

# ÚVOD DO RIADENIA ELEKTRICKÝCH SERVOPOHONOV S PREDKOREKCIOU

Michal MALEK, Pavol MAKYŠ, Marek ŠTULRAJTER

Katedra výkonových elektrotechnických systémov, Žilinská univerzita, Univerzitná 1, 010 26 Žilina, Slovensko

[malek@kves.uniza.sk](mailto:malek@kves.uniza.sk), [makys@kves.uniza.sk](mailto:makys@kves.uniza.sk), [stulrajter@kves.uniza.sk](mailto:stulrajter@kves.uniza.sk)

**Abstrakt:** Svet elektrických pohonov ponúka široké spektrum aplikácií lišiac sa výkonom, použitým motorom či nárokmí prostredia, v ktorom pracujú. Tých kritérií je samozrejme omnoho viac a práve jedným z tých „ďalších“ sú aj nároky na presnosť či dynamické vlastnosti. Stretávame sa s nimi hlavne v aplikáciách s prívlastkom „servo“. Význam tohto slova v uvedenom kontexte znamená úplne podriadenie sa požiadavkám nadradeného. Táto nekompromisná požiadavka je s tolerovanými odchýlkami v praxi splniteľná aj vďaka použitiu predkorekcie. Článok prezentuje dôvody prečo je nutné siahnúť po predkorekcii, ako realizovať rýchlostnú predkorekciu, aké sú základné vlastnosti systému s rýchlostnou predkorekciou a naznačuje nevýhody, ktoré je nutné v presných pohonoch eliminovať.

## Kľúčové slová

Predkorekcia, servopohon, presnosť

## 1. Úvod

Zvýšené požiadavky na presnosť či dynamické vlastnosti automaticky priradujú „pohonársku“ aplikáciu do kategórie tzv. „servo“ aplikácií. Tie sa v rámci elektrických pohonov dajú najjednoduchšie rozdeliť na rýchlostné a polohové. A keďže sa tento článok bude venovať len druhým uvedeným, bude polohový servopohon v ďalšom texte označovaný iba ako servopohon.

Úlohou takéhoto servopohonu je dosiahnuť požadovanú polohu s minimálnymi odchýlkami v presnosti, dobe ustálenia resp. v dynamike pohybu pri pôsobení poruchových veličín pri minimálnych nákladoch. Samozrejmosť poslednej požiadavky je však len zdanlivá, keďže vylučuje z užšieho výberu vhodných riadiacich algoritmov napríklad tie, ktorých zložitý matematický aparát je nekompatibilný s lacnými, ale výrobcami preferovanými riadiacimi procesormi. Limitov z hľadiska nákladov je však viacero, či už ide o použité snímače (hlavne čo sa týka rozlíšenia) a pod. V článku však bude reč len o riadiacich algoritmoch, pričom najpočetnejšiu a pritom na výpočtový výkon málo náročnú skupinu reprezentujú kaskádne schémy riadenia.

Tie sú pre tento účel využívané už celé desaťročia hlavne pre svoju prehľadnosť a jednoduchosť. Klasický spätnoväzobný model kaskádnej štruktúry pri riadení

