

Trakčný pohon s PMSM – návrh riadiacej štruktúry

Milan Žalman, Peter Kurčík, Miroslav Suchánek

*Slovak University of Technology, Faculty of Electrical Engineering and Information Technology
Ilkovičova 3, 812 19 Bratislava, Slovak Republic
Tel.: +421 2 60291833
e-mail: milan.zalman2@stuba.sk*

Abstrakt : Príspevok sa zaoberá návrhom riadiacej štruktúry trakčného pohonu so synchronným motorom s permanentnými magnetmi (PMSM). Podrobne je opísaný návrh a realizácia rýchlostného servosystému s odbudzvaním. Výsledky návrhu sú overené na hybridnom simulačnom modeli v prostredí Matlab Simulink.

Kľúčové slová : Synchronný motor s permanentnými magnetmi- PMSM, vektorové riadenie, generátor momentu, trakčný pohon, rýchlostný servosystém,

1 ÚVOD

Synchronný motor s permanentnými magnetmi- PMSM (Permanent Magnet Synchronous Motor) je v oblasti trakčných pohonov relatívne novou jednotkou. Aplikácie PMSM sa začali v trakcii objavovať vo väčšej miere posledných desiatich rokov, najprv prevažne v elektrických a hybridných pohonoch cestných vozidiel. V súčasnosti sa aplikácie PMSM rozširujú aj v oblasti koľajových vozidiel mestskej dopravy, ako aj vozidiel železničnej dopravy s výkonmi do 300 kW [1,3].

Motory PMSM dosahujú viac ako dvojnásobného zmenšenia rozmerov s hmotnosťou oproti asynchrónnemu motoru toho istého typového rozmeru (výkon, otáčky). Táto výhoda vynikne predovšetkým pri nízkopodlažných koľajových vozidlách. Zmenšenie rozmerov a hmotnosti motora predurčuje PMSM pre bezprevodkové pohony. PMSM je potom konštruovaný ako stroj pomalobežný, mnohópólový (viac ako 40 pólov). Ďalšou výhodou bezprevodkového pohonu s PMSM oproti pohonu s rýchlobežným AM je väčšia účinnosť, daná neexistenciou joulových strát v rotore a strát v prevodovke [2].

Trakčné pohony s PMSM majú oproti pohonom s AM zložitejšiu drahšiu konštrukciu a o problematickejšie riešenie havarijných stavov, dané nemožnosťou odbudenia stroja. Aj cez tieto dlhšie nevýhody sa použitie PMSM sa najmä v ľahkej trakcii stále rozširuje.

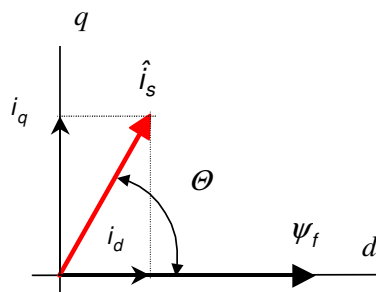
2 DYNAMICKÉ RIADENIE SMPM

Návrh riadiacej štruktúry SMPM vychádza z požiadavky zabezpečiť dynamické riadenie elektromagnetického momentu motora nielen v režime konštantného magnetického toku, ale aj pri odbudzovaní. Z teoretického hľadiska je možné aplikovať metódy nelineárneho riadenia, medzi ktoré patrí aj metóda vektorového riadenia (Field Oriented Control FOC).

Princíp tejto metódy vystihuje vzťah pre moment motora PMSM (1), z ktorého vyplýva, že maximálnu hodnotu momentu je možné dosiahnuť ak platí vzťah (3). Moment motora, keďže $\psi_f = konst$, je potom skalárnou funkciou statorového prúdu (4).

Vzťah pre moment synchronného s PM motora obsahuje zložku synchronizačného a reaktívneho momentu. Reaktívna zložka momentu je pri vektorovom riadení, v režime konštantného toku nulová.

$$M_m = \frac{3}{2} p' (\psi_d i_q - \psi_q i_d) = \frac{3}{2} p' [\psi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \quad (1)$$



Obr. .1 Vektorový diagram satorového prúdu v súradnicovom systéme d, q

Vektor satorového prúdu v súradnicovom systéme d, q , podľa Obr.1, sa rozkladá na momentotvornú- i_q a tokotvornú- i_d zložku vektora satorového prúdu.

$$\begin{aligned} i_q &= i_s \cos \Theta \\ i_d &= i_s \sin \Theta \end{aligned} \quad (2)$$

