

RIADENIA S VNÚTENOU DYNAMIKOU - VÝHODY A NEVÝHODY

Ján Vittek, Pavol Makyš
Žilinská univerzita, Elektrotechnická fakulta

Abstrakt: Opísaný bude relatívne nový prístup k riadeniu striedavých elektrických pohonov, „Riadenie s vnútenou dynamikou“ (RVD), ktorého výsledkom sú riadiace algoritmy uhlovej rýchlosti, ponúkajúce možnosť predpísanej odozvy na skok žiadanej hodnoty, pričom vyhovujú aj podmienkam vektorového riadenia. Základnou výhodou RVD je, že odvodené algoritmy rešpektujú fyzikálne princípy práce striedavých pohonov, čo umožňuje úplnú elimináciu PI regulátorov, avšak na druhej strane robí takéto riadenie závislým na zhodnosti použitého modelu s reálnym pohonom.

Riadiaci systém má hierarchickú štruktúru obsahujúcu vnútornú „slave“ riadiacu slučku prúdu a vonkajšiu „master“ riadiacu slučku, ktorá generuje žiadané hodnoty satorových prúdov tak, aby vyhovovali vybranej nábehovej krivke s predpísanou dobou ustálenia. Úlohou slave slučky je spínaním striedača zabezpečiť, aby skutočné prúdy motora sledovali prúdy vypočítané master algoritmom so zanedbateľným dynamickým oneskorením. Medzi najčastejšie využívané odozvy patrí lineárna dynamika prvého rádu (*exponenciálna odozva*), dynamika druhého rádu s plynulou zmenou zrýchlenia a pomerne nízkymi nárokmi na moment motora, rozbeh konštantným zrýchlením (*rampa*) a rozbeh s konštantným ryvom (*S krivka*). Zvýšenie presnosti predpísanej odozvy rýchlosti počas prechodových stavov vzhľadom na jej predpísaný nábeh sa dá doceliť riadením pomocou referenčného modelu. Dynamika prvého rádu robí RVD vysoko atraktívnym aj pre polohové aplikácie, pri návrhu ktorých je možné celú rýchlostnú slučku nahradiť oneskorením prvého rádu s predpísanou časovou konštantou, čo podstatne zjednodušuje návrh polohovacieho algoritmu.

Pretože RVD na dodržanie predpísanej dynamiky potrebuje informáciu o momente pôsobiacom na hriadeľ motora, jeho súčasťou je sústava pozorovateľov založených na modeloch, ktorá je schopná pozorovať nielen záťažový moment, ale aj rotorový magnetický tok a uhlovú rýchlosť rotora. To však tiež spôsobuje závislosť RVD na použitých modeloch, takže je vhodné pre aplikácie so strednou triedou presnosti. Vyššiu triedu presnosti pri RVD je možné dosiahnuť použitím snímačov na hriadeľ. Správnosť teoretických predpokladov na podklade ktorých bolo RVD vyvinuté potvrdzujú realizované a prezentované experimenty.

1. ÚVOD DO RIADENIA S VNÚTENOU DYNAMIKOU

Riadenie s vnútenou dynamikou (RVD) je pomerne nová riadiaca metóda vhodná na riadenia striedavých pohonov strednej triedy presnosti, ktorá bola vyvinutá v rámci spolupráce medzi Elektrotechnickou fakultou Žilinskej univerzity, Školou výpočtovej techniky a technológií Východolondýnskej univerzity a Trapeznikovovým inštitútom riadenia Ruskej akadémie vied.

Základom RVD je teória linearizácie spätnej väzby [1]. Použitý princíp možno charakterizovať ako vzájomnú syntézu nelineárneho riadeného systému s nelineárnym riadiacim algoritmom tak, aby s ohľadom na výstupnú veličinu spoločne vytvorili lineárny systém. Pri návrhu riadiaceho algoritmu sa preto pre RVD predpisuje lineárna dynamika prvého rádu s predpísanou časovou konštantou [2]. Pre jednosmerné pohony s cudzobudeným motorom je táto metóda ekvivalentná stavovej spätnej väzbe navrhutej metódou umiestnenia pólov. Keďže táto metóda je určená pre pohony so striedavými motormi, je navyše kombinovaná s vektorovým riadením, ktoré na vytvorenie maximálneho momentu stroja a tým aj na dosiahnutie čo najvyššej dynamiky pohonu, udržiava vektory statorového prúdu a rotorového magnetického toku navzájom kolmé [3].

Vyvinuté riadenie je usporiadané do hierarchickej štruktúry, ktorá obsahuje “master” riadiaci algoritmus na riadenie uhlovej rýchlosti a “slave” riadiaci algoritmus na riadenie prúdov vo fázach motora. Úlohou master algoritmu je vypočítať prúdy motora vytvárajúce taký moment stroja, ktorý zabezpečí predpísanú dynamiku a bude aj kompenzovať prípadnú poruchovú veličinu. Úlohou slave algoritmu je zabezpečiť, aby skutočné prúdy vo fázach motora sledovali žiadané hodnoty prúdov vypočítaných master algoritmom (*podobne ako hysterézy regulátor, ale v tomto prípade sa to robí v každom výpočtovom kroku*). Metódy riadenia RVD boli rozšírené o riadenie:

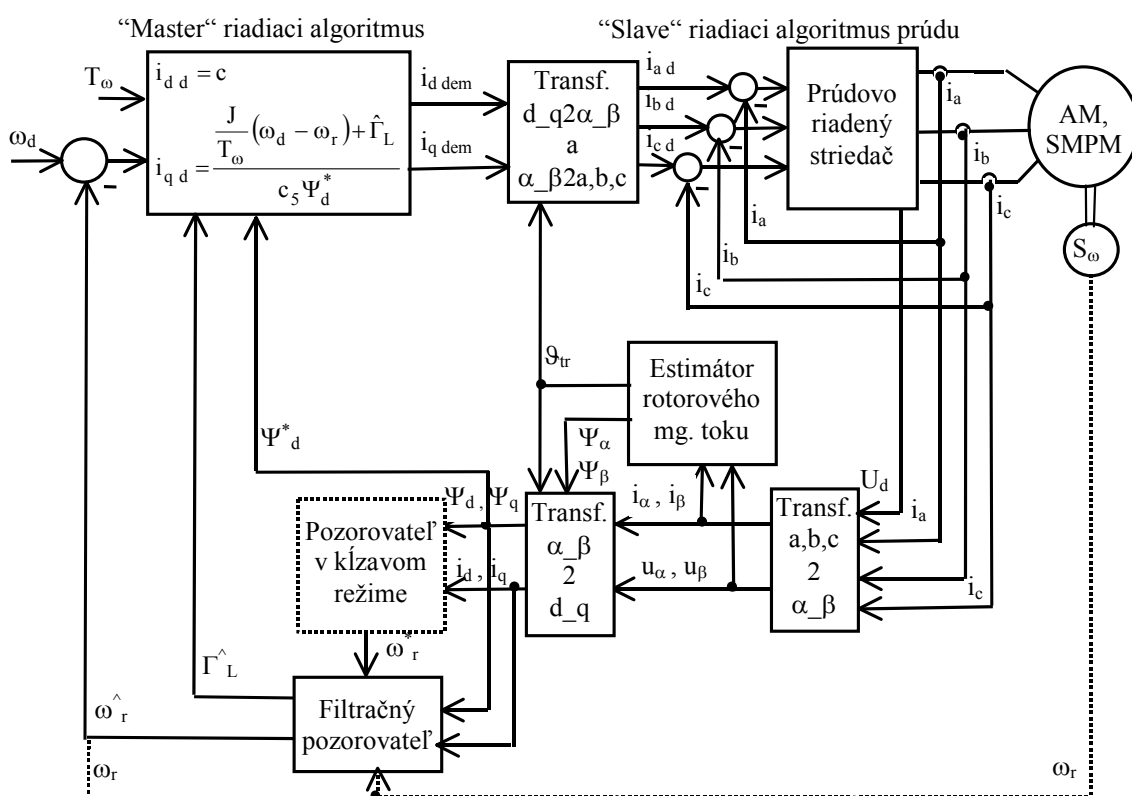
- s dynamikou druhého rádu, ktorá je charakterizovaná plynulým nárastom zrýchlenia do maxima a potom jeho plynulým poklesom do nuly, pričom je zaujímavá aj pomerne nízkymi nárokmi na moment motora,
- s konštantným momentom na žiadanú rýchlosť po rampe, ktoré je u bežných elektrických pohonov najpoužívanejšie,
- s konštantnou deriváciou zrýchlenia - ryvom, ktorý v strede časového intervalu pre rozbeh mení znamienko, takže zrýchlenie do tohto okamihu lineárne narastá a od tohto okamihu lineárne klesá, tzv. S - krivka.

