

# Servopohony pre mechatronické aplikácie

Igor Bélai

Október 2017

Text bol napísaný vďaka podpore projektu č. 011STU-4/2015:  
Elektronické pedagogicko-experimentálne laboratóriá mechatroniky

# Obsah

<b>1</b>	<b>Úvod</b>	<b>5</b>
<b>2</b>	<b>Základné pojmy</b>	<b>7</b>
2.1	Elektrický pohon - servopohon . . . . .	7
2.2	Štruktúra regulačných obvodov pohonu . . . . .	8
2.3	Požiadavky na pohony . . . . .	10
2.4	Klasifikácia pohonov . . . . .	10
2.5	Interakcia pohonu a pracovného mechanizmu . . . . .	12
<b>3</b>	<b>Generátor elektromagnetického momentu s JM</b>	<b>15</b>
3.1	Princíp generovania elektromagnetického momentu . . . . .	15
3.2	Regulácia elektromagnetického momentu JM . . . . .	16
3.3	Regulačný obvod prúdu rotora JM . . . . .	18
3.3.1	Syntéza regulátora prúdu . . . . .	19
3.3.2	Anti-windup pre PI regulátor prúdu . . . . .	21
3.4	Regulačný obvod budiaceho prúdu . . . . .	22
3.5	Snímače prúdu . . . . .	23
<b>4</b>	<b>Rýchlostné servopohony</b>	<b>27</b>
4.1	Klasifikácia rýchlostných servopohonov . . . . .	27
4.1.1	Klasifikácia podľa regulačného rozsahu . . . . .	27
4.1.2	Klasifikácia podľa spôsobu vyhodnotenia uhlovej rýchlosti . . . . .	28
4.2	Rýchlostný servopohon v režime konštantného magnetického toku . . . . .	29
4.2.1	Syntéza regulátora rýchlosti bez filtrácie signálu meranej rýchlosti . . . . .	30
4.2.2	Syntéza regulátora rýchlosti s filtráciou signálu meranej rýchlosti . . . . .	31
4.3	Rýchlostný servopohon s JM v režime odbudzovania . . . . .	34
4.3.1	Syntéza regulátora indukovaného napätia . . . . .	35
4.4	Vyhodnotenie uhlovej rýchlosti . . . . .	36
4.4.1	Jednosmerný generátor – tachodynamo . . . . .	37
4.4.2	Vyhodnotenie uhlovej rýchlosti z meranej polohy . . . . .	38
4.4.3	Vyhodnotenie rýchlosti JM z napätia a prúdu rotora . . . . .	39

<b>5</b>	<b>Polohové servopohony</b>	<b>41</b>
5.1	Syntéza regulátorov polohového servopohonu . . . . .	42
5.1.1	Návrh regulátora pre P-PI štruktúru . . . . .	43
5.2	Dopredné riadenie polohového servopohonu . . . . .	45
5.2.1	Invariantnosť z hľadiska riadenia . . . . .	45
5.2.2	Dopredné riadenie polohového servopohonu s P-PI štruktúrou . . . . .	47
5.3	Snímače polohy . . . . .	49
5.3.1	Optoelektrický inkrementálny rotačný snímač polohy (IRC) . . . . .	49
5.3.2	Optoelektrický absolútny rotačný snímač polohy . . . . .	53
5.3.3	Indukčné rotačné snímače polohy . . . . .	55
<b>6</b>	<b>Generátor momentu so striedavým motorom</b>	<b>59</b>
6.1	Vektorové riadenie asynchrónneho motora . . . . .	60
6.1.1	Generátor momentu AM s nepriamym vektorovým riadením . . . . .	65
6.1.2	Generátor momentu AM s priamym vektorovým riadením . . . . .	66
6.2	Vektorové riadenie SMPM . . . . .	66
6.3	Priame riadenie momentu a toku . . . . .	68
<b>7</b>	<b>Polovodičové meniče pre DC a AC motory</b>	<b>73</b>
7.1	Výkonové polovodičové súčiastky pre meniče . . . . .	74
7.1.1	Výkonové diódy . . . . .	74
7.1.2	Tyristory . . . . .	74
7.1.3	Výkonové tranzistory . . . . .	75
7.2	Meniče pre jednosmerné motory . . . . .	77
7.2.1	Tyristorový menič pre JM . . . . .	77
7.2.2	Tranzistorový menič pre JM . . . . .	80
7.3	Meniče pre striedavé motory . . . . .	82
7.3.1	Nepriamy napäťový menič frekvencie . . . . .	82
<b>A</b>	<b>Parametre sústavy TM-JM-SP</b>	<b>91</b>
<b>B</b>	<b>Parametre sústavy TM-AM</b>	<b>93</b>
<b>C</b>	<b>Simulačný model</b>	<b>95</b>
C.1	Jednosmerný motor . . . . .	95
C.2	Regulačné obvody prúdu JM . . . . .	96
C.3	Rýchlostný servopohon . . . . .	96
C.4	Polohový servopohon . . . . .	97
C.5	Parametre simulačného modelu . . . . .	97

# Kapitola 1

## Úvod

Elektrický servopohon je elektromechanický systém, ktorý premieňa elektrickú energiu na mechanický pohyb. So servopohonmi sa stretáme v rôznych oblastiach života, od domácich spotrebičov - napríklad práčok, cez obrábacie stroje, dopravné prostriedky, až po robotiku.

Mnohé aplikácie kladú na servopohony vysoké nároky z hľadiska dynamiky, presnosti regulácie rýchlosti a polohovania, regulačného rozsahu, stability krútiaceho momentu a preťažiteľnosti. Riadenie elektrických motorov je v centre záujmu konštruktérov mechanizmov, strojov a dopravných prostriedkov. Dá sa povedať, že každý mechanizmus je nekonečne zložitý. Jeho správanie je často vágne a reakcie na vonkajšie vplyvy a poruchy nie sú nepredvídateľné. Do značnej miery sa to týka aj elektrických pohonov. Tak či onak, špecialista musí brať do úvahy hlavné zákony a zákonitosti, ktoré sa v pohone uplatňujú.

Toto skriptum je určené predovšetkým pre študentov študijných programov Aplikovaná mechatronika a Elektromobilita na fakulte elektrotechniky a informatiky STU v Bratislave.

Text je rozdelený do niekoľkých kapitol.

V kapitole 2 – *Základné pojmy* je vysvetlená štruktúra elektrického servopohonu, sú špecifikované požiadavky na servopohony a servopohony sú klasifikované podľa rôznych kritérií, napríklad: stupeň riaditeľnosti a typ motora.

Dôležitým prvkom servopohonu s vysokými nárokmi na rýchlosť odozvy a presnosť regulácie je generátor elektromagnetického momentu, ktorý je zároveň základom pre realizáciu rýchlostného alebo polohového servopohonu. V skripte sú problematike generátora momentu venované dve kapitoly: kapitola 3 – *Generátor momentu s JM* a kapitola 6 – *Generátor momentu so striedavým motorom*. Dve kapitoly sú tejto problematike vyhradené preto, lebo spôsob regulácie momentu v jednosmerných motoroch sa výrane líši od metód regulácie momentu striedavých motorov. V kapitole 3 je preto opísaná štruktúra regulačných obvodov momentu jednosmerného motora a postup návrhu regulátorov. V kapitole 6 opísané metódy dynamického riadenia asynchrónneho motora a synchronného motora s permanentnými magnetmi.

V kapitole 4 – *Rýchlostné servopohony* sú klasifikované rýchlostné servopohony z hľadiska regulačného rozsahu a podľa spôsobu vyhodnotenia uhlovej rýchlosti. Ďalej je uvedená štruktúra regulačných obvodov rýchlostného servopohonu s generátorom momentu a okrem toho

aj postup návrhu regulátora rýchlosti v režime konštantného magnetického toku. Opísané sú dve štruktúry regulátora: „štandardný“ PI regulátor s filtrom, resp. bez filtra v spätnej väzbe pozorovanej rýchlosti. V tejto kapitole sú uvedené aj metódy vyhodnotenia uhlovej rýchlosti motora.

V mnohých aplikáciách je potrebné riadiť polohu, alebo premiestnenie pohyblivých častí strojov a zariadení. Servopohon musí regulovať polohu rotora alebo časti stroja. Preto sú v kapitole 5 – *Polohové servopohony* uvedené základné štruktúry regulačného obvodu polohy s generátorom momentu a podrobne je uvedený postup sysntézy parametrov regulátora pre P-PI štruktúru. Súčasťou kapitoly je aj klasifikácia a princíp činnosti snímačov polohy, ktoré sa používajú v elektrických servopohonoch.

Neoddeliteľnou súčasťou každého elektrického pohonu je výkonová časť riadiacej elektroniky ktorá distribuuje energiu z napájacieho zdroja, ktorým je najčastejšie rozvodná sieť alebo batéria, do vinutí motora. Na tento účel slúžia polovodičové meniče, ktoré sú uvedené v kapitole 7 – *Polovodičové meniče pre DC a AC motory*. Pri jednotlivých typoch meničov je uvedený aj matematický model meniča, ktorý sa používa pri návrhu regulačných obvodov prúdu.

Želaním autora je aby tento učebný text poskytol čitateľovi základné informácie pre návrh a nastavenie regulačných obvodov elektrických servopohonov.

