

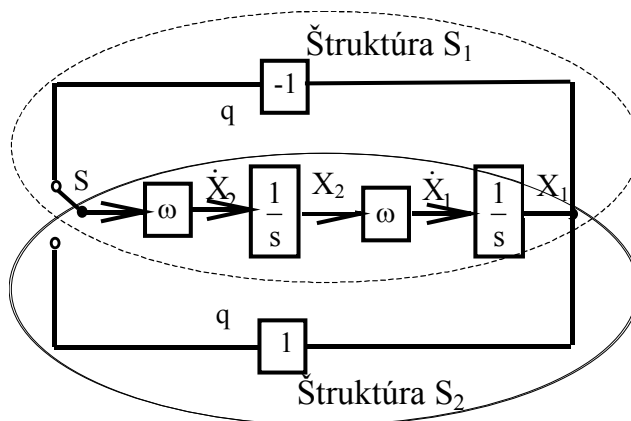
# 1. RIADENIE V KLZAVOM REŽIME

Riadenie v klzavom režime [Utkin] je formou dvojhodnotového riadenia, pri ktorom sú stavy daného systému nútené priblížiť sa a udržať sa v blízkom okolí rozhrania, ktoré určí návrhár riadenia.

## 1.1. Konceptia systému s premenlivou štruktúrou a fázový portrét

Systém s premenlivou štruktúrou sa definuje ako dynamický systém, ktorý mení svoju štruktúru ako funkciu vlastných stavov a externých vstupných premenných.

Najčastejšie systémy s premenlivou štruktúrou mávajú iba dve štruktúry,  $S_1$  a  $S_2$ , medzi ktorými sa prepínajú podľa "prepínacej funkcie"  $S(x, y_t)$ . Ako príklad uvažujme systém s premenlivou štruktúrou, ktorý je na obr.1. Tento systém pozostáva z dvoch kaskádne zapojených integrátorov. Podľa toho v akej polohe je spínač  $S$ , je zaradená buď záporná spätná väzba a systém vytvára štruktúru  $S_1$  a naopak, ak je zaradená kladná spätná väzba, systém vytvára štruktúru  $S_2$ .



Obr. 1. Systém s premenlivou štruktúrou pre zostavenie fázového portréту

Stavové diferenciálne rovnice (v tomto prípade vlastne vstupy do integrátorov) sa dajú odvodiť priamo z obr. 1 a majú nasledujúci tvar:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= \omega x_2 \\ \dot{x}_2 &= q\omega x_1 \end{aligned} \quad (1a,b)$$

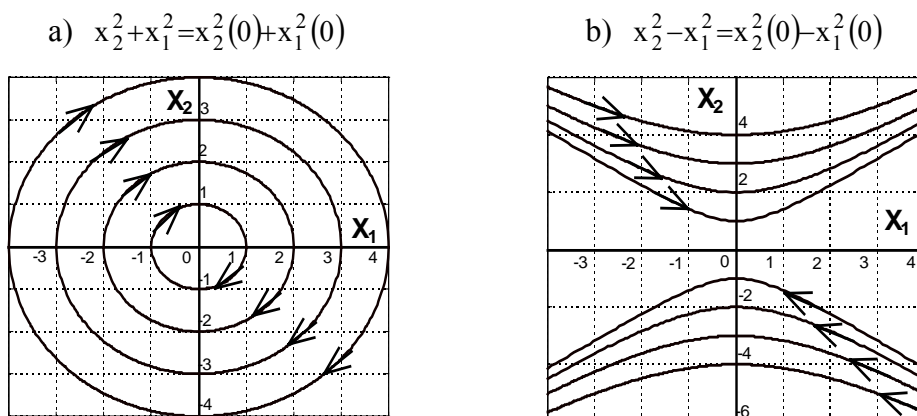
kde  $q=-1$  pre štruktúru  $S_1$  a  $q=1$  pre štruktúru  $S_2$ . Ak z diferenciálnych rovníc (1a,b) vylúčime čas dostaneme separovateľnú diferenciálnu rovnicu v tvare:

$$\frac{dx_2}{dx_1} = \frac{qx_1}{x_2} \quad (2)$$

Toto je diferenciálna rovnica prvého rádu, ktorá má pri nenulových začiatočných podmienkach riešenie:

$$x_2^2 - qx_1^2 = x_2^2(0) - qx_1^2(0) \quad (3)$$

Riešenie pre štruktúru  $S_1$  s  $q=-1$  predstavuje skupinu sústredených kružníc okolo počiatku súradnicovej sústavy a pre štruktúru  $S_2$  s  $q=1$  sa jedná o skupinu hyperbôl opäť symetrických okolo počiatku. Riešenia pre zodpovedajúce štruktúry pri rozličných začiatočných podmienkach sú zobrazené na obr. 2.



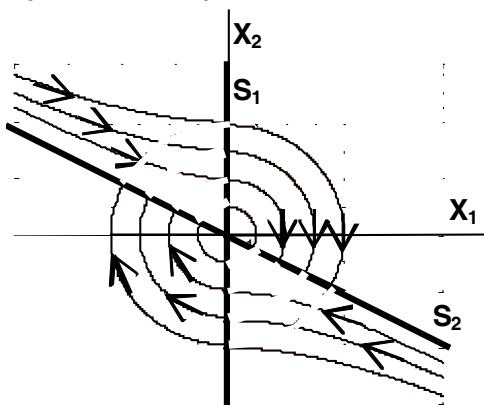
Obr. 2. Fázový portrét systému s premenlivou štruktúrou oddelene

Veľmi dôležité si je uvedomiť, že odvodené sústavy kriviek majú svoj smer a preto je treba určiť aj smer pohybu pozdĺž stavových trajektórií. Toto sa dá zistiť podrobnejším vyšetrením stavových diferenciálnych rovníc. Rovnica (1a) naznačuje, že  $x_1$  musí mať stúpajúci trend pre  $x_2 > 0$  a podobne z rovnice (1b) možno usúdiť, že  $x_1$  musí mať klesajúci trend pre  $x_2 < 0$ .