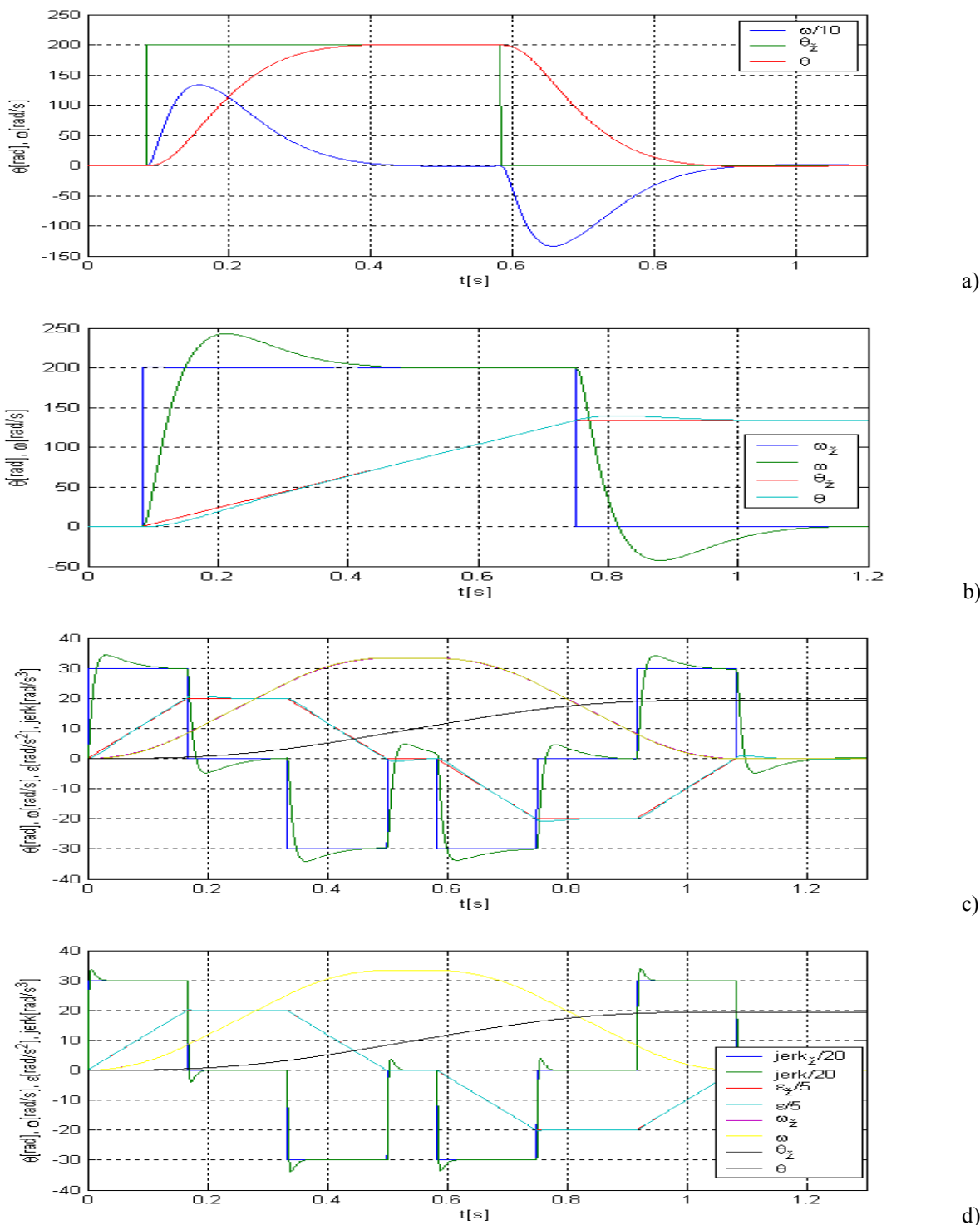
elektrických pohonov však vo viacerých prípadoch nedokáže poskytnúť potrebné odozvy a tak je nutné pristúpiť k jej rozšíreniu.

Toto je možné znova previesť viacerými spôsobmi, ale takmer vo všetkých prípadoch je nutné siahnúť po tzv. predkorekcii, ktorej bude venovaný nasledujúci článok.

## 2. Príčiny použitia predkorekcie

Základnou príčinou použitia predkorekcie, ako už bolo spomenuté, je zvýšenie presnosti systému. Presnosť servopohonov je vo všeobecnosti daná rádom astatizmu systému. Rád astatizmu, v čisto teoretickom ponímaní, vyjadruje počet nulových koreňov v menovateli otvoreného prenosu systému. Na základe tohto sa najčastejšie stretávame so systémami s astatizmom nulého rádu resp. so statickými systémami a so systémami s astatizmom prvého a druhého rádu. Z uvedeného vyplýva, že hlavné „slovo“ pri určovaní presnosti má počet integrátorov v priamej vetve systému. Následne je nutné definovať akú presnosť budeme od systému požadovať, či bude stačiť presné sledovanie žiadanej polohy alebo bude žiadané aj presné sledovanie jej derivácií čiže rýchlosti, zrýchlenia prípadne trhu. Potom je možné predchádzajúce rozdelenie doplniť nasledovne:

- statické systémy – sledujú referenciu polohy s trvalou chybou v ustálenom stave úmernou zosilneniu,
- systémy s astatizmom prvého rádu – chyba polohy je v tomto prípade nulová. Rýchlosť v ustálenom stave vykazuje trvalú chybu, veľkosťou závislú na hodnote zosilnenia systému,
- systémy s astatizmom druhého rádu – chyba polohy a rýchlosti je v tomto prípade nulová. Zrýchlenie v ustálenom stave vykazuje trvalú chybu, veľkosťou závislú na hodnote zosilnenia systému,
- systémy s astatizmom tretieho rádu – chyba polohy, rýchlosti a zrýchlenia je v tomto prípade nulová. Trh v ustálenom stave vykazuje trvalú chybu, veľkosťou závislú na hodnote zosilnenia systému



**Obr.1.** Ukážky priebehov kinematických veličín pre systémy s astaticizmom a) 1, b) 2, c) 3 a d) 4 rádu. Označenie veličín: poloha- $\theta$ , uhlová rýchlosť- $\omega$ , uhlové zrýchlenie- $\epsilon$ , trh-jerk

Ukážky priebehov kinematických veličín pre systémy rôznych rádoov astaticizmu ponúka obr.1. Tu je možné získať základnú predstavu o horeuvedených, „suchou“ teóriou opísaných, systémoch.

Toľko v krátkosti o presnosti servopohonov. Je zrejme, že snahy o jej zvýšenie budú založené na zvýšení rádu astaticizmu a na veľkosti zosilnení. To má však okrem pozitívneho efektu aj negatíva v podobe ovplyvnenia

stability, keďže dôjde k zásahu do menovateľa prenosu systému, ktorý stabilitu určuje. Zvýšenie rádu astaticizmu, ako bolo uvedené, sa jednoducho dosiahne pridaním ďalšieho integrátora do obvodu. Vplyv takéhoto zásahu môže byť demonštrovaný na servopohone s PI regulátorom rýchlosti a P regulátorom polohy (1).

$$G_{\theta}(s) = \frac{sK_{P\omega}K_{P\theta} + \frac{K_{P\omega}K_{P\theta}}{T_{\omega}}}{s^4T_{\Sigma}J + s^3J + s^2K_{P\omega} + s\left(\frac{K_{P\omega}}{T_{\omega}} + K_{P\omega}K_{P\theta}\right) + \frac{K_{P\theta}K_{P\omega}}{T_{\omega}}} \quad (1)$$

,kde  $K_{P\theta}$  a  $K_{P\omega}$  sú proporcionálne zosilnenia polohového a rýchlostného regulátora,  $T_{\omega}$  je časová konštanta regulátora,  $J$  je moment zotrvačnosti.

Pozn. Systém je zjednodušený, pričom marginálne oneskorenia sú buď zanedbané alebo zahrnuté v súčtovej časovej konštante  $T_{\Sigma}$ . Ďalej nie sú brané do úvahy ani zosilnenia pôsobiace v obvode.

Tento systém sám osebe vykazuje astatizmus prvého rádu čiže odchýlka polohy v ustálenom stave je nulová (2) a odchýlka rýchlosti je závislá od zosilnenia systému (v (2) by sa namiesto skoku polohy  $1/s$  dosadil skok rýchlosti  $1/s^2$ ).