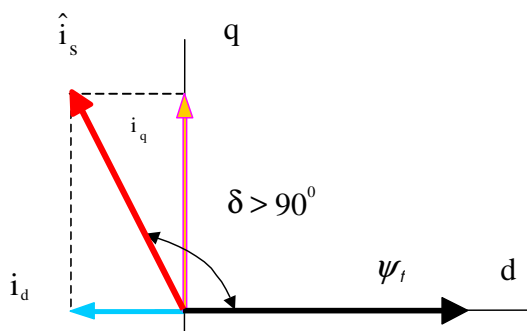
V režime konštantného magnetického toku, pri dynamickom riadení PMSM je možné celý satorový prúd realizovať ako momentotvornú zložku. Platí

$$\begin{aligned} \hat{i}_s &= i_q \\ i_d &= 0 \end{aligned} \quad \text{potom } \Theta = 90^\circ \quad (3)$$

$$M_m = M_{ms} = \frac{3}{2} p' \psi_f i_q = K_m i_q \quad (4)$$

$$K_m = \frac{3}{2} p' \psi_f$$

Vektorové riadenia SMPM umožňuje odbudzovať magnetický tok tokotvornou zložkou satorového prúdu i_d , Obr.2.

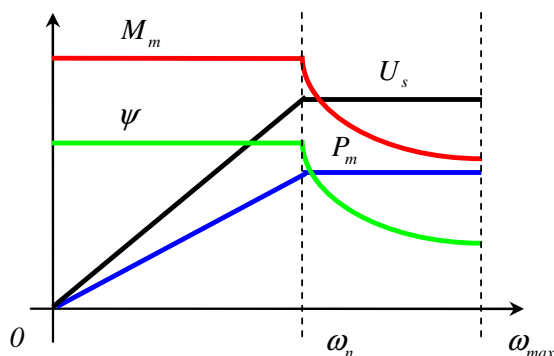


Obr. 2 Vektorový diagram satorového prúdu a toku pri vektorovom riadení PMSM v režime odbudzovania toku

Predmetom návrhu riadiacej štruktúry rýchlostného servosystému je zabezpečiť riadenie uhlovej rýchlosti rotora SMPM v dvoch oblastiach , Obr.3:

I $\omega \in (0, \omega_n)$ -v režime konštatného toku (alebo momentu)

II- $\omega \in (\omega_n, \omega_{max})$ v režime konštatného napätia (výkonu)



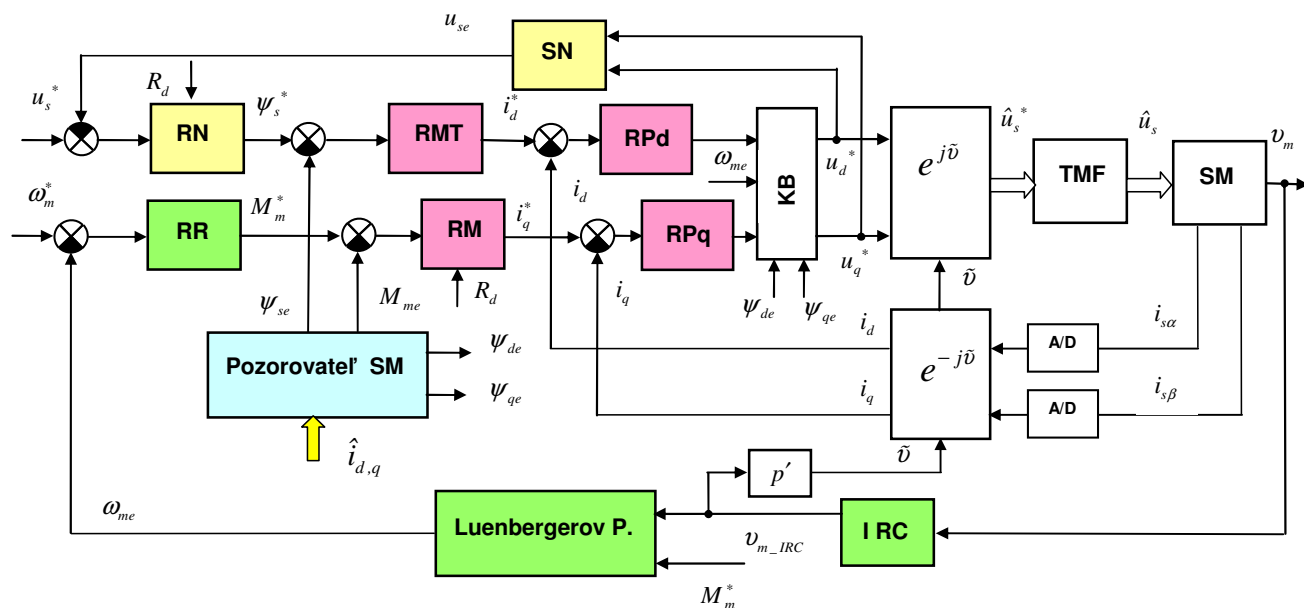
Obr. 3 Regulačný rozsah rýchlostného servopohonu