Vzhľadom na nedostupnosť merania záťažového momentu v bežných elektrických pohonoch, sa informácia o tejto poruchovej veličine získava z pozorovateľa, ktorý na zabezpečenie svojej činnosti potrebuje len snímanie elektrických veličín (*prúdov a napätí*) a odhad uhlovej rýchlosti, získanej z ďalšieho pozorovateľa, ktorý pracuje v kľzavom režime len na podklade merania elektrických veličín. Navrhnutý riadiaci systém týmto automaticky vytvára prakticky rovnaký opačný riadiaci moment, ktorým pôsobí proti záťažovému momentu. Pri usporiadaní výstupnej časti blokovej schémy motora vo forme “inverznej dynamiky” je tento pozorovateľ schopný vo forme prírastkov pozorovaného momentu kompenzovať aj menšie odchýlky v odhade momentu zotrvačnosti záťaže, čo RVD dáva aj určitý stupeň robustnosti. Navyše, tento pozorovateľ sa prejavuje aj výraznými filtračnými schopnosťami s ohľadom na výstupné veličiny, odkiaľ je odvodený jeho názov - filtračný pozorovateľ.

Pozorovateľ pracujúci v kľzavom režime na podklade rovnice pre momentovú zložku statorového prúdu generuje veľkosť indukovaného napätia v tejto osi, z ktorého pri znalosti veľkosti rotorového magnetického toku v pozdĺžnej d-osi, je možné extrahovať údaj o uhlovej rýchlosti rotora. Signál zodpovedajúci uhlovej rýchlosti je však vo vysokej miere zašumený

a preto ho treba filtrovať vo filtračnom pozorovateli. Na určenie transformačného uhlu pre priame vektorové riadenie slúži estimátor rotorového magnetického toku v sústave α_β viazanej na stator. Tento vypočíta nielen obidve zložky rotorového magnetického toku, ale určí aj polohu rotorového toku v sústave viazanej na stator, ktorej zodpovedá potrebný transformačný uhol.

Bloková schéma pre RVD elektrických pohonov s AM alebo SMPM je na obr. 1. V prípade požiadavky presnejšieho riadenia je možné využiť snímač rýchlosti resp. polohy na hriadieli motora, čo je naznačené bodkovanou čiarou (v tomto prípade nie je potrebný pozorovateľ pracujúci v klzavom režime, generujúci údaj o uhlovej rýchlosti rotora).



Obr. 1 Bloková schéma pre realizáciu riadenia s vnútenou dynamikou

RVD je veľmi zaujímavé aj z hľadiska polohového riadenia striedavých pohonov. V prípade kaskádnej regulačnej štruktúry je možné s dostatočnou presnosťou nahradiť celú rýchlostnú slučku jej predpísaným správaním, t.j. oneskorením prvého rádu, čo vo veľkej miere zjednodušuje návrh nadradenej polohovacej slučky. V jednoduchších prípadoch sa vystačí s predpísanou odozvou druhého rádu, ktorú možno navrhnuť metódou umiestnenia pólov. Aby bol navrhnutý polohový riadiaci systém schopný s dostatočnou presnosťou sledovať aj časovo meniaci sa spojitý signál, môže sa doplniť derivačným predkompenzátorom [4]. Návrh predkompenzátora je relatívne jednoduchý, pretože polohový riadiaci systém má opäť predpísaný prenos druhého rádu. Týmto spôsobom sa dajú navrhnuť nielen systémy chovajúce sa približne časovo-optimalne, ale aj systémy umožňujúce realizovať energeticky úsporné riadenie.

2. RIADIACI ALGORITMUS VNÚTENEJ DYNAMIKY

Pre odvodenie algoritmu s vnútenou dynamikou sú striedavé motory opísané systémom diferenciálnych rovníc v d_q súradnicovej sústave viazanej na rotor stroja, v ktorej sa docieli vzájomná nezávislosť oboch osí.

Opis AM tvoria dve rovnice pre statorový prúd a dve rovnice pre rotorový magnetický tok:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = c_1 \left\{ \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} a_1 & -k_1 p \omega_r \\ k_1 p \omega_r & a_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + c_2 \begin{bmatrix} c_3 & p \omega_r \\ -p \omega_r & c_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Psi_{dr} \\ \Psi_{qr} \end{bmatrix} \right\}, \quad (1a)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Psi_{dr} \\ \Psi_{qr} \end{bmatrix} = c_4 \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} - c_3 \begin{bmatrix} \Psi_{dr} \\ \Psi_{qr} \end{bmatrix}, \quad (1b)$$

pričom jednotlivé konštanty sú definované ako: $c_1 = L_r / (L_s L_r - L_m^2)$, $c_2 = L_m / L_r$, $c_3 = R_r / L_r$, $c_4 = L_m / T_r$, $a_1 = R_s + (L_m^2 / L_r^2) R_r$ a $k_1 = 1 / c_1$.

Opis SMPM je o niečo jednoduchší, pretože jeho magnetické toky sú lineárnou kombináciou statorových prúdov v d -osi doplnenej o tok permanentných magnetov:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1/L_d & 0 \\ 0 & 1/L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -R_s/L_d & p \omega_r L_q/L_d \\ -p \omega_r L_d/L_q & -R_s/L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ p \omega_r/L_q \end{bmatrix} \Psi_{PM}, \quad (2a)$$

$$\begin{bmatrix} \Psi_d \\ \Psi_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \Psi_{PM} \quad (2b)$$

Uhlová rýchlosť rotora týchto strojov sa dá opísať spoločnou diferenciálnou rovnicou, ktorá sa pre jednotlivé stroje líši iba definíciou konštanty c_5 . Táto je pre AM definovaná ako $c_5 = 3pL_m/2L_R$ a pre SMPM ako $c_5 = 3p/2$, pričom p je počet pólárov stroja.

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{J} [c_5 (\Psi_d i_q - \Psi_q i_d) - \Gamma_L]. \quad (3)$$

Pre odvodenie riadiaceho algoritmu uhlovej rýchlosti sa využije princíp linearizácie spätnej väzby [1]. Ten pre uhlovú rýchlosť strojov, ktorá je daná nelineárnou diferenciálnou rovnicou (3), predpíše *linearizačnú funkciu* (4). Úlohou linearizačnej funkcie je prinútiť uhlovú rýchlosť stroja správať sa podľa predpísanej lineárnej odozvy s definovanou časovou konštantou. Linearizačná funkcia je daná ako:

$$\dot{\omega}_r = \frac{1}{T_\omega} (\omega_d - \omega_r). \quad (4)$$

Samotná linearizácia sa docieli porovnaním pravých strán rovníc (3) a (4), čím sa pre rýchlosť motora dosiahne predpis:

$$[c_5 (\Psi_d i_q - \Psi_q i_d) - \Gamma_L] = \frac{J}{T_\omega} (\omega_d - \omega_r). \quad (5)$$

V predpise (5) je však pre striedavé stroje potrebné určiť dve zložky prúdov a to momentotvornú zložku i_q a tokotvornú zložku i_d . Pre konečnú podobu riadiaceho algoritmu sa preto využijú aj princípy vektorového riadenia [3], ktoré pre riadenie s konštantným magnetickým tokom predpisujú aj konštantnú tokotvornú zložku:

$$i_d = c. \quad (6)$$

Pre AM je tokotvorná zložka definovaná ako $i_d = i_0$ (*prúd naprázdno*) a pre SMPM ako $i_d = 0$. Definitívna podoba riadiaceho algoritmu pre riadenie s vnútenou dynamikou sa získa výpočtom momentotvornej zložky prúdu i_q z rovnice (5) za predpokladu vektorovej orientácie na rotorový

tok, ktorá pri AM zabezpečí, že pre q-zložku rotorového toku platí $\Psi_q=0$ a pre SMPM platí $i_d=0$, čo sa doplní rovnicou (6). Tieto dve prúdové zložky sa použijú na generovanie hodnôt žiadaných prúdov v obidvoch osiach, označených ako i_{d_d} a i_{q_d} , čo zabezpečí slave algoritmus prúdovo riadeného striedača, ktorý bude svoje riadené prvky spínať tak, aby skutočné prúdy motora sledovali predpísané žiadane hodnoty s čo najmenším oneskorením.

$$\begin{aligned} i_{d_d} &= c \\ i_{q_d} &= \frac{\frac{J}{T_\omega}(\omega_d - \omega_r) + \hat{\Gamma}_L}{c_5 \Psi_d} \end{aligned} \quad (7)$$

Odvođený riadiaci algoritmus pre momentotvornú zložku i_{q_d} sa skladá z dvoch častí. Prvá časť vytvára dynamický moment, ktorý je v prípade rozdielu žiadanej a skutočnej rýchlosti rotora potrebný na jeho ostránenie s predpísanou dynamikou. Druhá časť momentotvornej zložky pokrýva záťažový moment pôsobiaci na hriadeli motora Γ_L . Keďže v reálnych aplikáciách nie je záťažový moment merateľný, je potrebné ho odhadovať v pozorovateli (preto označenie so strieškou).

