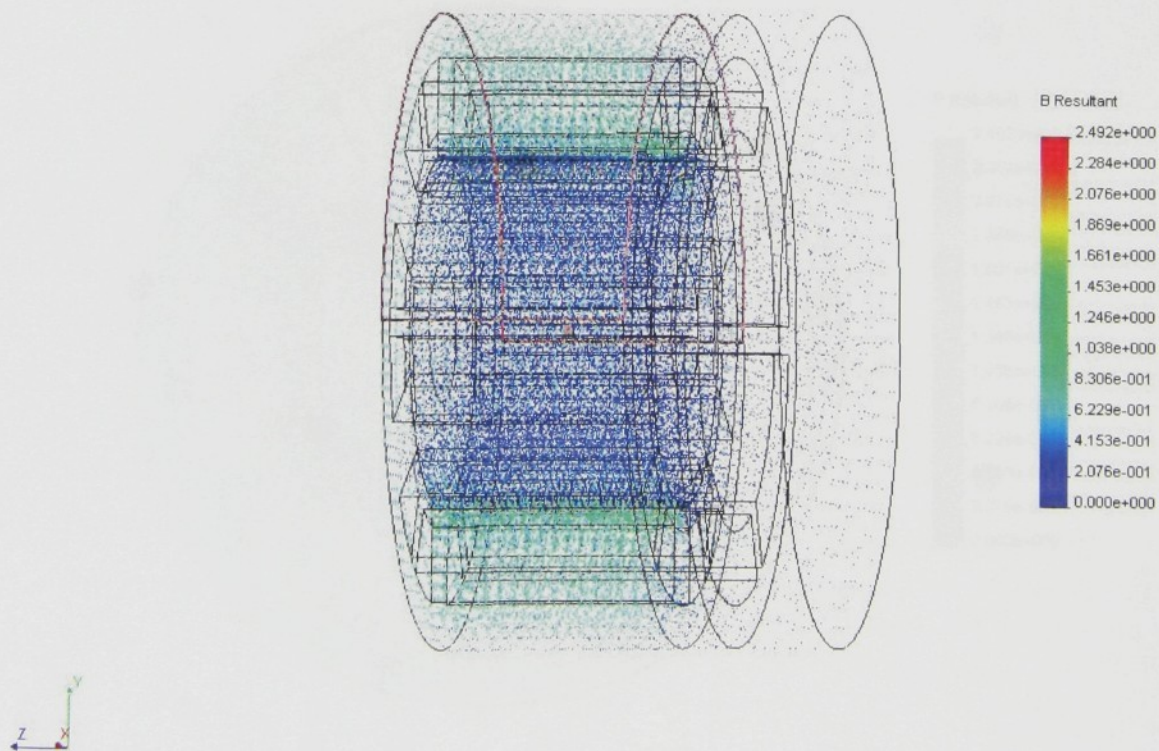
Obr. 3.9 Vektory magnetickej indukcie SRM v nesúosej polohe



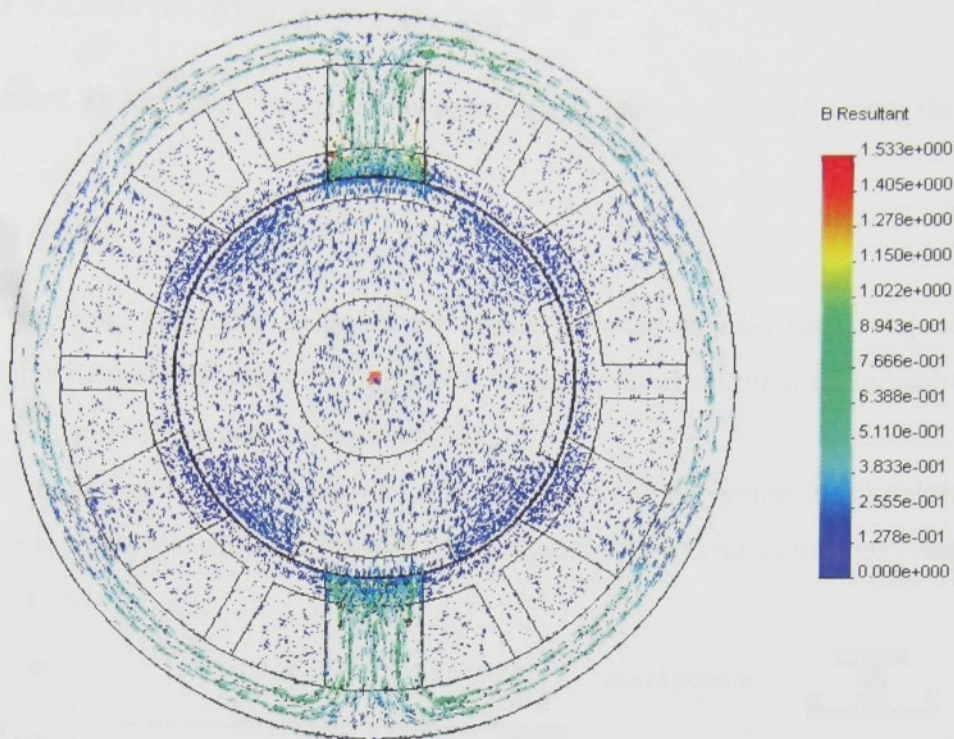
Obr. 3.10 Vektory magnetickej indukcie SRM v nesúosej polohe .



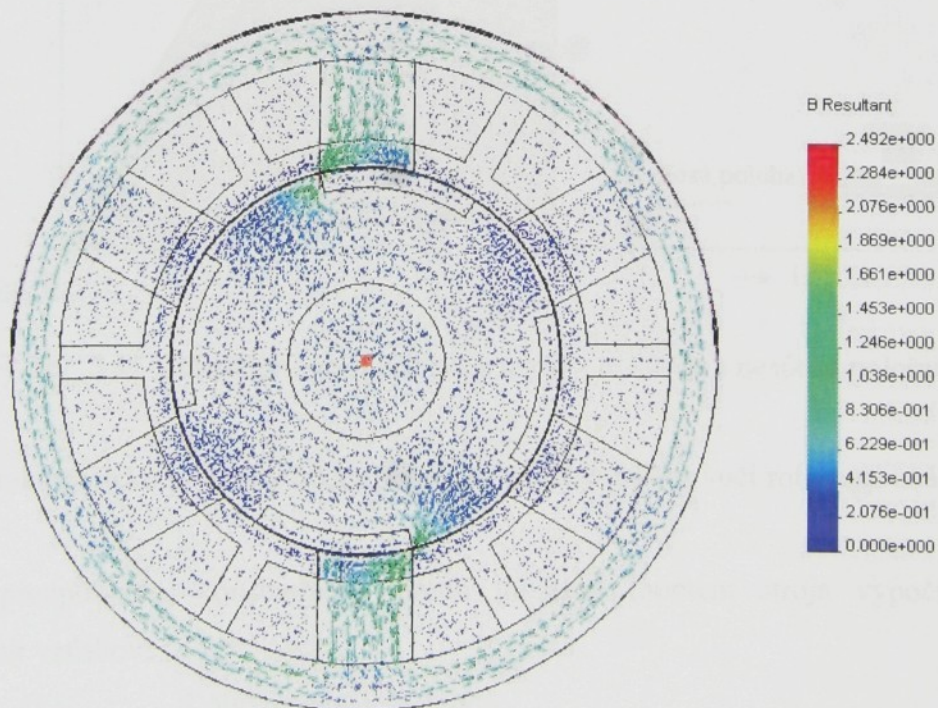
Obr. 3.11 Rozloženie vektorov magnetickej indukcie SRM v polohe, keď sa rotorový pól práve dotýka budeného statorového pólu.



Obr. 3.12 Rozloženie vektorov magnetickej indukcie SRM v polohe, keď sa rotorový pól práve dotýka budeného statorového pólu.



Obr. 3.13 Rozloženie vektorov indukcie v rovine idúcej stredom stroja. Nesúosá poloha.



Obr. 3.14 Rozloženie vektorov indukcie v rovine idúcej stredom stroja. Rotorový pól sa práve dotýka budeného statorového pólu.

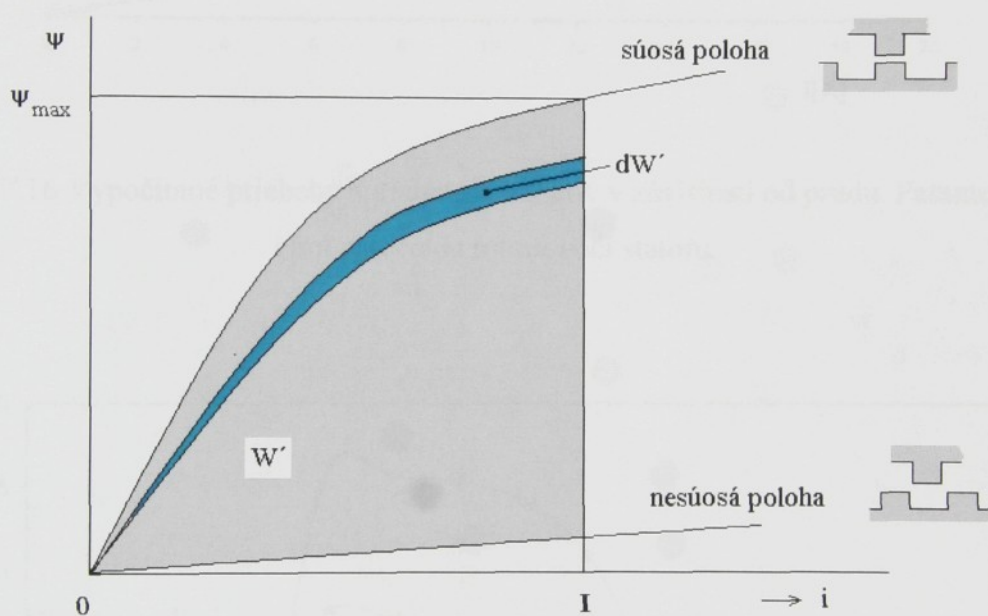
3.3 VYTVÁRANIE MOMENTU

Moment SRM je daný zmenou koenergie magnetického obvodu budenej fázy

$$M(\Theta, i) = - \frac{\partial \int_0^i \Psi(\Theta, i) \cdot di}{\partial \Theta} \quad (3.13)$$

K vytváraní momentu dochádza pri zmene indukcie budenej fázy. Najväčšia zmena je pri čiastočnom prekrytí pólův. V oblastiach maximálnej aj minimálnej indukčnosti motor v ideálnom prípade nevykazuje žiaden moment.

Polohu, keď sa osy pólův statora a rotora prekrývajú nazývame súosá poloha a polohu keď sa budené statorové póly nachádzajú práve medzi rotorovými pólmi nazývame nesúosá poloha (obr.3.15).



Obr. 3.15 Charakteristické priebehy tokov pre súosú a nesúosú polohu

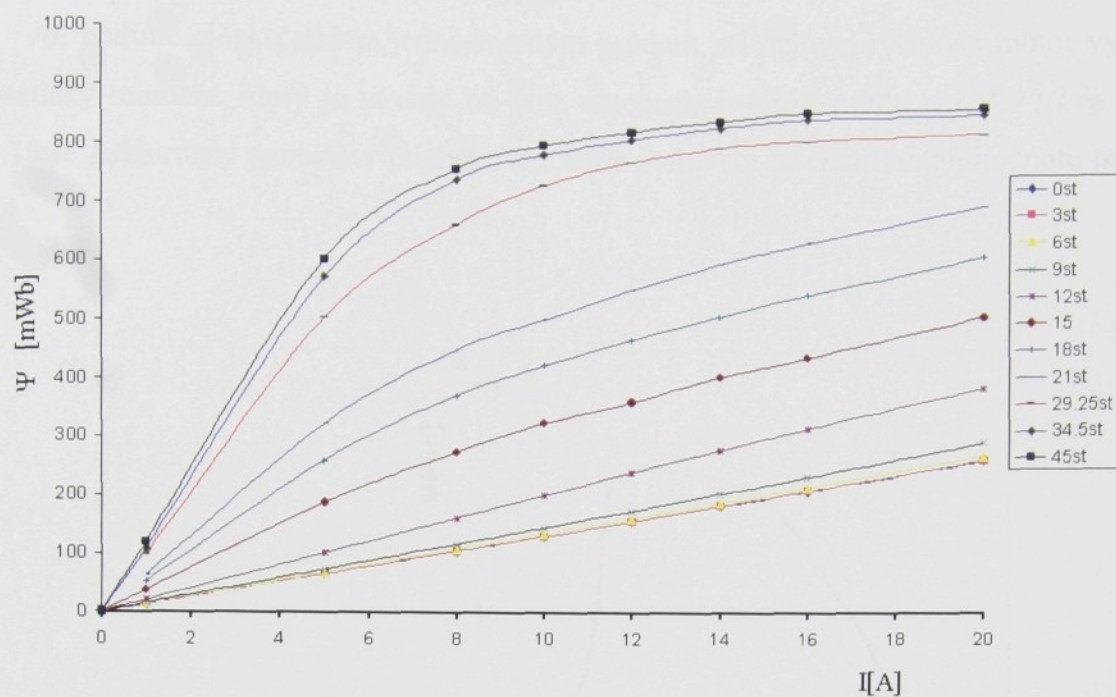
Charakteristické priebehy tokov pre rôzne polohy statora voči rotoru sú znázornené na obr.3.16.

Za predpokladu, konštantného prúdu môžeme moment stroja vypočítať podľa nasledujúcich vzťahov:

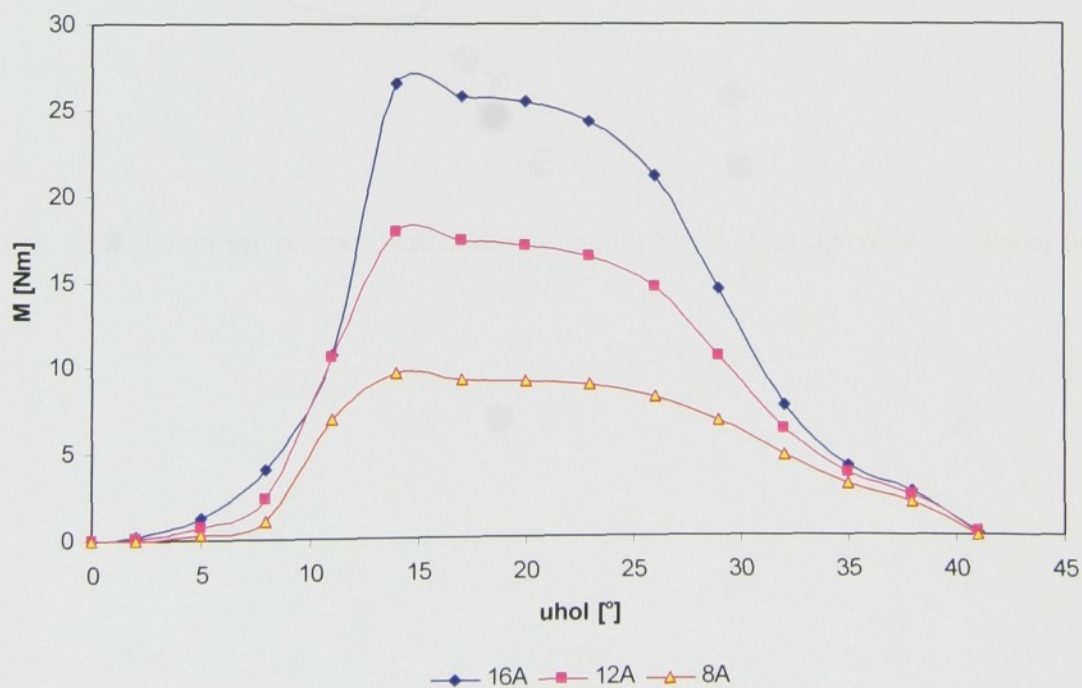
$$M(\Theta, i) = \left[\frac{\partial W'}{\partial \Theta} \right]_{i=\text{konšt}}, \quad (3.14)$$

$$W'(\Theta) = \left[\int_0^i \Psi \cdot di \right]_{\Theta} \quad (3.15)$$

Vypočítané priebehy momentov sú zobrazené na obr.3.17.

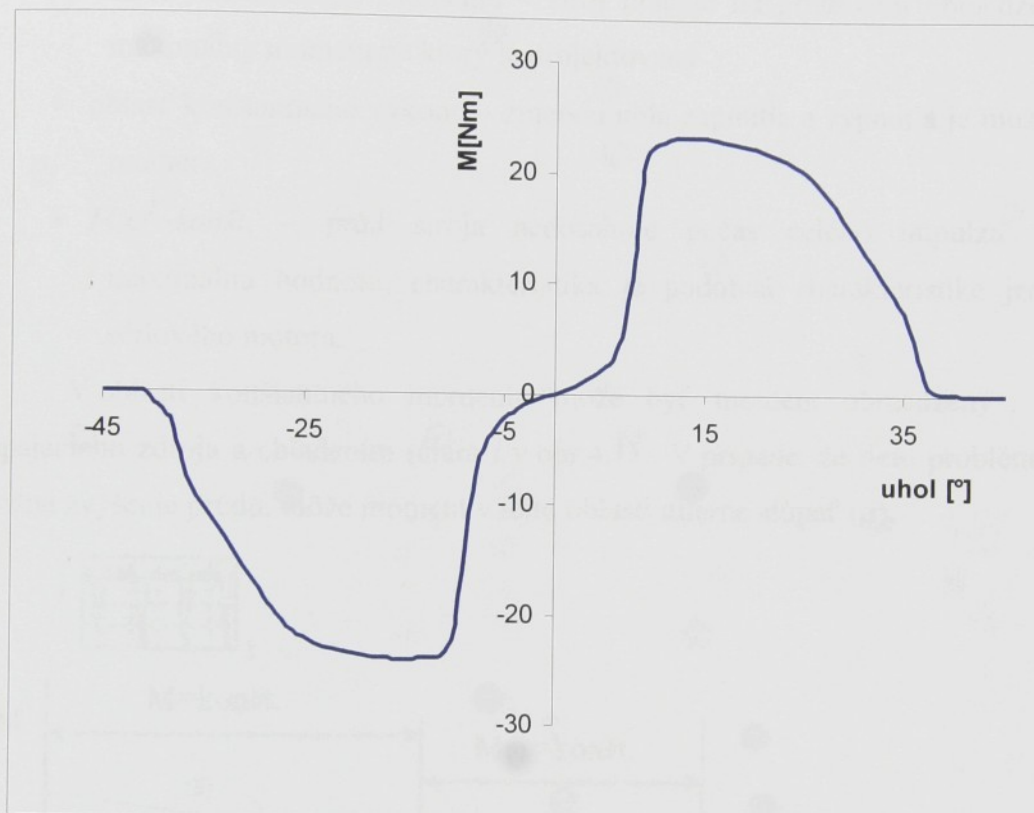


Obr. 3.16 Vypočítané priebehy spriahnutých tokov v závislosti od prúdu. Parametrom je uhol natočenia rotora voči statoru.



Obr. 3.17 Vypočítané hodnoty momentu v závislosti od uhla natočenia rotora voči statoru pri napájaní konštantným prúdom. 0° zodpovedá nesúsovej polohe.

Ak budíme cievku statora jednosmerným prúdom pri nulovej rýchlosti motor vyvíja tzv. statický moment, ktorý je závislý od uhla natočenia rotora a prúdu t.j. $M=f(I, \theta)$. Na obr.3.18 je znázornený nameraný priebeh statického momentu pre konštantnú hodnotu prúdu $I=16A$.



Obr. 3.18 Nameraný priebeh statického momentu SRM. 0° zodpovedá nesúsosej polohe.

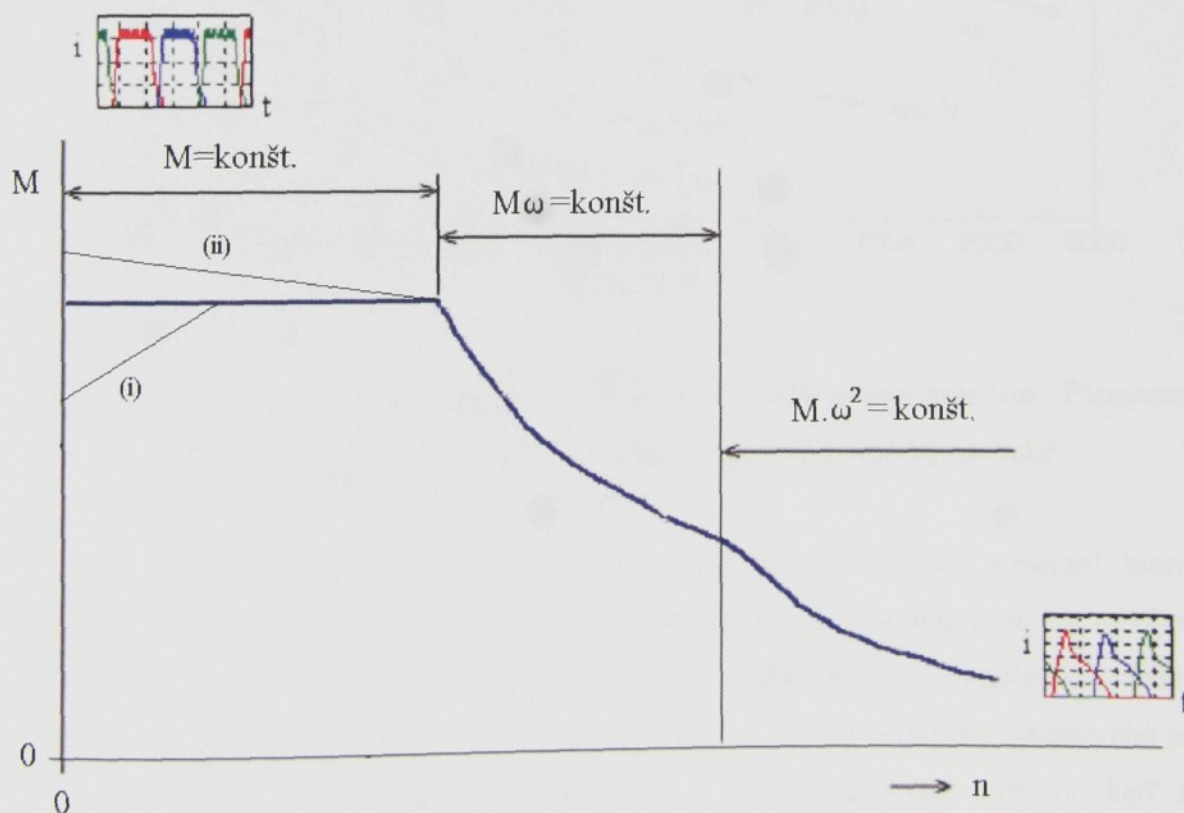
4 ZAŤAŽOVACIE CHARAKTERISTIKY

Zaťažovacie charakteristiky popisujú správanie sa elektrického stroja v ustálenom režime pri rôznom zaťažení. Dôležitou charakteristikou je mechanická charakteristika. Jedná sa o závislosť momentu od otáčok stroja resp. uhlovej rýchlosti

Závislosť momentu od otáčok $M=f(n)$ pre SRM je možné rozdeliť na 3 oblasti

- oblasť konštantného momentu – stroj pracuje na prúdovom obmedzení, dosahuje maximálny moment na ktorý je projektovaný
- oblasť konštantného výkonu – zmenou uhla zapnutia a vypnutia je možné regulovať moment
- $M \cdot \omega^2 \sim \text{konšt.}$ – prúd stroja nedosahuje počas celého impulzu projektovanú maximálnu hodnotu, charakteristika je podobná charakteristike jednosmerného sériového motora.