3 RÝCHLOSTNÝ TRAKČNÝ SERVOSYSTÉM SO SM PM S ODBUDZOVANÍM

Na Obr.4 je zobrazená bloková schéma rýchlostného servosystému s PMSM s odbudzovaním magnetického toku. Rýchlostný servopohon so SMPM obsahuje generátor elektromagnetického momentu- GM s priamym vektorovým riadením. Súčasťou GM sú regulačné obvody tokotvorne ROP_d a momentotvornej ROP_q zložky vektora statorového prúdu. Regulačný obvod magnetického toku ROMT umožňuje priame riadenie modulu vektora toku rotora ψ_s . Regulačný obvod momentu ROM zabezpečuje priame riadenie elektromagnetického momentu motora . Riadenie stavových veličín (toku a momentu) umožňuje pozorovateľ AM. Nadradeným regulačným obvodom momentu je regulačný obvod rýchlosti .

Regulačný obvod rýchlosti využíva snímač polohy IRC a Luenbergerov pozorovateľ-LP . Nadradeným regulačným obvodom magnetického toku ROMT je regulačný obvod napätia RON. Regulačný obvod napätia umožňuje odbudzovať magnetický tok AM v režime konštantného statorového napätia $U_s = \text{konst.}$ Regulačná štruktúra vyžaduje kompenzačný blok krížových väzieb.

Regulátory momentu a napätia sú navrhované ako adaptívne regulátory. Návrh adaptívnych regulátorov bude podrobne uvedený v ďalšej časti. Dynamika regulátorov je volená z hľadiska požadovaného frekvenčného pásma priepustnosti.



Obr. 4 ROR SMPM s odbudzovaním magnetického toku

Legenda:

RN – regulátor napätia,

SN – snímač napätia U_s ,

RMT – regulátor magnetického toku,

RPd– regulátor tokotvornej zložky vektora satorového prúdu i_d ,

RPq – regulátor momentotvornej- zložky vektora satorového prúdu i_q ,

RM – regulátor momentu ,

RR – regulátor rýchlosti,

IRC – inkrementálny snímač polohy, $N=512\text{imp/ot}$

LP – Luenbergerov pozorovateľ

SM – synchronný trakčný motor s permanentnými magnetmi-SM

A/D – analógovo-digitálny 10-bitový prevodník.

Model pozorovateľa SMPM v blokovej schéme Obr.4 , je vyjadrený vzťahmi:

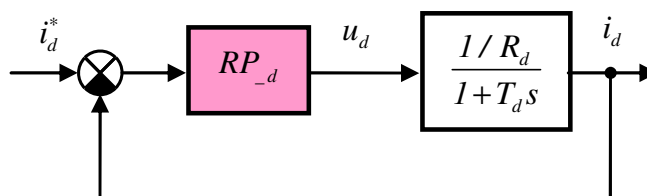
$$\begin{aligned} \psi_{sd} &= \psi_f + L_d i_d \\ \psi_{sq} &= L_q i_q \\ M_m &= \frac{3}{2} p' (\psi_{sd} i_q - \psi_{sq} i_d) \\ \psi_s &= \sqrt{\psi_{sd}^2 + \psi_{sq}^2} \end{aligned} \tag{5}$$

Kompenzačný blok krížových väzieb- KB v blokovej schéme obr.4 je vyjadrený vzťahmi

$$\begin{aligned} u_d^* &= u_{d1}^* - L_q i_q \omega \\ u_q^* &= u_{q1}^* + L_d i_d \omega \end{aligned} \quad (6)$$

Návrh regulátorov zložiek vektora statorového prúdu SMPM

Pri návrhoch regulátorov budeme zanedbávať krížové väzby v modeli SMPM. Zjednodušený fyzikálny model regulačného obvodu *Obr.5*, neobsahuje dynamický model meniča frekvencie. Regulovaná sústava je charakterizovaná sústavou 1.rádu.



Obr. 5 Model regulačného obvodu prúdu i_d SMPM

Prenosová funkcia regulovanej sústavy má tvar:

$$G_d(s) = \frac{i_d(s)}{u_d^*(s)} = \frac{K_{pd}}{T_d s + 1} \quad \text{kde } K_{pd} = \frac{1}{R_d} \text{ a } T_d = \frac{L_d}{R_d} \quad (7)$$

Parametre diskrétného PS regulátora navrhnuté metódou inverznej dynamiky pre periódu vzorkovania T_v a rýchlosť regulácie T_{wid} vyjadruje prenosová funkcia :