Odvođený algoritmus RVD (7) zabezpečí, že rýchlosť pohonu bude exponenciálne narastať so zrýchlením, ktoré predpisuje (4), takže tento spôsob rozbehu sa označuje ako **dynamika prvého rádu**. Ak dobu ustálenia exponenciálneho nárastu rýchlosti definujeme ako $T_s=3T_\omega$, potom je predpísané uhlové zrýchlenie pohonu dané:

$$\varepsilon_d = \frac{3}{T_s}(\omega_d - \omega_r) \quad (8)$$

Zmenou predpisu pre zrýchlenie možno docieľiť aj iné spôsoby rozbehu pohonu. Rozbeh s plynule narastajúcim a po dosiahnutí maxima plynule klesajúcim zrýchlením, ktorý sa označuje ako **dynamika druhého rádu**, sa docieľi, ak sa derivácia zrýchlenia predpíše diferenciálnou rovnicou druhého rádu:

$$\ddot{\omega} = -2\xi\omega_{nat}\dot{\omega} + \omega_{nat}^2(\omega_{dem} - \omega) \quad (9a)$$

Numerickou integráciou (9a) v reálnom čase sa získa žiadané zrýchlenie:

$$\varepsilon_d = \varepsilon_d + \left[\omega_{nat}^2(\omega_{dem} - \omega_r) - 2\xi\omega_{nat}\varepsilon_d \right] * h \quad (9b)$$

pričom pre tlmenie $\xi=1$ sa dá doba ustálenia predpísať pomocou Doddsovhov vzťahu [4], v ktorom n je rád systému.

$$T_s = 1,5 \cdot (1+n) \frac{1}{\omega_{nat}} \quad (9c)$$

Najčastejšie požadovaný **rozbeh s konštantným zrýchlením**, s nárastom rýchlosti po rampe sa docieľi, ak sa uhlové zrýchlenie na dosiahnutie žiadanej rýchlosti za dobu T_s predpíše ako:

$$\varepsilon_d = \frac{\omega_d}{T_s} \text{sign}[\omega_d - \omega_r] \quad (10)$$

Funkcia signum by spôsobila prepínanie riadiacej veličiny aj v ustálenom stave a preto sa táto dynamika pri regulačnej odchýlke menšej ako 5% nahrádza dynamikou prvého rádu s krátkou časovou konštantou, čo eliminuje prepínanie.

Klasická S krivka označovaná ako **rozbeh s konštantným ryvom**, ρ sa docieľi s nasledujúcim predpisom derivácie zrýchlenia - ryvu:

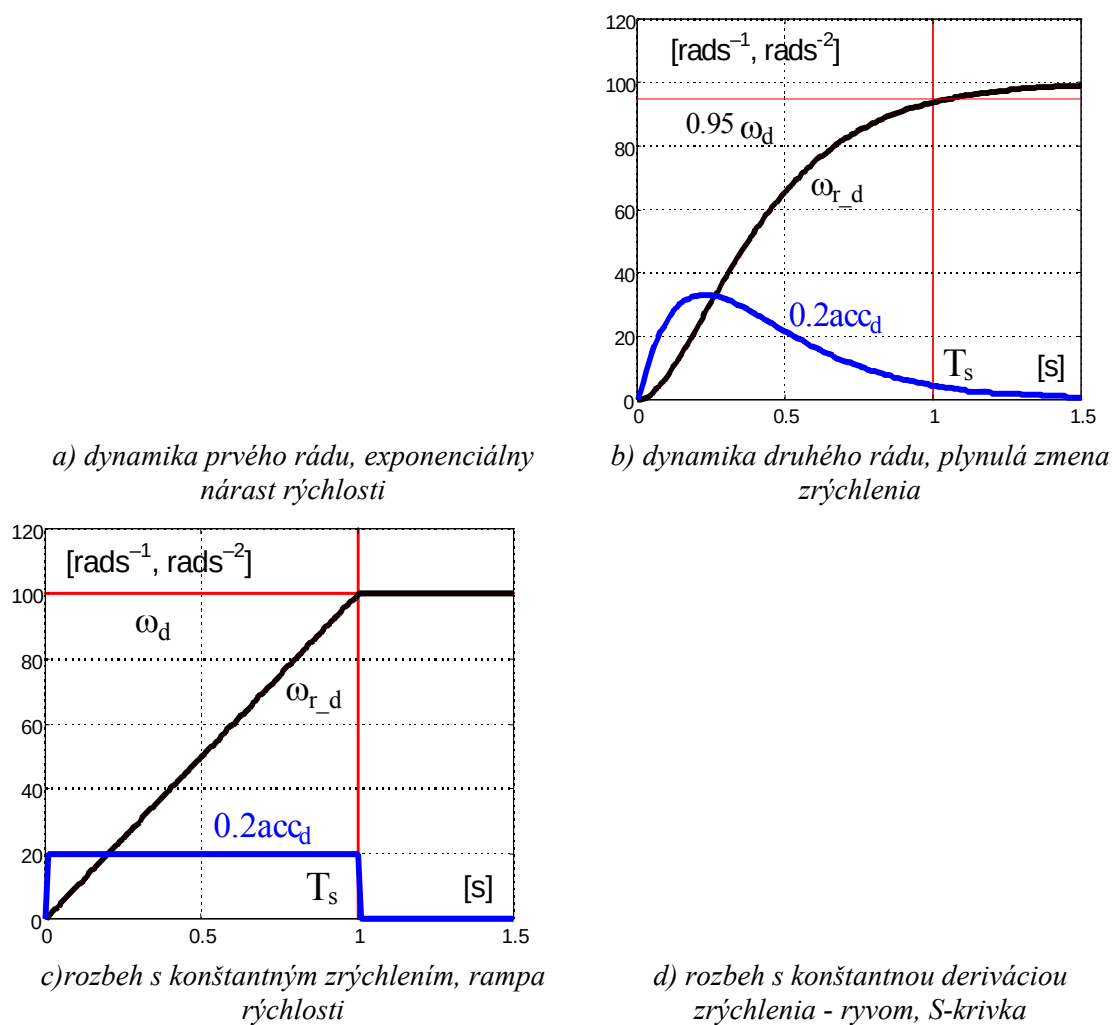
$$\rho = \frac{4}{T_s^2} \omega_d \quad \text{pričom} \quad \varepsilon_{\max} = \frac{2}{T_s} \omega_d . \quad (11a)$$

Žiadané uhlové zrýchlenie mení svoje hodnoty práve v polovici rozbehu:

$$\varepsilon_d = \rho t \cdot \text{sign}(\omega_d - \omega_r) \quad \text{pre } t \in \left(0, \frac{T_s}{2}\right) , \quad (11b)$$

$$\varepsilon_d = \rho T_s \left(1 - \frac{t}{T_s}\right) \cdot \text{sign}(\omega_d - \omega_r) \quad \text{pre } t \in \left(\frac{T_s}{2}, T_s\right) . \quad (11c)$$

Opísané dynamiky sú zobrazené na obr. 2, ktorý pre predpísanú dobu ustálenia $T_s=1$ s (definovanú ako čas, kedy rýchlosť dosiahne 95% žiadanej hodnoty) ukazuje nárast rýchlosti a zodpovedajúce zrýchlenie (5krát zmenšené).



Obr. 2 Predpísané profily zrýchlenia a rýchlosti pre opísané dynamiky

3. POZOROVANIE A FILTROVANIE

Rotorový magnetický tok, uhlová rýchlosť rotora a záťažový moment sú vstupmi do master RVD riadiaceho algoritmu. Keďže hlavne pri verzii bez snímača na hriadeli nie sú priamo merateľné, generujú sa v sústave pre odhadovanie stavov pozostávajúcej z jedného estimátora a dvoch pozorovateľov

Estimátor rotorového toku vypočítava obidve zložky vektora rotorového magnetického toku nezávisle od uhlovej rýchlosti rotora. Pre AM sa dá odvodiť z rovníc motora (1a) a (1b) a pre SMPM z rovníc (2a) a (2b) po prepočte do súradnicového systému α_β viazaného na stator:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Psi_\alpha \\ \Psi_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_4 - \frac{a_1}{c_2} \\ \frac{1}{c_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{c_2} \\ U_\beta \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \frac{1}{c_1 c_2} \\ \frac{1}{c_1 c_2} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix}, \quad (12a)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Psi_\alpha \\ \Psi_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} - R_s \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} - L_s \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}. \quad (12b)$$

Numerická integrácia sa realizovala pomocou jednoduchšej explicitnej Eulerovej numerickej integrácie. V tomto prípade je integrácia veľmi citlivá na akúkoľvek js. zložku, ktorá spôsobuje jej posuv – “drift” a preto sa museli realizovať opatrenia na jej opravu vo forme vhodných filtrov. Korekciu pre ustálený stav možno urobiť bez negatívnych vplyvov na amplitúdu a fázu odhadovaného toku pomocou numerických algoritmov opísaných v [5].