V nasledujúcom kroku sa určí fázový portrét celého spätnoväzbového systému. K tomu je potrebné najskôr určiť prepínaciu funkciu spínača  $S$ . V tomto špeciálnom - teoretickom prípade (zvolenom len pre teoretické vysvetlenie), nech je prepínacie rozhranie (prepínacia funkcia spínača  $S$ ) určené dvomi rovnicami:

$$\begin{aligned} x_1 &= 0 \\ x_2 &= -kx_1 \end{aligned} \quad (4)$$

Takto sa už stavové trajektórie úplného systému s premenlivou štruktúrou dajú nakresliť pre ľubovoľný začiatočný stav. K prepínaniu prichádza vždy v prípade, keď stavové trajektórie dosiahnu prepínacie rozhranie dané rovnicami (4). Fázový portrét systému, ktorý rešpektuje premenlivú štruktúru v uzavretej slučke, ukazuje obr. 3.



Obr. 3 Fázový portrét systému s premenlivou štruktúrou v uzavretej slučke.

## 1.2. Kĺzavý pohyb a riadenie v kĺzavom režime

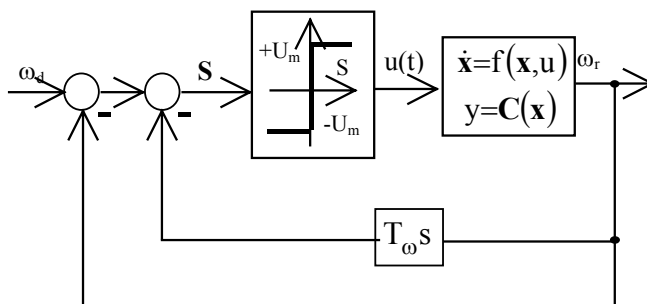
Na základe doteraz uvedeného je už možné navrhnúť kĺzavé riadenie systému, ktorý má premenlivú štruktúru. Ak nahradíme pôvodný spínač  $S$  pre prepínanie dvoch maximálnych hodnôt napätia  $U_m$  matematickou funkciou “**signum**”, je tým jednoznačne určený spôsob riadenia systému, čím vzniká už realizovateľné riadenie vybraného systému, ktoré bude pracovať v kĺzavom režime:

$$u = U_m \text{sign}(S) , \quad (5)$$

kde  $S$  je prepínacia funkcia. Ak napr. predpokladáme riadený systém druhého rádu, potom je prepínacia funkcia  $S$  určená ako:

$$S = \omega_d - \omega_r - T_\omega \dot{\omega}_r . \quad (6)$$

Bloková schéma riadenia systému druhého rádu, ktorý je opísaný v stavovom priestore, je na obr. 4.

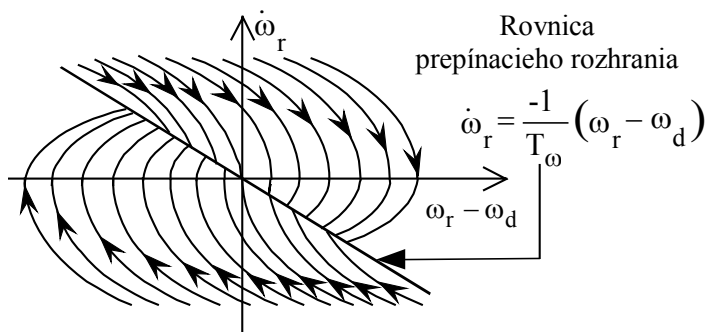


Obr. 4 Realizovateľné riadenie v kĺzavom režime pre systém druhého rádu

Činnosť navrhnutého riadenia a celého systému s naznačenými spätnými väzbami je výhodné vyšetriť vo fázovej rovine, t.j. ako závislosti  $\dot{\omega}_r = f(\omega_r)$ . Akčná veličina  $u(t)$  prepína medzi dvomi hodnotami napätia  $+U_m$  a  $-U_m$  vždy v okamžiku, keď prepínacia funkcia nadobúda hodnotu  $S = 0$ . Ak dosadíme túto podmienku späť do rovnice (6), dostaneme rovnicu pre **prepínacie rozhranie**:

$$\dot{\omega}_r = \frac{-1}{T_\omega} (\omega_r - \omega_d) . \quad (7a)$$

Toto rozhranie ukazuje obr. 5 spolu so skupinou stavových trajektórií začínajúcich z rozličných začiatkových hodnôt (označovaný ako fázový portrét).



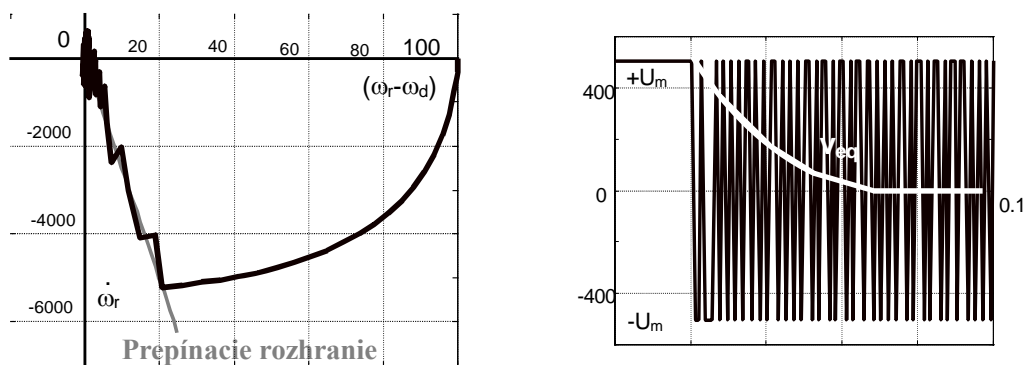
Obr. 5. Fázový portrét a prepínacie rozhranie pre riadenie SISO systému v kĺzavom režime, v uzavretej slučke