$$e_{\theta\infty} = \lim_{s \rightarrow 0} sL\{\theta_z\}L\{e_{\theta}\} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{1}{s} \frac{s^4 + s^3 \frac{1}{T_{\Sigma}} + s^2 \frac{K_{P\omega}}{T_{\Sigma}J} + s \frac{K_{P\omega}}{T_{\Sigma}JT_{\omega}}}{s^4 + s^3 \frac{1}{T_{\Sigma}} + s^2 \frac{K_{P\omega}}{T_{\Sigma}J} + s \left( \frac{K_{P\omega}}{T_{\omega}} + K_{P\omega}K_{P\theta} \right) + \frac{K_{P\theta}K_{P\omega}}{T_{\Sigma}T_{\omega}J}} = \frac{0}{\frac{K_{P\theta}K_{P\omega}K_{II}}{T_{\Sigma}T_{\omega}J}} = 0 \quad (2)$$

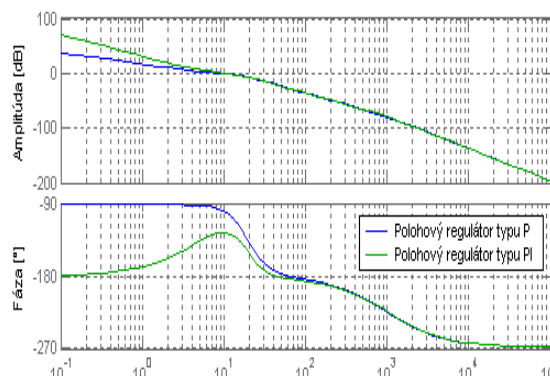
V prenose (1) je evidentné, že absolútne členy sú rovnaké čo je príznačné pre astatické systémy prvého rádu. Ak by sme chceli, aby bol systém presný aj v prípade skoku rýchlosti, museli by byť rovnaké aj členy s prvou mocninou operátora  $s$ . Ako vidno, splnenie tejto podmienky by viedlo k nulovému integračnému zosilneniu, čo nevedie k správne výsledku.

Odchýlku rýchlosti však môže znegovať ďalší integrátor v systéme a to napr. v regulátore polohy. Potom výsledný prenos nadobúda tvar (3). Tu je ako vstupný signál uvažovaný skok rýchlosti.

Je zrejme, že odchýlka rýchlosti v ustálenom stave je v tomto prípade nulová a skoková zmena zrýchlenia je sprevádzaná trvalou odchýlkou. Ako však bolo uvedené, utrpí v tomto prípade stabilita. Pri snahe dosiahnuť pokiaľ možno rovnaké výsledky (prechodové charakteristiky). Rád menovateľa sa zvýšil čo v prípade aktuálneho nastavenia znamenalo pridanie ďalšieho reálneho pólu avšak z nízkou hodnotou tlmenia. Zmenu resp. zhoršenie stability dokumentuje aj obr.2.

Tu je vidieť, že priebeh amplitúd aj fáz je rozdielny v oblasti nízkych frekvencií a smerom k stredným sa priebehy približujú. Je to zrejme, nakoľko jeden integračný element navyše pootáča fázu o ďalších  $90^{\circ}$ . Je však

evidentné, že týmto utrpí ďalší dôležitý parameter a to je fázová bezpečnosť, ktorá sa v tomto prípade znížila takmer na polovicu a amplitúdová bezpečnosť o tretinu. Čím vyššiu hodnotu integračného zosilnenia použijeme, tým menšie hodnoty uvedených „bezpečností“ docielime.



Obr.2. Porovnanie charakteristík otvorených regulačných obvodov s P a s PI regulátorom polohy

Ďalšou nevýhodou v súvislosti s integrátorom v polohovom regulátore je prekmit, ktorý značne naruša výslednú prechodovú charakteristiku.