Pozorovateľ uhlovej rýchlosti v kľzavom režime na odhad uhlovej rýchlosti rotora používa pre obidva motory diferenciálnu rovnicu momentotvornej zložky statorového prúdu (1a) a (2a).

$$\frac{di_q}{dt} = c_1 [u_q - a_1 i_q - k_1 p \omega_r i_d - c_2 p \omega_r \Psi_d + c_2 c_3 \Psi_q], \quad (13a)$$

$$\frac{di_q}{dt} = \frac{1}{L_q} [u_q - R_s i_q - p \omega_r L_d i_d - p \omega_r \Psi_{PM}]. \quad (13b)$$

Model pozorovateľa v reálnom čase tiež využíva tieto rovnice, avšak účelovo z nich vynecháva členy obsahujúce uhlovú rýchlosť ω_r . Tieto členy sú nahradené korekciou pozorovateľa, v_q .

$$\frac{di_q^*}{dt} = c_1 [u_q - a_1 i_q^* + c_2 c_3 \Psi_q - v_q], \quad (14a)$$

$$\frac{di_q^*}{dt} = \frac{1}{L_q} [u_q - R_s i_q^* - v_q], \quad (14b)$$

pričom v_q je korekcia modelu, i_q^* je odhad reálneho prúdu i_q pozorovateľom tak, ako v konvenčných pozorovateľoch [6]. Užitočným výstupom pozorovateľa je korekcia v_q , ktorá sa pri klasickom kľzavom režime získa pomocou funkcie signum:

$$v_q = -U_{\max} \operatorname{sgn}(i_q - i_q^*). \quad (15)$$

Výsledkom tejto funkcie je rýchle dvojhodnotové spínanie, ktoré udrží približnú rovnosť medzi odhadovaným a reálnym statorovým prúdom $i_q^* \cong i_q$. Krátkodobá stredná hodnota

naspínaného napätia $\pm U_{\max}$, ktorá sa dá získať matematicky alebo filtrovaním, sa označuje ako ekvivalentná hodnota $v_{q \text{ eq}}$ (t). Ekvivalentná hodnota potom nahrádza vynechaný výraz s rýchlosťou ω_r , ktorú z nej možno vypočítať. Aby sa dala ekvivalentná hodnota, $v_{q \text{ eq}}$ (t) určiť priamo, signum funkcia sa nahradí veľkým zosilnením:

$$v_{q \text{ eq}} = -K_{\text{PSM}}(i_q - i_q^*), \quad (16)$$

čo sa niekedy označuje za “pseudo-kľzavý” režim. Zosilnenie K_{SM} sa volí v medziach stability čo najvyššie, pretože podľa teórie pre $K_{\text{PSM}} \rightarrow \infty$ sa $v_{q \rightarrow v_{q \text{ eq}}}$. Pre dostatočne veľké K_{PSM} sa chyba medzi odhadovaným prúdom v pozorovateli a reálnym prúdom motora blíži k nule, čo zabezpečí, že ekvivalentné napätie je rovné práve vynechanému členu pri formovaní pozorovateľa:

$$v_{q \text{ eq}} = -k_1 p \omega_r i_d - c_2 p \omega_r \Psi_d, \quad (17a)$$

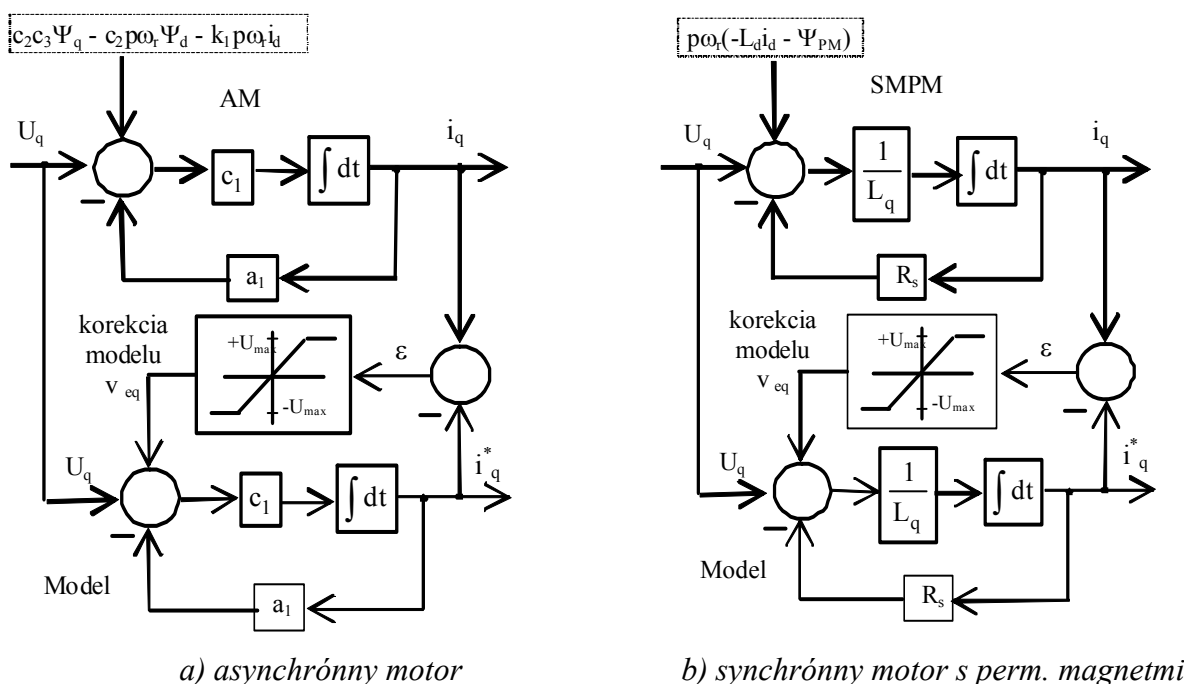
$$v_{q \text{ eq}} = -p \omega_r L_d i_d - p \omega_r \Psi_{PM}. \quad (17b)$$

Z týchto rovníc sa už dá vypočítať nefiltrovaný odhad uhlovej rýchlosti rotora, ω_r^* AM a SMPM:

$$\omega_r^* = \frac{-v_{q \text{ eq}}}{p(k_1 i_d + c_2 \Psi_d)}, \quad (18a)$$

$$\omega_r^* = \frac{-v_{q \text{ eq}}}{p(L_d i_d + \Psi_{PM})}. \quad (18b)$$

Blokové schémy pre obidve verzie pozorovateľov uhlovej rýchlosti pracujúcich v pseudo-kľzavom režime sú na obr. 3.



Obr. 3 Pozorovateľ uhlovej rýchlosti v pseudo-kľzavom režime

Filtračný pozorovateľ odstraňuje šum z pozorovaných veličín a z meraných veličín a vytvára odhad filtrovanej uhlovej rýchlosti $\hat{\omega}_r$ a externého záťažového momentu $\hat{\Gamma}_L$. Filtračný pozorovateľ je založený na rovnici (3) spoločnej pre obidva motory a preto aj ďalší opis je spoločný. Záťažový moment sa v modeli pracujúcom v reálnom čase považuje za stavovú

veličinu, ktorá je vzhľadom na dobu ustálenia pozorovateľa konštantná, takže to možno zapísať diferenciálnou rovnicou:

$$\dot{\Gamma}_L = 0 \quad (19)$$

Korekčné slučky pozorovateľa pracujú na podklade vhodného zosilnenia odchýlky medzi pozorovanou uhlovou rýchlosťou pozorovateľa pracujúceho v pseudo-kľzavom režime a odhadovanou uhlovou rýchlosťou vlastného filtračného pozorovateľa $e_\omega = \omega_r^* - \hat{\omega}_r$. Spojitá verzia filtračného pozorovateľa má potom tvar:

$$\dot{\hat{\omega}}_r = \frac{1}{J} \left[\tilde{c}_5 (\Psi_d^* i_q - \Psi_q^* i_d) - \hat{\Gamma}_L \right] + k_\omega e_\omega, \quad (20a,b)$$

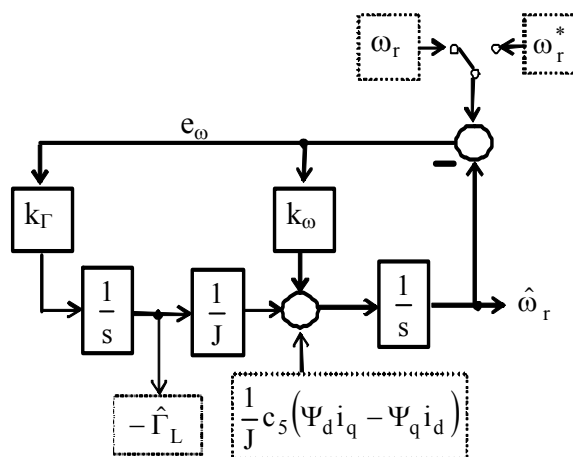
$$\dot{\hat{\Gamma}}_L = 0 + k_\Gamma e_\omega.$$

V tomto prípade ide o konvenčný lineárny pozorovateľ druhého rádu, ktorému sa dajú navrhnuť zosilnenia korekčných slučiek k_ω a k_Γ tak, aby sa dosiahlo rovnovážne filtrovanie šumu z merania prúdov i_d a i_q a šumu z odhadu uhlovej rýchlosti rotora ω_r^* . Ak sa póly pozorovateľa umiestnia ako násobné v $s = -\omega_0$, hľadané zosilnenia k_ω a k_Γ sa dajú určiť aj s rešpektovaním doby ustálenia filtračného pozorovateľa [7], T_u (Doddsov vzťah $T_u = 9/2\omega_0$):

$$s^2 + \frac{9}{T_u} s + \frac{81}{4T_u^2} = s^2 + s \cdot k_\omega + \frac{k_\Gamma}{J} \quad (21)$$

$$k_\omega = \frac{9}{T_u} \quad \text{a} \quad k_\Gamma = \frac{81J}{4T_u^2} \quad (22)$$

Bloková schéma filtračného pozorovateľa je na obr. 4, v ktorom ako druhý možný vstup pozorovateľa je naznačená meraná uhlová rýchlosť pri verzii sa snímačom na hriadieli.