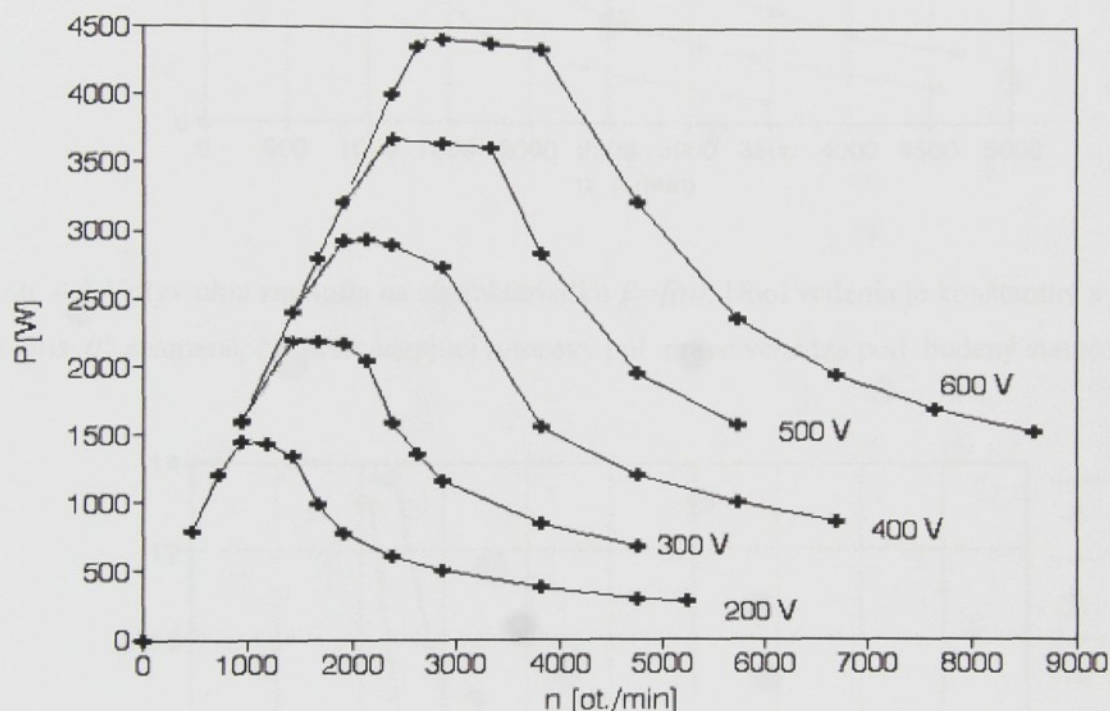
V oblasti konštantného momentu môže byť moment obmedzený možnosťami napájacieho zdroja a chladením (čiara *i* v obr.4.1) . V prípade, že tieto problémy nie sú a je možné zvýšenie prúdu, môže moment v tejto oblasti mierne stúpať (*ii*).



Obr. 4.1 Momentová charakteristika SRM.

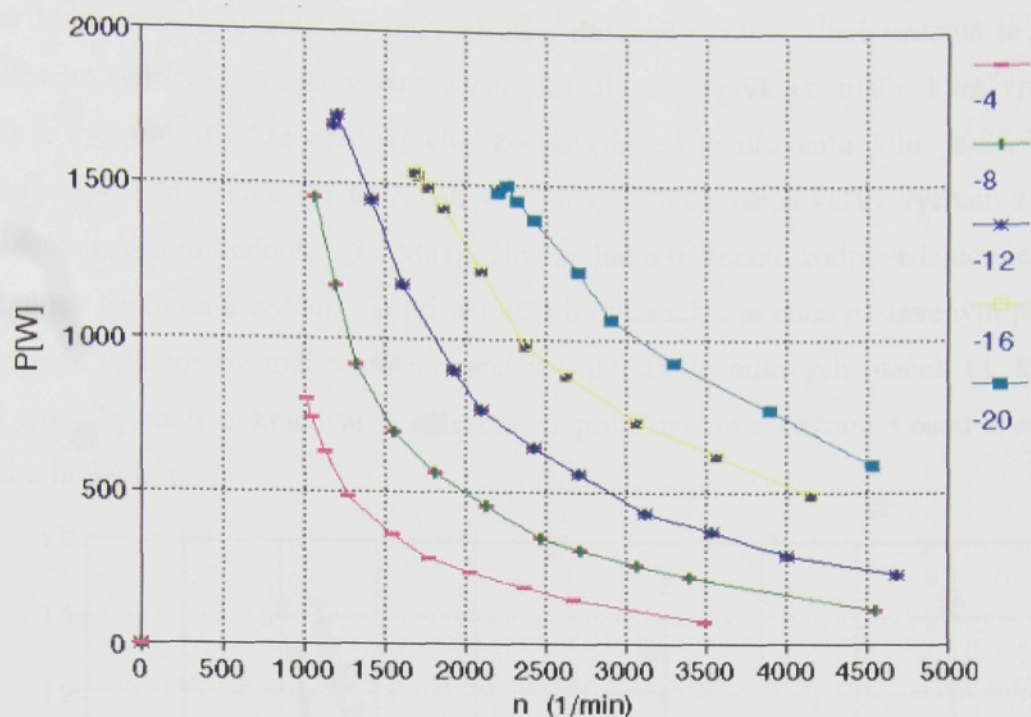
Vhodným spínaním sa prakticky môžeme pohybovať v celej oblasti pod charakteristikou na obr. 4.1. Nad a vedľa priebehu momentu sú znázornené charakteristické priebehy prúdu pre prvú a tretiu oblasť.

Keďže SRM pracuje so zmenou indukčnosti, okrem prúdu resp. maximálneho prúdu na ktorý je nastavené prúdové obmedzenie meniča, má na jeho vlastnosti vplyv veľkosť napäťového impulzu. Tento vplyv je lepšie viditeľný na závislosti $P=f(\omega)$. Charakteristiku $P=f(\omega)$ znázorňuje obr.4.2. Znázornené sú vypočítané charakteristiky SRM. Motor je napájaný obdĺžnikovými napäťovými impulzmi s rovnakými uhlami zapnutia, vypnutia a prúdovým obmedzením.

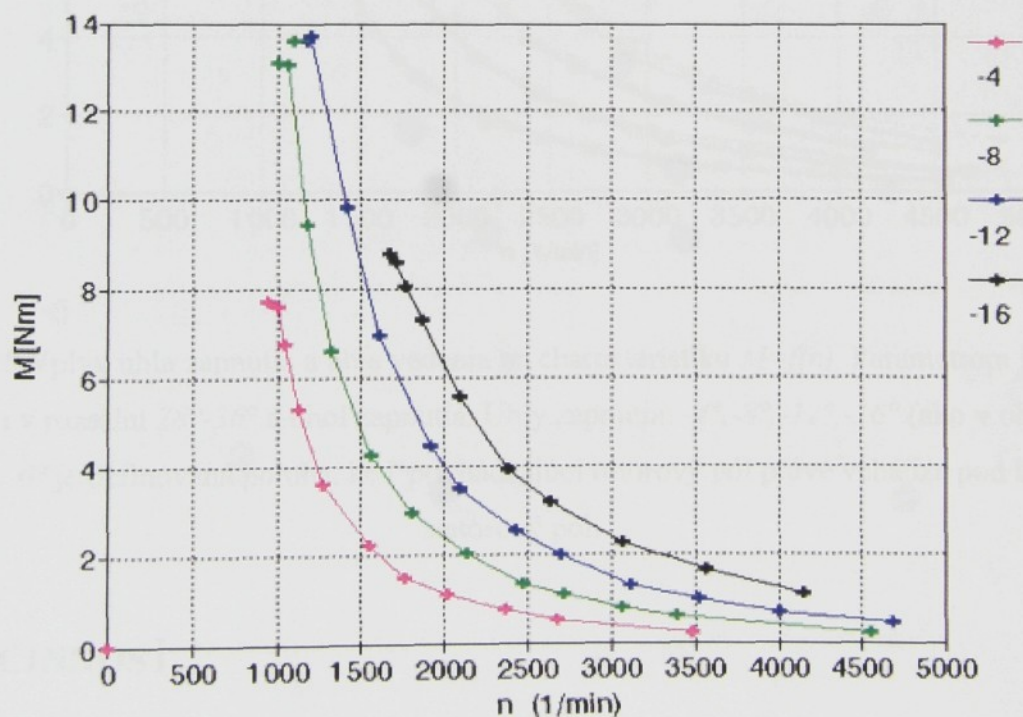


Obr. 4.2 Závislosti $P=f(\omega)$ pri napájaní obdĺžnikovými napäťovými impulzmi. Parametrom je výška impulzu. Prúdové obmedzenie je pre všetky krivky rovnaké.

Vplyv uhla zapnutia na výkon a moment stroja ilustrujú výsledky z meraní, ktoré sú zobrazené na obr.4.3 a obr.4.4. Z obrázkov je viditeľné, že zmenou uhla zapnutia sa výrazne posúva charakteristika. Motor je napájaný obdĺžnikovými napäťovými impulzmi. Poloha 0° je definovaná tak, že prichádzajúci rotorový pól sa práve dotýka budeného statorového pólu. Pre tento konkrétny stroj a jeho napájania by sme dosiahli najvyšší moment, keď uhol zapnutia je v okolí nesúosej polohy. (nesúosej polohe zodpovedá uhol $-10, 15^\circ$).

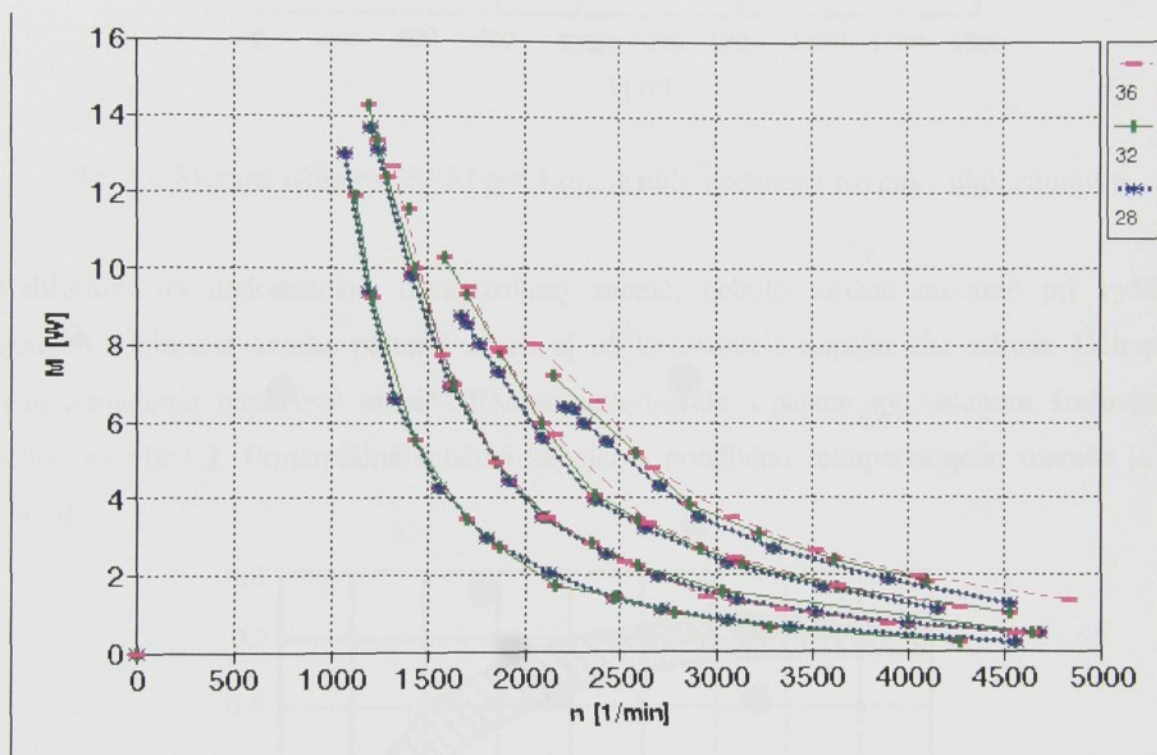


Obr. 4.3 Vplyv uhla zapnutia na charakteristiku $P=f(n)$. Uhol vedenia je konštantný a je 28° . Poloha 0° znamená, že prichádzajúci rotorový pól práve vchádza pod budený sistorový pól.



Obr. 4.4 Vplyv uhla zapnutia na charakteristiku $M=f(n)$. Uhol vedenia je konštantný. Poloha 0° je poloha keď prichádzajúci rotorový pól práve vchádza pod budený sistorový pól.

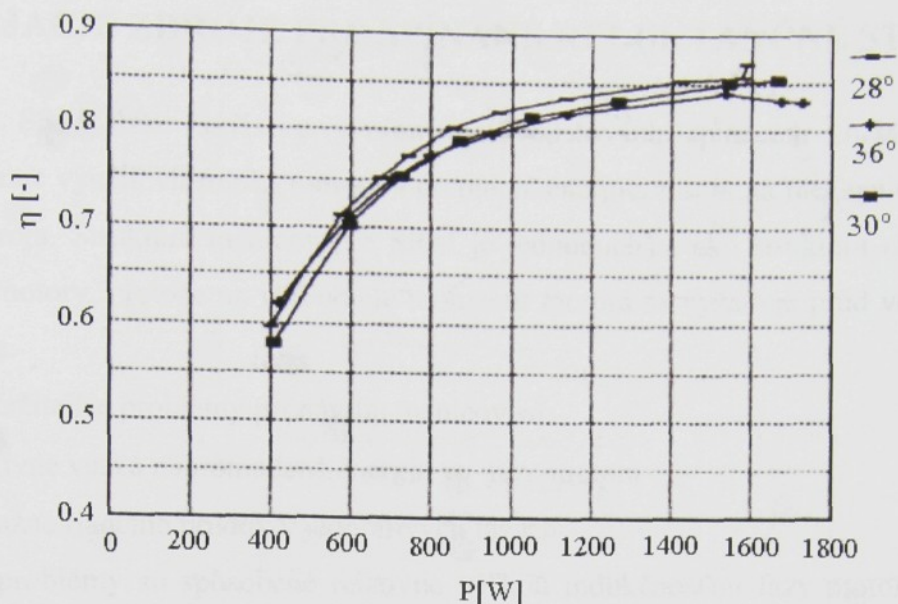
Vplyv uhla vedenia aj uhla zapnutia súčasne ilustruje obr.4.5. Uhol vedenia je 28° , 32° a 36° . Zmena uhla vedenia sa v danom rozsahu uhlov prejaví len málo, kým vplyv uhla zapnutia je výrazný. Keďže stredový uhol zodpovedajúci statorovému pólu je $27,7^\circ$ a tomu približne zodpovedá aj nárast indukčnosti v lineárnej oblasti, nemá veľký význam zväčšovať uhol vedenia nad túto hodnotu 28° . Maximálna hodnota momentu zodpovedajúca jednotlivej dvojici uhlov zapnutia a vedenia je pri najnižších otáčkach a je daná nastaveným prúdovým obmedzením. Motor by mal tento moment vyvíjať až do nulových otáčok t.j. krivky na obr.4.4 a 4.5 by mali pokračovať k nule čiarou približne rovnobežnou s osou x so svojou najvyššou hodnotou..



Obr. 4.5 Vplyv uhla zapnutia a uhla vedenia na charakteristiku $M=f(n)$. Parametrom je uhol vedenia v rozsahu 28° - 36° a uhol zapnutia. Uhly zapnutia: -4° , -8° , -12° , -16° (ako v obr.4.4). Poloha 0° je definovaná poloha, keď prichádzajúci rotorový pól práve vchádza pod buďený statorový pól.

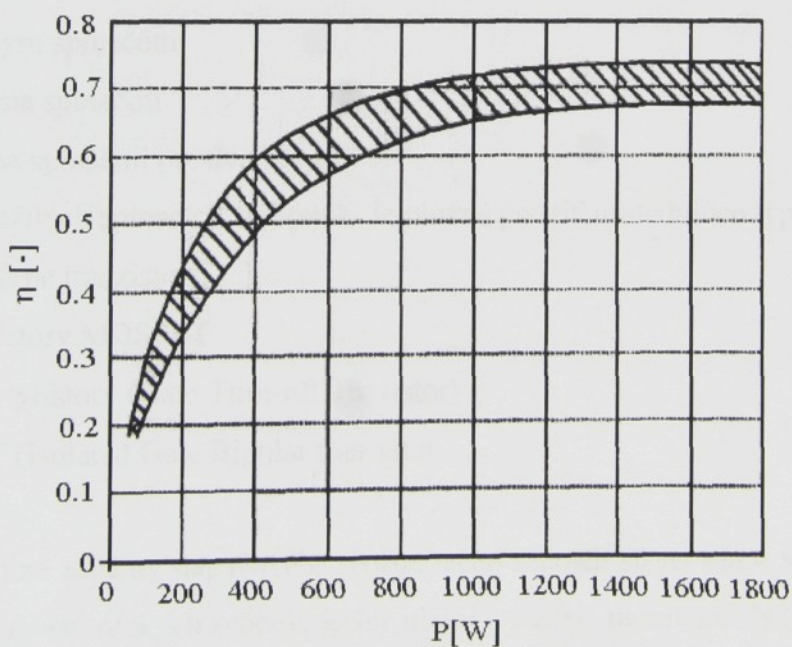
4.1 ÚČINNOSŤ

Literatúra udáva vysokú účinnosť SRM. Na prototype 3-fázového motora bola meraná účinnosť (obr.4.6). Tvar krivky účinnosti v závislosti od výkonu je podobný ako napr. pri asynchrónnych motoroch. Účinnosť SRM je závislá nielen od výkonu ale aj od spôsobu spínania. Namerané krivky pre uhly vedenia 28° , 30° a 36° sú znázornené na obr.4.6.



Obr. 4.6 Meraná účinnosť SRM pre 3 rôzne uhly vedenia a rovnaký uhol zapnutia.

Vzhľadom na nedostatočne dimenzovaný menič, nebolo možné meranie pri vyšších výkonoch. Účinnosť celého pohonu závisí aj od konštrukcie napájacieho zdroja. Účinnosť celého zariadenia napäťový menič-SRM sa pohybovala v pásme vyznačenom šrafovanou plochou na obr.4.7. Principiálna schéma zapojenia použitého rekupertačného meniča je na obr.4.10.



Obr. 4.7 Namerané pásmo účinnosti pohonu rekuperačný menič - SRM. Uhly zapnutia sú v rozmedzí -8° až -20° , Uhly vedenia sú v rozmedzí 16° až 36° .

4.2 NAPÁJACIE ZDROJE PRE SPÍNANÉ RELUKTANČNÉ STROJE

Vývoj SRM úzko súvisí z vývojom polovodičových spínacích súčiastok, ktoré umožňujú účinne využiť vlastnosti motora a premeniť energiu zdroja na mechanickú energiu na hriadeli stroja. Štruktúra meničov pre SRM je jednoduchšia ako štruktúra meničov pre asynchrónne motory, pretože na vytvorenie momentu motora sa vyžaduje prúd vo vinutí len jedného smeru.

Najdôležitejšie problémy pri návrhu meničov sú:

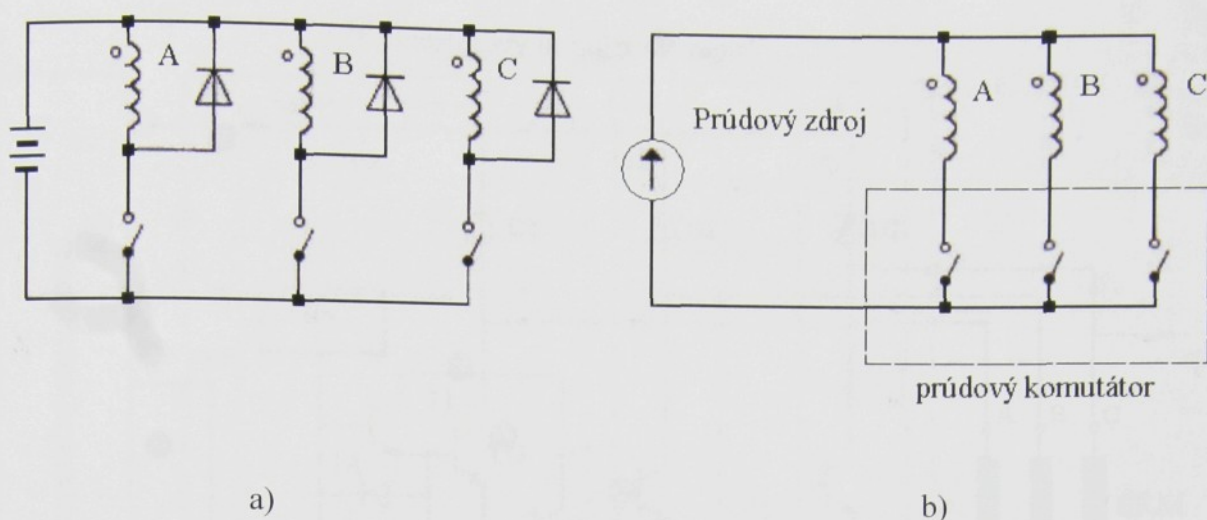
- relatívne veľká nahromadená energia vo fáze motora
- obtiažne riadenie prúdov v jednotlivých fázach

Tieto problémy sú spôsobené relatívne veľkou indukčnosťou fázy motora, ktorá sa mení s polohou rotora. V ideálnom prípade by mal menič napájať fázové vinutie obdĺžnikovými prúdovými impulzmi. Vyžaduje sa čo najrýchlejšia komutácia prúdu z jednej fázy do druhej a regulácia prúdu vo fáze počas doby vodivosti.