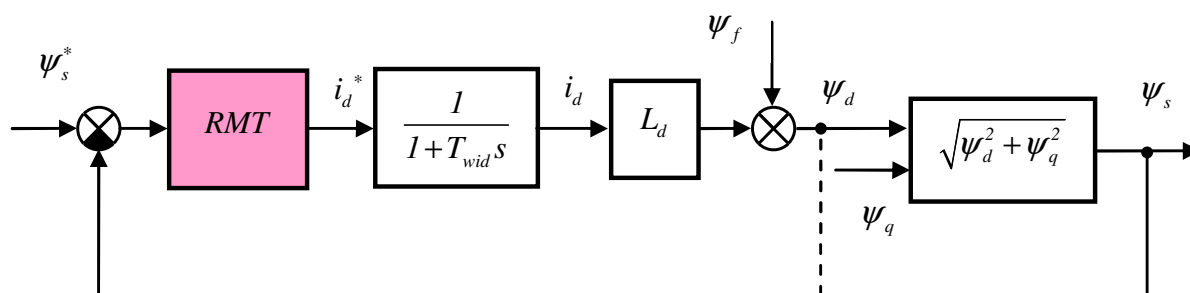
$$G_{RP_d}(z) = K_{id} \left(1 + \frac{T_v}{T_{id}} \frac{z}{z-1} \right) K_{id} = \frac{2T_d}{K_{pd}(2T_{wd} + T_v)} T_{id} = T_d - \frac{T_v}{2} \quad (8)$$

T_{wid} – je požadovaná rýchlosť regulácie ROP_d ,

Návrh regulátora prúdu RP_q je kvalitatívne zhodný s návrhom regulátora prúdu ROP_d .

Návrh regulátora regulátora magnetického toku *RMT*

V štruktúre priameho vektorového riadenia je regulátor magnetického toku *RMT* nadradený regulátoru prúdu RP_d . Prenosová funkcia magnetického toku vyplýva z modelu AM. Bloková schéma regulačného obvodu magnetického toku je na *Obr.6*.



Obr. 6 Regulačný obvod magnetického toku, RMT

Zjednodušená prenosová funkcia regulovanej sústavy je

$$G_{mt}(s) = \frac{\psi_s(s)}{i_d^*(s)} \cong \frac{\psi_d(s)}{i_d^*(s)} = \frac{K_{mt}}{T_{mt}s + 1}, \quad \text{kde } T_{mt} = T_{wid} \text{ a } K_{mt} = L_d \quad (9)$$

Prenosová funkcia PS regulátora toku navrhnutá metódou inverznej dynamiky

$$G_{RMT}(z) = K_{pmt} \left(1 + \frac{T_v}{T_{imt}} \frac{z}{z-1} \right) K_{pmt} = \frac{2T_{imt}}{K_{pmt}(2T_{wmt} + T_v)} \quad T_{imt} = T_{wid} - \frac{T_v}{2} \quad (10)$$

T_{wmt} – je požadovaná rýchlosť regulácie ROMT.

Návrh adaptívneho regulátora satorového napätia

Satorové napätie v stacionárnom režime pre SMPM je vyjadrené zjednodušeným vzťahom

$$U_s = U_q \approx \omega \psi_d, \text{ kde } \omega = R_d \omega_o \quad (11)$$

Kde $1 \leq R_d(t) = \frac{\omega}{\omega_o} \leq \frac{f_{smax}}{f_{so}} = 3$ je vyjadruje dynamický regulačný rozsah odbudzovania.

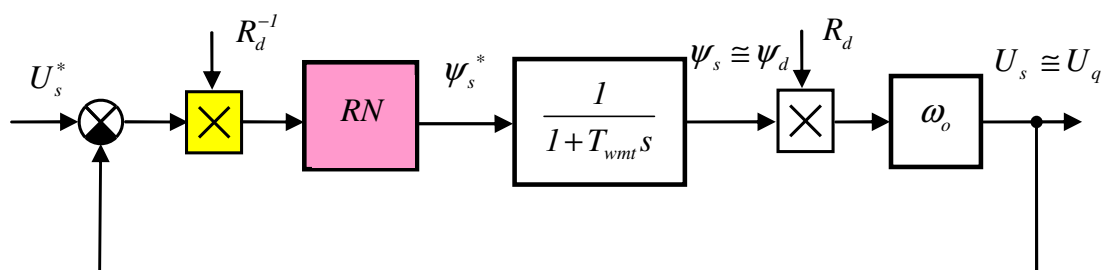
Upravíme tvar prenosovej funkcie riadenej sústavy tak, aby sme vylúčili vplyv zmeny uhlovej rýchlosti. Regulovaná sústava je potom vyjadrená prenosovou funkciou

$$G(s) = \frac{K_o}{1 + T_{wmt}s}, \quad K_o = \omega_o \quad (12)$$

Parametre PS regulátora napätia navrhnuté metódou pole placement sú vyjadrené vzťahmi:

$$\begin{aligned} K_{pn} > 0 \\ T_{in} > 0 \end{aligned} \quad \text{ak } \omega_o > \frac{1}{2\xi T_{wmt}} \text{ platí} \quad \begin{aligned} K_{pn} &= \frac{2\xi\omega_o T_{wmt} - 1}{K_o} \\ T_{in} &= \frac{K_o K_{pn}}{T_{wmt} \omega_o^2} \end{aligned} \quad (13)$$