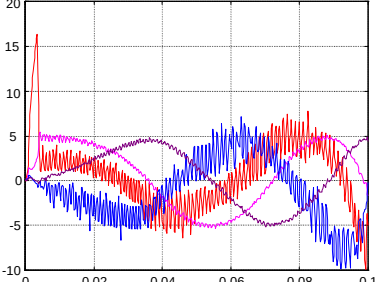
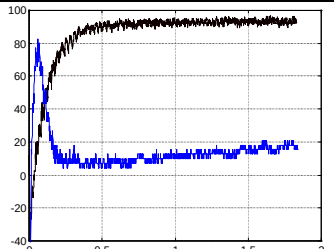
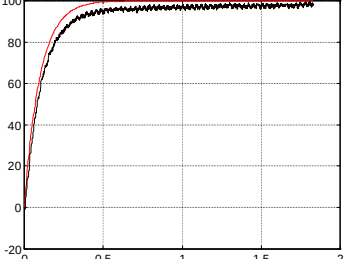


Obr. 4 Filtračný pozorovateľ uhlovej rýchlosti a záťažového momentu

4. EXPERIMENTÁLNE OVERENIE

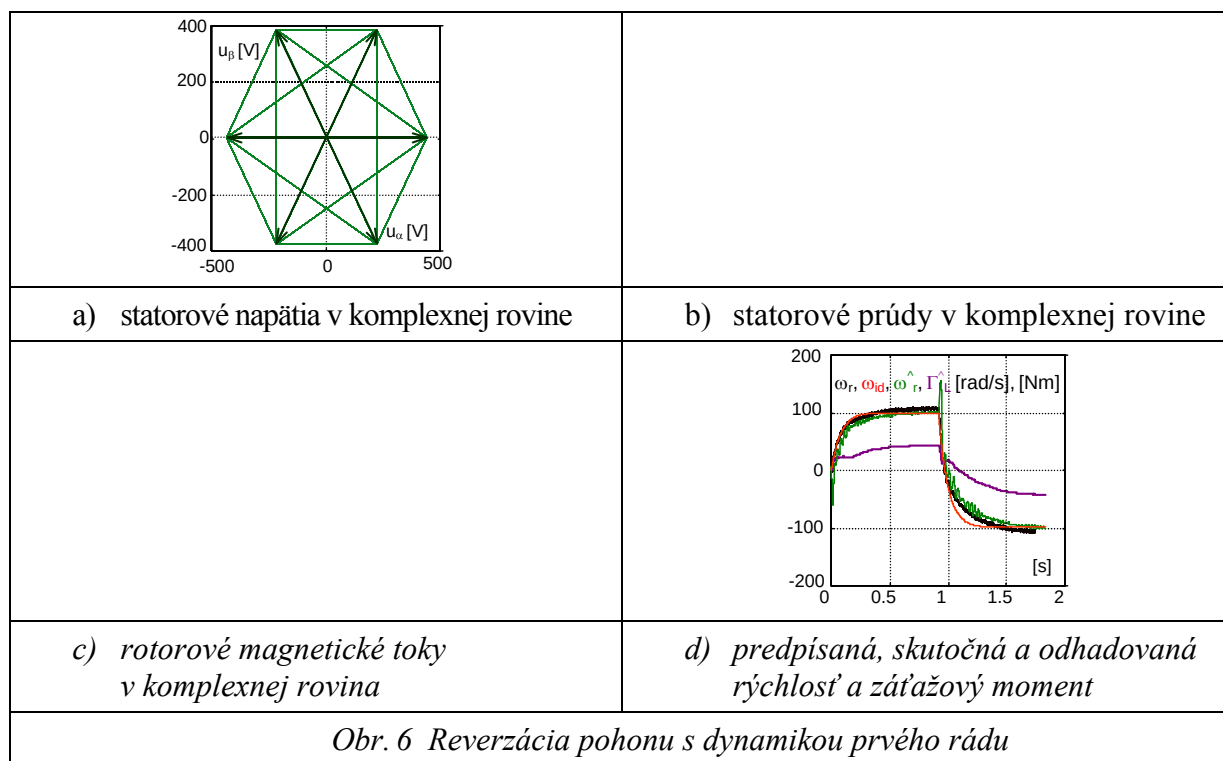
Odvođené algoritmy RVD boli spočiatku overované realistickými simuláciami [8], ktoré zohľadňovali predpokladanú vzorkovaciu frekvenciu a presnosť použitých prevodníkov prúdu a napätia pre asynchrónne motory a synchrónne motory reluktančné i s permanentnými magnetmi. Neskôršie sa prišlo k experimentom, pri ktorých sa na riadenie využilo PC vybavené PC Lab kartou PCL818. Karta sa používala na A/D prevody merania napätia a prúdov a na záznam uhlovej rýchlosti ako aj vo funkcii generátora impulzov pre prúdové riadenie striedača. Výpočet riadiaceho algoritmu a pozorovaných veličín robilo PC, takže takáto zostava umožnila dosiahnuť vzorkovaciu frekvenciu 6,6 kHz. Ďalším krokom bolo riadenie pomocou DSP s pevnou rádovou čiarkou, čo si vyžiadalo zvýšené nároky na normovanie príslušných veličín a obmedzenie počtu ukladaných dát, ale umožnilo to zvýšiť vzorkovaciu frekvenciu na 10 kHz.

Výsledky opísaného riadenia s dynamikou prvého rádu namerané s PC Lab kartou sú na obr. 5 a obr. 6 pre žiadanú uhlovú rýchlosť $\omega_d=100$ rad/s a predpísanú dobu ustálenia $T_s=0,25$ s pre pohon s AM. Napätie js. medziobvodou malo hodnotu $U_{dc}=550$ V a rotorový magnetický tok mal predpísanú hodnotu $\Psi_d=1$ Wb v prípade rozbehu pohonu a $\Psi_d=0,75$ Wb pre reverzáciu pohonu.

	
a) <i>statorové prúdy a rotoré toky počas rozbehu</i>	b) <i>statorové prúdy a rotoré toky v ustálenom stave</i>
	
c) <i>odhad rýchlosti rotora z pozorovateľa v pseudo klzavom režime</i>	d) <i>odhad rýchlosti rotora a záťažového momentu z filtračného pozorovateľa</i>
	
e) <i>predpísaná a skutočná uhlová rýchlosť rotora</i>	f) <i>predpísaná a skutočná rýchlosť rotora s doplnením o MRAC</i>
Obr. 5 Rozbeh pohonu s dynamikou prvého rádu	