Z obr. 5 je evidentné, že v celom ukázanom rozsahu prepínacieho rozhrania sú trajektórie fázového portréту smerované k rozhraniu z oboch strán, čo znamená, že ak sa raz dosiahne prepínacie rozhranie potom je trajektória udržiavaná v jeho tesnej blízkosti, zatiaľ čo akčná veličina  $u(t)$  rýchle prepína (*prepínanie riadenia*). Toto je podmienkou riadenia v kľzavom režime a takto navrhnutý riadiaci systém je klasické riadenie v kľzavom režime. Za týchto okolností systém v uzavretej slučke vyhovuje rovnici prepínacieho rozhrania (7a) tak, ako je uvedená v obr. 5 a ktorá je tiež určená funkciou:

$$\frac{\omega_r(s)}{\omega_d(s)} = \frac{1}{1+sT_\omega} \quad (7b)$$

Ideálny systém pracujúci v kľzavom režime bude prepínať akčnú veličinu s nekonečnou frekvenciou a spojitá sa meniacim pomerným zopnutím napätí, čím udrží trajektóriu systému pracujúceho v kľzavom režime vo fázovej rovine presne na prepínacom rozhraní. V takomto prípade spojitá krátkodobá stredná hodnota akčnej veličiny, ktorú možno získať napr. vyfiltrovaním iba niekoľkých zložiek napätia  $u(t)$  s konečnou frekvenciou, by taktiež udržala stavovú trajektóriu  $y(t)$  presne na prepínacom rozhraní. V tomto zmysle je “*spojitá krátkodobá stredná hodnota*” akčnej veličiny ekvivalentná ideálnemu prepínaciu riadeniu. Z tohoto dôvodu sa táto krátkodobá stredná hodnota nazýva aj “*ekvivalentné riadenie*”.

V reálnych systémoch s premenlivou štruktúrou riadenia a uzavretými spätnými väzbami sa vykazuje kľzavý pohyb pozdĺž segmentov prepínacieho rozhrania, ku ktorému sú smerované fázové trajektórie z oboch strán. Toto je možné jasne vysledovať z obr. 6.



Obr. 6 Kľzavé riadenie reálneho systému s premenlivou štruktúrou

Vo svojej najjednoduchšej forme, ktorá je zobrazená na obr. 4, je riadenie v kľzavom režime vlastne formou dvojhodnotového stavového riadenia, pri ktorom akčná veličina  $u(t)$  prepína medzi svojimi krajnými medznými hodnotami s opačným znamienkom. Takého systémy s dvojhodnotovým riadením sa niekedy tiež nazývajú “*releové systémy*” [Jemeljanov, Utkin].

Ak sa pre systém s jedným vstupom a jedným výstupom (SISO) vyberie výstupná stavová veličina ako riadená veličina a jej derivácie do rádu “*R-1*” tvoria spätné väzby (kde “*R*” je hodnota systému t.j. v prípade lineárneho systému počet pólov mínus počet núl prenosovej funkcie), potom ak je stav systému udržiavaný presne na prepínacom rozhraní, je spätoväzbová dynamika určená rozhraním samotným a je nezávislá od parametrov systému a je tiež nezávislá od externých porúch. Ako je to vidieť aj na obr. 6, stavový bod akoby sa kľzal po rozhraní samotnom. Odtiaľ pochádza aj termín “*kľzavé riadenie*”. Pretože prepínacie rozhranie je vlastne “*R-1*”

dimenzionálny hyperpovrch v “ $R$ ” rozmernom priestore výstupných derivácií, rád systému v uzavretej slučke je vždy “ $R-1$ ”. Túto skutočnosť možno dobre využiť pre zovšeobecnenie návrhu kľzavého riadenia pre SISO lineárny systém rádu “ $R$ ”:

$$S(y_r, y, \dot{y}, \ddot{y}, \dots, y^{R-1}) = y_r - (y + q_1 \dot{y} + q_2 \ddot{y} + \dots + q_{R-1} y^{R-1}) \quad (8)$$

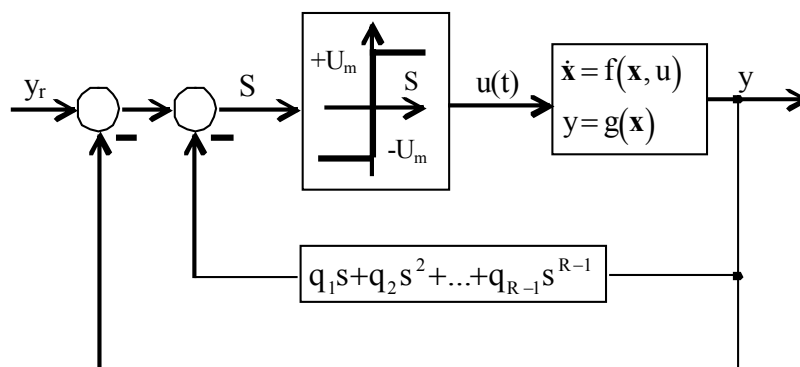
Ak nahradíme v rovnici (8) výraz v zátvorke sumou, možno zovšeobecnenú formulu pre prepínanie funkciu zapísať ako:

$$S(y, y_r) = y - y_r - \sum_{i=1}^{R-1} q_i y^{(i)} \quad (9)$$

kde  $y = [y, \dot{y}, \dots, y^{(R-1)}]^T$  je vektor stavových veličín obsahujúci aj riadený výstup a jeho derivácie, pričom  $R$  je hodnota systému. Prepínanie funkcia mení svoje znamienka vždy v prípade, ak je splnená nasledujúca rovnica:

$$S(y, y_r) = 0 \quad (10)$$

Všetky hodnoty stavových premenných  $y$ , pri ktorých dochádza k prepínaniu akčnej veličiny  $u(t)$ , sú takto jednoznačne určené, čo sa tiež označuje ako “*rovnica prepínanieho rozhrania*”, čo už bolo pre systém druhého rádu uvedené rovnicou (7a). Zodpovedajúca bloková schéma riadenia SISO systému je na obr. 7.