*Autor*

*Bratislava, október 2017*

# Kapitola 2

## Základné pojmy

### 2.1 Elektrický pohon - servopohon

Elektrické pohony sú elektromechanické riadené meniče energie. Majú veľký význam vo väčšine technologických a výrobných procesov. Používajú najmä v oblasti pohonov:

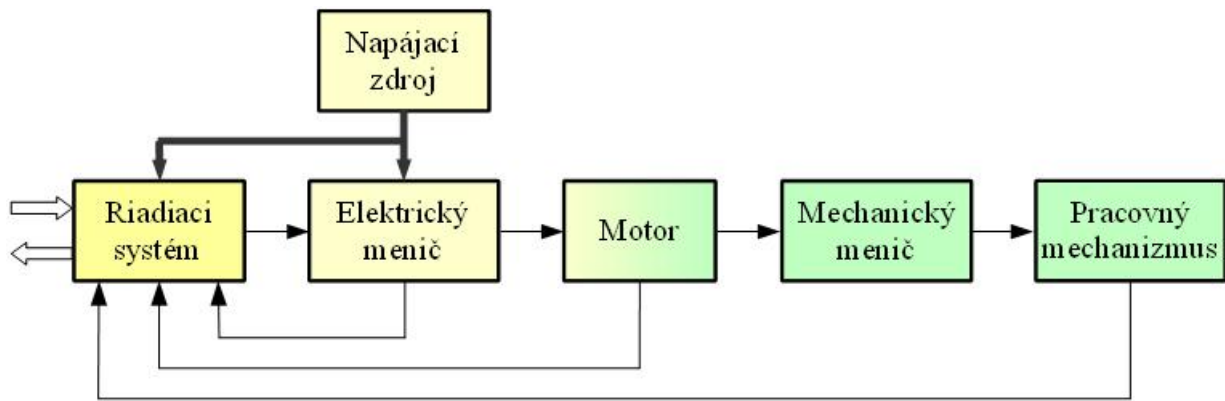
- obrábacích strojov, priemyselných robotov,
- v technologických zariadeniach, papierenský , hutnícky gumárenský textilný priemysel,
- čerpadiel, ventilátorov, dýchadiel a kompresorov,
- dopravných systémov (železničná, mestská, vnútro podniková a osobná doprava).

Oblasť riadenia pohybu zahŕňa všetky pohybové systémy od miniatúrnych ako sú mikromotory až po riadenie veľkých motorov v energetike. Systémy riadenia pohybu sa uplatňujú vo všetkých oblastiach výrobnjej, ale aj nevýrobnej sféry napr. zdravotníctvo, služby a domácnosť. Najnižšiu úroveň riadenia pohybového systému tvorí servopohon. V typických aplikáciách prevládajú elektrické servopohony, pričom sú známe aj elektrohydraulické, elektropneumatické pohony.

Úlohou pohonu je uviesť poháňaný mechanizmus (stroj) predpísaným spôsobom do určeného pohybového stavu tak, aby bola realizovaná požadovaná operácia alebo proces.

Pohon je možné posudzovať ako relatívne autonómny systém s vnútorne usporiadanou kombináciou subsystémov. Tieto sú tvorené vlastnosťami pracovných mechanizmov, mechanických meničov, motorov, elektrických meničov, napájacích zdrojov a riadiaceho systému pohonu. Počet a druh týchto subsystémov a ich usporiadanie závisí na konkrétnom type pohonu. Typické usporiadanie pohonu je na Obr. 2.1.

Z charakteristiky pohonu vyplýva, že realizuje tok energie a súčasne aj tok informačných signálov. Pokiaľ sa pozeráme na pohon z hľadiska toku energie, potom sa zaoberáme problematikou návrhu a projektovania výkonovej časti (el. menič – motor – mechanický menič). Výkonové dimenzovanie smeruje k dosiahnutiu optimálnych energetických ukazovateľov pohonu.



Obr. 2.1: Základná štruktúra elektrického servopohonu

Na druhej strane pohľad z hľadiska toku informačných signálov vedie k návrhu riadiaceho systému. Riadiaci systém pritom obsahuje merací, regulačný, ovládací, monitorovací a diagnostický subsystém. Špecifický pohľad je na požadovanú kvalitu riadenia pohonu v dynamických a statických stavoch. Túto úlohu predovšetkým zabezpečujeme návrhom regulačných obvodov a syntézou regulátorov.

Skutočná štruktúra pohonu je zložitejšia a zahrňuje aj napájaciu časť, ovládaciú logiku, ochrany proti preťaženiu, signalizáciu, monitorovanie, styk s obsluhou a nadradeným systémom a pod. Veľká rozmanitosť konkrétnych štruktúr je daná veľkým počtom rôznych druhov motorov (jednosmerné, asynchrónne, krokové motory), akčných a meracích členov, riadiacich systémov. Väčšinou ide o jednoparametrovú reguláciu, to znamená, že v určitom časovom intervale je regulovaná vždy len jedna veličina. Pritom jedna veličina býva hlavnou regulovanou veličinou, napr. uhlová rýchlosť, zatiaľ čo iné veličiny sú pomocné, napr. prúd. Preto je potrebné obvykle merať väčší počet veličín.

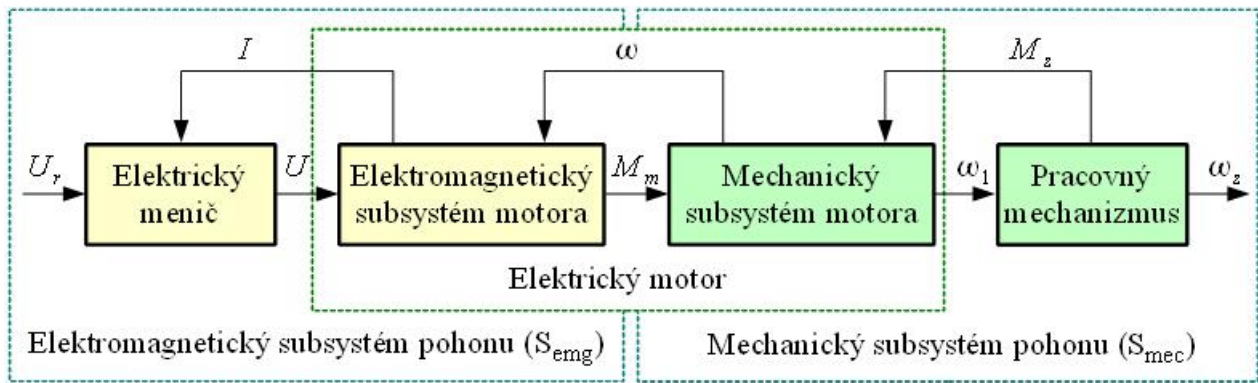
## 2.2 Štruktúra regulačných obvodov pohonu

Regulované veličiny pohonov môžeme rozdeliť do nasledovných kategórií (pozri Obr. 2.2):

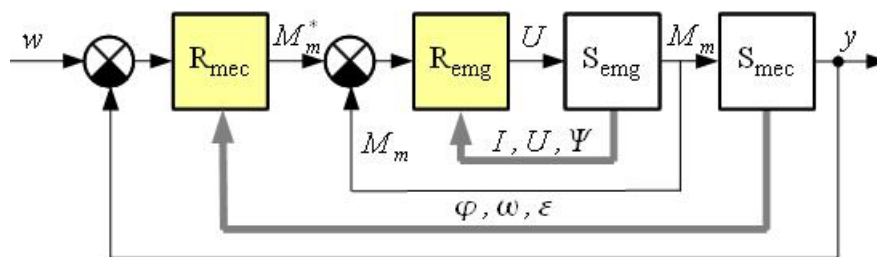
- *veličiny mechanického subsystému  $S_{mec}$  (kinematické a mechanické veličiny)*: uhol natočenia hriadeľa  $\varphi$ , uhlová rýchlosť  $\omega$ , uhlové zrýchlenie  $\varepsilon$ , moment motora  $M_m$ , sila  $F$ , výkon  $P$ ,
- *veličiny elektromagnetického systému  $S_{emg}$  (elektrické a magnetické veličiny)*: prúd  $i$ , napätie  $u$  a magnetický tok  $\Phi$ .

Týmto kategóriám potom zodpovedá aj všeobecná štruktúra regulačných obvodov pohonu na Obr. 2.3. Regulačný obvod elektromagnetického momentu motora (generátor momentu) tvorí základ regulačného systému. Jeho regulačný systém je označený blokom  $R_{emg}$ . Hlavné regulačné obvody tvorí regulačný systém mechanického subsystému označený blokom  $R_{mec}$ .





Obr. 2.2: Dekompozícia výkonovej časti pohonu na subsystemy: elektromagnetický ( $S_{emg}$ ) a mechanický ( $S_{mec}$ )

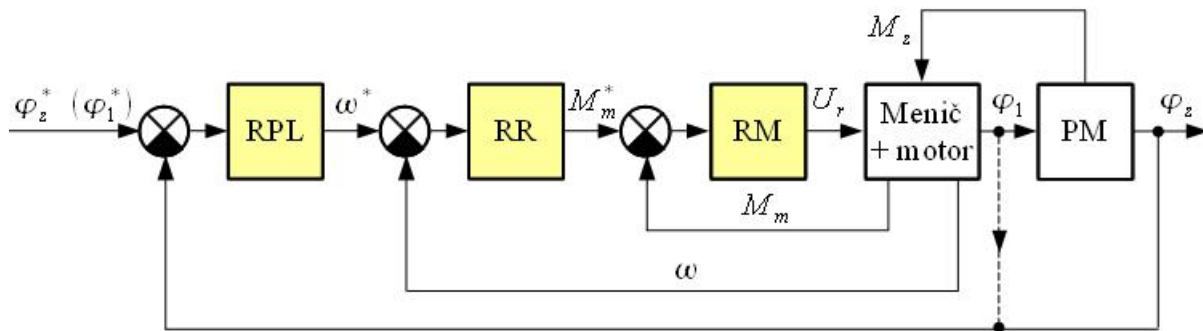


Obr. 2.3: Všeobecná štruktúra regulačných obvodov pohonu

Najčastejšie používané regulačné štruktúry elektrických pohonov sú štruktúry s kaskádovým radením regulátorov. Pohon s kaskádovým zapojením regulátorov charakterizuje bloková schéma polohového servopohonu s kaskádovo podradenými regulátormi rýchlosti a prúdu na Obr. 2.4.