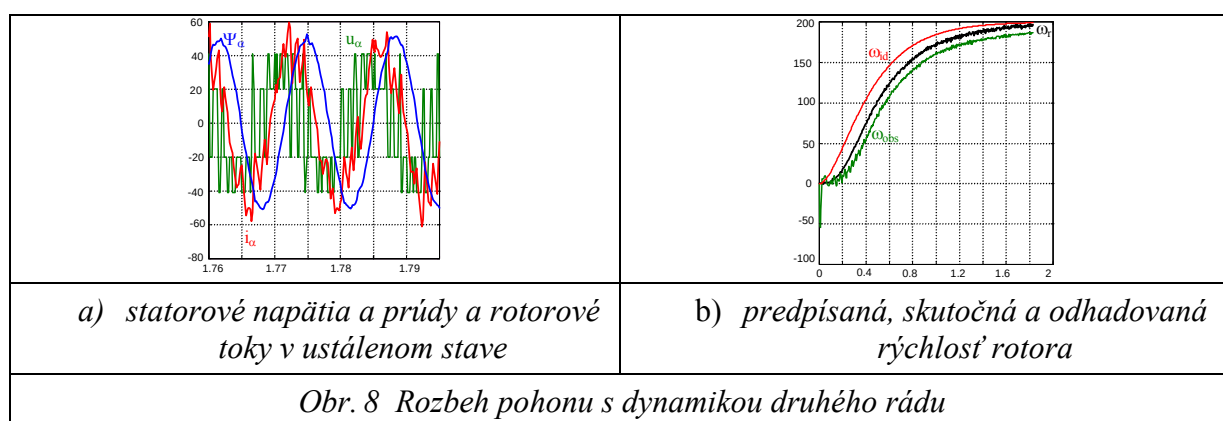
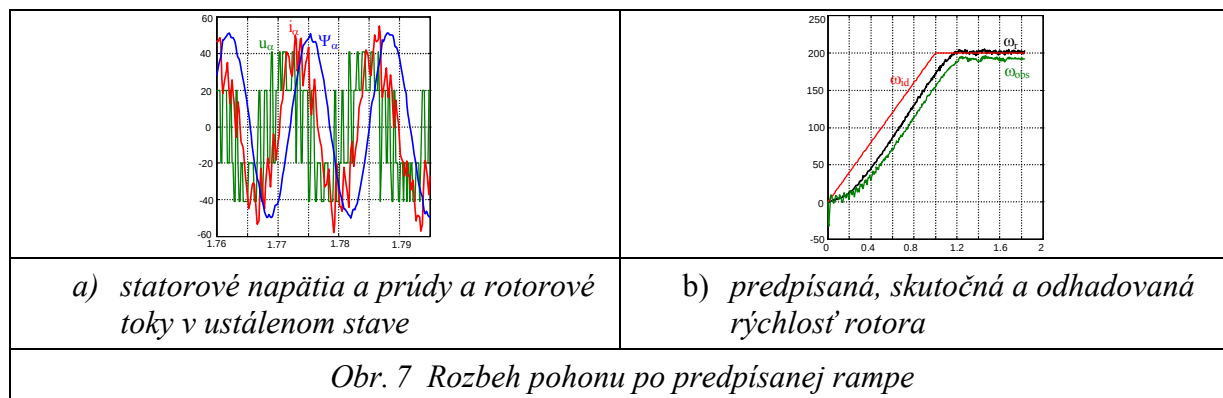
Obr. 5 na grafe a) ukazuje vývoj statorových prúdov (červená a modrá) a rotorových tokov (odtiene fialovej) na začiatku rozbehu pohonu v čase $t \in (0 - 0,1)$ s. Graf b) ukazuje tie isté veličiny v ustálenom stave $t \in (1,7 - 1,8)$ s na konci meraného intervalu. Odhad uhlovej rýchlosti rotora v pozorovateli pracujúcom v pseudo-kĺzavom režime počas celého meraného intervalu ukazuje graf c), ktorý súčasne zdôvodňuje aj nutnosť filtrovania tejto veličiny. Obidva výstupy filtračného pozorovateľa, filtrovanú odhadovanú rýchlosť rotora a odhad momentu záťaže (zväčšený 100krát) zobrazuje graf d). Graf e) dokazuje, že skutočná rýchlosť rotora (čierna) sleduje ideálnu odozvu rýchlosti (červená), ktorá je vypočítaná z predpísanej funkcie (4) s malým oneskorením, čo možno charakterizovať ako strednú triedu presnosti. Podstatné zvýšenie presnosti sa dá doceliť doplnením RVD o riadenie s referenčným modelom, ktorého výsledky sú pre tie isté veličiny (skutočná a predpísaná rýchlosť) na grafe f).

Obr. 6 ukazuje reverzáciu pohonu zaťaženého vírivou brzdou, takže záťažový moment motora je časovo premenlivý a závisí od uhlovej rýchlosti. Merané hodnoty v ustálenom stave pre napätia striedača – graf a), prúdy vo fázach AM – graf b) a jeho odhadované rotorové toky s predpísanou hodnotou $\Psi_d = 0,7$ Wb – graf c) sú zobrazené v komplexnej rovine. Z grafu d) vidieť, že skutočná rýchlosť rotora (čierna) sleduje ideálnu predpísanú odozvu (červená) len s malým oneskorením. Riadenie pracovalo v režime ako bez snímača na hriadieli, takže záznam skutočnej rýchlosti slúžil len na vytvorenie dátového súboru, zatiaľ čo riadiaci algoritmus pracoval s odhadovanou rýchlosťou z filtračného pozorovateľa (zelená). Odhadovaný záťažový moment ako ďalší výstup filtračného pozorovateľa (fialová) sleduje časovo meniaci sa moment záťaže pri otáčaní sa AM v oboch smeroch. K menšiemu oneskoreniu v predpísanej dynamike rýchlosti dochádza hlavne po reverzácii, čo je spôsobené prechodovým dejom pri pozorovaní rýchlosti a pri odhade záťažového momentu, ktorý zaniká až po dobe opätovného ustálenia sa filtračného pozorovateľa.



Možnosť rozbehu pohonu po rampe predpísanej žiadanou rýchlosťou $\omega_d = 200$ rad/s a dobou rampy $T_r = 1$ s realizovanej podľa (10), je znázornená na obr. 7, ktorý v grafe a) ukazuje v ustálenom stave pre $t \in (1,76 - 1,795)$ s hodnoty fázového napätia (zelená), prúdov motora

(červená) zväčšených 10krát a odhadovaných rotorových tokov (modrá) zväčšených 50krát. Ideálny priebeh predpísanej rampy (červená) so skutočnou rýchlosťou rotora (čierna) a odhadovanou rýchlosťou z pozorovateľa (zelená), s ktorou pracoval riadiaci algoritmus sú uvedené v grafe b). Po dosiahnutí 95 % žiadanej uhlovej rýchlosti bol riadiaci algoritmus s funkciou signum vymenený za riadenie s dynamikou prvého rádu s krátkou časovou konštantou ($T_{\omega}=0,05$ s), aby sa zamedzilo prepínaniu v ustálenom stave. Pre tie isté žiadané hodnoty bola realizovaná podľa vzťahu (9b) aj dynamika druhého rádu, ktorá je na obr. 8, takže pre tieto grafy platí rovnaký opis ako pre rampu na obr. 7.



Podobné experimentálne výsledky, ako boli uvedené pre AM, sa dosiahli aj s pohonmi využívajúcimi SMPM [9]. Záverom možno konštatovať, že experimenty potvrdili schopnosť RVD regulovať rýchlosť pohonu podľa predpísanej odozvy so strednou triedou presnosti. Malé oneskorenie reálnej odozvy je spôsobené hlavne nutnou dobou ustálenia pozorovateľov, ktorú by bolo možné skrátiť pri vyšších vzorkovacích frekvenciách. Ďalšia možnosť zvýšenia presnosti predpísanej odozvy rýchlosti pohonu je vo využití riadenia s referenčným modelom, s ktorým boli realizované experimenty na približne časovo-optimálne [10] a energeticky úsporné polohové riadenie [11]. V súčasnosti sa na riadenie zložitejších regulovaných systémov (napr. pre pohony s pružnou väzbou) využíva priemyslové PC umožňujúce programovanie v plávajúcej desatinnej čiarke a do množiny pohonov používajúcich RVD pribudli aj pohony s lineárnymi motormi [12].

5. ZÁVERY A ZHODNOTENIE

Na základe predloženým experimentálnych overení jednotlivých druhov predpísaných dynamík možno konštatovať, že RVD predstavuje praktický riadiaci systém, na ktorom možno vytvoriť novú generáciu elektrických pohonov. Ponúkaný rozbeh s konštantným zrýchlením je vhodný pre väčšinu dnešných pohonov. Plynulý nárast zrýchlenia do maxima a potom jeho plynulý pokles do nuly pri dynamike druhého rádu, by mal byť prítiažlivý hlavne pre zdvíhacie mechanizmy a trakčné aplikácie, ktoré si vyžadujú jemné narábanie so záťažou. Dynamiku prvého rádu, ktorá vyžaduje najvyšší počiatočný moment, možno využiť pri mnoho motorových pohonoch, pretože zabezpečí rovnaký rozbeh celej skupiny pohonov.

Medzi hlavné výhody RVD patrí to, že riadiace algoritmy v plnej miere rešpektujú fyzikálne princípy elektrických pohonov, takže pri ich realizácii je možné úplne eliminovať PI regulátory a tak sa vyhnúť ich nastavovaniu. Ďalšou výhodou RVD je predpísané správanie sa pohonu. Atraktívnym pre niektoré pohonárske aplikácie by mal byť jednoduchý predpis zrýchlenia počas dynamických stavov pohonu. Vďaka predpísanej dynamike presnosť riadenia je možné zvýšiť doplnením o riadenie s referenčným modelom.

Pri návrhu blokovej schémy záťaže je výhodné použiť jej náhradu vo forme inverznej dynamiky. Týmto dynamiku riadenej mechanickej záťaže spolu s chybou v odhade momentu zotrvačnosti záťaže prípadne v odhadoch trecích momentov možno považovať za časovo premenlivý záťažový moment pôsobiaci v tom istom bode blokovej schémy ako externý záťažový moment. Odhad celkového záťažového momentu z filtračného pozorovateľa bude potom obsahovať aj uvedené nedefinované zložky externého momentu a riadiaci systém bude vytvárať moment, ktorý potlačí všetky tieto zložky. Tým RVD získa určitý stupeň robustnosti voči záťažovému momentu ako aj chybe v odhade momentu zotrvačnosti.