Obr. 7 Zovšeobecnené riadenie v kľzavom režime pre lineárny systém

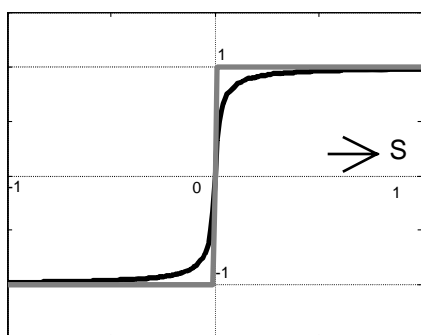
Pre systém druhého rádu v ideálnom prípade, keď sa prepínanie v kľzavom režime uskutočňuje s nekonečne vysokou frekvenciou, rovnica (7a) určuje chovanie v uzavretej slučke a pretože  $x_1 = y$  a  $x_2 = \dot{y}$ , je systém v uzavretej slučke lineárny s prenosovou funkciou ekvivalentnou oneskoreniu prvého rádu, čo je dané rovnicou (7b). Na základe doteraz uvedeného možno urobiť nasledujúce dôležité konštatovania o riadení v kľzavom režime:

- Celý riadiaci systém je extrémne robustný, pretože jeho prenosová funkcia (7b) je nezávislá na parametroch systému a je tiež nezávislá aj od externých porúch t.j. v tomto prípade od momentu záťaže, ak sa to berie vo vzťahu k riadiacemu napätiu  $u(t)$ .
- Systém v uzavretej slučke je len prvého rádu napriek tomu, že pôvodný systém bol druhého rádu. Je to dôsledok toho, že bol odstránený jeden stupeň voľnosti pohybu v stavovom priestore tým, že stavová trajektória je nútená sa pohybovať pozdĺž prepínanieho rozhrania.
- V tomto prípade je možné pre regulovaný systém zvoliť dobu ustálenia  $T_s$  a časová konštanta uzavretej slučky je daná ako  $T_\omega = T_s/3$ .

Na druhej strane si treba tiež uvedomiť, že doteraz opisované ideálne charakteristiky uvedené ako (a) sa nedajú realizovať, pretože každé riadenie realizované digitálnym procesorom pracuje s reálnou vzorkovacou frekvenciou. Taktiež podstatný vplyv na chovanie systému v kľzavom režime môžu mať zanedbané dynamické oneskorenia (*napr. by sa tak stalo v prípade zanedbania elektrickej časovej konštanty kotvy jednosmerného motora*). Chovanie reálneho systému riadeného v kľzavom režime je preto vhodné vyšetriť najskôr presnou - realistickou simuláciou.

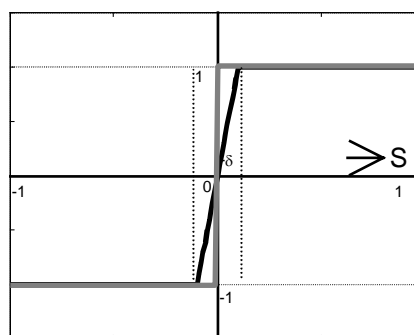
### 1.3. Eliminácia prepínania riadenia v kľzavom režime

Pri niektorých aplikáciách riadenia v kľzavom režime rýchle prepínanie akčnej veličiny aj v ustálenom stave je nežiadúce. Najčastejším spôsobom jeho eliminácie je náhrada signum funkcie v riadiacom algoritme rovnicami (11) a (12) tak, ako to ukazujú obr. 8a,b.



a) 
$$u = U_{\max} \cdot \text{sign}(S)$$

$$u = U_{\max} \cdot \frac{S}{|S| + \delta} \quad (11)$$



b) 
$$u = U_{\max} \cdot \text{sign}(S)$$

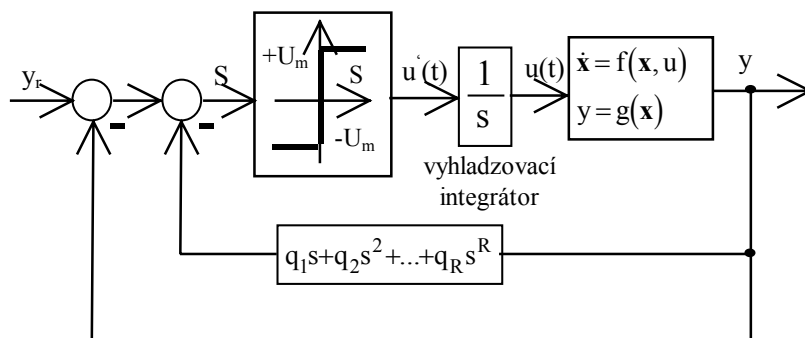
$$u = U_{\max} \cdot \text{sat}(K, S) \quad (12)$$

Obr. 8a,b Dve najčastejšie aproximácie funkcie signum

V prípade aproximácie signum funkcie podľa Ambrosina na obr. 8a, je aproximácia daná rovnicou (11), takže riadenie nikdy nedosiahne hranice nasýtenia, ale sa len asymptoticky približuje k signum funkcii podľa toho, ako prepínacia funkcia S mení svoju hodnotu. Ostré prechody medzi jej extrémnymi hodnotami sa prejavujú v okamihu, keď prepínacia funkcia S mení svoje znamienko.