Charakteristické vlastnosti štruktúry regulátorov s kaskádovým radením regulátorov:

- regulačné slučky sú hierarchicky usporiadané, dynamika podradenej regulačnej slučky je vyššia ako nadradenej slučky,
- každý regulačný obvod znižuje citlivosť na zmenu parametrov a vplyvu poruchových veličín,
- dynamika hlavného obvodu je priamo určená dynamikou vnútorných slučiek, nemôže byť vyššia ako podradených slučiek,
- výstupná hodnota nadradeného regulátora je súčasne žiadaná hodnota podradeného regulačného obvodu,
- obmedzenie výstupu nadradeného regulátora definuje obmedzenie želanej hodnoty podradeného obvodu.



RPL – regulátor polohy, RR – regulátor rýchlosti, RM – regulátor momentu, PM – pracovný mechanizmus

Obr. 2.4: Bloková schéma polohového servopohonu s kaskádovým radením regulátorov

## 2.3 Požiadavky na pohony

Pri návrhu a projektovaní pohonu je treba vychádzať z technologických požiadaviek na pohon a z radu ďalších požiadaviek technických, ekonomických, ekologických, ale aj sociálnych. Z technologických požiadaviek sa vyskytujú požiadavky na:

- trvalý výkon motora, výkonovú preťažiteľnosť,
- záberový, nominálny a maximálny moment,
- účinník, účinnosť,
- rozsah a presnosť regulácie polohy, rýchlosti, momentu,
- istenie zariadenia, ochrana a bezpečnosť obsluhy,
- údržba, prevádzková spoľahlivosť, životnosť a diagnostika,
- rozmery a priestorové usporiadanie pohonu,
- dovolený stupeň ovplyvnenia okolia (elektromagnetická kompatibilita).

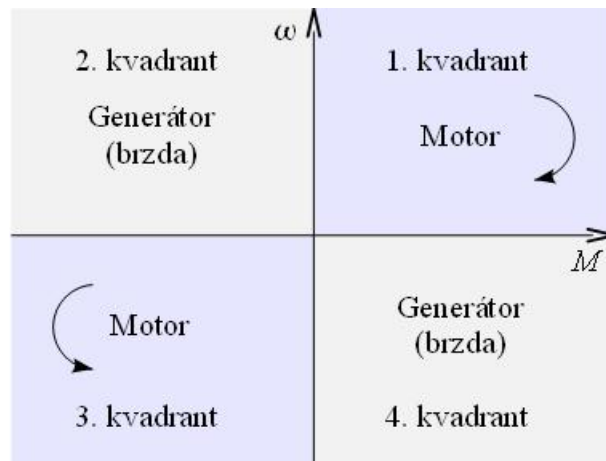
## 2.4 Klasifikácia pohonov

Servopohony môžeme klasifikovať podľa nasledovných kritérií:

1. Charakter pohybu:

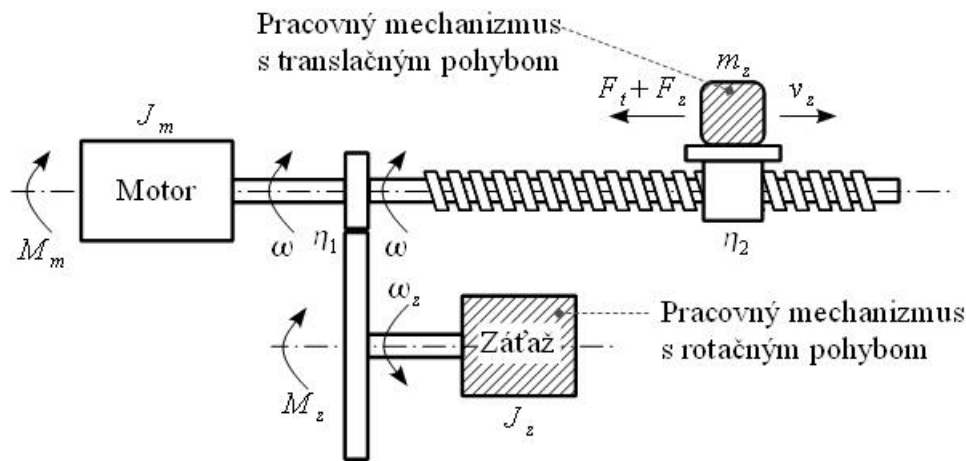
- jednoosový pohyb otáčavý alebo priamočiary (lineárny),
- viacosový pohyb rovinný, v priestore.

2. Stupeň riaditeľnosti (pozri Obr. 2.5):



Obr. 2.5: Pracovné oblasti pohonu

- jednokvadrantový pohon – pracuje len pre jeden smer otáčania, nemá schopnosti elektrického brzdenia,
  - dvojkvadrantový pohon – môže byť s reverzáciou momentu (aktívnym brzdením) alebo s reverzáciou rýchlosti,
  - štvorkvadrantový pohon – je úplne riaditeľný s reverzáciou momentu a rýchlosti.
3. Typ motora:
- jednosmerné pohony,
  - striedavé pohony s asynchrónnymi a synchrónnymi motormi,
  - univerzálne pohony s komutátorovými motormi.
4. Spôsob prenosu mechanickej energie na pracovný mechanizmus:
- pohon s prevodom alebo bez prevodu,
  - pohon so spojkou alebo bez spojky.
5. Typ poháňaného mechanizmu:
- žeriavov, výťahov, ťažných strojov,
  - dopravných prostriedkov,
  - obrábacích strojov, robotov,
  - čerpadiel, dúchadiel, ventilátorov a kompresorov,
  - a iné.
6. Počet motorov poháňajúcich hlavný pracovný mechanizmus:
- jednomotorové,
  - mnohomotorové, kde dva alebo viac motorov poháňa pracovný stroj alebo technologické zariadenie. Motory sú viazané elektricky alebo mechanicky.



Obr. 2.6: Základná schéma spojenia motora s pracovným mechanizmom pre rotačný a translačný pohyb pracovného mechanizmu

## 2.5 Interakcia pohonu a pracovného mechanizmu

Mechanické prepojenie servomotora s pracovným mechanizmom sa najčastejšie realizuje tuhú spojku, ktorá spája hriadeľ motora so vstupným hriadeľom poháňaného mechanizmu. Menej často je spojenie realizované remenicou a ozubeným remeňom. V oboch prípadoch musí byť spojenie dostatočne tuhé a s minimálnou vôľou.

Servopohon s prevodom sa používa v prípade ak má pracovný mechanizmus pracovať s inou rýchlosťou ako môže poskytnúť motor, alebo ak je nutné previesť rotačný pohyb motora na translačný pohyb pracovného mechanizmu. Základná schéma spojenia motora s pracovným mechanizmom pre rotačný a translačný pohyb je na Obr. 2.6.

Statický moment na hriadeľ motora sa skladá z trecieho momentu (ktorý môže byť závislý na rýchlosti) a z momentu záťaže, ktorý koná prácu. Zatažovacie sily a momenty je nutné prepočítať na hriadeľ motora. Pri prepočte sa vychádza z rovnováhy výkonov na strane motora a záťaže:

$$M_m \omega = \frac{M_t + M_z}{\eta_1} \omega_z + \frac{F_t + F_z}{\eta_2} v_z \quad (2.1)$$

kde je:

- $F_t$  – trecia sila pri translačnom pohybe [N],
- $F_z$  – zatažovacia sila [N],
- $M_m$  – elektromagnetický moment motora [Nm],
- $M_t$  – trecí moment [Nm],
- $M_z$  – moment záťaže [Nm],
- $v_z$  – translačná rýchlosť záťaže [m/s],
- $\omega$  – uhlová rýchlosť rotora [rad/s],
- $\omega_z$  – uhlová rýchlosť záťaže [rad/s],
- $\eta_1, \eta_2$  – účinnosti prevodov.

Dynamický moment je moment na zrýchľovanie a spomaľovanie servopohonu. Na jeho vý-

počet je potrebné poznať redukovaný moment zotrvačnosti na hriadeľ motora a zrýchlenie alebo čas rozbehu. Pri redukcii momentu zotrvačnosti na hriadeľ motora sa vychádza z rovnováhy kinetickej energie pohybujúcich sa hmôt:

$$\frac{1}{2}J_{zm}\omega^2 = \frac{1}{2}J_z\omega_z^2 + \frac{1}{2}m_zv_z^2 \quad (2.2)$$

kde je:

$J_{zm}$  – moment zotrvačnosti záťaže redukovaný na hriadeľ motora [kgm<sup>2</sup>],

$J_z$  – moment zotrvačnosti záťaže [kgm<sup>2</sup>],

$m_z$  – hmotnosť posuvných častí pri translačnom pohybe [kg].