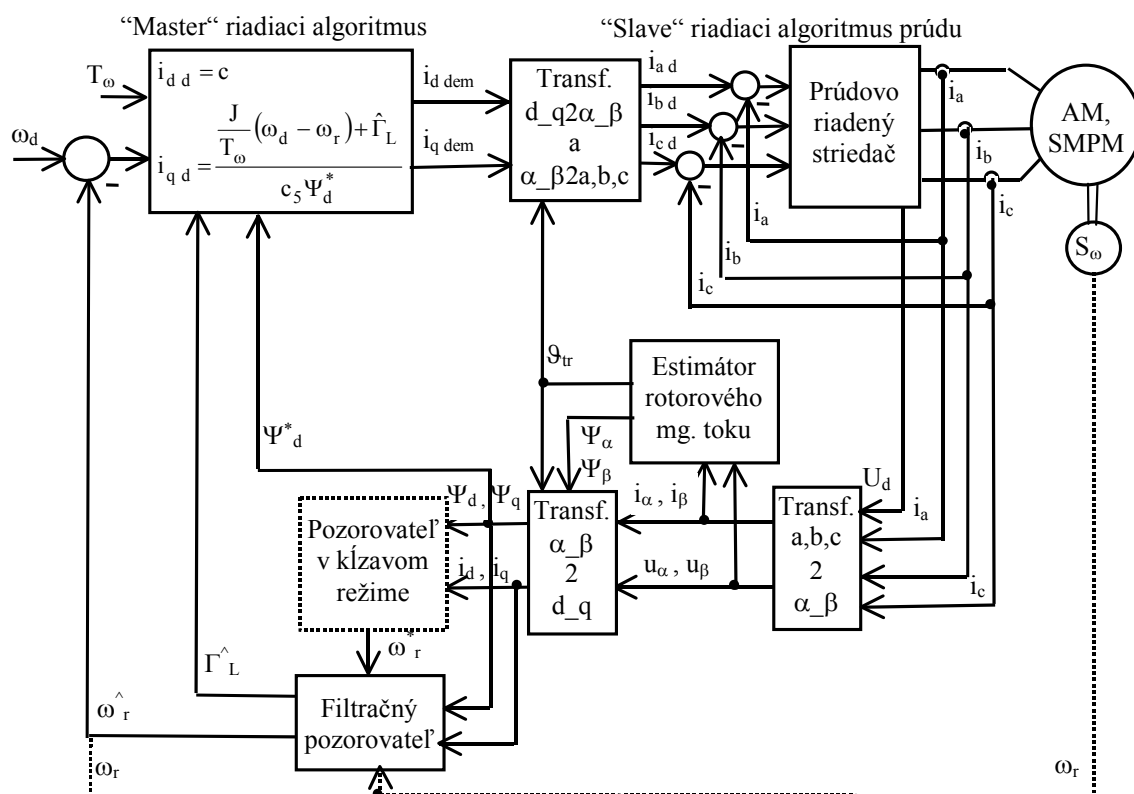
Odvodenie riadiacich algoritmov vnútenej dynamiky je založené na modeloch elektrických strojov. Čím sú použité modely presnejšie, tým presnejšiu odozvu vnútenej dynamiky je možné doceliť, čo však platí aj naopak. Medzi hlavné nevýhody RVD patrí absencia integračnej zložky regulačnej odchýlky, čo vedie k tomu, že malé hodnoty odchýlky sa ustálujú pomerne dlho (*teoreticky pre $t \rightarrow \infty$*), takže tento typ riadenia je vhodný pre aplikácie strednej triedy presnosti. Ako nevyhnutné vstupy do riadiacich algoritmov sú záťažový moment na dodržanie predpísanej dynamiky a odhadovaná poloha rotorového magnetického toku pri vektorovom riadení. Tieto veličiny dopĺňa ďalej uhlová rýchlosť pri riadení bez snímača na hriadelí. Všetky tieto údaje sa získavajú zo súboru pozorovateľov a estimátora, ktoré sú tiež založené na modeli, takže aj tu platí rovnaké tvrdenie o presnosti modelu ako pri riadiacom algoritme. V tomto smere je však RVD otvoreným systémom a možno v ňom aplikovať nové poznatky o riadení bez snímača na hriadelí. Riadiaci systém ako je vyvinutý k dnešnému dňu ponúka riadenie striedavých elektrických pohonov so strednou triedou presnosti ($\approx 5\%$).

6. LITERATÚRA

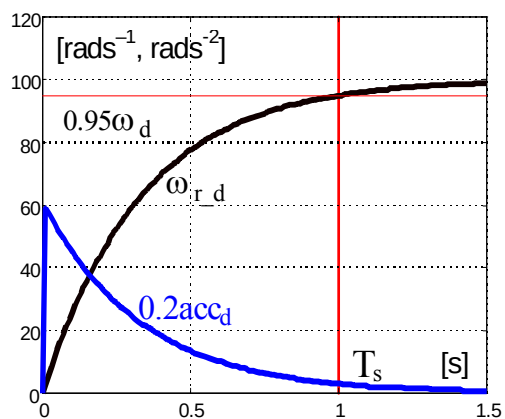
- [1] Isidori, A.: *Nonlinear Control Systems*, 2. vydanie, Springer-Verlag, Berlín, 1990.
- [2] Vittek, J., Dodds, S. J.: *Riadenie elektrických pohonov s vnútenou dynamikou - Forced Dynamics Control of Electric Drives*, dvojazyčná vedecká monografia, EDIS Žilina, jún 2003, <http://www.kves.uniza.sk/?menu=proj&page=Elearn>.
- [3] Leonhard, W.: *Control of Electric Drives*, Springer-Verlag, Berlín 1985.
- [4] Vittek, J., Makyš P., Štulrajter M., Dodds S.J. a Perryman, R.: Servo-Position Control with Dynamic Lag Precompensator for PMSM Drives, Journal of Electrical Engineering, vol 7, y. 2007, Edition 1, Romania, May 2007, <http://www.jee.ro/articles/WR1152715148W44b5098c22030.pdf>.
- [5] Vittek, J., Dodds, S.J.: *Magnetic Flux Estimator with Automatic Correction of Drift Distortion*, Vedecké práce a štúdie Žilinskej university, Elektrotechnická séria, Vol.22, EDIS Žilina r. 1998, str. 10-20.
- [6] Utkin, V.I.: *Sliding Modes in Control and Optimisation*, Springer-Verlag, Berlín 1992.
- [7] Dodds, S. J. *Settling Time Formulae for the Design of Control Systems with Linear Closed Loop Dynamics*, Zborník z konferencie AC&T'07 - Advances in Computing and Technology, University of East London, UK, 2007.
- [8] Dodds, S. J., Utkin, V. A., Vittek, J.: *A Motion Separation Method for the Control of Induction Motor with Prescribed Closed-Loop Dynamics*, Zborník z konferencie Non-linear Control Systems, NOLCOS'95, Davis University CA, USA, jún 1995, str.816-822.
- [9] Vittek, J., Dodds, S.J.: *Robust Cascade Forced Dynamics Control of Shaft Sensorless Synchronous Motor Drives*, Zborník konferencie ELECTROMOTION'99, júl 1999, Patras, GR, Vol.1., str.447-452.
- [10] Vittek, J., Baculak, T., Dodds, S. J. a Perryman R.: *Near Time Optimal Position Control of Electric Drives with Permanent Magnet Synchronous Motor*, Zborník konferencie EPE'2003, Toulouse, FR, sept. 2003, CD Rom
- [11] Vittek, J., Briš, P., Skalka, I., Filka, R., Faber, J. a Minárech, P.: *Experimental Verification of Energy Saving Position Control Algorithm Applied to the Drives with PMSM*, Zborník konferencie EPE-PEMC, sept. 2010, Ohrid, MC, CD-Rom.
- [12] Vittek, J., Vavrúš, V., Dodds, S. J., Beran, A. a Richter A.: *Forced Dynamics Position Control of the Drive with Linear PMSM*, Zborník konferencie IEEE - Africon, sept. 2009, Nairobi, Kenya, CD-Rom.

Pod'akovanie

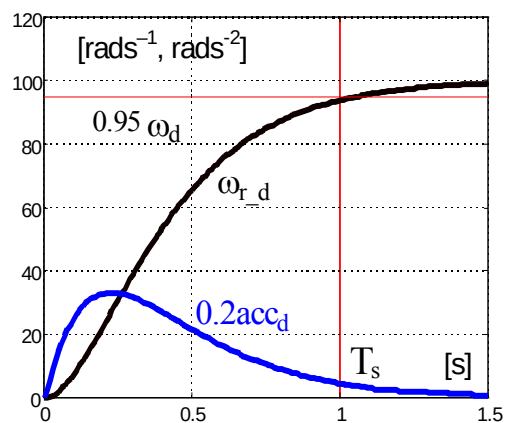
 Európska únia Európsky fond regionálneho rozvoja	 Operačný program VÝSKUM a VÝVOJ	Autori týmto ďakujú za podporu slovenskej grantovej agentúry VEGA a Centru excelencie výkonových elektronických systémov a materiálov pre ich komponenty založeného Európskou komunitou, program ERDF Európsky regionálny rozvojový fond.
---	---	---



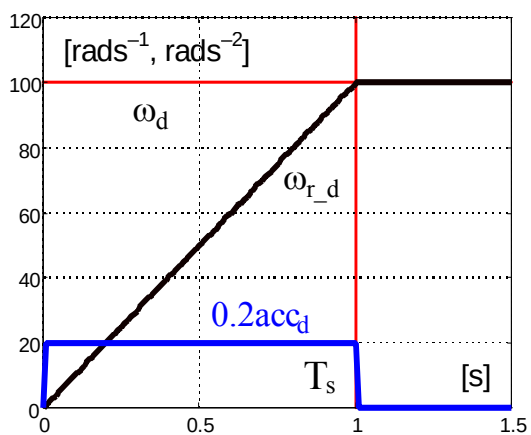
Obr. 1. Bloková schéma pre realizáciu riadenia s vnútenou dynamikou