Podobný výsledok sa dosiahne, ak sa funkcia signum nahradí proporcionálnym zosilnením s ohraničením (12), čo je uvedené na obr. 8b. V tomto prípade je prepínacie rozhranie nahradené konečnou riadiacou prechodovou oblasťou, nazývanou **prepínacia vrstva**, ktorá je charakterizovaná svojou šírkou  $\delta$ . Mimo tejto vrstvy je riadenie saturované na hodnotu  $\pm U_m$ .

Úplne odlišný prístup k eliminácii prepínania je zaradenie “**vyhladzovacieho integrátora**” medzi rýchle prepínajúcu riadiacu veličinu (*v tomto prípade premenovanú na  $u'(t)$* ) a skutočnú akčnú veličinu  $u(t)$ , ktorá pôsobí na riadený systém. Vložený vyhladzovací integrátor je potrebné brať ako súčasť pôvodného systému, ktorý je potrebné riadiť. To znamená, že toto vloženie integrátora má za následok zvýšenie hodnosti systému z predchádzajúcej hodnoty o jeden rád. Preto je tiež potrebné zvýšiť o jednu aj počet derivácií zaradených do spätnej väzby, nakoľko systém má teraz hodnotu „R+I“, ako to ukazuje obr. 9.



Obr. 9 Bloková schéma riadenia v kľzavom režime s vyhladzovacím integrátorom

Účinok vyhladzujúceho integrátora na akčnú veličinu  $u(t)$  môže byť jasne pozorovaný na obr. 10.

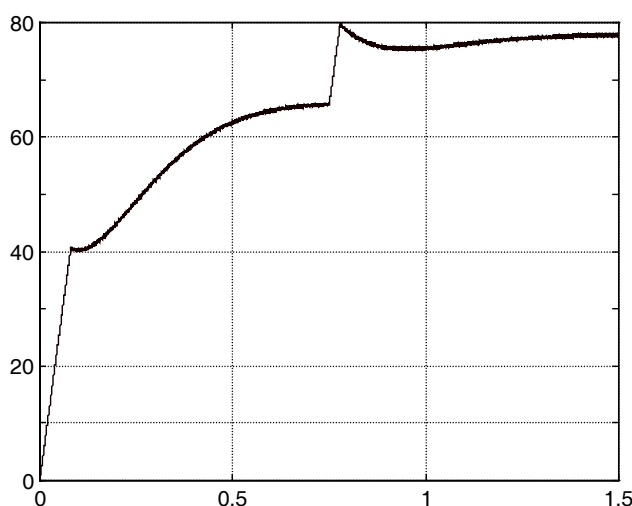


Fig. 10. Akčná veličina  $u(t)$  systému využívajúceho riadenie v kľzavom režime s vyhladzovacím integrátorom

#### 1.4. Riadenie asynchrónneho motora v kľzavom režime

Uvažujme teraz spätnoväzbový systém, ktorý sa skladá z nelineárnej riadiacej rovnice založenej na spätnoväzbovej linearizácii a indukčného motora, ktorý má nominálnu prenosovú funkciu (13).

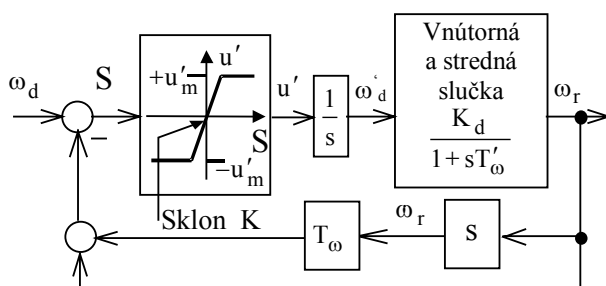
$$\frac{\hat{\omega}_r(s)}{\omega_d(s)} = \frac{1}{1 + sT_\omega} \quad (13)$$

Pretože asynchrónny motor predstavuje nelineárny systém, chyby vnesené neurčitostami jeho parametrov spôsobia, že sa predpísaná lineárna dynamika (7b) nedodrží a naopak sa stane často nelineárnou. Ďalej bude ukázané, že pridanie vonkajšej riadiacej slučky, ktorá pracuje v kľzavom režime, môže takéto vplyvy spôsobujúce nelinaerity kompenzovať. Na čo najjednoduchšie opísanie účinku vonkajšej slučky nech sú neurčitosti v parametroch motora, vplyvy momentu

záťaže a nie celkom ideálna činnosť vnútornej prúdovej slučky v dôsledku nenulového iteračného intervalu (*daného krokom digitálnej realizácie riadenia*), približne reprezentované zmenou časovej konštanty a jednosmerného zisku pôvodnej prenosovej funkcie (13). V dôsledku spomenutých chýb sa preto dynamika vnútornej a strednej slučky preto zapíše ako modifikovaná prenosová funkcia:

$$\frac{\hat{\omega}_r(s)}{\omega'_d(s)} = \frac{K_d}{1 + sT'_\omega}, \quad (14)$$