Rozdeliť meniče používané v SRM je možné z viacerých hľadísk [55]:

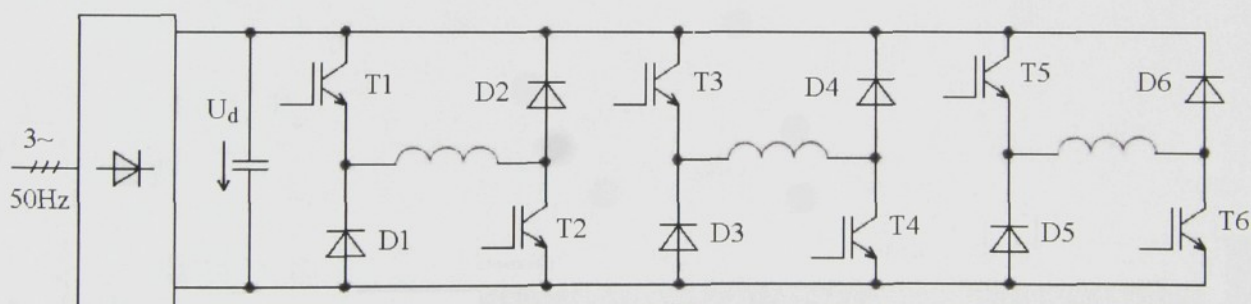
1. podľa typu napájacieho zdroja
 - napäťové
 - prúdové
2. podľa počtu spínačov vo fáze
 - s jedným spínačom
 - s dvoma spínačmi
 - s tromi spínačmi pre dve fázy
3. podľa použitých spínacích súčiastok. Je možné použiť nasledujúce typy súčiastok:
 - bipolárne tranzistory
 - tranzistory MOSFET
 - GTO tyristory (Gate Turn-off Thyristor)
 - IGBT (Isulated Gate Bipolar transistor)

Principiálne schémy napäťového a prúdového meniča sú na obr.4.8. Prúdové meniče sú vhodné pre oblasť nízkych otáčok, kvôli nižšej pulzácii momentu. Napäťové meniče sú vhodnejšie pre oblasť vysokých otáčok, kde je potrebné relatívne vysoké napätie kvôli veľkej časovej zmene indukčnosti.



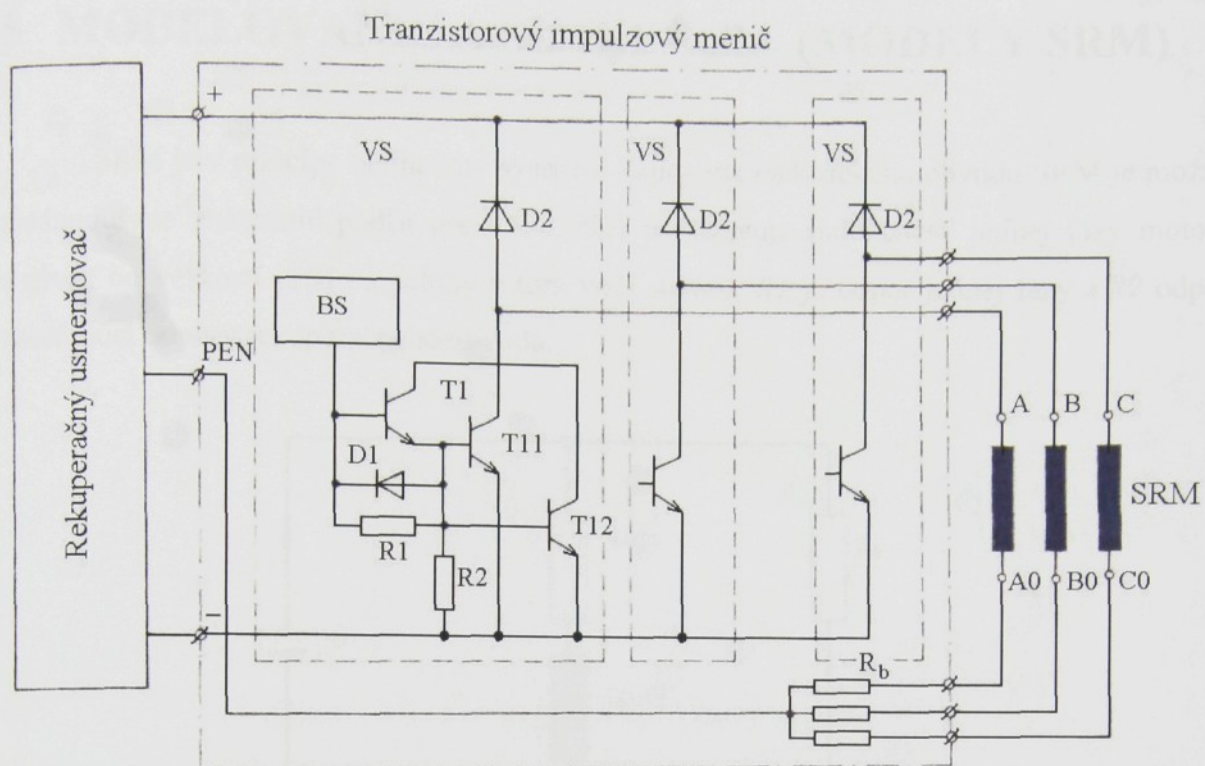
Obr. 4.8 Principiálne schémy a) napäťového, b) prúdového meniča

V odbornej literatúre je možné nájsť veľa zapojení s minimalizáciou spínacích prvkov. S nástupom moderných spínacích výkonových súčiastok sa tieto zapojenia stali bezvýznamnými [2]. Vhodným meničom pre napájanie SRM je menič zostavený z dvojíc výkonových polovodičových spínačov, napr. IGBT tranzistorov a spätných diód pre každú fázu.



Obr. 4.9 Základná konfigurácia meniča pre trojfázový SRM.

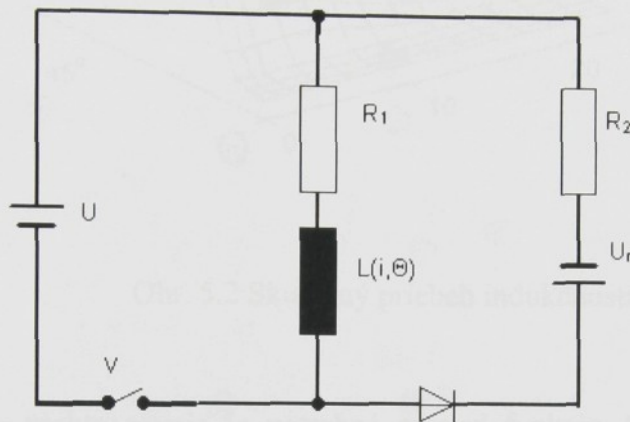
Merania na SRM, ktoré sú uvedené v predkladanej práci sú robené na SRM napájaného z rekuperačného meniča navrhnutého na Katedre elektrických pohonov FEI TU v Košiciach [29]. Principiálna schéma tohto meniča je uvedená na obr. 4.10.



Obr. 4.10 Principiálna schéma rekuperačného meniča, ktorý bol použitý pri meraniach SRM.

5 MODELOVANIE A SIMULÁCIA (MODEL SRM)

SRM je v princípe nelineárny systém. Zapojenie elektrického obvodu SRM je možné zjednodušiť znázorniť podľa obr.5.1. $L(\theta, i)$ predstavuje indukčnosť jednej fázy motora a závisí od veľkosti prúdu a polohy rotora voči statoru. R_1 je odpor jednej fázy a R_2 odpor zahrňujúci odpory rekuperačného obvodu.



Obr. 5.1 Zjednodušená schéma napájania SRM.

Napäťový obvod z obr.5.1 ako aj správanie sa SRM je možné opísať pomocou parciálnych diferenciálnych rovníc.

$$u = Ri + \frac{d\Psi(i, \Theta)}{dt} = Ri + \frac{\partial \Psi(i, \Theta)}{\partial i} \frac{di}{dt} + \frac{\partial \Psi(i, \Theta)}{\partial \Theta} \frac{d\Theta}{dt} \quad (5.1)$$

Ψ - spriahnutý tok, $\Psi = L \cdot i$, $L = f(i, \Theta)$

Θ - uhol natočenia rotora voči statoru

R - odpor jednej fázy

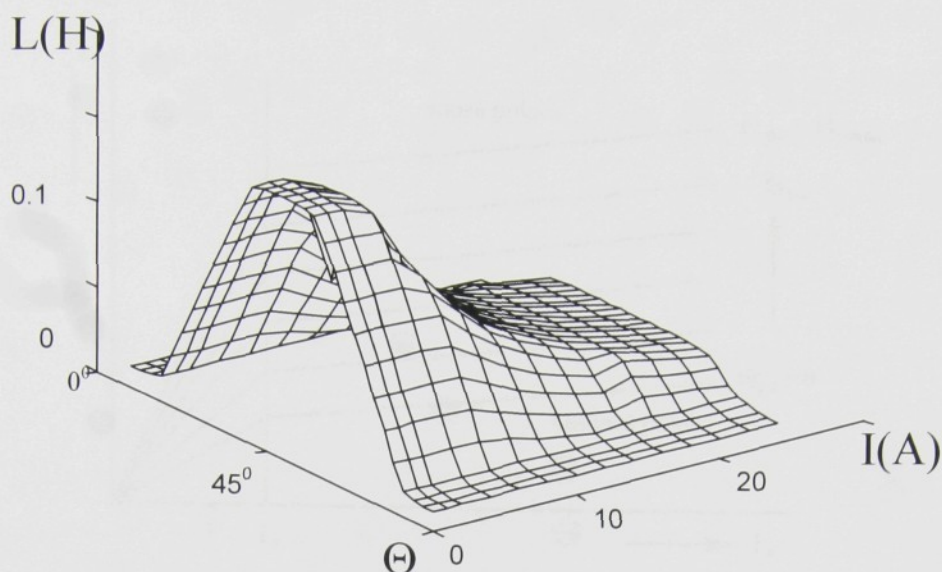
Pre zapnutý stav spínača je potrebné dosadiť za napätie zdroja napätie U a $R = R_1$. Pre vypnutý stav $U = -U_r$ a $R = R_1 + R_2$.

$$M(i, \Theta) = \frac{\partial}{\partial \Theta} \left(\int_0^i \Psi(i, \Theta) di \right). \quad (5.2)$$

$$M - M_z = J \frac{d\omega}{dt} \quad (5.3)$$

M_z - moment záťaže

J - moment zotrvačnosti



Obr. 5.2 Skutočný priebeh indukčnosti

Pre riešenie týchto rovníc je potrebné poznať funkciu $\Psi(\Theta, i)$ alebo $L(\Theta, i)$. Stroj obvykle pracuje s pomerne veľkým sýtením a je nevyhnutné uvažovať s nelineárnymi vlastnosťami železa. Na obr.5.2 je priestorovo znázornený skutočný priebeh indukčnosti SRM. Za týchto predpokladov je priamy analytický výpočet časových priebehov jednotlivých veličín veľmi zložitý. Výhodné je zostaviť matematický model a na základe simulácie študovať chovanie sa motora v rôznych prevádzkových stavoch.

Bolo zostavené mnoho matematických modelov, ktoré sa navzájom líšia v popise nelinearít. Je možné vychádzať z funkcie indukčnosti $L(\Theta, i)$ alebo tokov $\Psi(\Theta, i)$.

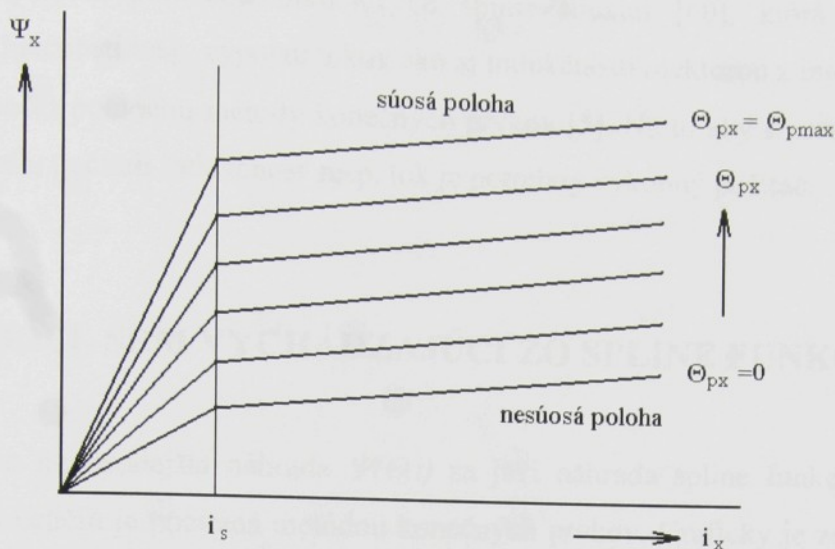
Najčastejšie používané popisy nelineárnych závislostí $\Psi(\Theta, i)$ alebo $L(\Theta, i)$

- Tabuľkovo zadané závislosti $L(\Theta, i)$ [4].
- Linearizácia funkcie $\Psi(\Theta, i)$ pomocou dvoch priamok - obr.5.3 [38]

$$\Psi_x = \left(L_u + \frac{K_s \Theta_{px}}{i_s} \right) i_x, \quad \text{pre } i_x \leq i_s \quad (5.4)$$

$$\Psi_x = L_u i_x + K_s \Theta_{px}, \quad \text{pre } i_x \geq i_s \quad (5.5)$$

Hodnoty L_u , K_s a i_s sa určujú na základe merania. Volený je obyčajne bod v kolene charakteristiky.



Obr. 5.3 Linearizované závislosti $\Psi=f(\Theta,i)$

- Substitúcie využívajúce funkcie [38]

$$\frac{\Psi_s}{\Psi_{sx}} = \frac{i_x}{i_s} \frac{K_{\mu x}}{\left[1 + (K_{\mu x} - 1) \cdot \frac{i_x}{i_s} \right]}, \quad (5.6)$$

$$\text{kde } \Psi_{sx} = L_u i_s + K_s \Theta_{px} \quad (5.7)$$

$$K_{\mu x} = K_{\mu \min} + (K_{\mu \max} - K_{\mu \min}) \frac{\Theta_{px}}{\Theta_{p \max}} \quad (5.8)$$

kde koeficienty $K_{\mu \max}$ a $K_{\mu \min}$ sú nájdené experimentálne a závisia od tvaru magnetizačnej charakteristiky.

- Výpočet indukčností programom SPICE [56], ktorý je schopný počítať indukčnosť pre konštantné otáčky v každom integračnom cykle.
- Náhrada $\Psi(\Theta,i)$ exponenciálnou funkciou [48] napr.

$$\Psi(i, \Theta) = a_1(\Theta) \left[1 - e^{-a_2(\Theta) i} \right] + a_3(\Theta), \quad (5.9)$$

kde $a_i(\Theta)$ sú koeficienty Fourierového rozvoja funkcie $\Psi(\Theta,i)$.

- Substitúcie používajúce nasledujúce funkcie [20]

$$\Psi(i, \Theta) = \Psi_{sat} \left(1 - e^{-i f(\Theta)} \right), \quad (5.10)$$

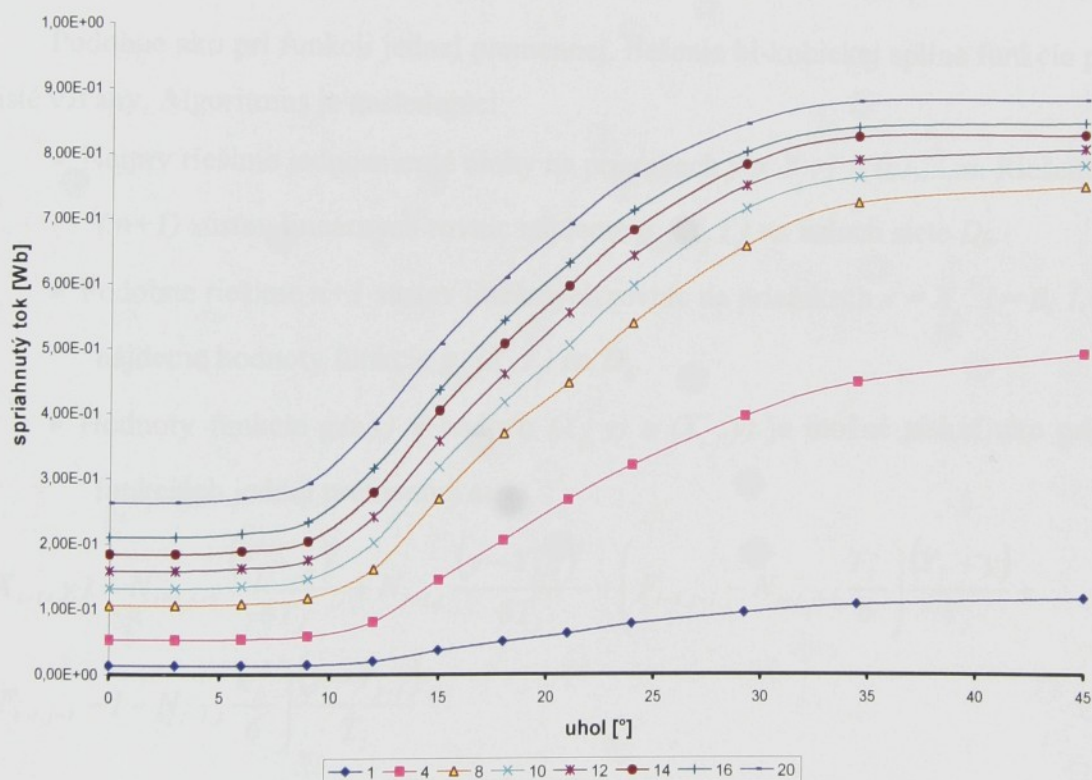
kde

$$f(\Theta) = a + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin(k_1 \Theta - k_2). \quad (5.11)$$

- Interpolácia pomocou bikubických spline funkcií [60], ktorá vychádza z meraní indukčnosti resp. výpočtu tokov ako aj indukčností niektorou z interpolačných metód.
- Výpočet pomocou metódy konečných prvkov [5]. Na to aby sme v každom potrebnom kroku počítali indukčnosť resp. tok je potrebný výkonný počítač.

5.1 MODEL SRM VYCHÁDZAJÚCI ZO SPLINE FUNKCII

Ako najpresnejšia náhrada $\Psi(\Theta, i)$ sa javí náhrada spline funkciami [60]. Tabuľka vstupných veličín je počítaná metódou konečných prvkov. Graficky je zobrazená na obr.5.4. Parametrom je prúd.



Obr. 5.4 Vypočítané funkcie $\Psi(\Theta)$ trojfázového SRM, parametrom je prúd v ampéroch.

Interpolácia funkcie s dvoma premennými má základ v interpolácii funkcie s jednou premennou. Majme oblasť :

$$D = \{(x, y); a \leq x \leq b; c \leq y \leq d\}$$

a sieť v oblasti D

$$D_h = \{X_k, Y_l; a < X_0 < X_1 \dots < X_n = b; c = Y_0 < Y_1 \dots < Y_m = d\}$$

Funkcia $g(x,y)$ je spline-funkcia ak spĺňa nasledujúce podmienky:

1. $g(x,y) \in C^2(D)$ t.j. $g(x,y)$ je spojitá a má spojité prvé a druhé derivácie v oblasti D
2. V každom elemente siete D_h je g bikubický polynóm tvaru

$$g(x,y) = g_{kl}(x,y) = \sum_{i,j=0}^3 a_{ij}^{kl} (X_k - x)^i \cdot (Y_l - y)^j \quad (5.12)$$

$$k=0,1,\dots,n;$$

$$l=0,1,\dots,m$$

3. Na sieti D_h ma funkcia $g(x,y)$ predpísané hodnoty

$$g(X_k, Y_l) = F_{kl} \quad k=0,\dots,n, l=0,\dots,m \quad (5.13)$$

4. Funkcia $g(x,y)$ spĺňa podmienku : $\frac{\partial^2 g}{\partial \nu^2} \Big|_{\Gamma} = 0$; ν je vonkajšia normála ku hranici Γ oblasti D .

Podobne ako pri funkcii jednej premennej, riešenie bi-kubickej spline funkcie používa tie isté vzťahy. Algoritmus je nasledujúci:

- Najprv riešime jednosmerné úlohy na priamkach $y = Y_j, j = 0, 1, \dots, m$. Riešením $(m+1)$ sústav lineárnych rovníc nájdeme $g_{xx}(X_i, Y_j)$ na uzloch siete D_h .
- Podobne riešime $n+1$ sústav lineárnych rovníc na priamkach $x = X_i, i = 0, 1, \dots, n$, a nájdeme hodnoty funkcie $g_{yy}(X_i, Y_j)$ na D_h .
- Hodnoty funkcie $g(x,y)$ v bodoch (X_i, Y_j) a (X_{i-1}, Y_j) je možné získať ako pri spline funkciách jednej premennej a:

$$g(X_{i-1}, y) = N_{i-1,j-1} \frac{(Y_j - y)^3}{6T_j} + N_{i-1,j} \frac{(y - Y_{j-1})^3}{6T_j} + \left(F_{i-1,j-1} - N_{i-1,j-1} \frac{T_j^2}{6} \right) \frac{(Y_j - y)}{T_j} + \left(F_{i-1,j-1} - 1 - N_{i-1,j} \frac{T_j^2}{6} \right) \frac{(y - Y_{j-1})}{T_j} \quad (5.14)$$

$$g(X_i, y) = N_{i,j-1} \frac{(Y_j - y)^3}{6T_j} + N_{i,j} \frac{(y - Y_{j-1})^3}{6T_j} + \left(F_{i,j-1} - N_{i,j-1} \frac{T_j^2}{6} \right) \frac{(Y_j - y)}{T_j} + \left(F_{i,j} - N_{i,j} \frac{T_j^2}{6} \right) \frac{(y - Y_{j-1})}{T_j} \quad (5.15)$$

$$\text{kde: } N_{ij} = g_{yy}(X_i, Y_j) \quad (5.16)$$

$$M_{ij} = g_{xx}(X_i, Y_j) \quad (5.17)$$

$$H_i = X_i - X_{i-1} \quad (5.18)$$

$$T_j = Y_j - Y_{j-1} \quad (5.19)$$

Ak budú známe hodnoty $g_{xx}(X_{i-1}, y)$ a $g_{xx}(X_i, y)$, môžeme určiť $g(x, y)$.