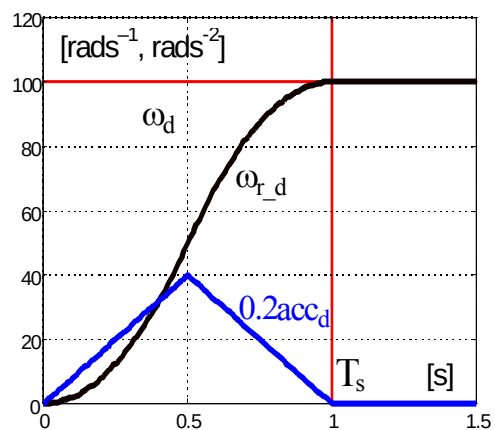
a) dynamika prvého rádu, exponenciálny nárast rýchlosti



b) dynamika druhého rádu, plynulá zmena zrýchlenia

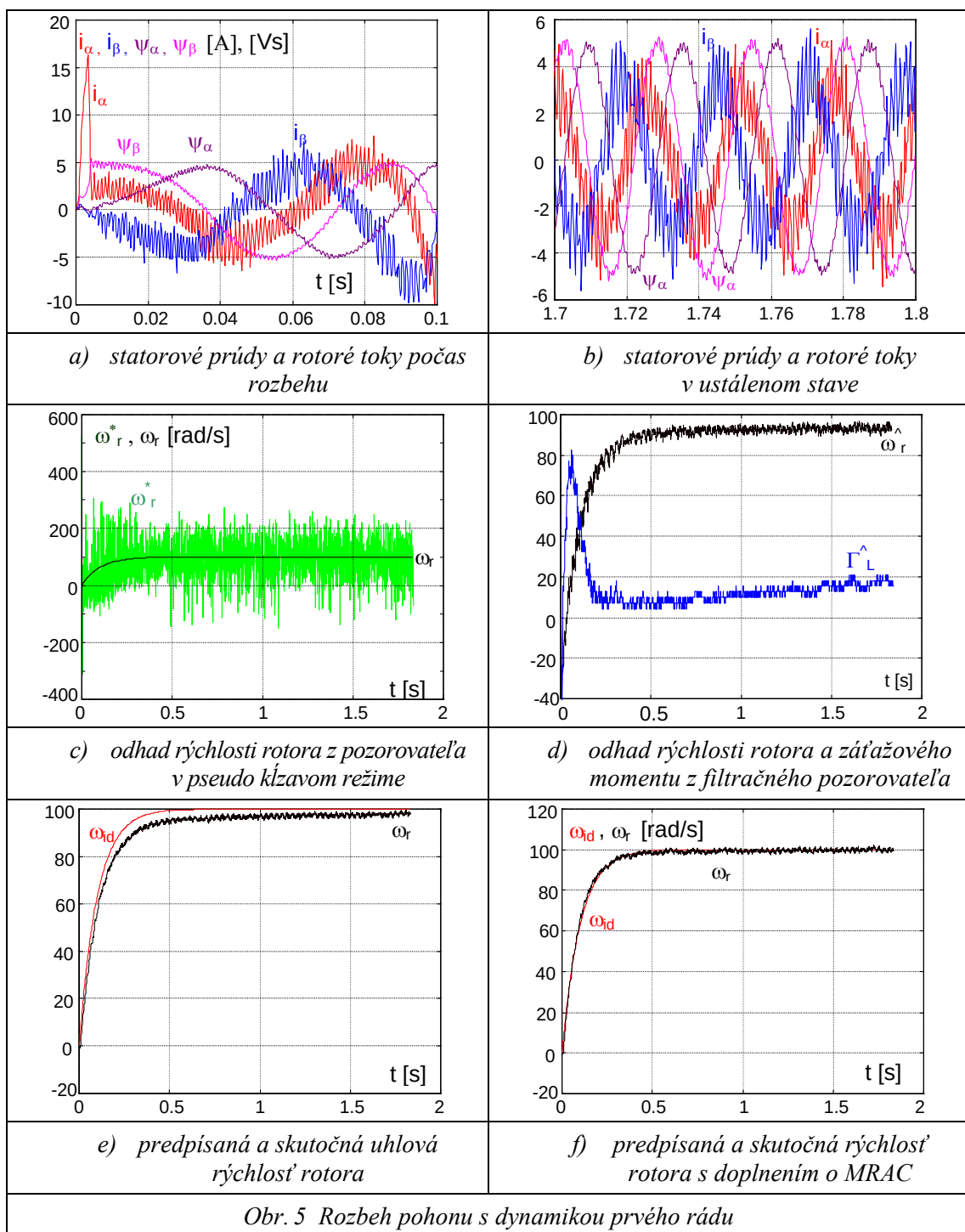


c) rozbeh s konštantným zrýchlením, rampa rýchlosti

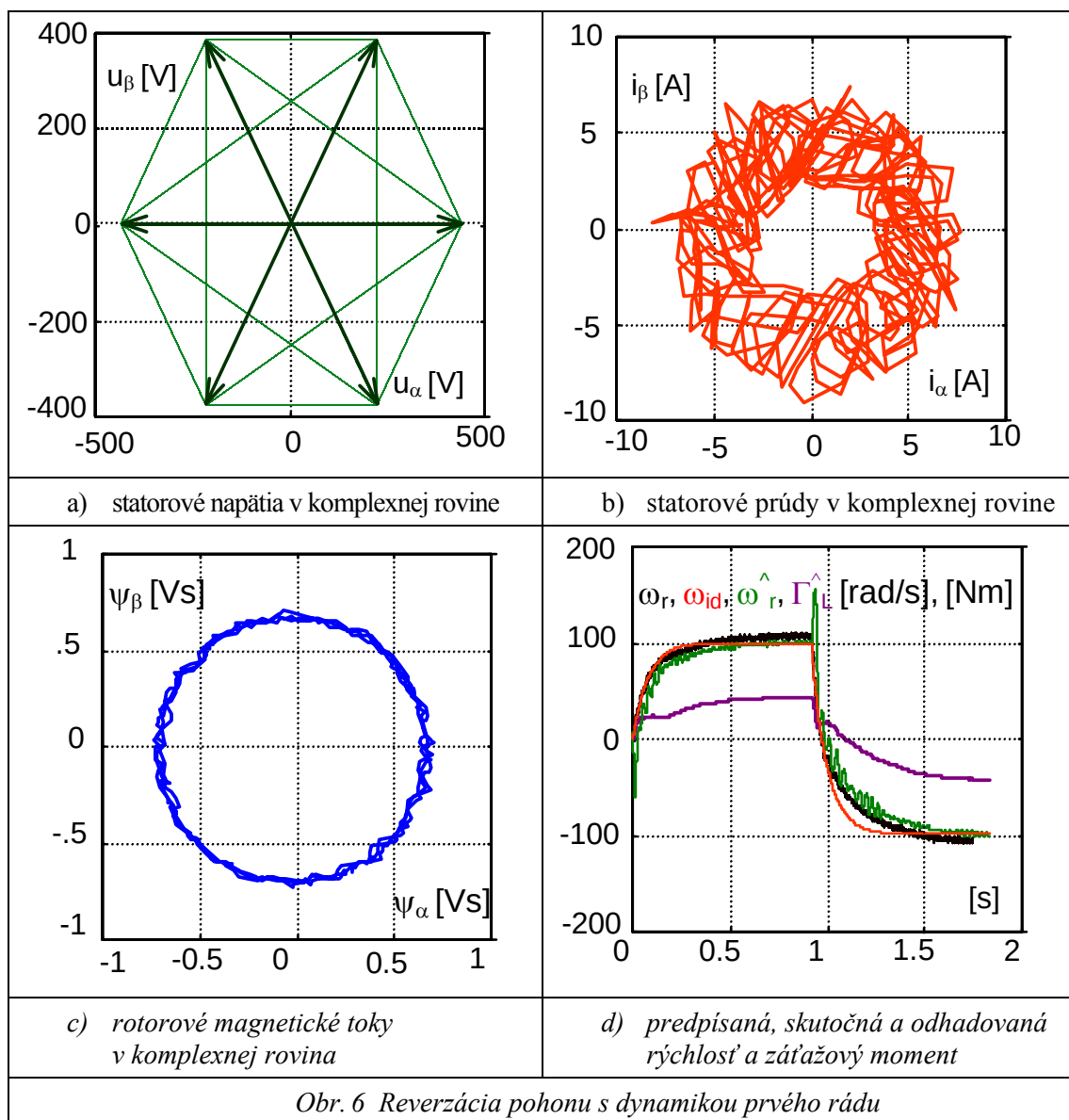


d) rozbeh s konštantnou deriváciou zrýchlenia - rývom, S-krivka

Obr. 2 Predpísané profily zrýchlenia a rýchlosti pre opísané dynamiky



Obr. 5 Rozbeh pohonu s dynamikou prvého rádu



Obr. 6 Reverzácia pohonu s dynamikou prvého rádu