K momentu zotrvačnosti vypočítanému podľa (2.2) sa musí pripočítať moment zotrvačnosti motora  $J_m$ :

$$J = J_m + J_{zm} \quad (2.3)$$

kde  $J$  je moment zotrvačnosti všetkých hmôt pohybujúcich sa v systéme.

Ak sa moment motora nerovná momentu záťaže, uplatnia sa zotrvačné účinky a vzniká *dynamický moment*  $M_d$ . Jeho veľkosť je určená vzťahom:

$$M_d = J \frac{d\omega}{dt} \quad (2.4)$$



# Kapitola 3

## Generátor elektromagnetického momentu s JM

Generátor elektromagnetického momentu (GM) je základným prvkom pre realizáciu regulačných obvodov ostatných mechanických veličín pohonu. V tejto kapitole je uvedený princíp realizácie generátora momentu pomocou jednosmerného motora.

### 3.1 Princíp generovania elektromagnetického momentu

Elektromagnetický moment elektrického motora vzniká na základe silového pôsobenia na prúdovodič v magnetickom poli. Veľkosť sily vyjadruje (3.1). Kde  $l$  je aktívna dĺžka vodiča a  $I$  je veľkosť prúdu.

$$F = lBI \quad [Nm, H, A] \quad (3.1)$$

V prípade, že prúdovodič rotuje vo vzduchovej medzere motora, pričom polomer rotácie je  $r$ , potom jeho moment vyjadruje (3.2).

$$M_m = Fr \quad [Nm, N, m] \quad (3.2)$$

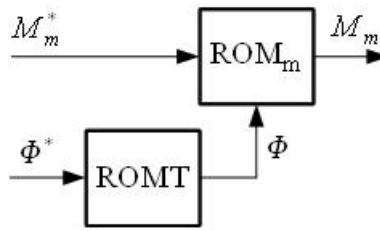
Závislosť elektromagnetického momentu rotujúceho prúdovodiča na uhle natočenia je sínusová a moment motora je zvlnený. Zvlnenie momentu motora sa znižuje počtom pólov (vinutí) motora. Stredná hodnota momentu jednosmerného motora je priamo úmerná veľkosti magnetického toku vo vzduchovej medzere  $\Phi$  a prúdu tečúceho rotorom  $I$ :

$$M_m = C' \Phi I \quad [Nm, Vs, A] \quad (3.3)$$

kde  $C'$  je konštanta motora.

V jednosmerných motoroch s permanentnými magnetmi je magnetický tok konštantný a elektromagnetický moment vyjadruje (3.4), kde  $C_u$  je konštanta motora.

$$M_m = C_u I \quad [Nm, Vs, A] \quad (3.4)$$



Obr. 3.1: Všeobecná štruktúra generátora momentu s jednosmerným motorom (GMJM)

## 3.2 Regulácia elektromagnetického momentu JM

Vo všeobecnosti je moment motora priamo úmerný prúdu kotvy JM a magnetickému toku stroja podľa (3.3). Ak je magnetický tok konštantný, potom je moment priamo úmerný len prúdu kotvy podľa (3.4). Pri realizácii generátora momentu je preto potrebné sa venovať dvom regulačným štruktúram:

- regulačný obvod momentu ( $ROM_m$ ),
- regulačný obvod magnetického toku (ROMT).

Všeobecná štruktúra generátora momentu s jednosmerným motorom (GMJM) je na Obr. 3.1.

Magnetický tok  $\Phi$  jednosmerného motora je, za predpokladu lineárnej magnetizačnej charakteristiky, lineárnou funkciou budiaceho prúdu  $I_b$ :

$$\Phi = I_b K_b \quad [Vs, A, Vs/A] \quad (3.5)$$

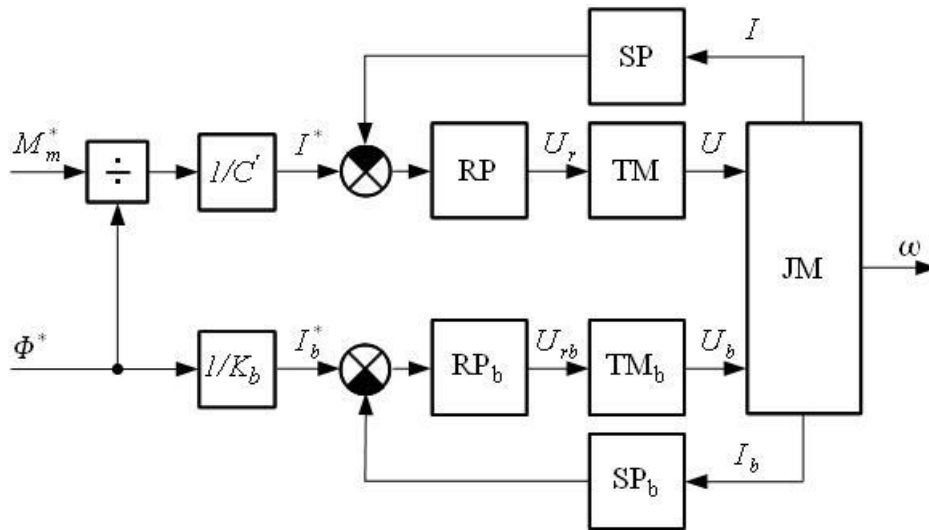
Základom generátora momentu sú regulačné obvody prúdu rotora  $I$  a budiaceho prúdu  $I_b$ . Bloková schéma GMJM s cudzím budením a reguláciou prúdov je na Obr. 3.2. Regulátory prúdu sa realizujú pomocou lineárnych (PI, IP), alebo nelineárnych (dvojpolohových) regulátorov.

Štruktúra regulačných obvodov prúdu JM s cudzím budením a modelom jednosmerného motora je na Obr. 3.3. Oproti blokovej schéme na Obr. 3.2 obsahuje náhradné prenosové funkcie meničov (TM,  $TM_b$ ) a snímačov prúdu (SP,  $SP_b$ ). Náhradná časová konštanta meniča reprezentuje jeho dopravné oneskorenie, ktoré je podmienené spínacou frekvenciou meniča (pozri kapitolu 7.2: *Meniče pre jednosmerné motory*). Merané prúdy sú filtrované v snímačoch prúdu, pričom filtre sú vyjadrené prenosovou funkciou sústavy prvého rádu.

Význam použitých symbolov:

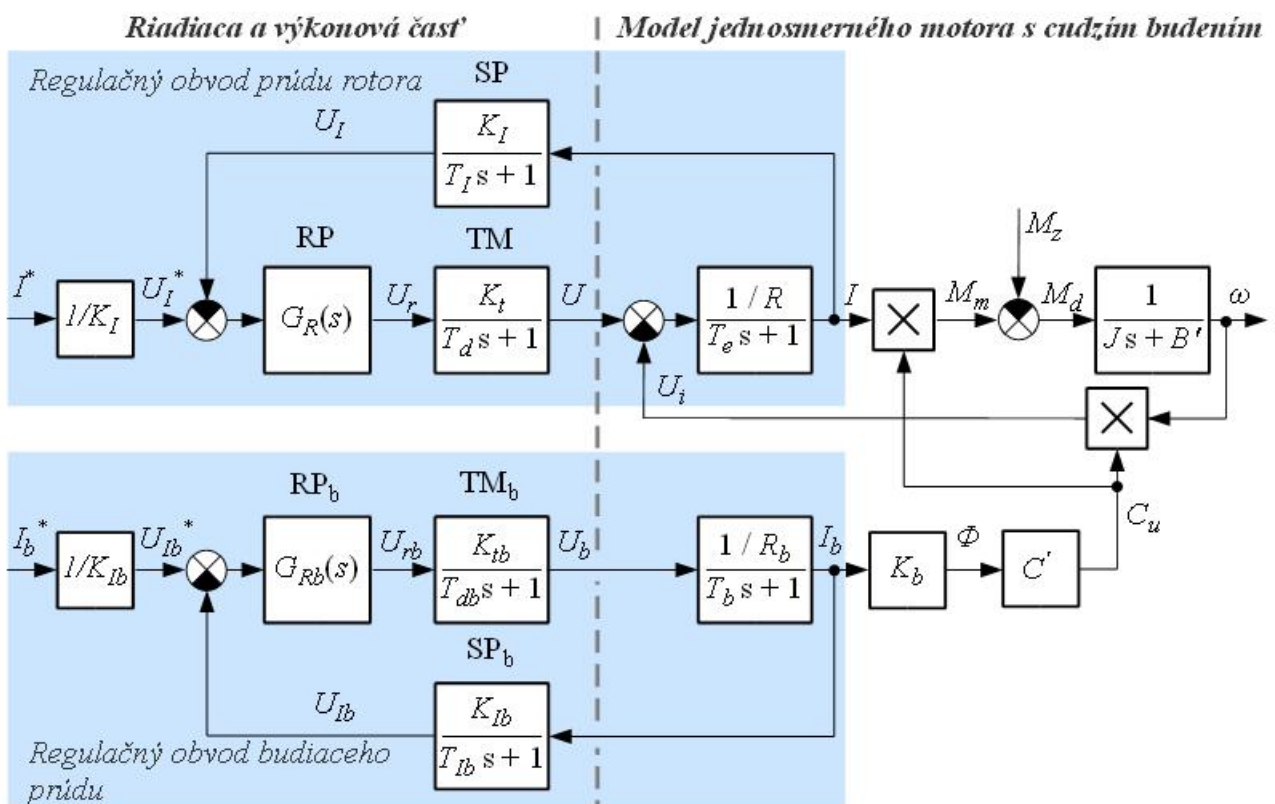
- |                     |   |
|---------------------|---|
| $G_R(s), G_{Rb}(s)$ | – prenosové funkcie regulátorov prúdu,                        |
| $K_I, K_{Ib}$       | – zosilnenie snímačov prúdu [V/A],                            |
| $K_t, K_{tb}$       | – zosilnenie tranzistorových meničov,                         |
| $R, R_b$            | – odpor vinutia rotora a budiaceho vinutia [ $\Omega$ ],      |
| $T_d, T_{db}$       | – náhradné časové konštanty meničov [s],                      |
| $T_e, T_b$          | – elektrické časové konštanty rotora a budiaceho vinutia [s], |
| $T_I, T_{Ib}$       | – časové konštanty snímačov prúdu [s].                        |