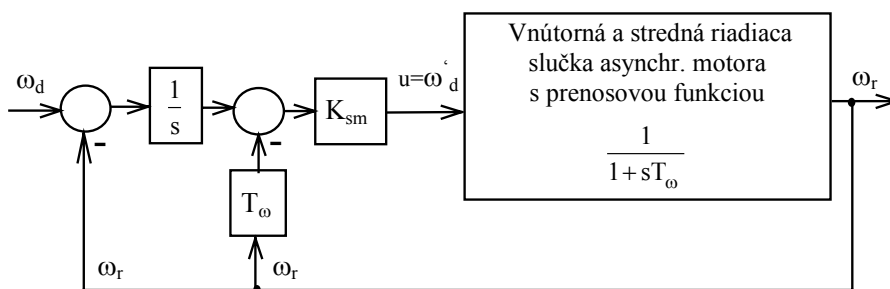
kde  $K_d > 0 \ \& \neq 1$  a  $T'_\omega > 0 \ \& \neq T_\omega$ . Aby sa realizovalo riadenie v kľzavom režime bez redukcie hodnosti systému (*rovný rádu systému bez núl prenosovej funkcie*), ktoré má zabezpečiť chovanie celého systému podľa prenosovej funkcie (7b), vloží sa do rýchlostného referenčného vstupu strednej slučky vyhladzovací integrátor. Ako aj predtým prídanie vyhladzovacieho integrátora znamená zvýšenie rádu systému o jeden. Zodpovedajúca bloková schéma je na obr. 11, ktorý už obsahuje aj vonkajšiu slučku s riadením v kľzavom režime. Nová akčná veličina pôsobiaca na asynchrónny motor je tu označená ako  $\omega'_d(t)$  a výstup z pôvodného kľzavého regulátora ako  $u'(t)$ .



Obr.11 Vonkajšia slučka pracujúca v kľzavom režime

Pretože uhlové zrýchlenie ako derivácia uhlovej rýchlosti by bolo pomerne dosť zašumené (*v dôsledku derivovania*), ponúka sa tu príležitosť využiť pre vonkajšiu slučku alternatívny algoritmus. S odvolaním sa na obr. 12, integrátor efektívne ruší deriváciu vo vnútornej späťoväzbovej slučke. Výsledná bloková schéma je ukázaná na obr. 12, z ktorej vyplýva upravený riadiaci algoritmus (15) riadenia v kľzavom režime.

$$\omega'_d = K_{SM} \left\{ \int (\omega_d - \hat{\omega}_r) dt - T_\omega \hat{\omega}_r \right\} \quad (15)$$

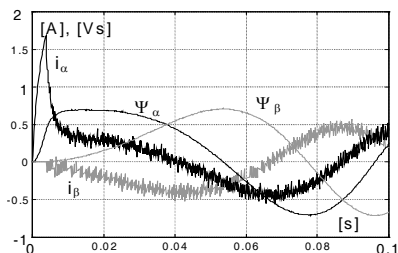


Obr.12. Realizovaná slučka riadenia asynchrónneho motora v kľzavom režime

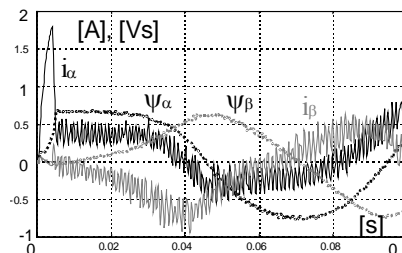
Experimentálne výsledky s touto štruktúrou sú zobrazené na obr. 13. Vo všetkých prezentovaných grafoch sú zložky statorového prúdu a rotorového magnetického toku ako funkcie času pre rozbehový interval v čase  $t \in (0-0,1)$  s ukázané na obr.13a1 a 13a2. Odhady rotorovej



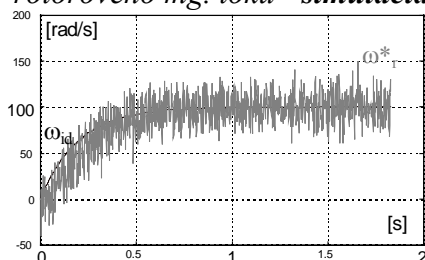
rýchlosti z pozorovateľa pracujúceho v pseudo-klzavom režime sú ukázané na obr.13b1 a 13b2 ako funkcie času pre celý interval ukladania údajov. Obr. 13c1 a obr. 13c2 ukazujú odhad záťažového momentu,  $\hat{\Gamma}_L$ , z filtračného pozorovateľa spolu s odhadom normy rotorového magnetického toku  $\|\Psi\|$ . Nakoniec, obr.13d1 a 13d2 ukazujú ideálnu rotorovú rýchlosť,  $\omega_{id}$ , spolu s reálnou rotorovou rýchlosťou,  $\omega_r$ , a jej odhad,  $\hat{\omega}_r$ , z filtračného pozorovateľa pre celý interval ukladania údajov. Nakreslené sú simulačné a experimentálne výsledky, jednotlivo, v ľavom a pravom stĺpci.



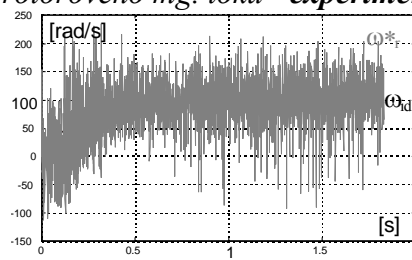
a1) Zložky statorového prúdu a rotorového mg. toku - **simulácia**



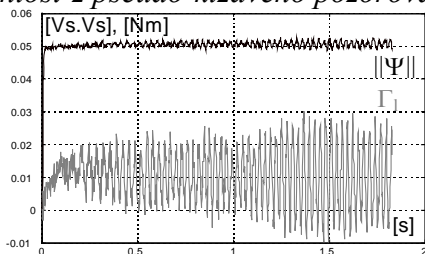
a2) Zložky statorového prúdu a rotorového mg. toku - **experiment**



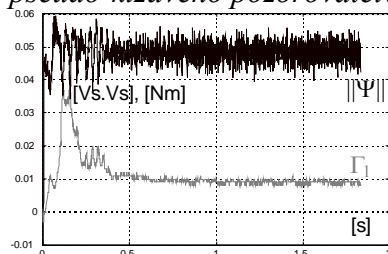
b1) Odhadovaná, nefiltrovaná rotorová rýchlosť z pseudo-klzavého pozorovateľa