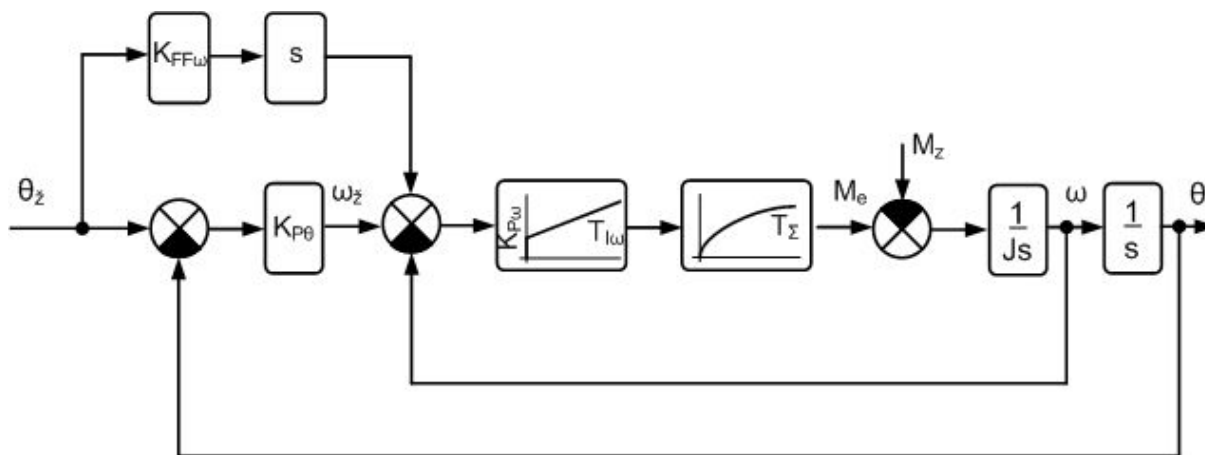
V predchádzajúcich riadkoch bolo naznačené, že zvyšovanie astatizmu systému pridávaním integračných členov nevedie k požadovanému výsledku (v dôsledku zníženia stability) a preto je nutné siahnúť po inom spôsobe a tým je práve v úvode spomenutá predkorekcia.

### 3. Čo je to predkorekcia?

V zahraničnej literatúre je tento pojem uvádzaný ako „feedforward“ riadenie ako náprotivok k „feedback“ riadeniu, ktoré u nás poznáme pod pojmom *spätivázobné*. V slovenčine takýto priamy ekvivalent neexistuje a tak je zaužívaných viacero termínov a okrem *predkorekcie* je možné sa stretnúť aj s *doprednou väzbou* či s použitím *princípu (čiastočnej) invariantnosti* [1].

Predkorekcia vo všeobecnosti slúži k zlepšeniu presnosti regulácie regulačných systémov polohy ako aj k rozšíreniu pásma priepustnosti, ktoré je bežnými prostriedkami nedosiahnuteľné. Vždy sa používa v súčinnosti so spätivázobným riadením, ktoré je nevyhnutné na sledovanie žiadanej hodnoty, ale hlavne k potlačaniu vplyvu poruchy. Ďalej sa využíva v systémoch, kde vstupná žiadaná veličina tzn. poloha nemá charakter skokovej zmeny, ale je vytvorená na základe požadovaného profilu jej derivácií, čiže rýchlosti, zrýchlenia príp. trhu. V prvom priblížení teda možno o predkorekcii povedať toľko, že okrem primárnej vstupnej žiadanej veličiny sa do systému privádzajú ďalšie, najčastejšie jej časové derivácie. Počíta sa však s presným poznaním štruktúry celého systému.

$$e_{\theta\infty} = \lim_{s \rightarrow 0} s L\{\theta_z\} L\{e_\theta\} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{1}{s^2} \frac{s^5 + s^4 \frac{1}{T_\Sigma} + s^3 \frac{K_{P\omega}}{T_\Sigma J} + s^2 \frac{K_{P\omega}}{T_\Sigma J T_\omega}}{s^5 + s^4 \frac{1}{T_\Sigma} + s^3 \frac{K_{P\omega}}{T_\Sigma J} + \frac{s^2}{T_\Sigma J} \left( \frac{K_{P\omega}}{T_\omega} + K_{P\omega} K_{P\theta} \right) + \frac{s K_{P\theta} K_{P\omega}}{T_\Sigma J} \left( \frac{1}{T_\theta} + \frac{1}{T_\omega} \right) + \frac{K_{P\theta} K_{P\omega}}{T_\Sigma J T_\theta T_\omega}} = 0 \quad (3)$$