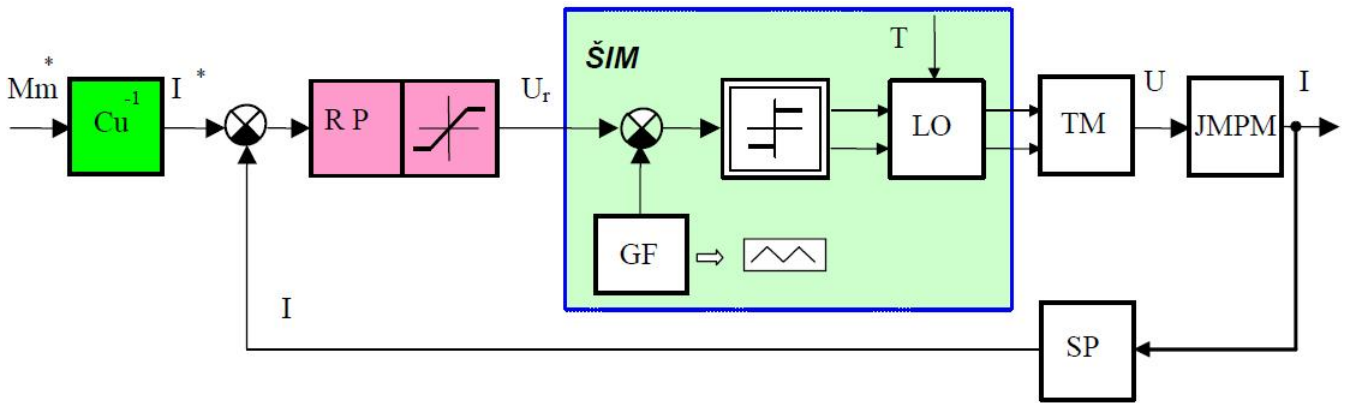


JM – jednosmerný motor, RP – regulátor prúdu, SP – snímač prúdu,  
 TM – tranzistorový menič

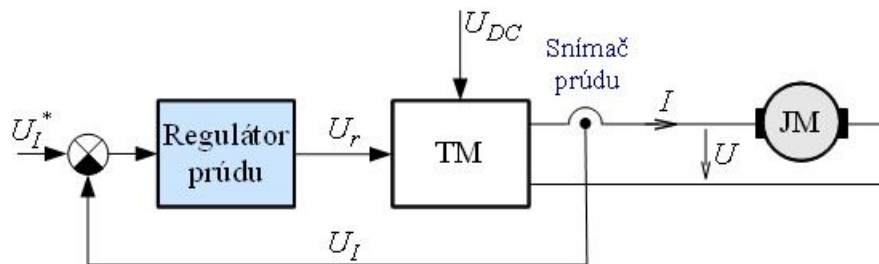
Obr. 3.2: Bloková schéma GMJM s cudzím buzením



Obr. 3.3: Štruktúra regulačných obvodov prúdu rotora jednosmerného motora s cudzím buzením a modelom JM



Obr. 3.4: Bloková schéma GMJM s konštantným buđením a lineárnym regulátorom prúdu

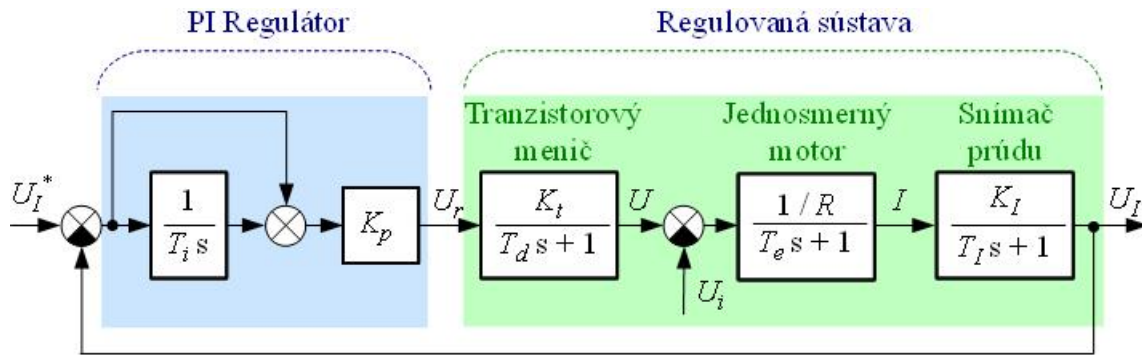


Obr. 3.5: Štruktúra regulačného obvodu prúdu rotora jednosmerného motora s konštantným buđením

V pohonoch s výkonom nepresahujúcim cca 10 kW sa ako výkonový člen požívajú tranzistorové meniče, ktorých spínacia frekvencia je 1-100 kHz. Na Obr. 3.4 je bloková schéma GMJM s konštantným buđením a lineárnym regulátorom. Generátor momentu obsahuje len regulačný obvod prúdu rotora  $I$ . Blok  $\check{S}IM$  reprezentuje algoritmus šírko impulznej modulácie (anglicky PWM), ktorý transformuje spojité signály žiadanej veľkosti napätia rotora  $U_r$  na obdĺžnikový signál s konštantnou periódou, ktorého stredná hodnota je priamo úmerná žiadanému napätiu rotora (pozri kapitolu 7.2.2: *Tranzistorový menič pre JM*). Význam ostatných blokov: GF – generátor trojuholníkového signálu s konštantnou amplitúdou a frekvenciou (amplitúda sa rovná maximálnej hodnote  $U_r$ ), LO – logický obvod (generuje riadiace signály pre výkonové spínacie prvky meniča).

### 3.3 Regulačný obvod prúdu rotora JM

Regulačný obvod prúdu rotora tvorí jadro generátora momentu s jednosmerným motorom s konštantným buđením. Štruktúra regulačného obvodu prúdu je na Obr. 3.5. Žiadaná hodnota prúdu je reprezentovaná veličinou  $U_I^*$ , ktorá zodpovedá výstupnému signálu zo snímača prúdu  $U_I$ .



Obr. 3.6: Štruktúra regulačného obvodu prúdu rotora JM s PI regulátorom

### 3.3.1 Syntéza regulátora prúdu

Štruktúra regulačného obvodu prúdu s PI regulátorom je na Obr. 3.6. Kde  $K_p$  je zosilnenie proporcionálnej zložky a  $T_i$  je časová konštanta integračnej zložky regulátora prúdu. Prenosová funkcia regulátora prúdu rotora je v (3.6).

$$G_R(s) = \frac{K_p (T_i s + 1)}{T_i s} \quad (3.6)$$

Z hľadiska regulácie prúdu je indukované napätie rotora  $U_i$  poruchovou veličinou, pričom riadená sústava je reprezentovaná blokom  $1/R/(1 + T_e s)$ , kde  $R$  je odpor vinutia rotora a  $T_e = L/R$  je elektromagnetická časová konštanta rotora.

Prenosová funkcia regulovanej sústavy je v (3.7). Ide o sústavu tretieho rádu s tromi reálnymi pólmi. Pri syntéze regulátora túto sústavu nahradíme ekvivalentnou (náhradnou) sústavou prvého rádu  $G_{1S}(s)$  s časovou  $T_\Sigma$ . Prenosová funkcia  $G_{1S}(s)$  je v (3.8).

$$\frac{U_I(s)}{U_r(s)} = \frac{K_t}{T_d s + 1} \frac{1/R}{T_e s + 1} \frac{K_I}{T_I s + 1} \quad (3.7)$$

$$G_{1S}(s) = \frac{K_0}{T_\Sigma s + 1} \approx \frac{U_I(s)}{U_r(s)} \quad (3.8)$$

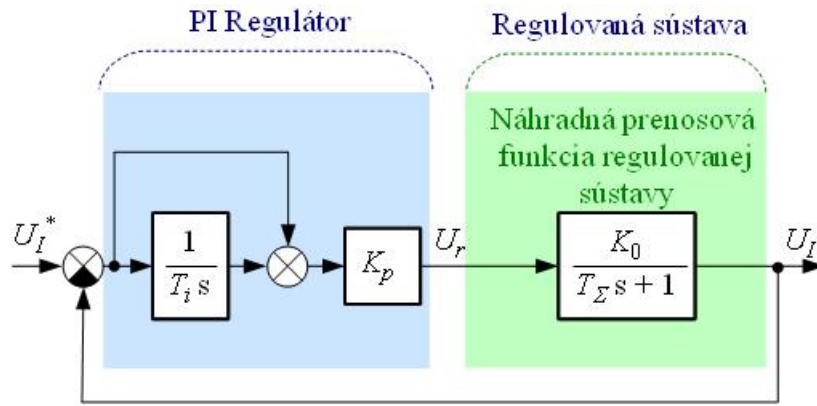
$$K_0 = \frac{K_t K_I}{R}; T_\Sigma = T_d + T_e + T_I \quad (3.9)$$

Parametre regulátora budú určené metódou rozmiestňovania pólov, pre riadenú sústavu  $G_{1S}$ . Štruktúra regulačného obvodu prúdu s ekvivalentnou (náhradnou) prenosovou funkciou riadenej sústavy je na Obr. 3.7. Prenosová funkcia uzavretého regulačného obvodu, v ktorej je riadená sústava nahradená prenosovou funkciou  $G_1(s)$ , je v (3.10).