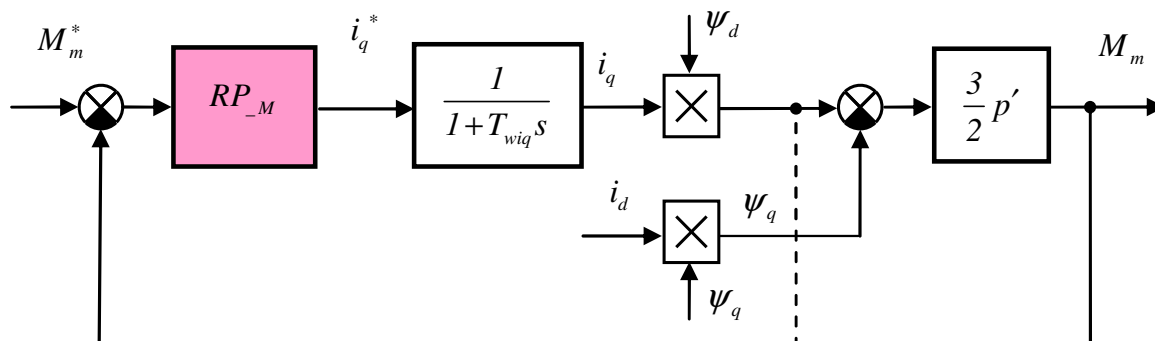
Regulačný obvod napätia RON, *Obr.7* obsahuje podradený regulačný obvod magnetického toku, ktorého dynamické vlastnosti určuje časová konštanta T_{wmt} . Parameter R_d určuje zmenu zosilnenia sústavy, ktorej vplyv je možné kompenzovať.



Obr. 7 *Bloková schéma adaptívneho regulačného obvodu napätia SMPM*

Návrh adaptívneho regulátora momentu RM

Regulačný obvod momentu motora bez adaptácie je uvedený na *Obr.8*. Obsahuje podradený regulačný obvod momentovej zložky prúdu ROP_q .



Obr. 8 Regulačný obvod momentu motora -ROM

Model regulovanej sústavy môžeme zjednodušiť a pre návrh regulátora uvažovať len väzbu (čiarkovanú) od zložky toku ψ_d . Dynamiku obvodu charakterizuje ROP_q s časovou konštantou T_{wiq} . Upravíme tvar prenosovej funkcie riadenej sústavy tak, aby sme vylúčili vplyv zmeny toku. Prenosová funkcia regulovanej sústavy je

$$G_m(s) = \frac{M_m(s)}{i_q^*(s) \psi_{so}} \frac{1}{T_m s + 1} = \frac{K_m}{T_m s + 1} \quad \text{kde } T_m = T_{wiq} \text{ a } K_m = \frac{3}{2} p' \quad (14)$$

Prenosová funkcia PS regulátora momentu navrhnutá metódou inverznej dynamiky, má tvar:

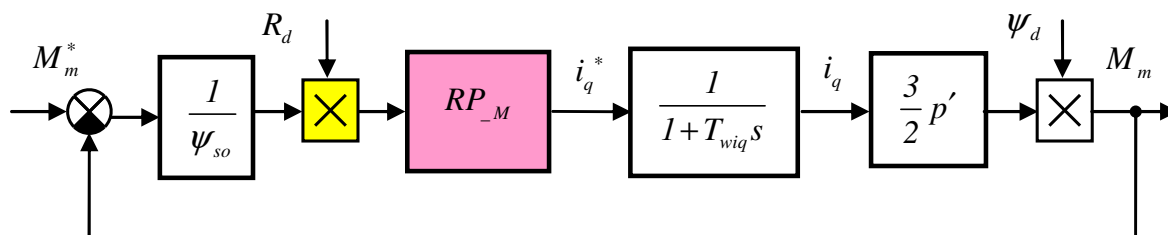
$$G_{RM}(z) = K_{pm} \left(1 + \frac{T_v}{T_{im}} \frac{z}{z-1} \right) \quad K_{pm} = \frac{2T_{im}}{K_m (2T_{wm} + T_v)} \quad T_{im} = T_{wiq} - \frac{T_v}{2} \quad (15)$$

T_{wm} – je požadovaná rýchlosť regulácie ROM.