Vieme, že $g_{xx}(x, y)$ je po častiach kubická funkcia premennej y . Riešime teda $(m+1)$ jednosmerných úloh na priamkach $y = Y_j$ pre funkciu $g_{xx}(x, y)$. Jej hodnoty v uzloch sú známe.

Tak dostaneme v sieti D_h funkciu $g_{xxyy}(x, y)$.

Označíme $K_{i,j} = g_{xxyy}(X_i, Y_j)$, potom

$$g_{xx}(X_{i-1}, y) = K_{i-1,j-1} \frac{(Y_j - y)^3}{6T_j} + K_{i-1,j} \frac{(y - Y_{j-1})^3}{6T_j} + (M_{i-1,j-1} - K_{i-1,j-1} \frac{T_j^2}{6}) \frac{(Y_j - y)}{T_j} + (M_{i-1,j} - K_{i-1,j} \frac{T_j^2}{6}) \frac{(y - Y_{j-1})}{T_j} \quad (5.20)$$

$$g_{xx}(X_i, y) = K_{i,j-1} \frac{(Y_j - y)^3}{6T_j} + K_{i,j} \frac{(y - Y_{j-1})^3}{6T_j} + (M_{i,j-1} - K_{i,j-1} \frac{T_j^2}{6}) \frac{(Y_j - y)}{T_j} + (M_{i,j} - K_{i,j} \frac{T_j^2}{6}) \frac{(y - Y_{j-1})}{T_j} \quad (5.21)$$

Pre $g(x, y)$ bude platiť :

$$g(x, y) = g_{xx}(X_{i-1}, y) \frac{(X_i - x)^3}{6H_i} + g_{xx}(X_i, y) \frac{(x - X_{i-1})^3}{6H_i} + \left[g(X_{i-1}, y) - g_{xx}(X_{i-1}, y) \frac{H_i^2}{6} \right] \cdot \frac{(X_i - x)}{H_i} + \left[g(X_i, y) - g_{xx}(X_i, y) \frac{H_i^2}{6} \right] \cdot \frac{(x - X_{i-1})}{H_i} \quad (5.22)$$

Moment SRM ako funkcia dvoch premenných x, y je vypočítaná nasledovne

$$g_M = \frac{\partial \int_0^y g(x, y) dy}{\partial x} = -U_1 \frac{(X_i - x)^2}{2H_i} + U_2 \frac{(-X_{i-1} + x)^2}{2H_i} + (U_3 - U_1 \frac{H_i^2}{6}) \frac{1}{H_i} + (U_4 - U_2 \frac{H_i^2}{6}) \frac{1}{H_i} \quad (5.23)$$

$$\text{kde } U_1 = \int_0^y g_{xx}(X_{i-1}, y) dy, \quad (5.24)$$

$$U_2 = \int_0^y g_{xx}(X_i, y) dy, \quad (5.25)$$

$$U_3 = \int_0^y g(X_{i-1}, y) dy, \quad (5.26)$$

$$U_4 = \int_0^y g(X_i, y) dy \quad (5.27)$$

$$U_2 = \left[\sum_{l=1}^j (M_{i,l} + M_{i,l-1}) \frac{T_l}{2} - (K_{i,l} + K_{i,l-1}) \frac{T_l^3}{24} \right] - K_{i,j-1} \frac{T_j^3}{24} + \left(M_{i,j-1} - K_{i,j-1} \frac{T_j^2}{6} \right) \frac{T_j}{2} - K_{i,j-1} \frac{(Y_j - y)^4}{24T_j} \\ + K_{i,j} \frac{(y - Y_{j-1})^4}{24T_j} - \left(M_{i,j-1} - K_{i,j-1} \frac{T_j^2}{6} \right) \frac{(Y_j - y)^2}{2T_j} + \left(M_{i,j} - K_{i,j} \frac{T_j^2}{6} \right) \frac{(y - Y_{j-1})^2}{2T_j} \quad (5.28)$$

$$U_4 = \left[\sum_{l=1}^j (F_{i,l} + F_{i,l-1}) \frac{T_l}{2} - (N_{i,l} + N_{i,l-1}) \frac{T_l^3}{24} \right] - N_{i,j-1} \frac{T_j^3}{24} + \left(F_{i,j-1} - N_{i,j-1} \frac{T_j^2}{6} \right) \frac{T_j}{2} - N_{i,j-1} \frac{(Y_j - y)^4}{24T_j} \\ + N_{i,j} \frac{(y - Y_{j-1})^4}{24T_j} - \left(F_{i,j-1} - N_{i,j-1} \frac{T_j^2}{6} \right) \frac{(Y_j - y)^2}{2T_j} + \left(F_{i,j} - N_{i,j} \frac{T_j^2}{6} \right) \frac{(y - Y_{j-1})^2}{2T_j} \quad (5.29)$$

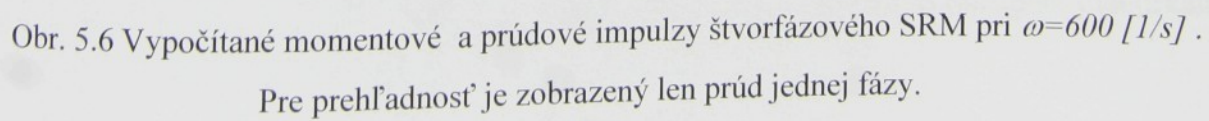
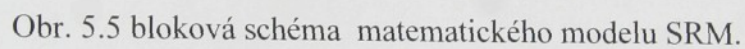
Podobne dostaneme U_1 a U_3 ak do vzorcov (5.28) a (5.29) namiesto i dosadíme $i-1$.

Keďže pri riešení matematických rovníc SRM sa používa numerická derivácia, presnosť náhradnej derivácie je závislá od hladkosti náhradnej funkcie. Vzhľadom na to, že hodnoty tokov sú často získavané na základe merania indukčnosti, kde existuje určitý rozptyl nameraných hodnôt je výhodné pred určovaním funkcie $g(x,y)$ aproximovať hodnoty funkcie $\Psi=f(\Theta)_{/i=\text{konšt}}$ vhodnou metódou a potom určiť funkciu $g(x,y)$. Pri riešení sústav lineárnych rovníc bola použitá Gaussova eliminačná metóda.

Aplikáciou spline-funkcií sa matematický popis SRM stáva systémom nelineárnych diferenciálnych rovníc s počiatočnými podmienkami. Tento systém bol riešený metódou Rungeho-Kutta 4. rádu. Ako programovací prostriedok bol použitý PASCAL.

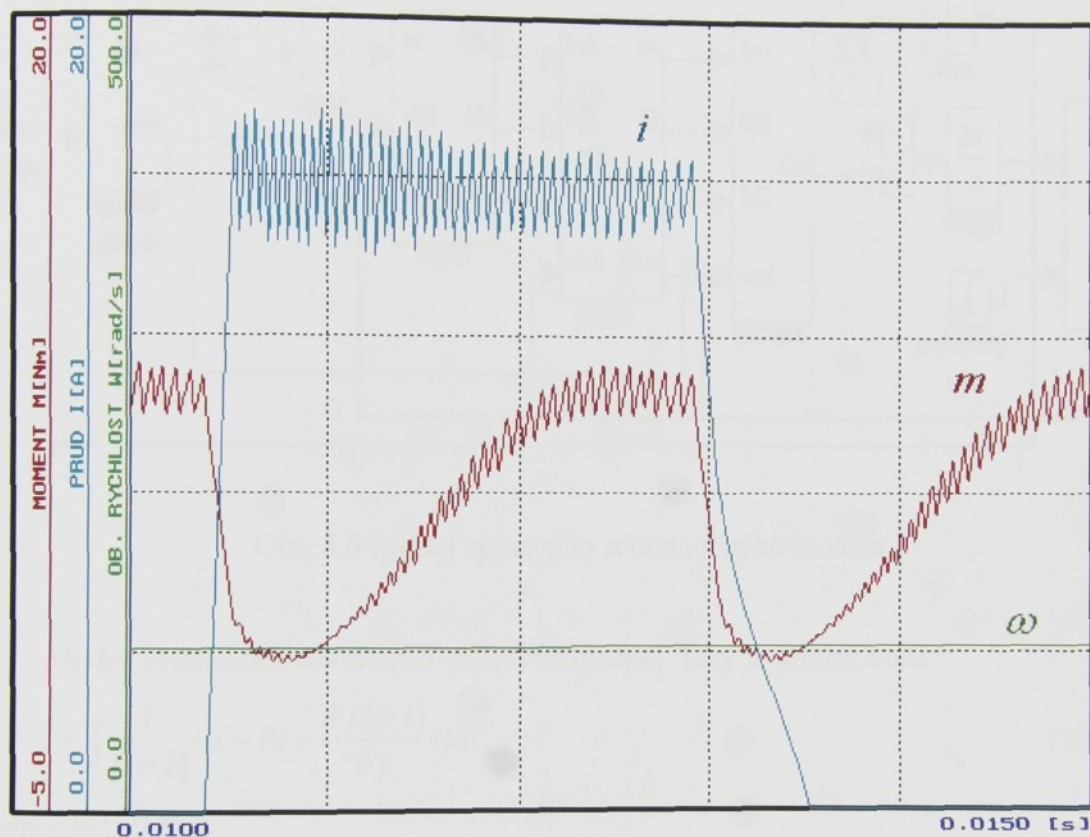
Na obr.5.5 je bloková schéma riešenia matematického modelu SRM pomocou spline funkcií, kde g_{Θ} je parciálna derivácia $g(\Theta, i)$ podľa Θ , g_i je parciálna derivácia $g(\Theta, i)$ podľa i , g_M je moment.

Postup bol aplikovaný na skutočný SRM s parametrami: $2p_1/2p_2=6/4$; $R_1=0.36[\Omega]$, $R_2=0.2[\Omega]$ hodnoty spriahnutého toku $\Psi(\Theta, i)$ boli určené metódou konečných prvkov (obr.5.4). Výsledky simulácie znázorňuje obr.5.6 a obr.5.7. Kvôli prehľadnosti sa zobrazuje



priebeh prúdu len jednej fázy. Na obr.5.6 je zobrazený priebeh prúdového impulzu a priebeh momentových impulzov pri vysokých rýchlostiach. Prúd pri náraste indukčnosti prudko klesá. Na obr.5.7 je prúdový impulz a momentové impulzy pri nízkych otáčkach. Prúd je udržiavaný na požadovanej hodnote spínaním. Okrem okamžitých hodnôt je programom možné počítať stredný moment ako aj dodávaný a odoberaný výkon.

Tento model je možné s výhodou použiť pri navrhovaní SRM. Program, je spracovaný tak, že je možné počítať aj charakteristiky stroja (obr.4.2).



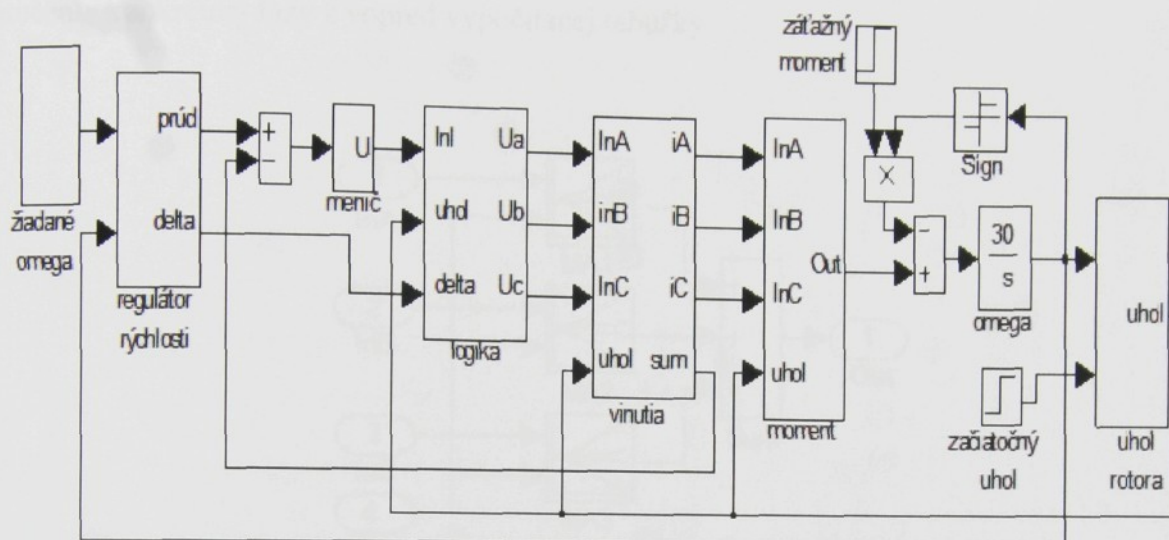
Obr. 5.7 Vypočítané momentové a prúdové impulzy štvorfázového SRM pri $\omega=104$ [1/s].

Pre prehľadnosť je zobrazený len prúd jednej fázy.

5.2 MODEL SRM PRACUJÚCI S TABUĽKOU

Nevýhodou predchádzajúceho riešenia je zložitejšie spájanie modelu motora s modulmi simulujúcimi reguláciu resp. napájací zdroj. Z toho dôvodu bol v programovom prostredí Matlab Simulink vytvorený pomerne jednoduchý model SRM pracujúci s tabuľkami indukčností a momentov [61].

Nelineárna závislosť $L(i, \theta)$ je zohľadnená samostatnou tabuľkou pre každú fázu. Hodnoty indukčností boli počítané metódou konečných prvkov a konfrontované s meraním. Schéma modelu SRM je uvedená na obr.5.8. Schéma obsahuje prúdový regulátor a menič modelovaný releovým členom.



Obr. 5.8 Model spínaného reluktančného motora.

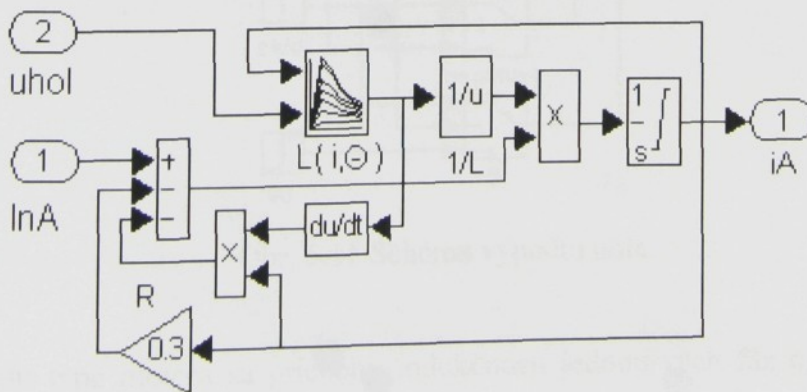
Model vychádza z rovníc (5.1-5.3). Prúd jednej fázy je potom bude

$$i = \int \frac{1}{L(\theta, i)} (u - Ri - \frac{\partial L(\theta, i)}{\partial t} i) dt \quad (5.28)$$

R - odpor jednej fázy

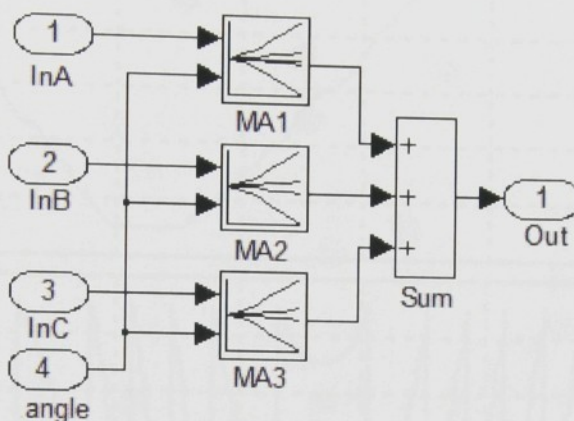
$L(\theta, i)$ – indukčnosť budenej fázy

Zodpovedajúci model jednej fázy je na obr. 5.9. Pretože prúd nadobúda len kladné hodnoty dolná hodnota integrálu je obmedzená na nulu.

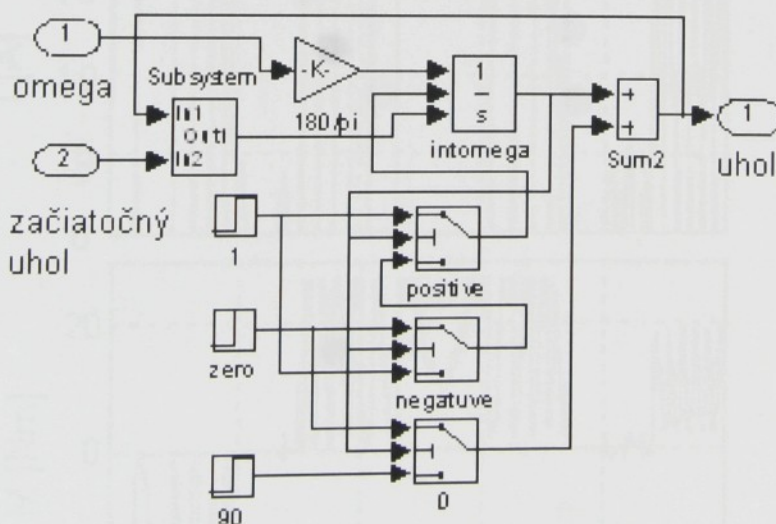


Obr. 5.9 Model vinutia jednej fázy

Moment motora je závislý na prúde budenej fázy a polohe rotora. Jednotlivé fázy sú spínané v minime indukčnosti t.j. v nesúosej polohe. Uhol vedenia každej fázy je nastaviteľný. Logiku správneho spínania jednotlivých fáz zabezpečuje blok „logika“. Blokovaná schéma výpočtu momentov je na obr.5.10. Moment je určovaný na základe prúdu a uhla natočenia konkrétnej fázy z vopred vypočítanej tabuľky.



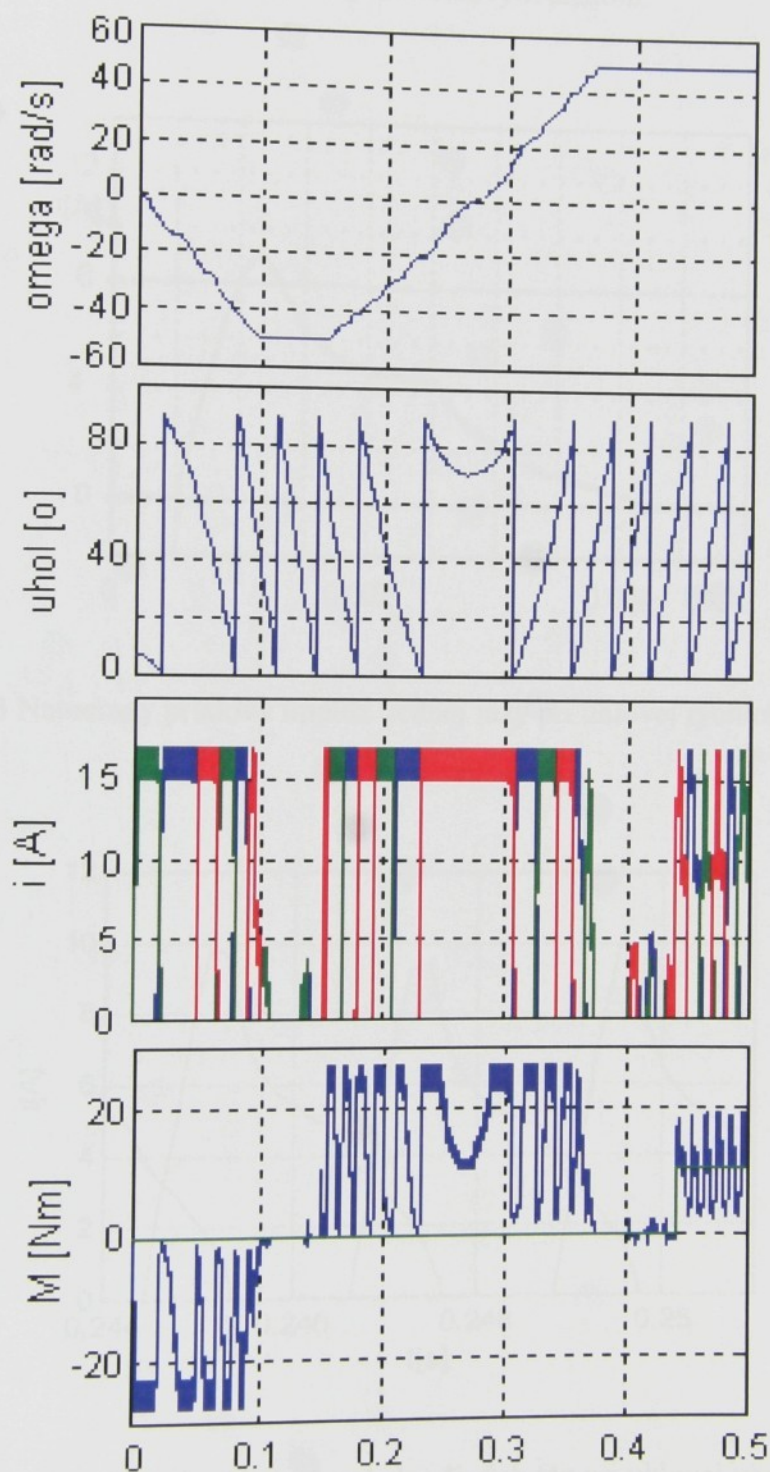
Obr. 5.10 Blokovaná schéma výpočtu momentu



Obr. 5.11 Schéma výpočtu uhla.