Obr.3. Bloková schéma polohového riadenia s rýchlostnou predkorekčnou slučkou

Schém pre realizáciu predkorekcie v riadení elektrických pohonov existuje niekoľko. Najjednoduchšou možnosťou je využitie rýchlostnej predkorekcie, ktorá je vypočítaná zo žiadanej polohy (pre násobenie príslušným zosilnením a zderivovaním) a pripočítaná ku vstupu regulátora rýchlosti. Keďže je odchýlka polohy podľa (2) nulová a signál je násobený obrátenou hodnotou prenosu príslušnej časti systému (teda  $s$ ) je zrejmé, že uvedená štruktúra pre hore popísaný systém bude mať za cieľ redukovať odchýlku rýchlostnú. Je dôležité pripomenúť, že predkorekcia ovplyvňuje len čitateľ prenosu (pozri (4)) pričom menovateľ (charakteristická rovnica) zostáva bezo zmien a teda nemá vplyv na stabilitu systému (i keď v podstate prispieva k „virtuálnemu“ zvýšeniu fázovej a amplitúdovej bezpečnosti a tým stabilitu zlepšuje). To zabezpečuje „voľnú ruku“ pri návrhu veľkosti zosilnenia predkorekcie podľa potrieb aplikácie.

Ďalšie úvahy budú vychádzať zo schémy na obr.3.

Klasická zjednodušená bloková schéma polohového riadenia servopohonu je tu doplnená o doprednú väzbu so zosilnením a derivátorom. Rád derivátora je daný stupňom astatizmu, ktorý chceme ovplyvniť (dosiahnuť) a zosilnenie má pri správnom nastavení negovať člen príslušnej mocniny v menovateli.

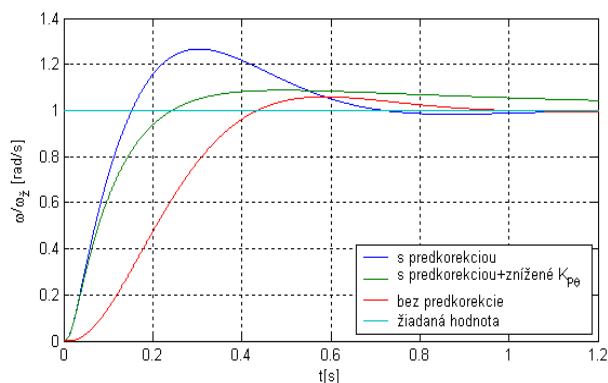
Prenos prislúchajúci tejto schéme je nasledovný (4):

$$G_\theta(s) = \frac{s^2 K_{FF\omega} K_{P\omega} + s \left( K_{P\omega} K_{P\theta} + \frac{K_{P\omega} K_{FF\omega}}{T_\omega} \right) + \frac{K_{P\theta} K_{P\omega}}{T_\omega}}{s^4 T_\Sigma J + s^3 J + s^2 K_{P\omega} + s \left( \frac{K_{P\omega}}{T_\omega} + K_{P\omega} K_{P\theta} \right) + \frac{K_{P\theta} K_{P\omega}}{T_\omega}} \quad (4)$$

Chybu v ustálenom stave vypočítame na základe vety o konečnej hodnote funkcie podľa predchádzajúcich vzťahov (5). Tu je zrejmé, že nastavením jednotkového predkorekčného zosilnenia  $K_{FF\omega}$  znegujeme príslušný člen čitateľa a skok rýchlosti reprezentovaný členom ( $1/s^2$ ) bude sledovaný bez odchýlky v ustálenom stave.

$$e_{\theta\infty} = \lim_{s \rightarrow 0} s L\{\theta_z\} L\{e_\theta\} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{1}{s^2} \frac{s^4 + s^3 \frac{1}{T_\Sigma} + s^2 \frac{(K_{P\omega} - K_{P\omega} K_{FF\omega})}{T_\Sigma J} + \frac{s}{T_\Sigma J T_\omega} (1 - K_{FF\omega})}{s^4 + s^3 \frac{1}{T_\Sigma} + s^2 \frac{K_{P\omega}}{T_\Sigma J} + \frac{s}{T_\Sigma J} \left( \frac{K_{P\omega}}{T_\omega} + K_{P\omega} K_{P\theta} \right) + \frac{K_{P\theta} K_{P\omega}}{T_\Sigma T_\omega J}} = 0 \quad (5)$$

Žiaľ, ani v tomto prípade sa nezaobídeme bez vedľajších efektov a ako to už býva, zápornej povahy. Skok rýchlosti je síce sprevádzaný nulovou odchýlkou v ustálenom stave, ale je poznačený prekritom, ktorý je v niektorých aplikáciách nepripustný. Uvedené dokumentuje obr.4.