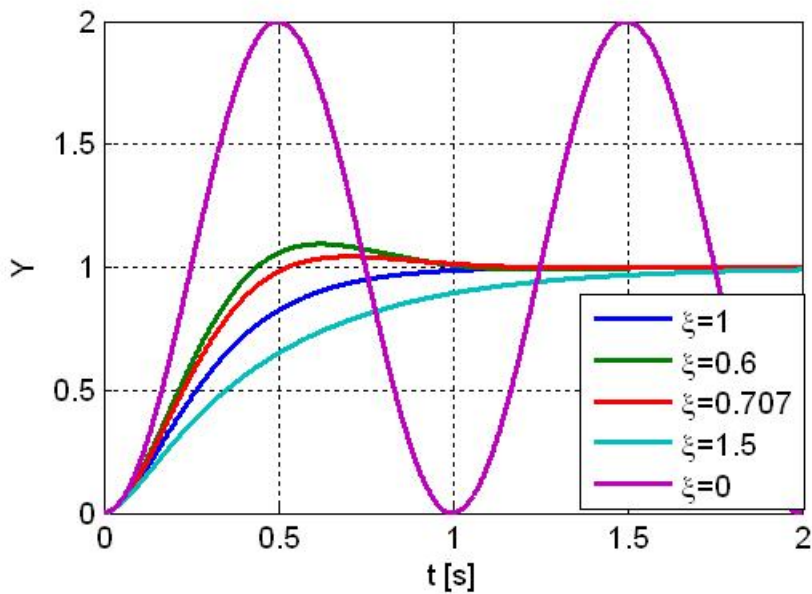
$$G_{IS}(s) = \frac{U_I(s)}{U_I^*(s)} = \frac{\frac{K_p K_0}{T_\Sigma T_i} (T_i s + 1)}{s^2 + s \frac{K_p K_0 + 1}{T_\Sigma} + \frac{K_p K_0}{T_\Sigma T_i}} \quad (3.10)$$

Parametre regulátora ( $K_p$ ,  $T_i$ ) budú zvolené tak, aby prenosová funkcia  $G_{IS}(s)$  mala rovnaké póly ako sústava druhého rádu  $G_2(s)$  v (3.11), ktorá má vlastnú frekvenciu  $\omega_0$  a tlmenie  $\xi$ .

$$G_2(s) = \frac{\omega_0^2}{s^2 + 2\xi\omega_0 s + \omega_0^2} \quad (3.11)$$



Obr. 3.7: Štruktúra regulačného obvodu prúdu rotora JM s náhradnou prenosovou funkciou regulovanej sústavy



Obr. 3.8: Prechodové charakteristiky vlastnej sústavy druhého rádu pre rôzne  $\xi$

Na Obr. 3.8 sú ukážky prechodovej charakteristiky sústavy druhého rádu s prenosovou funkciou podľa (3.11), ak  $\omega_0 = 2\pi$  a  $\xi$  je variabilné.

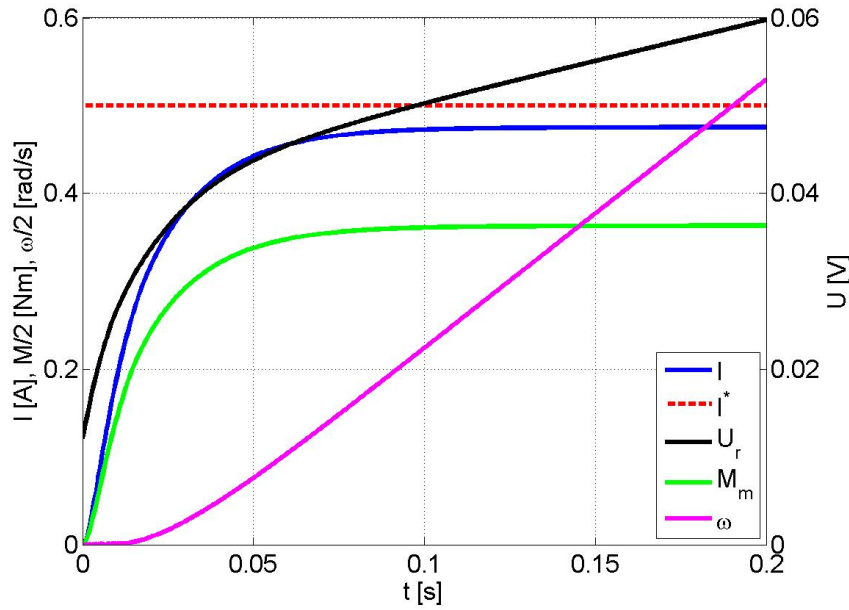
Prenosové funkcie  $G_{IS}(s)$  a  $G_2(s)$  budú mať rovnaké póly vtedy, ak sa budú rovnať hodnoty koeficientov pri jednotlivých mocninách  $s$  v (3.10) a (3.11). Musí teda platiť:

$$\begin{aligned} 2\xi\omega_0 &= \frac{K_p K_0 + 1}{T_\Sigma} \\ \omega_0^2 &= \frac{K_p K_0}{T_\Sigma T_i} \end{aligned} \quad (3.12)$$

Zo sústavy rovníc (3.12) je možné vyjadriť parametre regulátora pre zvolené hodnoty vlastnej frekvencie  $\omega_0$  a tlmenia  $\xi$ :

$$K_p = \frac{1}{K_0} (2\xi\omega_0 T_\Sigma - 1) \quad (3.13)$$

$$T_i = \frac{K_p K_0}{T_\Sigma \omega_0^2} \quad (3.14)$$



$$\omega_0 = 21\pi[\text{rad/s}], \xi = 1, I_b = \text{konšt.} = 0.32[\text{A}]$$

Obr. 3.9: Priebehy veličín jednosmerného motora pri skokovej zmene žiadaného prúdu rotora a konštantnom buzení (simulácia)

pričom hodnoty  $\omega_0$  a  $\xi$  sú voliteľné. Z podmienky  $K_p > 0$  vyplýva spodné obmedzenie hodnoty  $\omega_0$ :

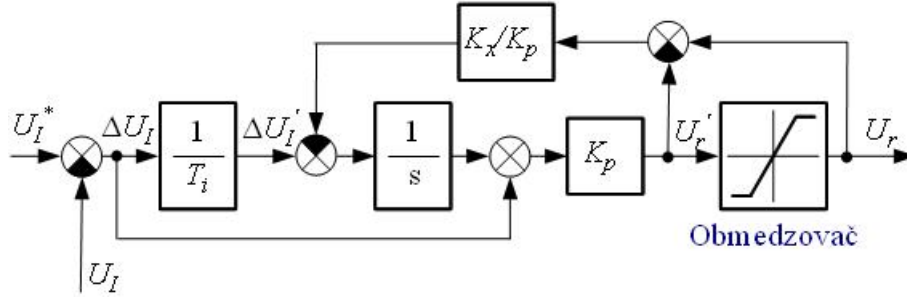
$$\omega_0 > \frac{1}{2\xi T_\Sigma} \quad (3.15)$$

Na Obr. 3.9 sú priebehy veličín jednosmerného motora s regulačným obvodom prúdu rotora a konštantným buzením, pri skokovej zmene žiadaného prúdu rotora z 0 na 0.5 [A] v čase  $t = 0$  [s]. Vplyvom rastúceho indukovaného napätia  $U_i$  (veľkosť indukovaného napätia je priamo úmerná uhlovej rýchlosti rotora  $\omega$ ) sa prúd rotora  $I$  neustáli na žiadanej hodnote. Parametre jednosmerného motora a náhradných modelov tranzistorových meničov a snímačov prúdu, použité pri simulácii, sú uvedené v dodatku A. Štruktúra simulačného modelu je v dodatku C.

### 3.3.2 Anti-windup pre PI regulátor prúdu

Anti-windup je z angličtiny prevzatý pojem pre opatrenia, ktoré majú zastaviť integráciu výstupu regulátora v prípade, že je akčný zásah na obmedzení. Výstupom regulátora prúdu je žiadané napätie a to musí byť obmedzené na prípustnú hodnotu, ktorou je maximálne napätie rotora, alebo maximálne výstupné napätie výkonového člena — tranzistorového meniča. Štruktúra PI regulátora prúdu s anti-windup je na Obr. 3.10.

V štruktúre na Obr. 3.10 je od vstupu integrátora odpočítavaná zosilnená odchýlka medzi vstupom a výstupom obmedzovača. V prípade, že nedochádza k obmedzovaniu  $U_r$ , integrátor integruje regulačnú odchýlku. Ak dochádza k obmedzeniu výstupu regulátora, potom pre obvod



Obr. 3.10: Bloková schéma realizácie PI regulátora s anti-windup

integrátora platí prenosová funkcia  $G_{Isat,PI}(s)$ :

$$G_{Isat,PI}(s) = \frac{U_r'(s)}{\Delta U_I'(s)} = K_p \frac{1}{s \frac{1}{K_x} + 1} \quad (3.16)$$

Časová konštanta  $1/K_x$  prenosovej funkcie  $G_{Isat,PI}(s)$  charakterizuje rýchlosť prechodného javu pri obmedzení výstupného signálu regulátora.  $K_x$  sa volí podľa dynamiky regulačného obvodu, zvyčajne sa volí:  $K_x \in \langle 100, 1000 \rangle$ .