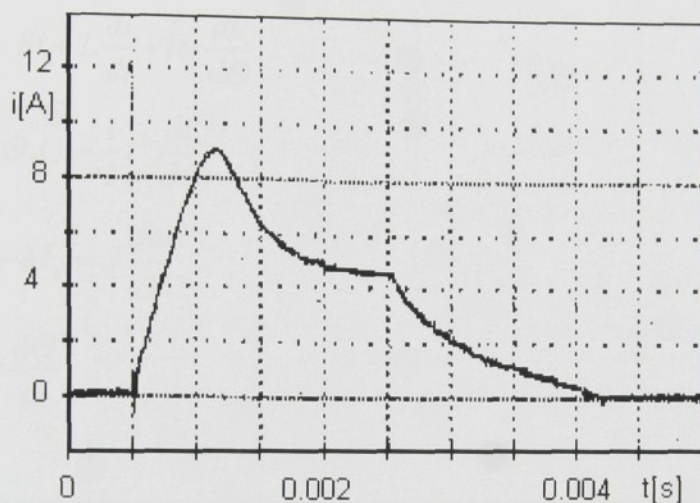
Pri tomto type motora sa priebehy indukčností jednotlivých fáz opakujú v intervale 90° . Preto je uhol po deväťdesiatich stupňoch nulovaný. Blokovaná schéma výpočtu uhla je na

obr.5.11. Pri záporných otáčkach sa uhol odčíta. Na obr.5.12 sú znázornené simulované priebehy otáčok, uhla, prúdov a momentov motora pri rozbehu, reverzácii a následnom zaťažení. Keďže sa jedná o rozsah otáčok -50 až 50 [rad/s] motor sa rozbieha a brzdi s maximálnym prúdom.

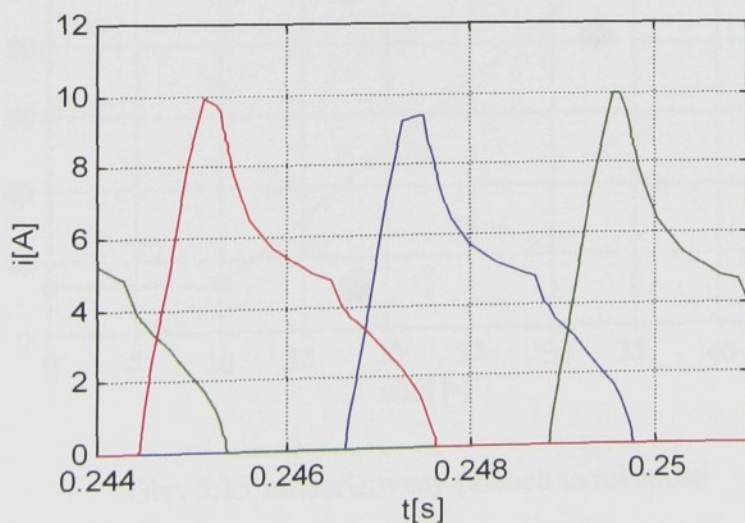


Obr. 5.12 Výsledky simulácie

Presnosť tohto modelu je závislá od počtu a rozmiestnení hodnôt v tabuľkách. Na obr.5.13 je zobrazený nameraný prúdový impulz trojfázového SRM. Pri tých istých podmienkach (t.j. napätie, uhlová rýchlosť, uhol zapnutia a vypnutia) bol vypočítaný prúdový impulz, ktorý je zobrazený na obr.5.14 . Oba priebehy vykazujú pomerne dobrú zhodu vzhľadom na to, že menič bol modelovaný len releovým členom.



Obr. 5.13 Nameraný prúdový impulz jednej fázy pri uhlovej rýchlosti 233 [rad/s].



Obr. 5.14 Vypočítané prúdové impulzy jednotlivých fáz pri uhlovej rýchlosti 233 [rad/s].

5.3 VPLYV LINEARIZÁCIE

Pri vysvetľovaní práce SRM sa zjednodušuje problém tým, že zanedbávame závislosti indukčnosti od prúdu a zakrivenie siločiar vo vzduchovej medzere. Priebeh indukčnosti v tomto prípade môžeme znázorniť lomenou čiarou (po častiach linearizovať), ako ukazuje obr.5.15.

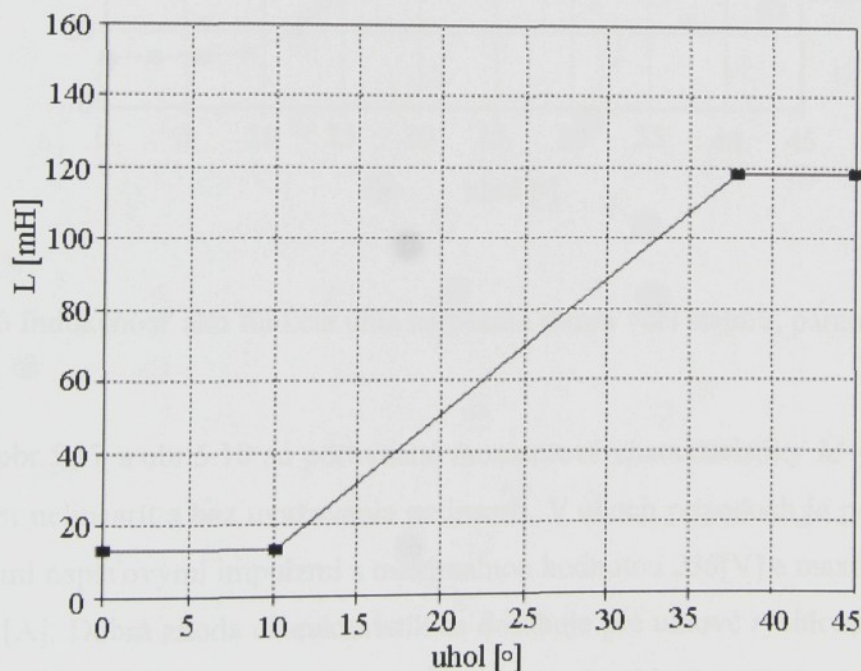
Sústava rovníc [5.1-5.3] sa v tomto prípade zjednoduší na tvar:

$$U = Ri + L \frac{di}{dt} + i\omega \frac{dL}{d\Theta} \quad (5.29)$$

$$M(\Theta, i) = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL}{d\Theta} \quad (5.30)$$

$$M - M_z = J \frac{d\omega}{dt} \quad (5.31)$$

$$\omega = \frac{d\Theta}{dt} \quad (5.32)$$

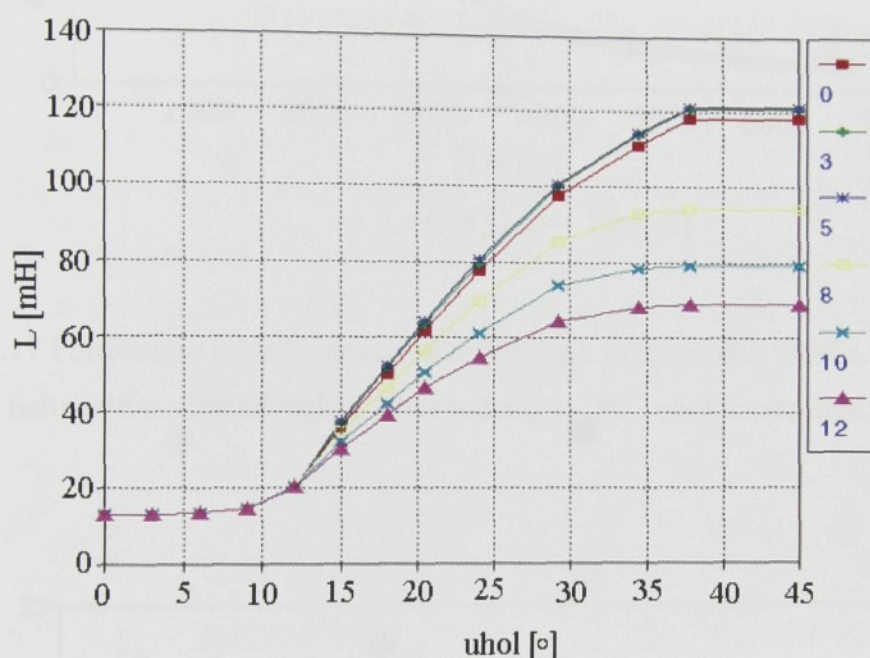


Obr. 5.15 Linearizovaný priebeh indukčnosti

Pre porovnanie vplyvu linearizácie bol ten istý SRM modelovaný pri uvažovaní nelinearít t.j. $L=f(\Theta, i)$ a pri zanedbaní vplyvu nelinearít. Za základ výpočtov linearizovaného priebehu $L(\Theta)$ bolo vzaté meranie pre prúd I [A]. Pre konkrétny stroj je to oblasť keď stroj

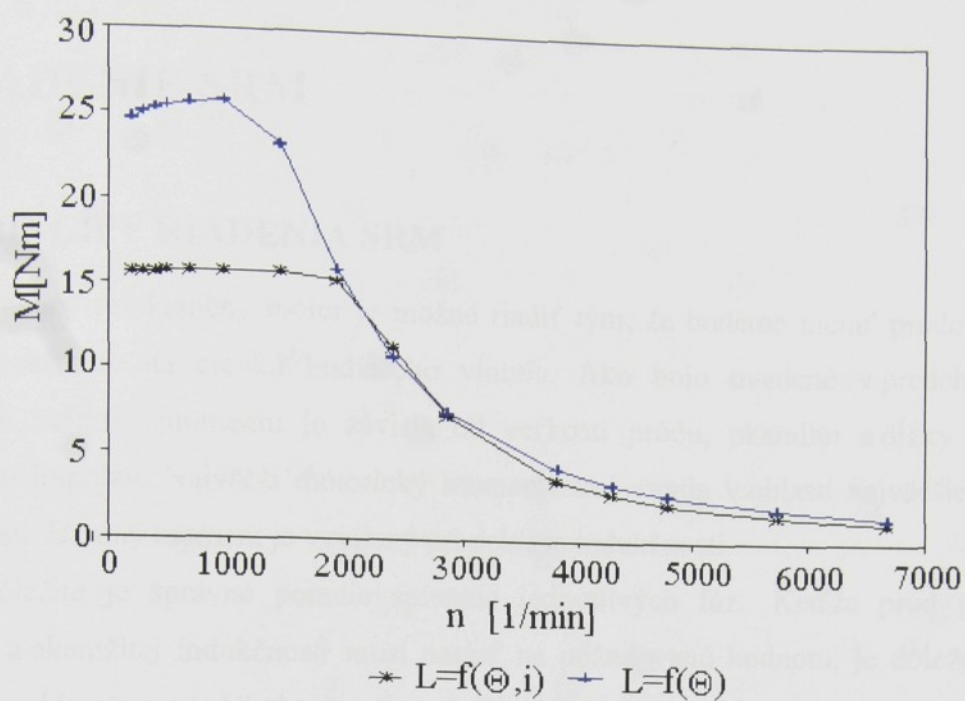
pracuje v lineárnej časti magnetizačnej charakteristiky. Na riešenie rovníc (5.29 - 5.32) bola použitá metóda Runge-Kutta IV. radu. Uživateľský program bol robený v jazyku Turbo Pascal.

Pre porovnanie je na obr.5.16 znázornený vplyv nasýtenia magnetického obvodu na indukčnosť budenej fázy. So zväčšovaním sa prekrytia pólov vzrastá pokles indukčnosti pri prúdoch väčších ako 3 A.

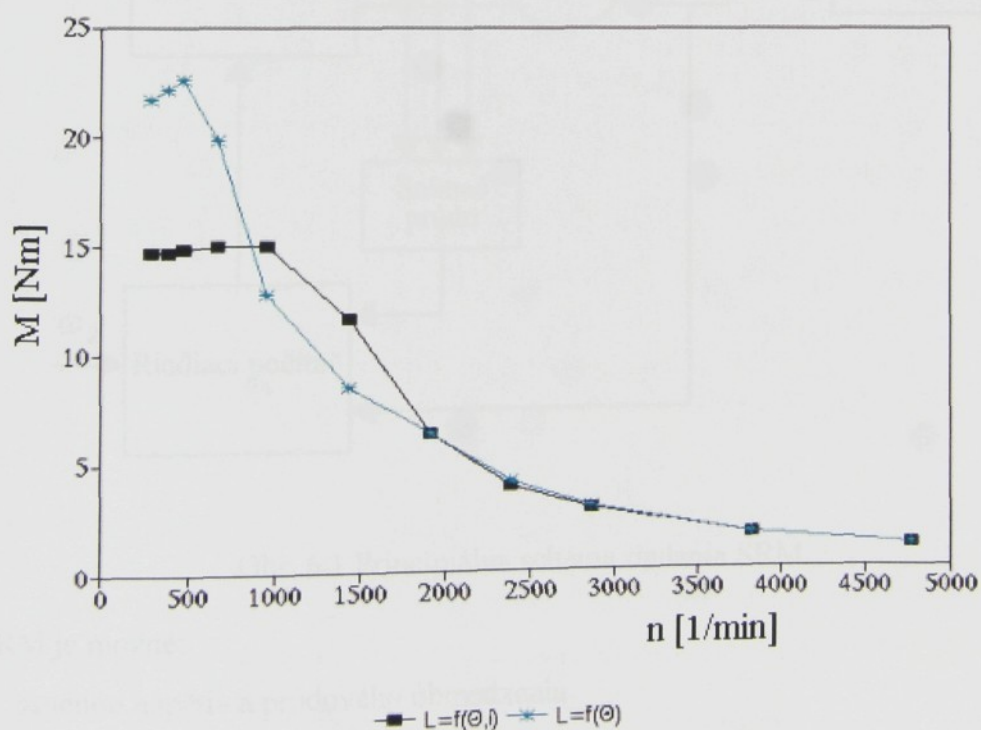


Obr. 5.16 Indukčnosť ako funkcia uhla natočenia rotora voči statoru, parametrom je prúd.

Na obr.5.17 a obr.5.18 sú porovnané momentové charakteristiky $M=f(\omega)$ vypočítané s uvažovaním nelinearit a bez uvažovania nelinearit. V oboch prípadoch je použité napájanie obdĺžnikovými napäťovými impulzmi s maximálnou hodnotou 230[V] a maximálny povolený prúd bol 16 [A]. Dobrá zhoda charakteristík sa dosahuje pre uhlové rýchlosti zodpovedajúce práci SRM v oblasti, pre ktorú platí $M \cdot \omega^2 = \text{konšt.}$ t.j. oblasť vyšších otáčok, keď prúd nedosahuje maximálnej hodnoty. Rozdiely sa pohybujú okolo 10%. V oblasti momentovej charakteristiky, v ktorej stroj pracuje s maximálnym prúdom, budú rozdiely závisieť od sýtenia magnetického obvodu a spínania. Vo vyšetrovaných prípadoch chyba dosahovala aj viac ako 60% (obr.5.17 a obr.5.18).



Obr. 5.17 Porovnanie modelovaných charakteristík trojfázového SRM s uvažovaním nelinearít a s linearizáciou. Uhol vedenia je 30° , uhol zapnutia je 5° .



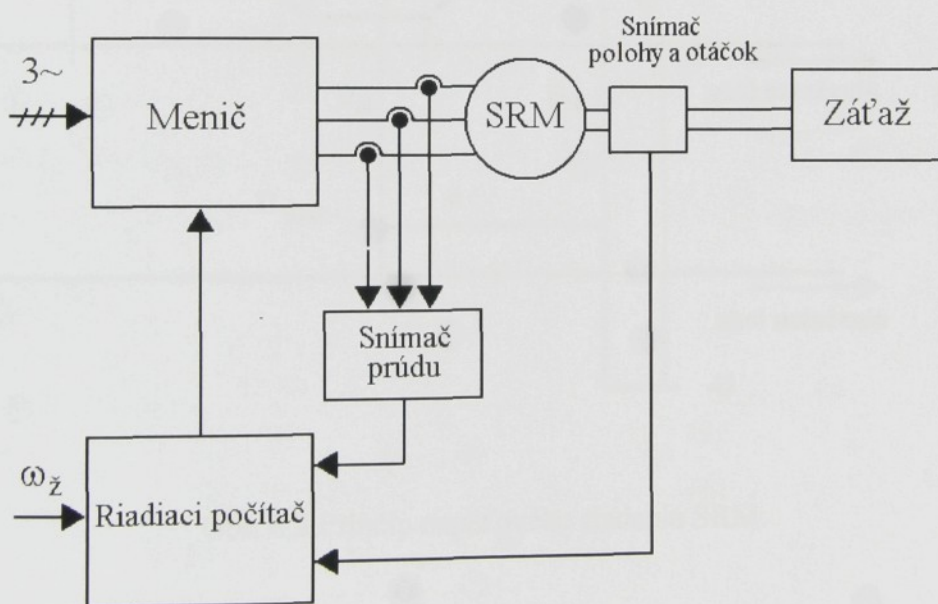
Obr. 5.18 Porovnanie modelovaných charakteristík trojfázového SRM. Uhol vedenia je 30° , uhol zapnutia je 0° .

6 RIADENIE SRM

6.1 PRINCÍPY RIADENIA SRM

Spínaný reluktančný motor je možné riadiť tým, že budeme meniť prúdový impulz, ktorý privádzame na cievku budiaceho vinutia. Ako bolo uvedené v predchádzajúcich kapitolách veľkosť momentu je závislá od veľkosti prúdu, okamihu a dĺžky privedenia prúdového impulzu. Najväčší motorický moment stroj vyvíja v oblasti najväčšieho nárastu indukčnosti. Brzdny moment je vyvíjaný pri poklese indukčnosti.

Dôležité je správne poradie spínania jednotlivých fáz. Keďže prúd pri daných otáčkach a okamžitej indukčnosti musí narásť na požadovanú hodnotu, je dôležité správne nastavenie uhla zapnutia. Uhol vypnutia hrá dôležitú úlohu pri poklese prúdu. Zbytočne veľký uhol vypnutia zvyšuje straty a môže znižovať stredný moment - pri poklese indukčnosti by nemal cievkou už tiecť prúd aby motor nevytváral záporný moment.



Obr. 6.1 Principiálna schéma riadenia SRM

Riadiť SRM je možné:

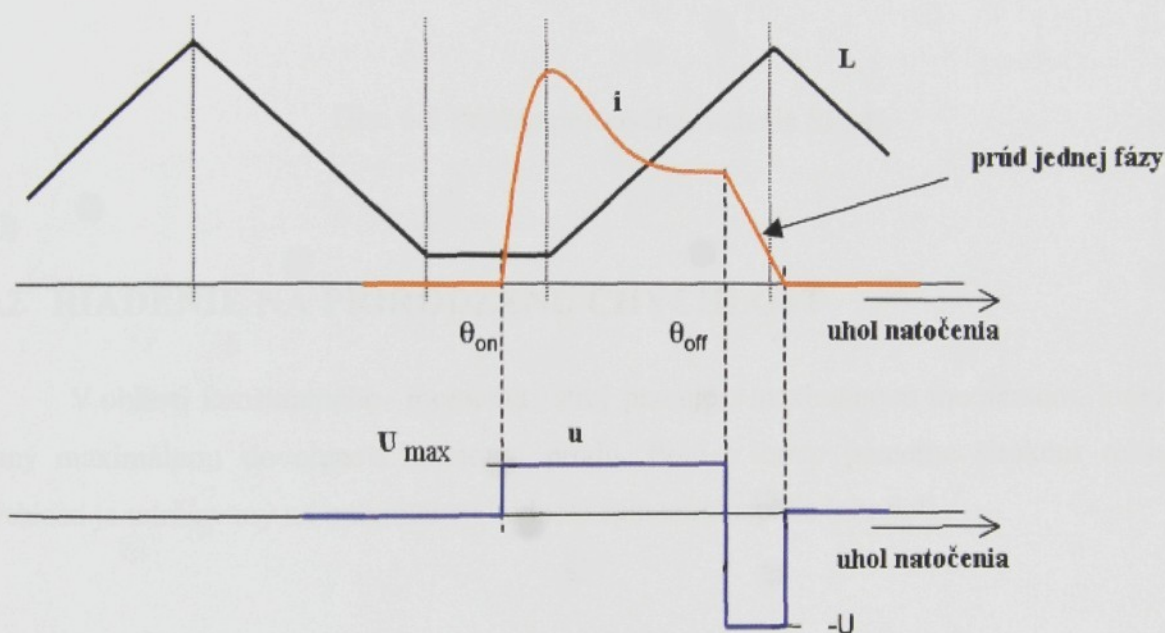
- zmenou napätia a prúdového obmedzenia
- zmenou uhla zapnutia
- zmenou uhla vypnutia
- zmenou dĺžky prúdového impulzu t.j. zmenou uhla zapnutia aj vypnutia

Principiálne môžeme rozdeliť riadenie na

- napät'ové riadenie – napätie je riadené na základe požiadaviek
- prúdové riadenie – prúd je riadený na základe požiadaviek

NAPÄŤOVÉ RIADENIE

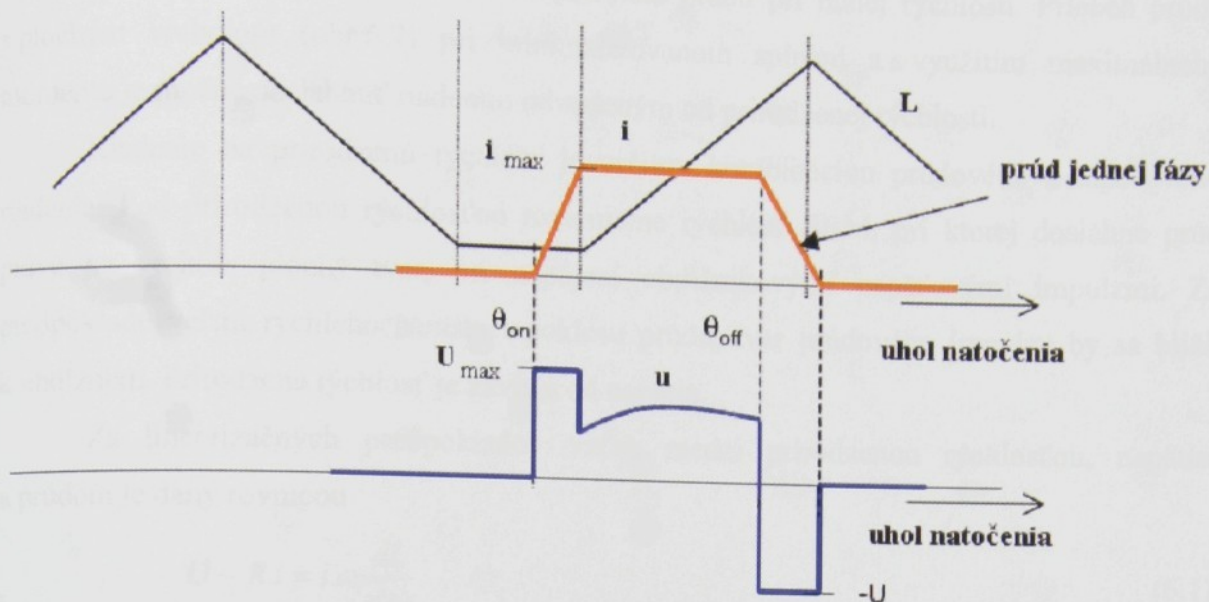
Princíp napät'ového riadenia – jednotlivé fázy sú napájané obdĺžnikovými napät'ovými impulzmi, ktorých dĺžka resp. poloha sa mení podľa požiadaviek. Vhodnou voľbou uhlov zapnutia a vypnutia je možné meniť prúdový impulz a následne moment motora. Princíp napät'ového riadenia ilustruje obr.6.2.