Pri odbudzovaní sa mení hodnota toku $\psi_s(t)$, platí vzťah

$$\psi_s(t) = \frac{\psi_{s0}}{R_d(t)} \quad (16)$$

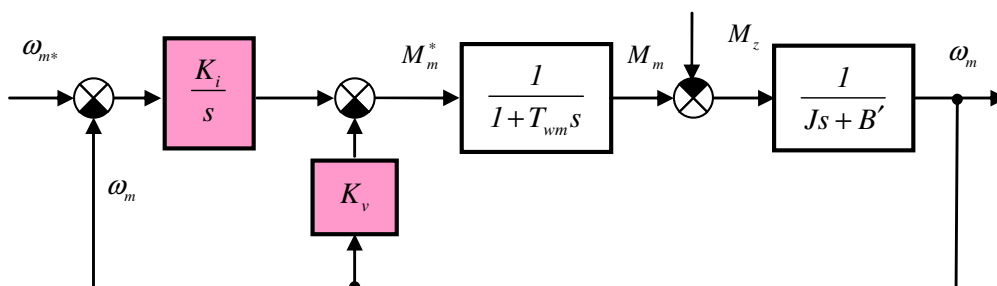
Regulačný obvod momentu motora s adaptáciou je uvedený na *Obr.9*.



Obr. 9 Regulačný obvod momentu motora –ROM s adaptívnym regulátorom

Návrh IP regulátora rýchlosti

Návrh regulátora rýchlosti sa zjednoduší tým, že dynamické vlastnosti ROM nezávisle od hodnoty magnetického toku sú vyjadrené sústavou 1. rádu.



Obr. 10 Regulačný obvod rýchlosti pri použití IP regulátora

Keďže pre trakčné pohony je dynamika ROR rádovo nižšia ako dynamika GM, pri návrhu regulátora rýchlosti je možné dynamiku GM zanedbať. Aplikáciou metódy pole placement dostaneme pre výpočet parametrov K_I a K_V IP regulátora nasledovné vzťahy:

$$K_I = J\omega_0^2 \quad K_V = 2\xi\omega_0 J - B' \quad (17)$$

voliteľnými parametrami sú ω_0 - pásmo priepustnosti v rad/s a ξ - tlmenie.

Návrh PID Luenbergerovho pozorovateľa polohy

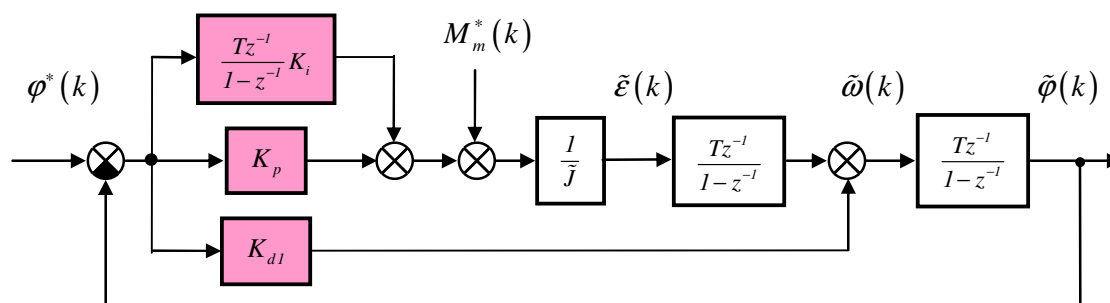
Regulačný obvod rýchlosti využíva snímač polohy IRC a „ladený filter“ – Luenbergerov pozorovateľ-LP. LP umožňuje zo snímača polohy IRC (s malou rozlišovacou schopnosťou $N=512$ imp/ot) získať kvalitný signál rýchlosti rotora, s nízkym obsahom vyšších harmonických, ktorý je možné využiť ako spätnoväzobný signál, Obr. 11.

Bloková schéma na Obr.12 reprezentuje diskretný model LP. Metódou pole placement je možné navrhnúť parametre PID korekčného člena.

PID algoritmus- všeobecná forma zápisu

$$\begin{aligned}
 B_{20} &= \omega_0(2\xi + k) \\
 K_d &= B_{20}\tilde{J}, \quad K_p = B_{10}\tilde{J}, \quad K_i = B_{00}\tilde{J} & B_{10} &= \omega_0^2(2\xi k + 1) \\
 & & B_{00} &= k\omega_0^3
 \end{aligned} \quad (18)$$

kde voliteľnými parametrami sú: ω_0 - pásmo priepustnosti v rad/s a ξ - tlmenie a koeficient k



Obr. 11 *Spätnoväzbový pozorovateľ uhlovej rýchlosti s priamym meraním polohy číslicovým snímačom Forward metoda*

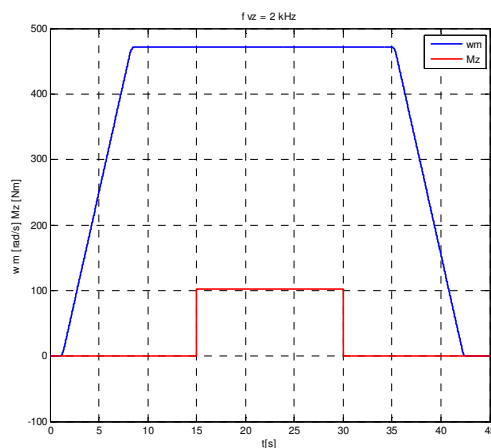
4 Výsledky simulačného experimentu modelu rýchlostného servopohonu so SMPM s odbudzovaním