### 3.4 Regulačný obvod budiaceho prúdu

V rýchlostných servopohonoch s odbudzovaním (pozri kap. 4.3) je potrebné znižovať veľkosť budiaceho prúdu, aby pohon mohol pracovať aj pri vyšších ako nominálnych otáčkach. Veľkosť budiaceho prúdu  $I_b$  totiž podmieňuje veľkosť magnetického toku  $\Phi$  a ten určuje závislosť momentu na prúde rotora v (3.3) a taktiež vzťah medzi uhlovou rýchlosťou rotora a indukovaným napätím (pozri Obr. 3.3).

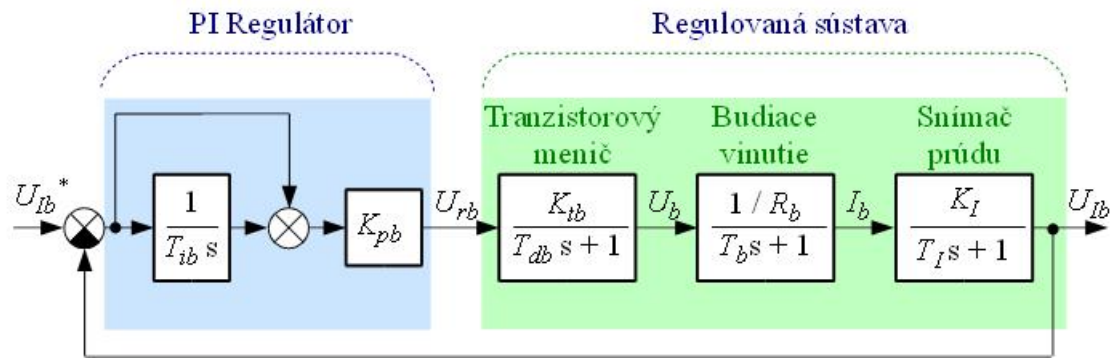
Štruktúra regulačného obvodu budiaceho prúdu jednosmerného motora s PI regulátorom je na Obr. 3.11. V štruktúre nevystupuje poruchová veličina, ktorou bolo indukované napätie v regulačnom obvode prúdu rotora. V porovnaní s rotorom, má budiace vinutie niekoľkonásobne vyšší odpor ( $R_b \gg R$ ) a väčšiu časovú konštantu ( $T_b \gg T_r$ ). Z toho vyplýva nižšia dynamika regulačného obvodu budiaceho prúdu v porovnaní s regulačným obvodom prúdu rotora. Prenosová funkcia regulátora budiaceho prúdu je v (3.17).

$$G_{Rb}(s) = \frac{K_{pb}(T_{ib}s + 1)}{T_{ib}s} \quad (3.17)$$

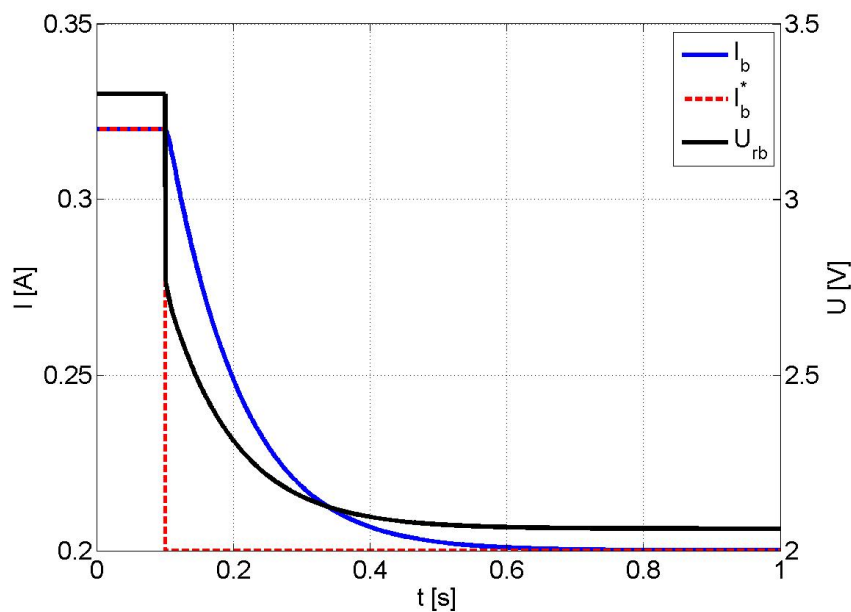
Postup syntézy parametrov regulátora budiaceho prúdu je rovnaký ako v prípade regulátora prúdu rotora. Pre jednoduchosť sú nižšie uvedené len výsledné vzťahy, pričom  $\omega_{0b}$  a  $\xi_b$  sú vlastná frekvencia a tlmenie regulačného obvodu budiaceho prúdu.

$$K_{pb} = \frac{1}{K_{0b}} (2\xi_b\omega_{0b}T_{\Sigma b} - 1) \quad (3.18)$$

$$T_{ib} = \frac{K_{pb}K_{0b}}{T_{\Sigma b}\omega_{0b}^2} \quad (3.19)$$



Obr. 3.11: Štruktúra regulačného obvodu budiaceho prúdu JM s PI regulátorom



$$\omega_{0b} = 4\pi[\text{rad/s}], \xi_b = 1, I^* = \text{konšt.} = 0[\text{A}]$$

Obr. 3.12: Priebehy veličín jednosmerného motora pri skokovej zmene žiadanej hodnoty budiaceho prúdu (simulácia)

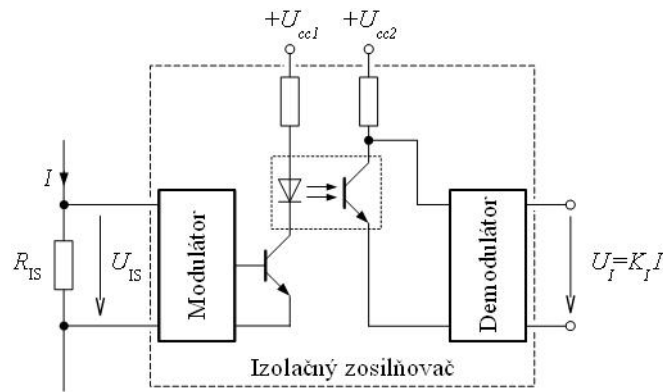
$$K_{0b} = \frac{K_{tb}K_{Ib}}{R_b}; T_{\Sigma b} = T_{db} + T_b + T_{Ib} \quad (3.20)$$

Na Obr. 3.12 sú priebehy veličín jednosmerného motora s regulačným obvodom prúdu budiaceho prúdu, pri skokovej zmene žiadanej hodnoty z 0.32 na 0.2 [A] v čase  $t = 0.1$  [s]. Parametre jednosmerného motora a náhradných modelov tranzistorových meničov a snímačov prúdu, použité pri simulácii, sú uvedené v dodatku A. Štruktúra simulačného modelu je v dodatku C.

### 3.5 Snímače prúdu

Na snímač prúdu motora sú kladené nasledovné požiadavky:

- galvanické oddelenie vstupu od výstupu,



Obr. 3.13: Bloková schéma snímača prúdu s odporovým bočníkom

- minimálna nelinearita,
- dostatočná šírka prenášaného pásma (jednotky až desiatky kHz),
- dostatočná presnosť (chyba menšia ako jedno percento).

Na presné meranie prúdu sa v elektrických pohonoch využívajú dva princípy:

- meranie úbytku napätia na odporovom bočníku,
- Hallov jav.

### Snímače prúdu s odporovým bočníkom

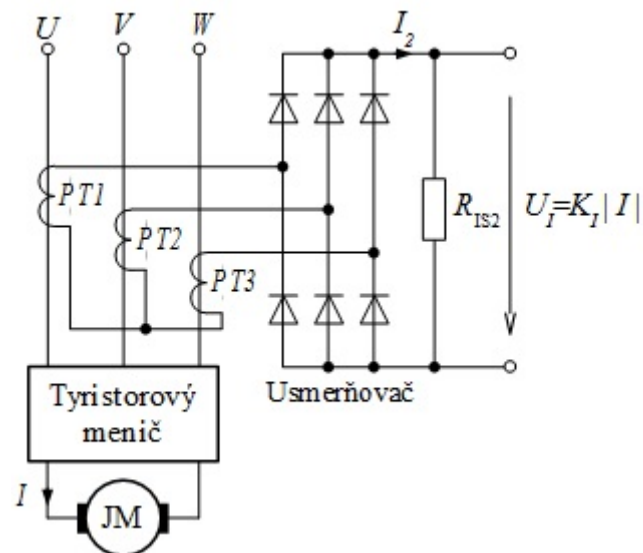
Princíp odporového snímača prúdu je na Obr. 3.13. Úbytok napätia  $U_{IS}$  na snímacom odpore vstupuje do izolačného zosilňovača tvoreného dvojestupňovým meničom s transformátorovou alebo optickou väzbou. V oboch prípadoch sa používa šírko-impulzná modulácia s nosnou frekvenciou rádovo 100 kHz. Ak je nosná frekvencia 100 kHz, frekvenčné pásmo priepustnosti snímača prúdu je približne 20 kHz. Úlohou izolačného zosilňovača je zabezpečiť:

- galvanické oddelenie výkonovej časti od riadiacich a regulačných obvodov, ktoré sú pripojené na výstup,
- napäťové zosilnenie úbytku napätia na snímacom odpore.