Obr. 6.2 Princíp napät'ového riadenia SRM.

PRÚDOVÉ RIADENIE

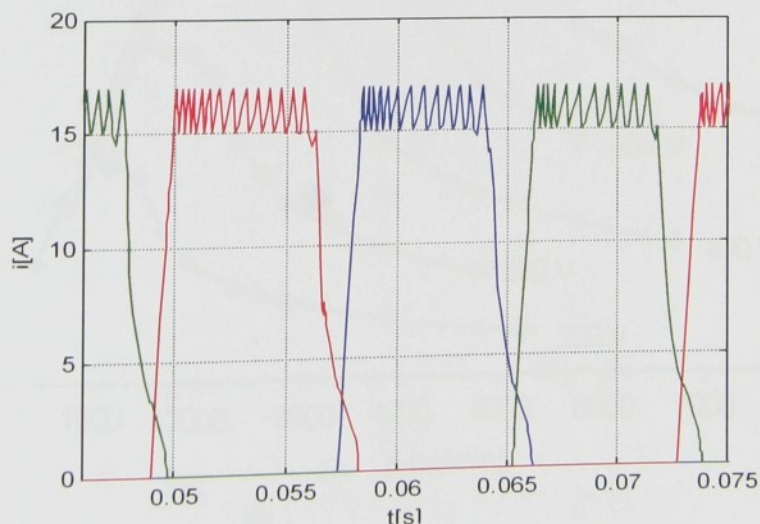
Pri tomto type riadenia hodnotu momentu meníme veľkosťou povolenej maximálnej hodnoty prúdu. Prúdový impulz by sa mal tvarom blížiť k obdĺžniku. Principiálne je tento spôsob riadenia znázornený na obr.6.3.



Obr. 6.3 Princíp prúdového riadenia SRM.

6.2 RIADENIE NA PRIRODZENÚ CHÝCHLOSŤ

V oblasti konštantného momentu stroj pracuje s maximálnym momentom, ktorý je daný maximálnou dovolenou hodnotou prúdu. Prúd v tomto pomerne širokom rozsahu rýchlostí je udržiavaný na maximálnej hodnote spínaním napätia (obr.6.4) .



Obr. 6.4 Priebeh prúdu pri obmedzení veľkosti prúdu spínaním.

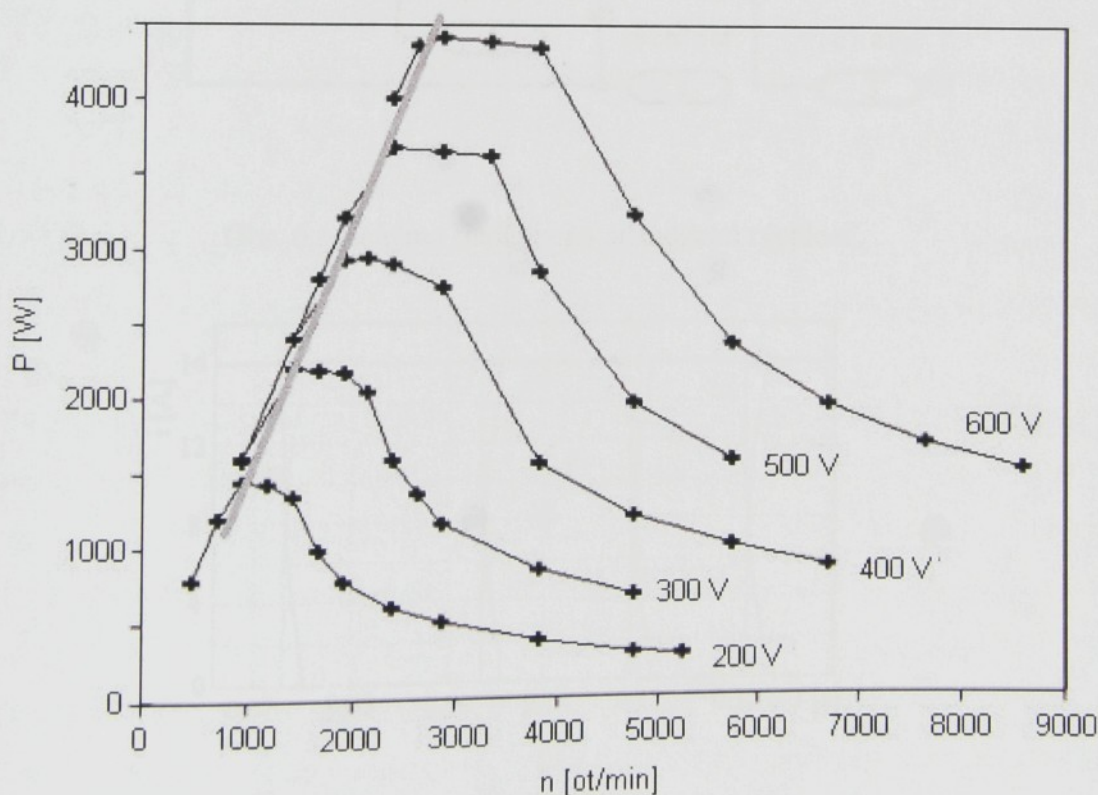
Toto spínanie vnáša kmitavú zložku do priebehu prúdu pri malej rýchlosti. Priebeh prúdu s plochým vrcholom (obr.6.7) pri minimalizovanom spínaní a s využitím maximálneho momentu je možné dosiahnuť riadením odvodeným od prirodzenej rýchlosti.

Riadenie na prirodzenú rýchlosť je určitou kombináciou prúdového a napäťového riadenia. Pod prirodzenou rýchlosťou rozumieme rýchlosť SRM, pri ktorej dosiahne prúd práve na vrchole plochý tvar, pri napájaní obdĺžnikovými napäťovými impulzmi. Za predpokladu veľmi rýchleho nárastu a poklesu prúdu, tvar prúdového impulzu by sa blížil k obdĺžniku. Prirodzená rýchlosť je závislá od napätia.

Za linearizačných predpokladov vzťah medzi prirodzenou rýchlosťou, napätím a prúdom je daný rovnicou

$$U - R.i = i.\omega \frac{dL}{d\Theta} \quad (6.1)$$

Ak simulujeme správanie sa SRM a vypočítame charakteristiku $P=f(n)$ (obr.6.5) pre napájanie obdĺžnikovými napäťovými impulzmi s konštantnou vrcholovou hodnotou, oblasť, ktorá sa približuje k prirodzenej rýchlosti je na rozhraní oblasti konštantného momentu a konštantného výkonu. V tomto bode má prúdový impulz plochý vrchol.

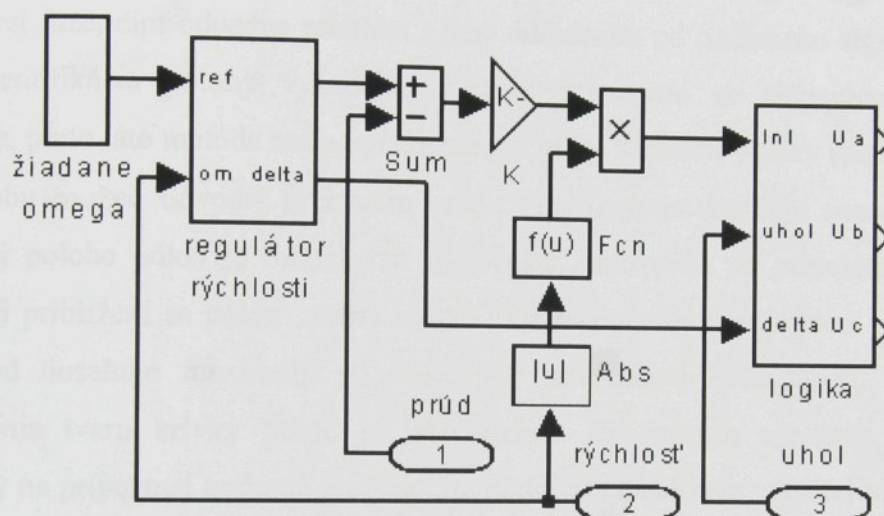


Obr. 6.5 Závislosť $P=f(n)$.

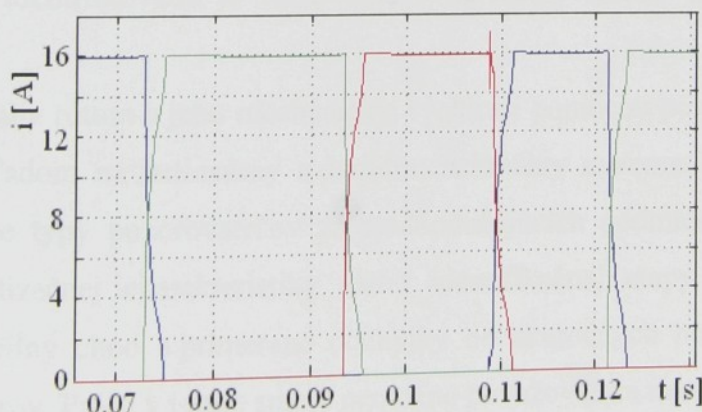
Pre trojfázový motor navrhnutý na Katedre elektrotechniky, mechatroniky a priemyselného inžinierstva boli vypočítané a na obr.6.5 sú vynesené závislosti výkonu od otáčok pri napätí ako parametri. Všetky krivky sú vypočítané pri rovnakom uhle zapnutia $\theta_z=0^\circ$ a uhle vypnutia $\theta_v=28^\circ$. Ak sa napätie vhodne zníži pri danej rýchlosti, zabráni sa tým spínaniu prúdu. Táto závislosť napätia na otáčkach je približne lineárna a v obrázku (obr.6.5) je vyznačená pridanou šedou priamkou. Pre uvažovaný motor je vyjadrená vzťahom

$$u = (\omega + 11.43) / 0.549. \quad (6.2)$$

Schéma modelu riadenia v programe MATLAB Simulink je na obr. 6.6. Vypočítané priebehy prúdov motora sú na obr.6.7.



Obr. 6.6 Schéma riadenia na prirodzenú rýchlosť.



Obr. 6.7 Priebehy prúdu pri riadení na prirodzenú rýchlosť.

Pri regulácii využívajúcej závislosť (6.2) je potrebné si uvedomiť, že táto sa mierne líši pri jednotlivých kombináciách uhlov zapnutia a vypnutia.

7 BEZSNÍMAČOVÉ RIADENIE

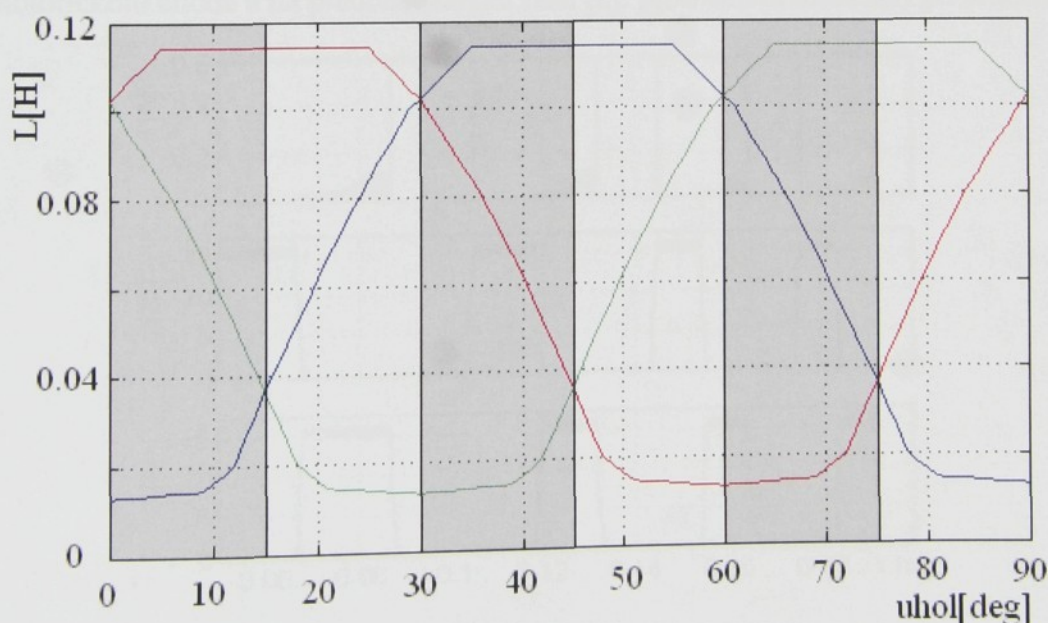
Riadenie SRM si vyžaduje znalosť uhla natočenia z vhodného snímača na hriadeli, čo je v niektorých aplikáciách neželateľné kvôli rozmerom, spoľahlivosti alebo cene. Snaha o odstránenie tejto nevýhody vedie k riadeniu založenom na odhade polohy – sensorless control. Odpovedajúce metódy vykazujú rôzne prístupy k riešeniu úlohy:

- Injektuje sa vhodný prídavný signál (najčastejšie vyššej frekvencie), pomocou ktorého sa indikuje poloha s minimálnou alebo maximálnou indukčnosťou odpovedajúca súhlasnej resp. nesúhlasnej polohe pólu rotora a statora [10], [3]. Prídavný signál sa pripája k bezprúdovej fáze, čím odpadne problém s jeho oddelením od riadiaceho signálu. Dostatočne presná identifikácia polohy vyžaduje zvýšenie frekvencie so stúpajúcou požadovanou rýchlosťou, preto táto metóda našla uplatnenie pre nízke a stredné otáčky motora.
- Polohu možno odvodiť aj z tvaru prúdu fázy (current gradient sensorless control). V nesúsojej polohe pólov je indukčnosť najmenšia, preto prúd po pripojení napätia rýchlo stúpa a pri priblížení sa pólov začne klesať. Pri regeneratívnom brzdení a vzdľavovaní sa pólov prúd dosahuje maximum po dosiahnutí minimálnej indukčnosti. Predpokladom vyhodnotenia tvaru krivky prúdu je jeho zmena. Pri malých otáčkach je však prúd udržiavaný na prípustnej hodnote prepínaním, preto táto metóda je použiteľná iba od určitých otáčok. Oblasťou použitia sú stredné a vysoké rýchlosti. Výhodou sa javí skutočnosť, že sa nevyžaduje predbežná znalosť priebehu indukčnosti od polohy.
- V oblasti spínania prúdov je možné identifikovať polohu na základe doby nárastu resp. poklesu prúdu. Identifikovaná je takto oblasť najväčšej zmeny indukčnosti. Metóda je popísaná v [1].
- Odhad polohy rotora a jeho mechanickej rýchlosti pomocou pozorovateľa ([27], [8]) je problémom vzhľadom na nelineárny a dvojdimenzionálny matematický model SRM. Boli realizované rôzne typy pozorovateľov za zjednodušujúcich podmienok ako je predpoklad lineárnej magnetizačnej charakteristiky alebo identifikačnej etapy na začiatku rozbehu. Dosiahol sa stabilný chod a primerané odchýlky od skutočných hodnôt za cenu použitia rýchlych procesorov. Práce v tomto smere nemožno považovať za uzavreté.
- Umelá neurónová sieť umožňuje vytvoriť model SRM včítane nelineárnych závislostí. Vstupnými veličinami pri off-line predbežnom tréningu sú meraný prúd a estimátor toku, výstupnou veličinou je uhol polohy rotora. Používa sa trojvrstvomá sieť s niekoľkými

desiatkami neurónov [31]. Potom sa neurónový pozorovateľ zapojí do on-line schémy riadenia. Metóda vykazuje vyhovujúce výsledky.

7.1 IDENTIFIKÁCIA ZAČIATOČNEJ POLOHY ROTORA

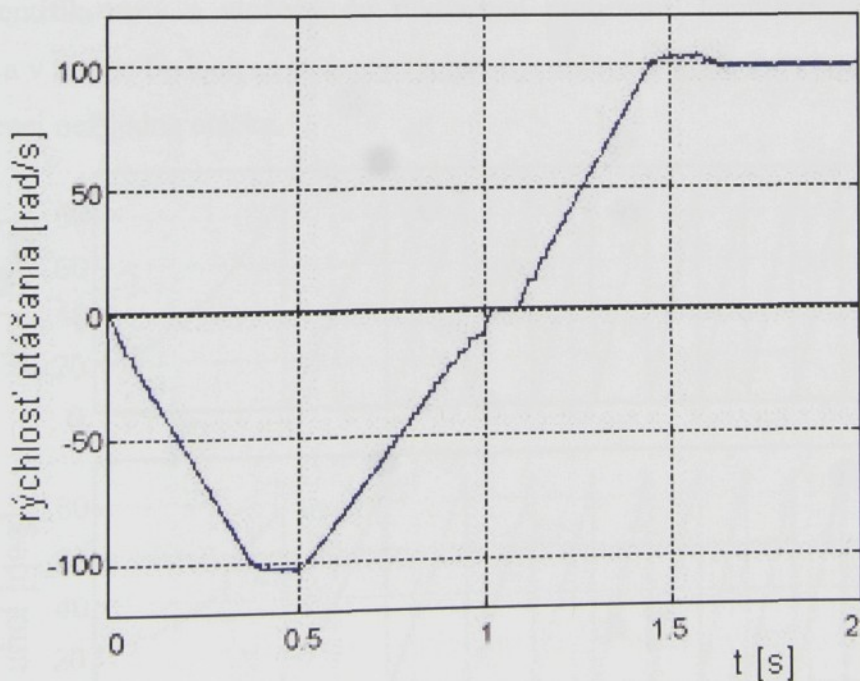
Pri rozbehu motora treba určiť fázu, ktorá bude pripojená ako prvá pre zvolený smer otáčania. Jednou z možností identifikácie začiatkovej polohy rotora je krátkodobé pripnutie napäťového impulzu do všetkých fáz pri nulovej rýchlosti po dobu 1[ms]. Impulz musí byť dostatočne malý, aby vytvorený moment neprekonal trenie. Prúdy fáz sa líšia v dôsledku rôznej polohy rotorových pólov voči pólom statora a im odpovedajúcich indukčností vinutí fáz. Ako príklad je uvedená identifikácia pre motor s počtom pólov 6/4. V tomto type sa priebehy indukčností opakujú po 90° (obr.7.1). Tento uhol je rozdelený do šiestich intervalov a aktuálny interval sa vyberá po vyhodnotení pomeru veľkostí prúdov fáz (dolná časť obr.7.2). Výstupom je uhol, ktorého hodnota je zvolená ako stred nájdeného intervalu. V polohách odpovedajúcich priesečníkom kriviek indukčností možno presne určiť uhly 15, 30, 45, 60, 75, a 90 (bloky v hornej časti obr.7.2). Táto metóda umožňuje identifikovať skutočnú polohu rotora s presnosťou lepšou ako 7.5° , čo postačuje pre daný účel, pretože je potrebné len vybrať jednu z troch fáz a pripojiť na ňu prvý napäťový impulz.



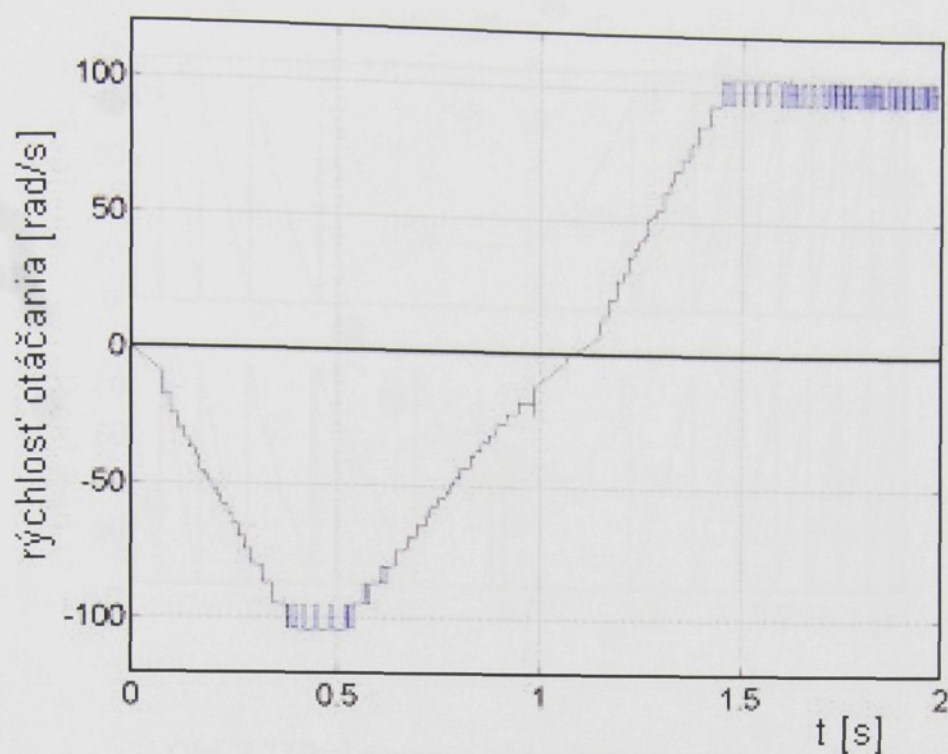
Obr. 7.1 Priebehy indukčností fáz motora.

Motor s pomerom pólov $6/4$ umožňuje identifikovať nesúosú polohu každých 30° . Maximálna hodnota identifikačného signálu odpovedá nesúosej polohe pólov a najmensej indukčnosti, čo umožňuje identifikovať túto polohu. Odhadovaná poloha je upravovaná každých 30° . Delením uhla 30° časom uplynulým od predošlej identifikácie je možné určiť hodnotu rýchlosti a použiť ju pre korekciu odhadovanej rýchlosti. V obr.7.3 sú zachytené prúdy fáz, kde malé hodnoty identifikačného signálu v prvej fáze sú kvôli ilustrácii primerane zväčšené. Pre identifikáciu sú použité štyri rozdielne programové bloky pre obidva smery otáčania v motorickom a brzdnom chode.