PARAMETRE SMPM

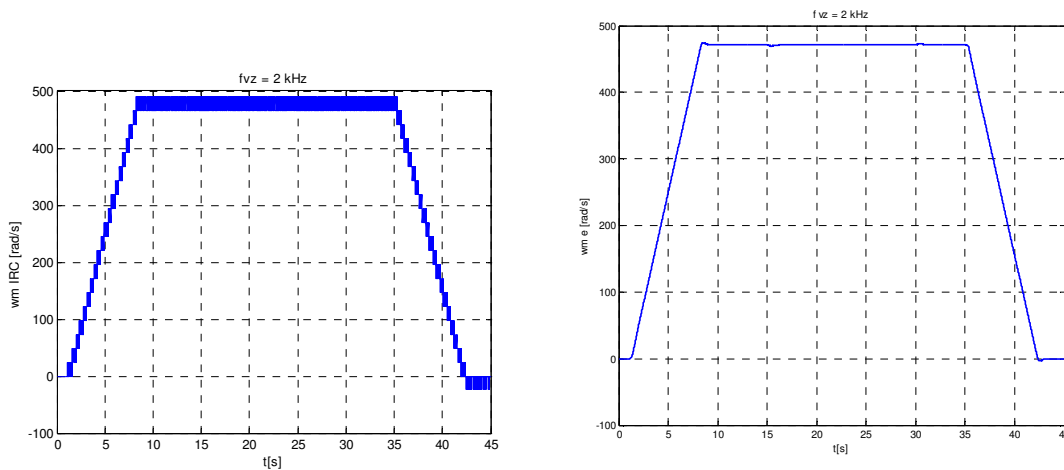
nominálny výkon	$P_n=150$ kW
združené napätie	$U=425$ V
fázový prúd	$I_1=332,2$ A
menovitý moment	$M_n=1018,5$ Nm
menovitá frekvencia	$f_n=67$ Hz
menovité otáčky	$n_n=2010$ 1/min
počet pólov	$2p=4$

Cieľom experimentu je vyšetriť vplyv frekvencie vzorkovania na obsah vyšších harmonických v stavových veličinách SMPM, t.j. statorového prúdu a napätia, momentu, ale aj toku a výkonu. V modeli je nastavená frekvenčné pásmo priepustnosti jednotlivých regulačných obvodov nasledovne:

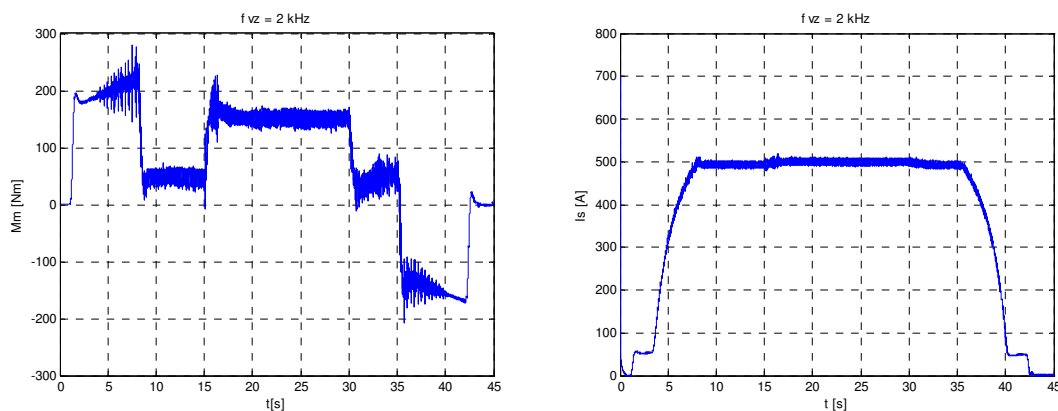
Regulačný obvod prúdu ROPd, :	$f_{wd} = 1$ kHz
Regulačný obvod prúdu ROPq:	$f_{wq} = 500$ Hz
Regulačný obvod momentu ROM :	$f_{wm} = 250$ kHz
Regulačný obvod toku ROMT :	$f_{wmt} = 10$ Hz
Regulačný obvod napätia RON :	$f_{on} = 15$ Hz
Regulačný obvod rýchlosti ROR:	$f_{o2} = 2$ Hz
Luenbergerov pozorovateľ LP :	$f_{0e} = .2$ Hz