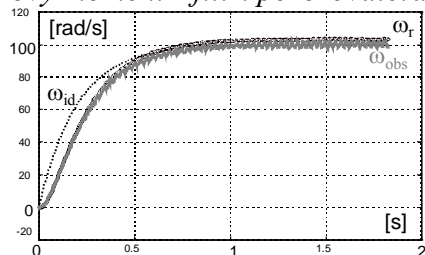
b2) Odhadovaná rotorová rýchlosť z pseudo-klzavého pozorovateľa



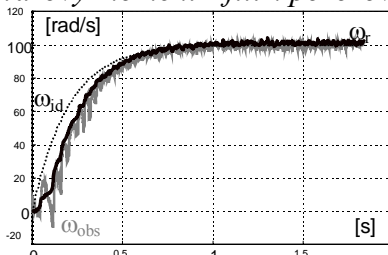
c1) Odhadovaná norma rotor. mg. toku a záťažový moment z filtr. pozorovateľa



c2) Odhadovaná norma rotor. mg. toku a záťažový moment z filtr. pozorovateľa



d1) Ideálna rýchl. odozva, reálna a odhadovaná rot. rýchlosť – **simulácia**



d2) Ideálna rýchl. odozva, reálna a odhadovaná rot. rýchlosť - **experiment**

Fig. 13. Rýchlostná odozva a korešpondujúce stavové premenné s vonkajšou riadiacou slučkou pracujúcou v klzavom režime

## 1.5. Kľzavý režim ako pozorovací nástroj

### 1.5.1. Pozorovateľ v pseudo-kľzavom režime pre rotorovú rýchlosť

Nasledujúce nelineárne diferenciálne rovnice formulované v súradnicovom systéme, ktorý je zviazaný s magnetickým poľom ( $d\_q$ ), popisujú synchronný motor s permanentnými magnetmi:-

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & p\omega_r \frac{L_q}{L_d} \\ -p\omega_r \frac{L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} - \frac{p\omega_r}{L_q} \begin{bmatrix} 0 \\ \Psi_{PM} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} \quad (16a)$$

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{J} \left\{ c_5 [\Psi_{PM} i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] - \Gamma_L \right\} = \frac{1}{J} \{ \Gamma_{el} - \Gamma_L \} \quad (16b)$$

Magnetické toky motora sú popísané ako:-

$$\begin{aligned} \psi_d^* &= L_d i_d + \Psi_{PM} \\ \psi_q^* &= L_q i_q \end{aligned} \quad (17)$$

Základný '*pozorovateľ pracujúci v pseudo-kľzavom režime využívajúci vector statorového prúdu*' je založený na rovnici (16a) ako reálny časový model ale *zámerné vynecháva všetky členy obsahujúce  $\omega_r$  a využíva len posledný výraz rovnice*. Teda:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d^* \\ i_q^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{eqd} \\ v_{eqq} \end{bmatrix} \quad (18)$$

kde  $v_{eqd}$  a  $v_{eqq}$  sú korekcie modelu,  $i_d^*$  a  $i_q^*$  sú odhady  $i_d$  a  $i_q$  ako v bežnom pozorovateli. Tieto však pozorovateľ priamo nevyužíva. Užitočné výstupy pozorovateľa sú spojité *equivalentné hodnoty*, (t.j., *krátkodobé stredné hodnoty*), rýchlo spínajúcej premennej  $\mathbf{v}$ :-

$$\mathbf{v} = V_{max} \cdot \text{sgn}(\mathbf{I} - \mathbf{I}^*) \quad (19)$$

Rovnica (19), samozrejme, nemôže priamo generovať  $\mathbf{v}_{eq}$ . Namiesto toho, pozorovateľ pracujúci v *pseudo-kľzavom-režime* možno formulovať nahradením rovnice (19) ako:

$$(20)$$

kde  $K_{SM}$  predstavuje vysoké zosilnenie, tak veľké ako je možné, v rámci stability danej iteratčnou periódou riadiaceho algoritmu. Pre veľké  $K_{SM}$ , korekčné vstupy pozorovateľa presne aproximujú člen vynechaný z reálneho časového modelu (16a) a preto:

$$\begin{bmatrix} v_{eqd} \\ v_{eqq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_s & p\omega_r^* \frac{L_q}{L_d} \\ \frac{L_d}{L_d} & \frac{L_q}{L_d} \\ -p\omega_r^* \frac{L_d}{L_q} & -R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} - \frac{p\omega_r^*}{L_q} \begin{bmatrix} 0 \\ \Psi_{PM} \end{bmatrix} \quad (21)$$

a odhad nefiltrovaney uhlovej rýchlosti,  $\omega_r^*$ , sa dá získať z rovnice (21). Nasledujúci vzťah, jeden z troch možných, ktorý vykazuje najnižšiu citlivosť na šum sa použil pre výpočet uhlovej rýchlosti pri dvojhodnotovom riadení statorových prúdov:

$$\omega_r^* = \frac{-\tilde{L}_q v_{eqq} - \tilde{R}_s i_q}{p(\tilde{L}_d i_d + \tilde{\Psi}_{PM})}, \quad (22)$$

v ktorom sú konštantné parametre motora nahradené ich odhadmi.

### 1.5.2. Filtračný pozorovateľ

Ak je veľkosť šum v meraní statorového prúdu značná, potom podstané zlepšenie vlastností systému zabezpečení filtrovanie. Ďalej uvedený filtračný pozorovateľ vytvára odhad filtrovaney uhlovej rýchlosti,  $\hat{\omega}_r$  na podobnom princípe ako Kalmanov filter. Tiež treba poznamenať, že priamy spôsob merania externého záťažového momentu,  $\Gamma_L$  nepoznáme. Tento problém sa dá riešiť tak, že záťažový moment  $\Gamma_L$  považujeme za stavovú premennú, ktorá je po dobu ustálenia pozorovateľa považovaná za konštantnú a takto je vložená do reálneho časového modelu pozorovateľa.