Obr.4. Priebeh rýchlosti pri polohovom riadení pohonu pre prípad bez a s použitím predkorekcie

Pozn. Uvedená simulácia bola zrealizovaná podľa blokovej schémy na obr.3. Vyladenie regulátorov prebiehalo metódou symetrického optima a postupnej optimalizácie avšak nebolo cieľom „ideálne“ vyladenie, ale demonštrácia vplyvu rýchlostnej predkorekcie.

Tu je vidieť, že síce nábeh rýchlosti je podstatne rýchlejší, ale prekmit je takmer 30% a tým zavedenie predkorekcie nie je opätované adekvátnym benefitom. Riešením môže byť ďalšia úprava zosilnení (napr. zníženie proporcionálneho zosilnenia regulátora polohy) (obr.4), ale znova by to bolo kontraproduktívne, nakoľko by tým utrpeli ďalšie vlastnosti obvodu. Ako sa vysporiadame s týmto problémom si povieme v nasledujúcej časti.

## 4. Záver

Po zhrnutí faktov uvedených vyššie môžeme povedať, že predkorekcia vo všeobecnosti znižuje rád systému a umožňuje dosiahnuť vyššie pásmo priepustnosti, ale na druhej strane núti realizátora riešiť problémy s ňou súvisiace.

## Podakovanie

Autori by týmto chceli vyjadriť vďaku za podporu projektu “Centrum excelentnosti výkonových elektronických systémov a materiálov pre ich komponenty“. Operačného programu VaV, projekt je financovaný zo zdrojov ES, ERDF - Európsky fond regionálneho rozvoja

## Použitá literatúra

- [1] KALAŠ, V.: *Servomechanizmy a automatizované pohony I*, Edičné stredisko SVŠT, Bratislava, 1974
- [2] MALEK, M.: *Riadenie polohy servopohonu so synchronným motorom s permanentnými magnetmi s priamym riadením momentu a toku*, dizertačná práca, ŽU Žilina, 2008
- [3] LEONHARD, W.: *Control of Electrical Drives*, Springer Verlag, 3rd edition, September 21, 2001, ISBN 3-504-41820-2

## Autorský kolektív...

**Michal MALEK** sa narodil v roku 1977 v Myjave. Študoval na Žilinskej univerzite elektrickú trakciu (Ing. v roku 2000) a elektrické pohony (PhD. v roku 2009). Pracoval ako technológ výroby koľajových vozidiel, programátor PLC pre priemyselné aplikácie a ako vysokoškolský učiteľ. Venoval sa výskumu priameho riadenia momentu a toku SMPM.

**Pavol MAKYŠ** sa narodil v roku 1980 v Bánovciach nad Bebravou. Študoval na Žilinskej univerzite v Žiline odbor elektrické pohony ukončený titulom Ing. v roku 2003. V roku 2006 získal titul PhD. Od ukončenia štúdií pracuje na Žilinskej univerzite ako výskumný a pedagogický pracovník, so zameraním na oblasť elektrických pohonov, hlavne aplikáciou mikropočítačov a digitálnych signálových procesorov.

**Marek ŠTULRAJTER** sa narodil v roku 1980 v Brezne. Študoval na Žilinskej univerzite v Žiline odbor elektrické pohony ukončený titulom Ing. v roku 2003. V roku 2006 získal titul PhD. Hlavné aktivity výskumu sú zamerané na elektrické pohony, ich riadiace štruktúry, riadenie nových typov elektrických pohonov a pod.