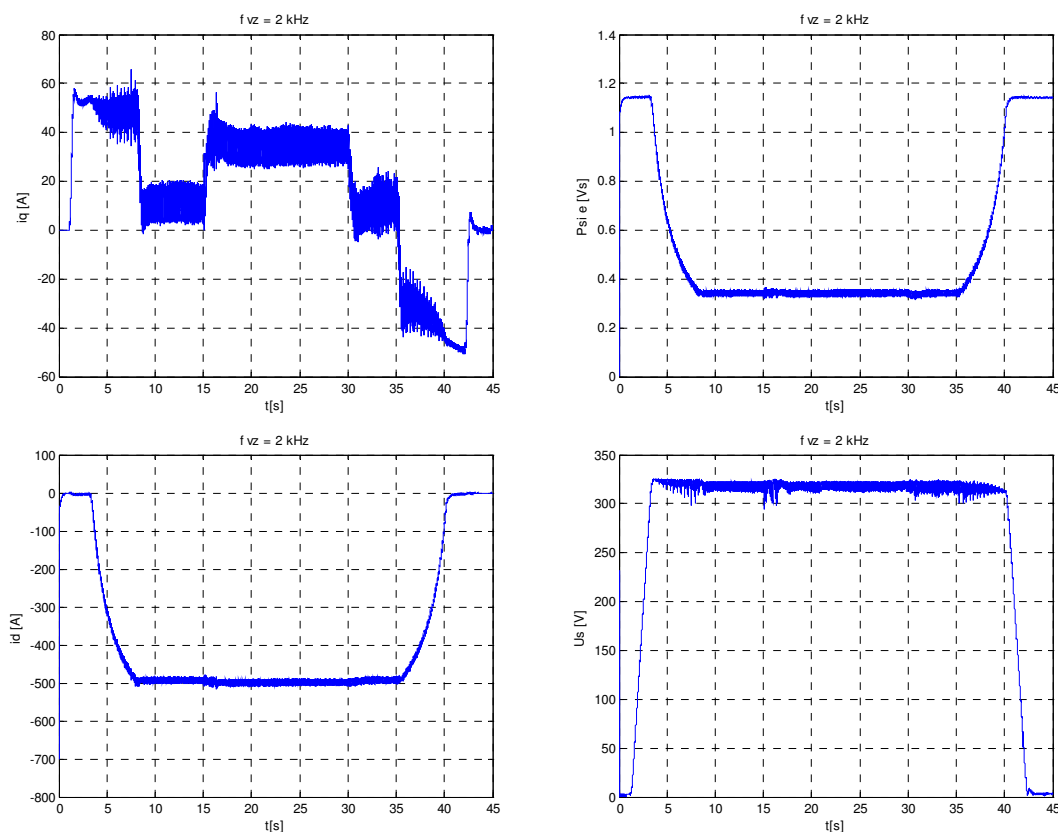


Obr. 12 Rozbeh na maximálnu rýchlosť $f_s = 150 \text{ Hz}$ a dobeh STMPM na nulovú rýchlosť. Želaná hodnota rýchlosti je generovaná v rozbehovom člene „MASTER 4D“. Skok momentu záťaže $M_z = 0.1 M_n = 100 \text{ Nm}$ je realizovaný v ustálenom stave pri maximálnej rýchlosti



Obr. 13 Priebeh uhlovej rýchlosti z IRC snímača w_{m_IRC} a estimovanej Luenbergerovým pozorovateľom, ω_{me}





Obr. 14 Priebehy stavových veličín zo simulačného modelu STMPM

V tejto aplikácii je navrhovaný aj regulačný obvod rýchlosti, ktorý umožňuje testovanie trakčného pohonu v režime odbudzovania v rozsahu $R_{dmax} = 3$. Rýchlostný servopohon je riadený v režime MASTER-SLAVE. Čo v zjednodušenej podobe znamená použitie rozbehového člena. Pri posudzovaní kvality sa experimentálne potvrdilo, že vhodnou voľbou dynamiky regulačných obvodov z hľadiska úrovne vyšších harmonických je vhodnejšie voliť menšiu frekvenciu vzorkovania. Simulačné výsledky potvrdzujú vyhovujúce prevádzkové vlastnosti trakčného pohonu.

V ďalšej etape riešenia projektu sa zameriame na vyšetrenie vplyvu PWM modulácie, vplyvu zmeny parametrov vozidla-záťaže na kvalitu riadenia.

Tento príspevok je súčasťou riešenej problematiky projektu APVV- 0530-07.

LITERATÚRA

1. J. Novák, O.Černý, J. Šimánek: Regulace synchronního motoru pro lehkou kolejovou trakci Elektrto 6/2008
2. Keiichiro KONDO, Koichi MATSUOKA, „Control System of Permanent Magnet Synchronous Motor for Railway Vehicle Traction., QR of RTRI, Vol. 41, No.2, Jun. 2000
3. Kuchař M., Štěpanec L., Hlisnikovský P.: Řízení trakčních pohonů dieselelektrické lokomotivy řady 719, AUTOMATIZACE, ročník 52, č.6, 2010