Pozorovateľ je založený na momentovej diferenciálnej rovnici motora (16b) a diferenciálnej rovnici pre záťažový moment, ktorý predpokladáme konštantný, a preto je jeho stavová rovnica  $\dot{\Gamma}_L = 0$ . Navrhnutý filtračný pozorovateľ pre rotorovú rýchlosť a záťažový moment je matematicky formulovaný nasledovne:

$$\begin{aligned} e_\omega &= \omega_r^* - \hat{\omega}_r \\ \dot{\hat{\omega}}_r &= \frac{1}{J} (c_5 [\Psi_{PM} i_q + (L_d - L_q) \cdot i_d i_q] - \Gamma_L) + k_\omega e_\omega \\ \dot{\hat{\Gamma}}_L &= k_\Gamma e_\omega \end{aligned} \quad (23)$$

Toto je lineárny pozorovateľ druhého rádu s charakteristickým polynómom korekčných slučiek, ktorý môže byť zvolený prostredníctvom zosilnení,  $k_\omega$  a  $k_\Gamma$  tak, aby poskytoval žiadané filtrovanie šumov z merania  $i_d$  a  $i_q$  a šumu obsiahnutého v uhlovej rýchlosti,  $\omega_r^*$ . Filtrované hodnoty  $\hat{\omega}_r$  a  $\hat{\Gamma}_L$  tento lineárny pozorovateľ môže vytvoriť len nastavením jediného parametra,  $T_s$ . Je ním predpísaný čas ustálenia pozorovateľa, ktorý sa dá určiť ako:

$$T_s = 1.5 \cdot (1+n) \frac{1}{\omega_n} \quad (24)$$

S rešpektovaním vzťahu pre čas ustálenia (24) pre  $n=2$ ,  $\omega_n=9/(2T_s)$ , póly pozorovateľa môžu byť navrhnuté porovnaním ľavej strany rovnice, čo je žiadaný polynóm, a pravej strany rovnice (25a), čo je charakteristický polynóm filtračného pozorovateľa:

$$s^2 + \frac{9}{T_s}s + \frac{81}{4T_s^2} = s^2 + s k_\omega + \frac{k_\Gamma}{J} \quad (25a)$$

$$k_\omega = \frac{9}{T_s} \quad \text{and} \quad k_\Gamma = \frac{81J}{4T_s^2} \quad (25b)$$

Pri experimentoch bola použitá modifikovaná verzia pozorovateľa, ktorá je založená na dvoch rozličných póloch umiestnených v  $-\omega_1$  a  $-\omega_2$ , ktorá vykazuje vyššiu stabilitu, pre návrh zosilnení pozorovateľa  $k_\omega$  a  $k_\Gamma$ . Takto:

$$s^2 + s(\omega_1 + \omega_2) + \omega_1\omega_2 = s^2 + s k_\omega + \frac{k_\Gamma}{J} \quad (26a)$$

$$k_\omega = (\omega_1 + \omega_2) \quad \text{and} \quad k_\Gamma = J \cdot \omega_1 \cdot \omega_2 \quad (26b)$$

Bloková schéma pseudo-kľzavého pozorovateľa (zjednodušená len pre prúdovú momentovú zložku,  $i_q$ ) a filtračný pozorovateľ sú zobrazené na obr. 14a,b.

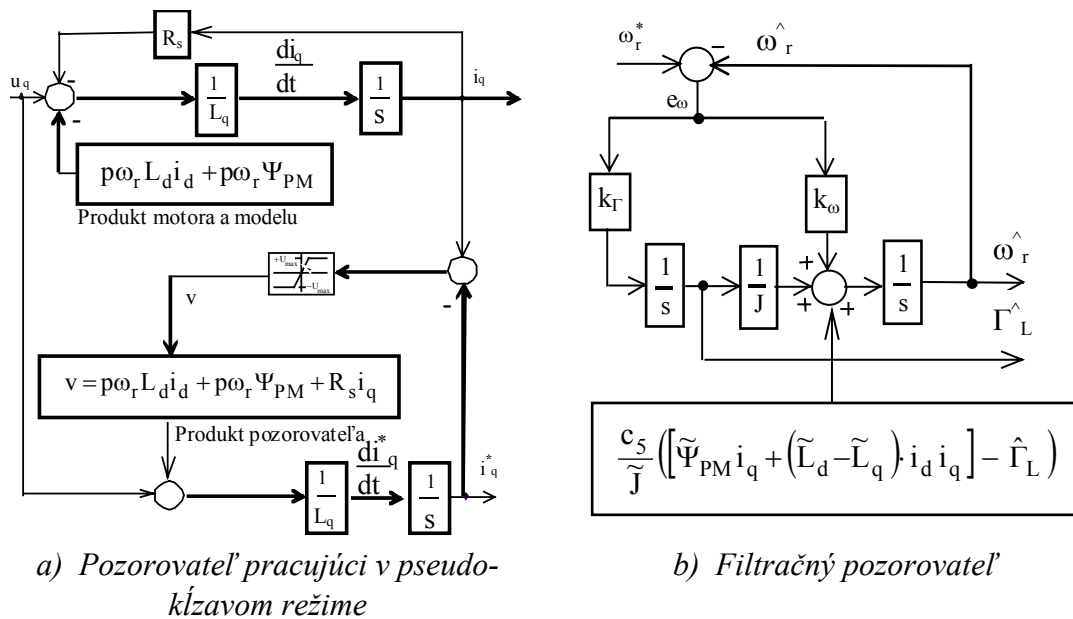


Fig. 14. Bloková schéma pseudo-kľzavého pozorovateľa a filtračného pozorovateľa