Dva nasledujúce obrázky obsahujú krivky rýchlosti z modelu motora a odhadovanej rýchlosti pri rozbehu, reverzácii a zaťažení. Krivka rýchlosti modelu SRM je filtrovaná momentom zotrvačnosti a má o málo vyššiu hodnotu pri ideálnom chode naprázdno v dôsledku pulzujúceho momentu. Po zaťažení stredná hodnota rýchlosti je rovná zadaniu. Odhadovaná krivka rýchlosti v obr.7.5 narastá stupňovite počas prechodného deja a osciluje pri konštantnej rýchlosti. Na konci brzdenia rýchlosť motora je nulová, avšak táto hodnota nie je potvrdená meraním. Keďže odhadovaná rýchlosť ostáva nezmenená do nasledujúcej korekcie a zaostáva za skutočnou hodnotou, je pri prechode nulou potrebná malá bezpečnostná pauza Δt . Táto zabezpečí dosiahnutie zhodnej nulovej hodnoty oboch veličín.

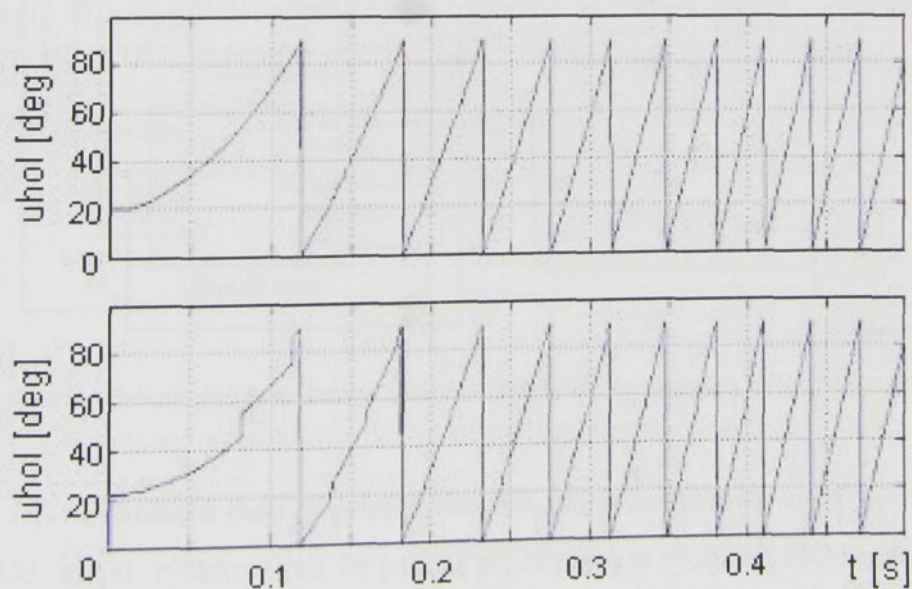


Obr. 7.4 Priebeh skutočnej rýchlosti SRM .

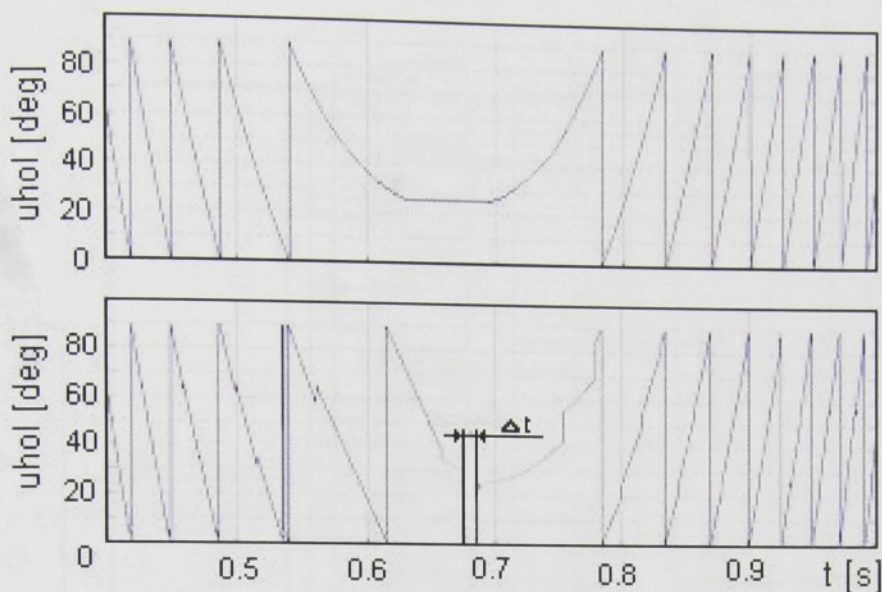


Obr. 7.5 Odhadovaná rýchlosť.

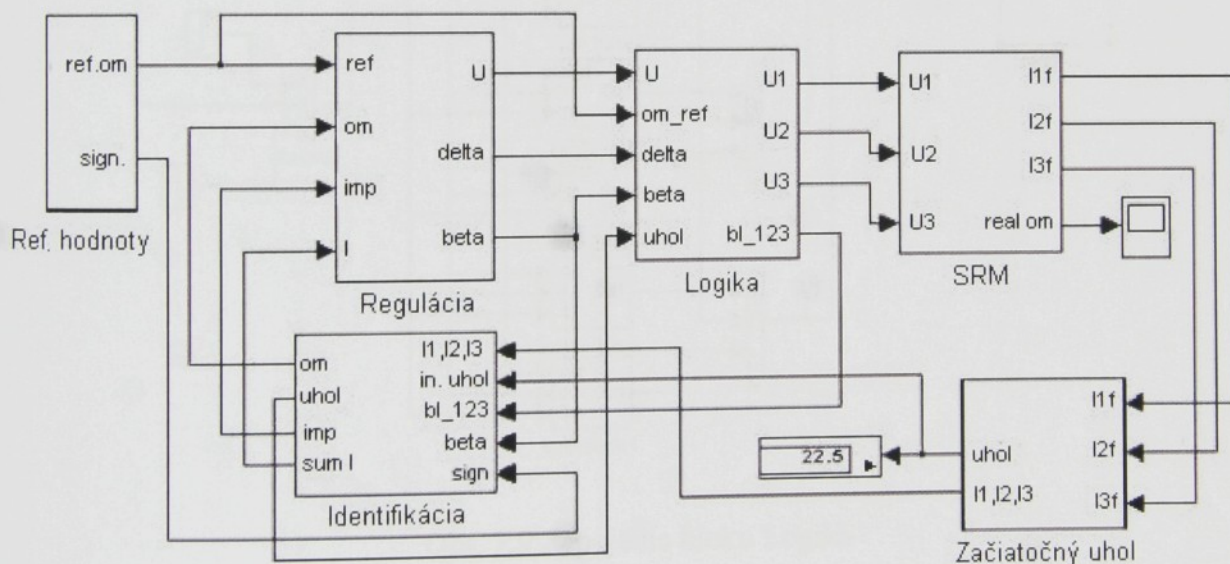
Na obr.7.6 možno porovnať obidva uhly počas rozbehu. Najprv začiatkový uhol rotora je identifikovaný a vložený do riadiaceho programu. Identifikácia uhla prebieha každých 30° a v týchto bodoch sa hodnoty rýchlosti a uhla korigujú. Pre zhodu oboch kriviek postačuje menej než jedna otáčka.



Obr. 7.6 Uhol motora a jeho odhad pri štarte.

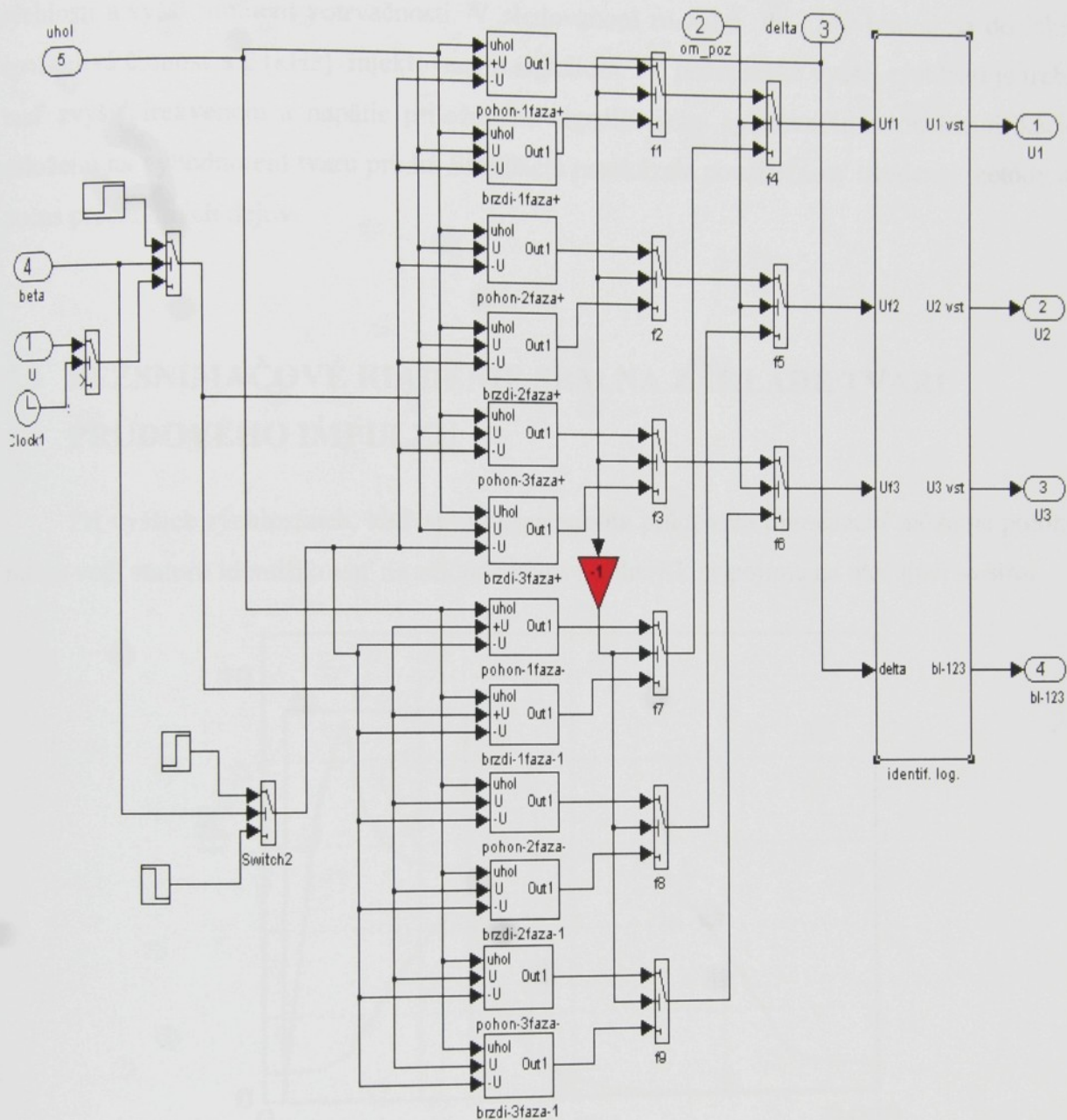


Obr. 7.7 Uhol motora a jeho odhad pri reverzácii.



Obr. 7.8 Bloková schéma modelu bezsnímačové riadenie spínaného reluktančného motora.

Obr.7.7. zobrazuje časový priebeh hodnôt uhlov v blízkosti nulovej rýchlosti a pri reverzácii. Od malej rýchlosti cca 20 [rad/s] pri brzdení je rýchlosť SRM nútené znižovaná bez čakania na odhadovanú hodnotu. Zatiaľ čo uhol motora je už približne konštantný (nulová rýchlosť), odhadovaný uhol sa ešte mení a môže dôjsť k ďalšej identifikácii. Po bezpečnostnej pauze sa opäť identifikuje začiatkový uhol a môže nastať rozbeh v opačnom smere.



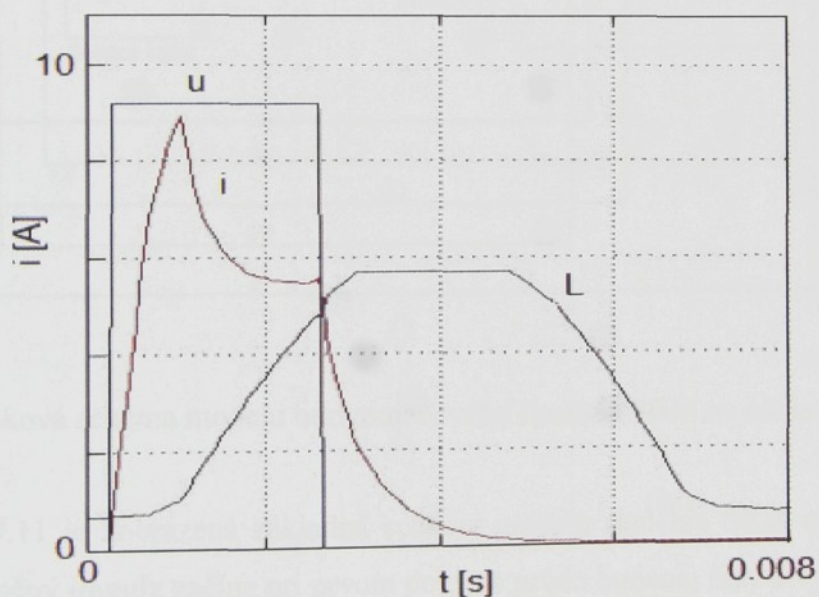
Obr. 7.9 Zapojenie bloku Logika

Obr.7.8 znázorňuje schému použitú pri simulácii. Výstupy riadenia zadávajú do logiky signál riadenia (U), znamienko regulačnej odchýlky rýchlosti ($delta$) a pomocný signál ($beta$), ktorý udáva rýchlosť menšiu než 20 [rad/s] pri brzdení. Výstup bl_123 logiky zadáva identifikačné impulzy prúdov pre spätné väzby. Výstup imp identifikačného bloku určuje dobu korekcie uhla a umožňuje započatie brzdenia v správnom okamžiku. Suma všetkých prúdov $sum\ I$ predstavuje spätnú väzbu riadenia.

Uvedený model bezsnímačového riadenia umožňuje sledovať základné vlastnosti SRM. Použitá metóda identifikácie s vnúteným signálom je vhodná pre nižší rozsah riadenia rýchlosti a vyšší moment zotrvačnosti. V sledovanom rozsahu do 160 [rad/s] sa dosiahla spoľahlivá činnosť s 2 [kHz] injektovaným signálom. Pri požiadavke vyššej rýchlosti je treba buď zvýšiť frekvenciu a napätie priloženého signálu alebo aplikovať metódu identifikácie založenú na vyhodnotení tvaru prúdu. Simulácia preukázala použiteľnosť uvedenej metódy aj počas prechodných dejov.

7.3 BEZSNÍMAČOVÉ RIADENIE SRM NA ZÁKLADE TVARU PRÚDOVÉHO IMPULZU

Pri vyšších rýchlostiach, keď stroj nepracuje na prúdovom obmedzení môžeme polohu rotora voči statoru identifikovať na základe tvaru prúdu. Ak pripojíme na otáčajúci sa stroj

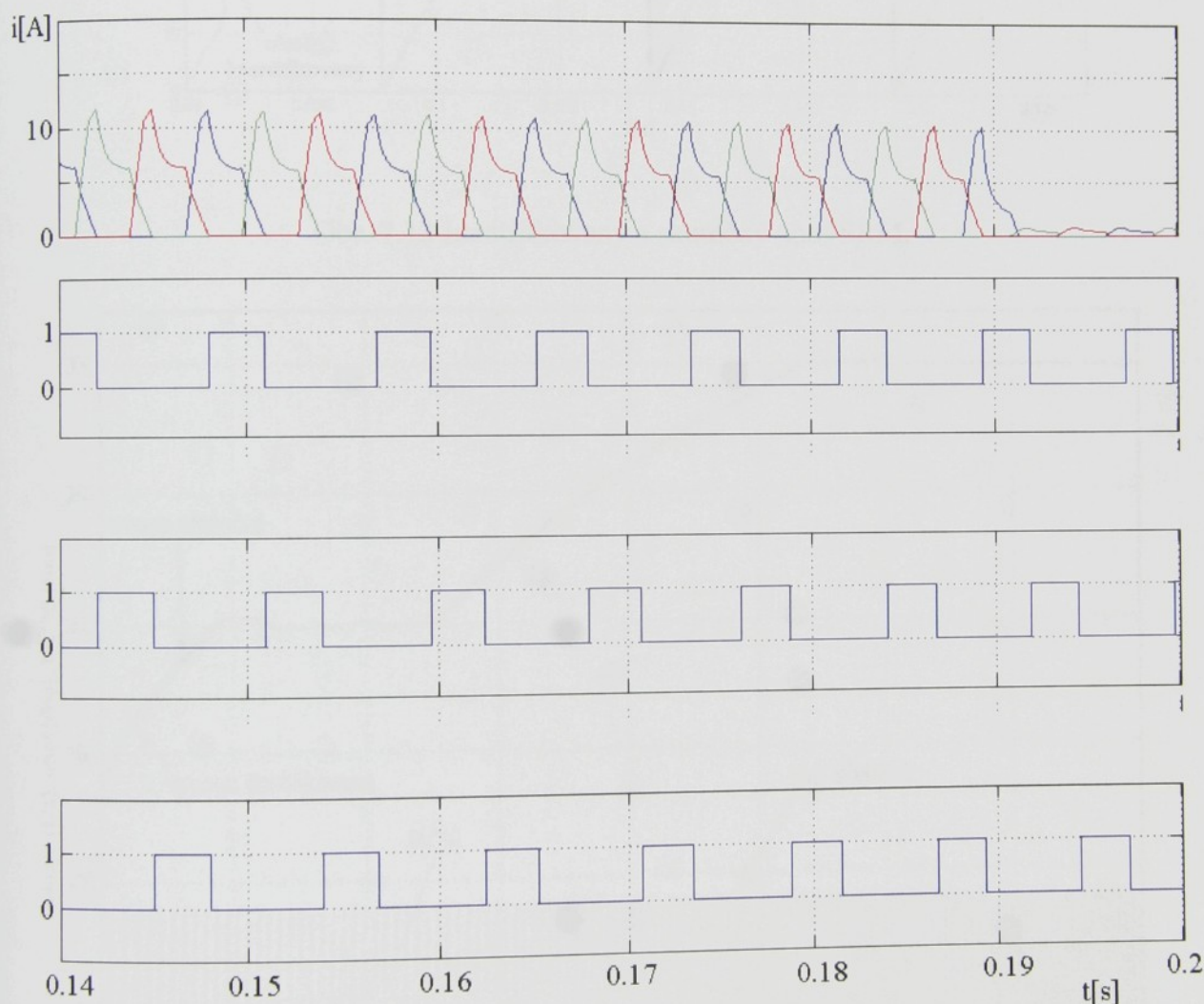


Obr. 7.10 Priebeh prúdu napätia a indukčnosti jednej fázy SRM

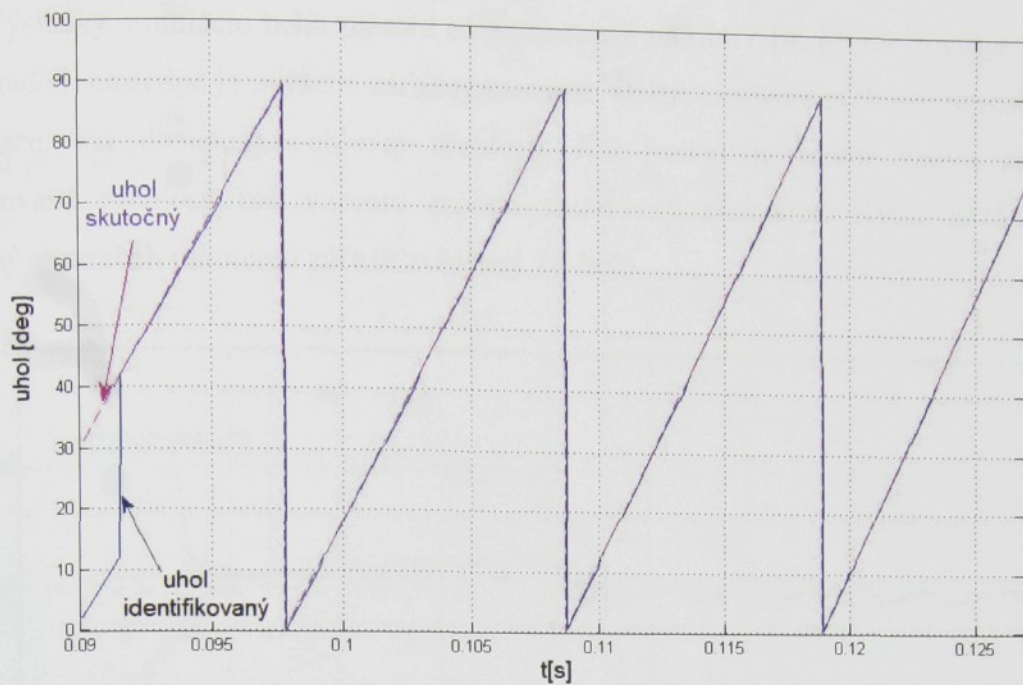
napäťový impulz pri nesúosej polohe statora voči rotoru t.j. motor má minimálnu indukčnosť, prúd začína rýchlo narastať keďže zmena indukčnosti v tejto polohe je nulová. Pri priblížení sa rotorového pólu k statorovému začína sa indukčnosť pomerne rýchlo meniť. Ku poklesu prúdu dochádza v oblasti najväčšieho nárastu indukčnosti t.j. v oblasti keď sa začína rotorový prúd prekryvať so statorovým. Tento princíp znázorňuje obr.7.10. Metóda predpokladá uhol

impulzov a nastavené prúdové obmedzenie. Motor sa rozbieha na potrebné otáčky na základe spínania odvodeného od „skutočnej polohy“. Po dosiahnutí uhlovej rýchlosti $140[\text{rad/s}]$ sa spínanie ako aj riadenie odvíja od identifikovanej polohy a rýchlosti otáčania.

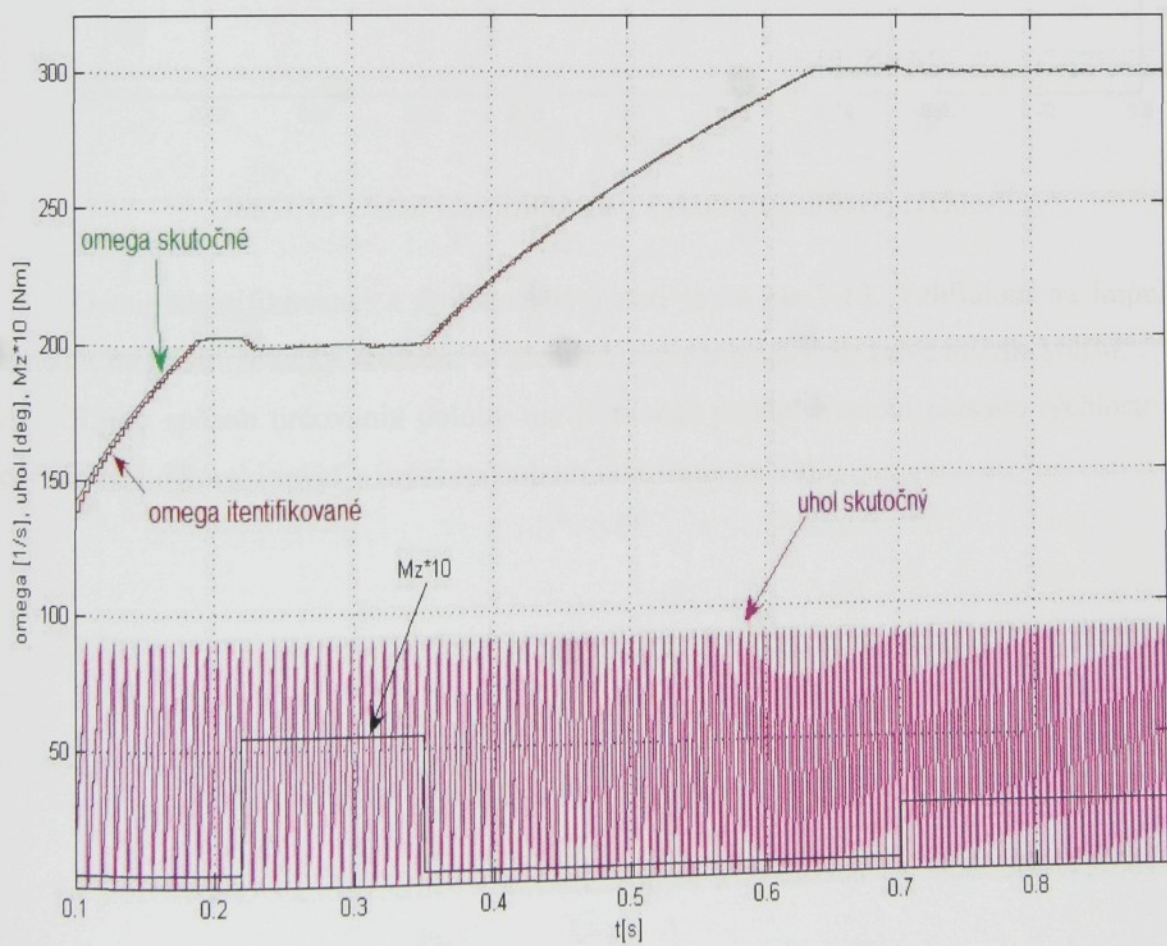
Na obr.7.12 je viditeľná zmena veľkosti prúdového impulzu. Je to dané tým, že motor dosiahol požadované otáčky a záťažný moment je malý. Bolo znížené napätie, keďže dĺžku napäťového impulzu v danom prípade nie je vhodné znížiť pod 15° t.j. regulácie len zmenou dĺžky nájacieho impulzu je nedostatočná. Aj pri takom výraznom znížení prúdu je identifikácia spoľahlivá.



Obr. 7.12 Prúdy jednotlivých fáz a identifikačné impulzy

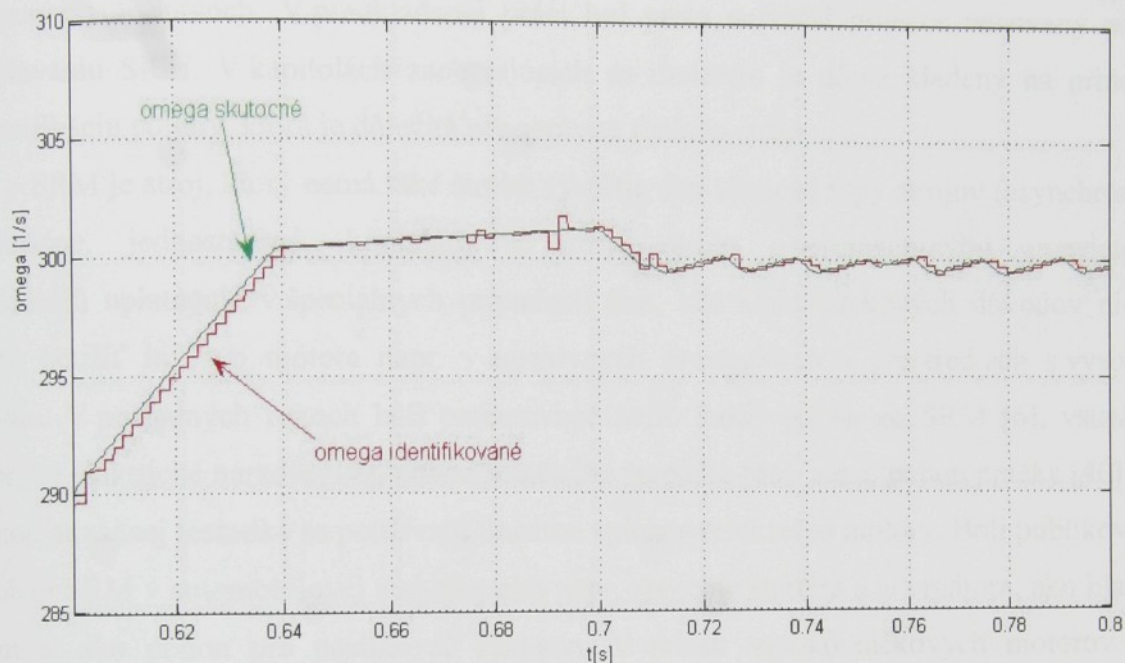


Obr. 7.13 Identifikovaný a skutočný uhol SRM.



Obr. 7.14 Výsledky simulácie.

Výsledky simulácie behu motora sú znázornené na obr.7.14. Motor zvyšuje rýchlosť na 200 [rad/s], následne je zvýšený záťažný moment. Ďalšie zvýšenie rýchlosti je realizované bez záťaže. Pri dosiahnutí uhlovej rýchlosti 300 [rad/s] je motor znovu zaťažný. Identifikovaná rýchlosť má v tomto modeli stupňovitý charakter. Kvôli názornosti je zobrazený aj priebeh momentu záťaže zväčšený 10-krát.



Obr. 7.15 Detail identifikovanej a skutočnej uhlovej rýchlosti

Detail identifikovanej a skutočnej rýchlosti je na obr.7.15. Vzhľadom na impulzný charakter momentu, otáčky skutočné aj identifikované v ustálenom stave mierne kolíšu.

Tento spôsob určovania polohy nie je možné použiť v celom rozsahu rýchlostí a je nevyhnutné ho kombinovať s iným spôsobom určovania polohy.

8 ZÁVER

Spínaný reluktančný motor je vo svojej podstate príkladom nelineárneho systému. Linearizácia, ktorá sa často používa u klasických typov strojov vedie pri tomto type k pomerne veľkej chybe. Pri navrhovaní tohto typu stroja sa nezaobídeme bez modelovania v dynamických stavoch. V predkladanej práci bol preto najväčší priestor venovaný práve modelovaniu SRM. V kapitolách zaoberajúcich sa riadením je dôraz kladený na princípy a identifikáciu polohy, ktorá je dôležitá pre správnu funkciu stroja.

SRM je stroj, ktorý nemá také široké využitie ako klasické typy strojov (asynchrónne, synchronné, jednosmerné, komutátorové resp. stroje s permanentnými magnetmi). Nachádzajú uplatnenie v špeciálnych prípadoch tam, kde s prevádzkových dôvodov nie je možné použiť iný typ motora napr. v agresívnych prostrediach a prostrediach s vysokou teplotou. V posledných rokoch boli patentované napr. lodný pohon so SRM [6], vstavaný motor pre elektrické náradie [11], pohon rotačného čerpadla [46] ale aj pohon pračky [40]. V automatizačnej technike sa používajú lineárne spínané reluktačné motory. Boli publikované aplikácie SRM v automobilovej technike ako napr. spojenie štartéra a alternátora, ako hlavný pohon aj ako pohon pre posilňovač riadenia. V oblasti vysokootáčkových motorov bol použitý SRM ako pohon odstredivky [26], pohon kompresora [26], popisované sú možné aplikácie v leteckom priemysle ako napr. pohon pumpy pre plynovú turbínu [26].

Na zlepšovaní vlastností SR motorov sa stále vo svete pracuje aj keď v menšej miere ako koncom minulého storočia. Ich budúcnosť bude pravdepodobne v jednoúčelových vstavaných pohonoch tam kde sa dajú z výhodou využiť ich výhodné vlastnosti.

Výsledky autorky tejto práce boli prezentované a odborne diskutované v článkoch uverejnených v časopisoch, na medzinárodných konferenciách ako aj v rámci projektu Česko-slovenskej medzivládnej vedecko-technickej spolupráce medzi TU v Liberci, Fakulta mechatroniky a mezioborových inžényrskych študií, Katedra elektrotechniky a TU v Košiciach Fakulta elektrotechniky a informatiky, Katedra elektrotechniky, mechatroniky a priemyselného inžinierstva.

9 LITERATÚRA

- [1] Acarnley P., Hill R. Hooper C.: Detection of Rotor Position in Stepping and switched Motor by monitoring of Current Waveforms. IEEE Transaction on Industrial Electronic, vol. IE-32, No.3, august 1985
- [2] Branštetter, P.: Střídavé regulační pohony. Moderní způsoby řízení, Edičné středisko VŠB-TU Ostrava 1999.
- [3] Bu, J.-Xu, L.: Eliminating Starting Hesitation for Reliable Sensorless Control of Switched Reluctance Motors. IEEE Trans. Ind. Appl. vol 37 (2001), No.1/2, pp.59-66.
- [4] Čorda J.-Mašič S.: Computation of torque pulsation of switched reluctance drive. Int. Conf. in Electrical Machines and Drives, London 1989, pp. 308-311.
- [5] Darson G.E.-Eastham A.R.: Switched Reluctance Motor Torque Characteristics: Finite-Element Analysis and Test Results. IEEE Trans. Ind. Appl., vol.23 (1987), No. 3, pp. 532-537.
- [6] Divljakovic Vojislav V (Us); Neumann David L (Us); Sleder Sr Richard L (Us): Marine propulsion device with a switched reluctance starter motor and generator system, patent č. US6699081, 2.3.2004.
- [7] Dumas M.: Histoire générale des techniques, Tome III, Paris, 1968; Tome IV, Paris, 1978
- [8] Elmas, C.-Zelaya, H.-De La Parra: Position Sensorless Operation of a Switched Reluctance Drive Based on Observer. The EPE Ass., 1993, pp. 82-87.
- [9] Gallegos-Lopez, G.-Kjaer, P.C.-Miller, T.J.E.: A New Sensorless Method for SRM Drives. IEEE Trans. Ind. Appl. 1998, No.4, pp. 832-840.
- [10] Guo, H.J.-Lee, W.B.-Watanabe, T.-Ichinokura, O.: An Improved Sensorless Driving Method of SRM Using Impressed Voltage Pulse. PCC Osaka 2002, pp. 977-980.
- [11] Hempe David A ; Meyer Gary D ; Ebben Roderick N ; Brozek Jeffrey M : Electrical devices including a switched reluctance motor, patent č. US2003163924, 2003.
- [12] Heese Thomas (DE); Crivii Mircea (CH): Two-phase, switched reluctance motor, patent č. WO02097954, 2002.
- [13] Hrabovcová V., Janoušek L., Rafajdus P., Ličko M.: Moderné elektrické stroje, Vydavateľstvo Žilinskej univerzity, 2001.
- [14] Hrabovcová V., Ličko M.: Reluktančný synchrónny motor, EDIS – vydavateľstvo ŽU 2001.
- [15] Hrabovcová V., Rafajdus P., Franko M., Hudák P.: Meranie a modelovanie elektrických strojov, Vydavateľstvo Žilinskej univerzity, 2004.
- [16] Hrabovcová, V.-Rafajdus, P.-Ličko, M.-Janoušek L.: Modelling of the dynamic operation of the SRM drive by Simulink. Proc. Speedam'98, Sorrento, P1, pp. 61-66.
- [17] Chen hao, Xie Guilin: Symmetry of switched reluctance motor drive, PEMC 1996, Vol.2, pp.606-610.
- [18] Ichinokura Osamu (JP); Guo Hai-Jiao (JP); Wakasa Tsuyoshi (Jp): Switched reluctance motor sensorless driver circuit, patent č. WO2004013952, 12.2.2004.
- [19] Inderka, R.B. De Doncker, R.W.: Simple average torque estimation for control of switched reluctance motors. Proc.EPE-PEMC Int.Conf.Košice 2000, vol. 5, pp.176-181.
- [20] Ilić-Spong, M.-Marino, R.-Peresada, S.M-Taylor D.G.: Feedback linearizing control of switched reluctance motors. IEEE Trans. Aut. Control, 1987, vol. AC-32, pp. 371-379
- [21] Kaneda Takasuke; Takahashi Toshimitsu; Saida Hisamitsu: Switched reluctance motor, patent č. JP2005160203, 16.6.2005.
- [22] Kaplan Martin (US); Kokernak James M (US): Switched reluctance motor having improved stator pole design, patent č. US2004155545, 12.8.2004.

- [23] Kim Sang Young (KR): Method for reducing torque ripple of switched reluctance motor, patent č. US2002109476, 2002.
- [24] Kishibe Taro; Saha Subrata; Murakami Hiroshi ; Narazaki Kazushige (JP): Method and apparatus for estimating rotor position and for sensorless control of a switched reluctance motor, patent č. WO2004049552, 10.6.2004.
- [25] Krishnan R.: Switched reluctance motor drives, CRC Press, Boca Raton London New York Washington, DC, 2001.
- [26] Lawrenson, P.J.-Stephenson, J.M.-Čorda, J.- Blenkinson, P.T.-Fulton,: Variable-speed reluctance motors. Proc. IEE, 1980, vol.127, pp. 253-265.
- [27] Lumsdaine, A.-Lang, J.H.: State Observer for Variable Reluctance Motors. IEEE Trans. Ind. Electronics 1990, No.2, pp. 133-142.
- [28] Masahiko Hasegawa, Naoki Tanaka, Akira Chiba, Tadashi Fukao: The Operation Analysis and Efficiency Improvement of Switched Reluctance Motors with High silicon Steel, IEEE 2002, pp.981-986 .
- [29] Magyar F. a kol.: Správa pre priebežnú oponentúru výskumnej úlohy A 06-124-808/DÚ 01 „Elektrický pohon so spínaným reluktančným motorom“, Košice november 1988.
- [30] Mevrow B.: New winding configuration for doubly salient reluctance machines, IEEE Transaction on Industrial Electronic, Vol. 32 No.6, november/december 1996
- [31] Mese, E.-Torrey, D.A.: An Approach for Sensorless Position Estimation for Switched Reluctance Motors Using Artificial Neural Network. IEEE Trans. on Power Electronics, 2002, No.1, pp. 66-75.
- [32] Mecrow Barrie Charles: Switched reluctance motor, patent č. EP1359660, 2003.
- [33] Miller T.J.E.: Brushless permanent-magnet and reluctance motor drives, Clarendon Press-Oxford 1989.
- [34] Morbelli H.H., Raschid M.H.: The switched reluctance motor drives: characteristics and performances. EPE Firenze 1991, Part 1, pp.3989-403.
- [35] Mvungi N.M., Stephenson J.M.: Accurate sensorless rotor position detection in an SR motor, EPE, Firenze 1991, pp. 390-393.
- [36] Nakayama Takatomo: Switched reluctance motor, patent č. JP2002272071, 2002.
- [37] Nakano Shin; Saida Hisamitsu: Switched reluctance motor, patent č. JP2004364368, 24.12.2004.
- [38] Neborák, I.: Modelování a simulace elektrických regulovaných pohonů, Edičné stredisko VŠB-TU Ostrava 2002.
- [39] Omekanda Avoki M.: Method of optimizing performance parameters of a switched reluctance motor, patent č. US2002121876, 2002.
- [40] Peachee C Theodore; Williams Donald J; Randall Steven P: Washing machine including a segmented stator switched reluctance motor, patent č. WO02077352, 3.10.2002
- [41] Pollock C., Williams B.W.: The design and performance of a multiphase switched reluctance drive. EPE Aachen 1989, pp.29-34.
- [42] Ray W.F., Lawrenson P.J., Davis R.M., Stephenson J.M., Fulton N.N., Blake R.J.: High-performance switched reluctance brushless drives, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-22, No.4, july/august 1986.
- [43] Sargos F.M., Záskalický P., Gudefin E.J.: Generalized theory of structures of reluctance step motors, IEEE- industrial applications society meeting, 1993, Toronto, pp.211-216.
- [44] Stephenson J.M., El-Kazendar M.A., Stround R.J.: Torque production and energy circulation in idealised current feed SR motors, ICEM 1988, Pisa, Vol.II, pp.545-550.
- [45] Tanaka Hiroto; Minegishi Sannashi: Switched reluctance motor, parent č. JP2004236369, publikovaný 19.8.2004.

- [46] Tessier Lynn P (Ca); Doyle John P (Ca); Weber James L (Ca): Frameless Switched Reluctance Motor and Application as a Top Drive for a Rotary Pump, patent č. US2005269889, 8.12.2005
- [47] Tomko J., Le Quang Duc: Control of a synchronous Switched Reluctance Motor - Vibration Equipment. PEMC 98, Prague 1998, vol. 3.3, pp.10-14.
- [48] Torrey D.A, Lang J.H: Modelling a nonlinear variable reluctance motor drive. IEE Proc. vol. 137 (1990), Pt. B, pp. 315-326.
- [49] Xu,L.-Yao,J.:A compensated vector control scheme of a synchronous reluctance motor including saturation and iron losses. IEEE Trans. Ind. Appl. vol. 28(1992), pp.1330-1338.
- [50] Zaskalický,P.: Optimisation of excitation of the switched reluctance motor (in Slovak). Acta Electrotechnica and Informatica,. vol.1 (2001), No.1, pp.45-49.
- [51] Zaskalický P., Gudėfin E.J., Sargos F.M.: Reluctance machine with dissymmetrical poles. EDPE 1992, Košice, pp.93-97.
- [52] Žalman M.: Akčné členy,(skriptá) vydavateľstvo STU v Bratislave, 2003.
- [53] Isobe Shinichi; Nakamura Toshiaki: Switched-Reluctance Motor, číslo patentu JP2001309622, 2001.
- [54] Sakuma Masafumi: Switched reluctance motor, číslo patentu US5945761, 31.8.1999.
- [55] Maxim V.: Converters for feeding of switched reluctance motor – review, EDPE 1994 High Tatras, Vol.2, pp.290-295.
- [56] Maxim V., Milly D.: Modeling a nonlinear switched reluctance motor using PSpice, EDPE 1994 High Tatras, Vol.2, pp.287-289.
- [57] Ferková Ž , Zboray L.: Model of the switched reluctance motor with sensorless control, Acta Technica CSAV 48, pp 301-311 (2003), ISSN 0001-7043.
- [58] Le Quang Duc, Ferková Ž.: Modelling of the Switched Reluctance Motor in Dynamical Performance, Journal of Electrical Engineering, Vol.50, NO. 7-8,1999, pp 190-193.
- [59] Ferková Ž., Oetter J.: Switched Reluctance Motor Properties, EDPE'92 Košice, Vol.1,pp 83-86
- [60] Le Quang Duc, Ferková Ž.: Modelling of the Switched Reluctance Motor, EDPE 94, The High Tatras,pp. 284-286
- [61] Ferková,Ž., Zboray, L., Ďurovský,F.: Model and Control of a Switched reluctance Motor. Acta Electrotechnica et informatica , No.2 Vol.2 2002 str.14-18.
- [62] Hrabovcová, V. ; Rafajdus, P; Ferková, Z;: Test and Simulation Results of Switched Reluctance Motor (SRM) Characteristics, EDPE 96, The High Tatras, pp.516-520
- [63] Ferková Ž.: Accuracy of Simulation of the Switched Reluctance Motor Using Linearization, PEMC 98 Prague, pp.86-88
- [64] Le Quang Duc, Ferková Ž.: Control of the Switched Reluctance Motor with Minimisation of Torque Ripple, EDEP'99 ,The High Tatras ,Slovakia,1999, pp. 284-287
- [65] Ferková,Ž.Oetter,J.: Einfluss der Schaltwinkel auf das Verhalten des geschalteten Reluktanzmotos. . Medzinárodná konferencia MicroCAD-SYSTEM 93 Miškolc, sekcia Elektrotechnika, str. 29-36
- [66] Ferková Ž.: The choice of value of airgap in SRM. International Workshop on Electrical Machines in Prague, September 1995, str.48-53.
- [67] Tomko J.,Ferková Ž., Šandor R.: Dynamic Model of Vibration Mill System Driven by Switched Reluctance Motor, MicroCAD'95, Miskolc 1995
- [68] Tomko J., Ferková Ž.: Pohony vibračných zariadení, SYMEP'98, Ostrava, 1998, pp.35-39.
- [69] Ferková Ž.: Model of a Switched reluctance Motor with Application of Natural Speed to current Control, X. International Symposium on Electric machinery in Prague ISEM 2002, pp.34-38.

- [70] Ferková Ž.: Príspevok k výpočtu momentu spínaného reluktančného motora,
Elektrotechnika '89, Zborník prác z 2. vedeckej konferencie Elektrotechnickej fakulty
SVŠT v Bratislave so zahraničnou účasťou Elektrotechnika '89, str.235-340
- [71] Ferková, Ž.: Porovnanie spínaných reluktančných motorov $2p_1/2p_2=8/6$ a $2p_1/2p_2=6/4$,
Proc. of the Int. Colloquium of departments of el. machines, VŠDS Žilina, 1996, s.49-54.