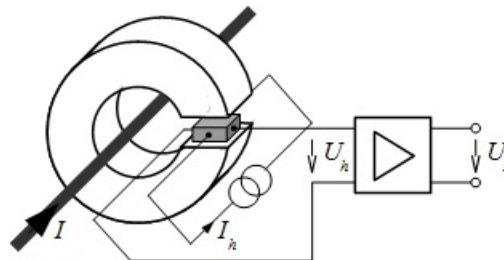
Nevýhody merania prúdu pomocou bočníka:

- strata výkonu v meranom obvode,
- ovplyvňovanie meraného obvodu,
- na presnosť merania má veľký vplyv tepelná stabilita odporu bočníka.





Obr. 3.14: Snímač prúdu s prúdovým transformátorom (aplikácia v meničoch DCS 500, DCS 600)



Obr. 3.15: Princíp snímača prúdu využívajúceho Hallov jav.  $U_h$  je Hallovo napätie a tenká polovodičová doštička predstavuje Hallov generátor.

### Snímač prúdu s prúdovým transformátorom

Snímanie prúdu sa realizuje na napájacej, striedavej časti tyristorového meniča. Na meranie sa využívajú prúdové transformátory (PT), ktoré zabezpečujú galvanické oddelenie prúdu. Výstupný signál z PT sa usmerňuje v neriadenom šesťimpulzovom usmerňovači. Výstupný signál je úmerný absolútnej hodnote prúdu kotvy JM.

### Snímače prúdu využívajúce Hallov jav

Funkcia snímača a princíp vyhodnotenia signálu z neho sú naznačené na Obr. 3.15. Pôsobením magnetického poľa kolmého na elektrický prúd v polovodičovej platničke vzniká medzi okrajmi polovodiča elektrické napätie  $U_h$  (kolmo na smer prúdu a magnetického poľa). Veľkosť magnetického toku, ktorý prechádza polovodičovou platničkou, je priamo úmerná prúdu  $I$ . Napätie  $U_h$  je zosilnené v meracom zosilňovači, na výstupe ktorého je napätie  $U_I$  úmerné meranému prúdu  $I$ :  $U_I = K_I I$ . Merací člen prúdu využívajúci Hallov jav neovplyvňuje meraný obvod a zaručuje galvanické oddelenie výstupného signálu od meraného obvodu.

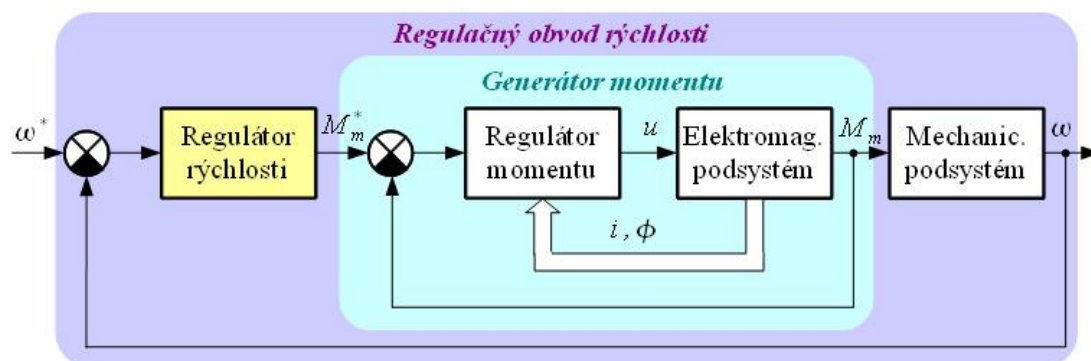


# Kapitola 4

## Rýchlostné servopohony

Základnú štruktúru rýchlostného servopohonu vyjadruje bloková schéma na Obr. 4.1. Jadro regulačnej štruktúry tvorí generátor momentu. Štruktúra regulačných obvodov GM je definovaná typom motora. Vpredchádzajúcej časti je uvedená štruktúra regulačného obvodu prúdu kotvy pre jednosmerný motor, ktorá v režime konštantného toku realizuje GM.

V striedavých servopohonoch s asynchrónnymi motormi a synchronnými motormi s permanentnými magnetmi je GM realizovaný štruktúrou regulátorov, ktorými sa realizuje vektorové riadenie motora alebo priame riadenie momentu označované ako DTC (direct torque control).

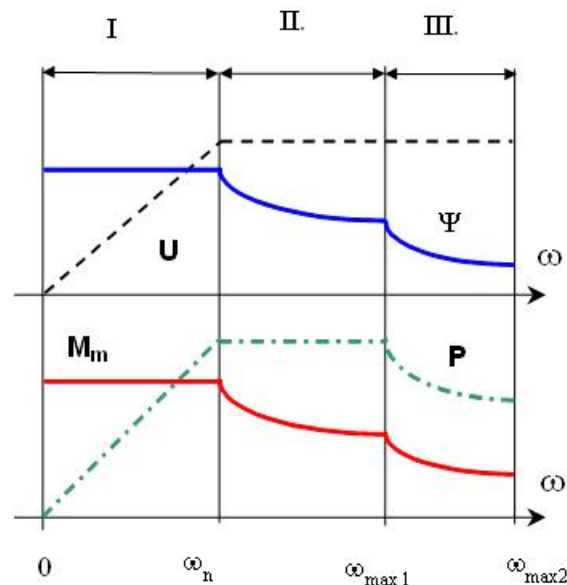


Obr. 4.1: Základná štruktúra regulačných obvodov rýchlostného servosystému s GM

### 4.1 Klasifikácia rýchlostných servopohonov

#### 4.1.1 Klasifikácia podľa regulačného rozsahu

Rýchlostný servopohon s JM s cudzím budením je možné prevádzkovať aj pri vyššej rýchlosti rotora ako je nominálna. Dosahuje sa to znižovaním magnetického toku  $\Phi$  v oblasti nad nominálnou rýchlosťou  $\omega_n$ . Tým zároveň klesne dosiahnuteľný moment motora  $M_m$ , ktorý je menší ako nominálny moment  $M_n$ . Dôvodom na znižovanie magnetického toku je nutnosť udržať veľkosť indukovaného napätia  $U_i$  pod hodnotou nominálneho napájacieho napätia rotora  $U_n$  – dôvod je prostý: napájacie napätie rotora  $U$  nesmie presiahnuť nominálne napätie rotora, pričom musí



Obr. 4.2: Regulačný rozsah rýchlostného servopohonu

platiť:  $U < U_i$ . Keďže pre indukované napätie JM platí:  $U_i = C' \Phi \omega$ , potom je jeho veľkosť daná nielen rýchlosťou otáčania ale aj veľkosťou magnetického toku. Znižovaním magnetického toku sa znižuje aj indukované napätie.

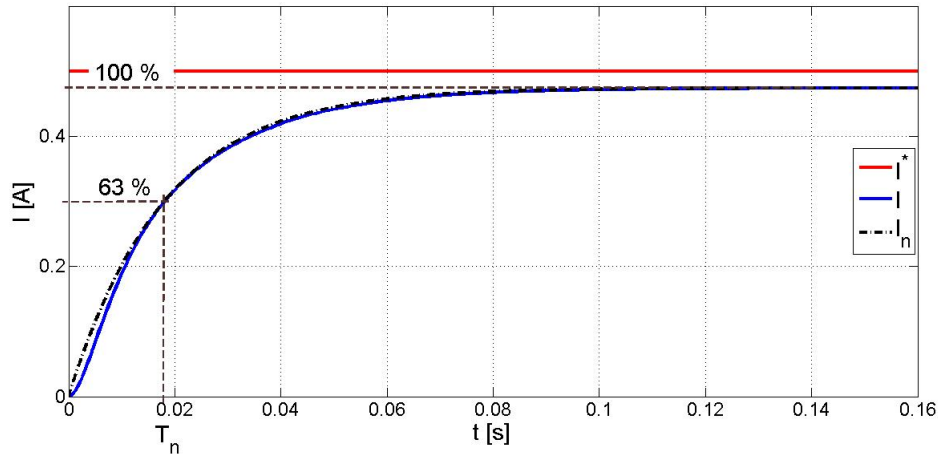
Rýchlostné servopohony, podľa Obr. 4.2, klasifikujeme podľa regulačného rozsahu do troch pásiem:

- I. regulačné pásmo* predstavuje základný regulačný rozsah rýchlosti (otáčok) od 0 až po nominálnu rýchlosť  $\omega_n$ . V celom regulačnom rozsahu možno teoreticky zapažovať motor nominálnym momentom  $M_n$ . V tomto pásme sa najčastejšie riadi magnetický tok motora na konštantnú hodnotu  $\Phi = kont.$
- II. regulačné pásmo* umožňuje odbudzovaním motora (znižovaním magnetického toku) rozšíriť regulačný rozsah rýchlosti až po hodnotu  $\omega_{max1}$ . V tomto prípade sa napätie rotora nemení, ale udržiava sa na nominálnej hodnote  $U_n$ . Výkon motora v tomto pásme je konštantný:  $P = P_n$ .
- III. regulačné pásmo* sa využíva vtedy, keď technologické požiadavky vyžadujú realizovať pri zníženom výkone rozšírenie regulačného rozsahu rýchlosti až po hodnotu  $\omega_{max2}$ .

#### 4.1.2 Klasifikácia podľa spôsobu vyhodnotenia uhlovej rýchlosti

Podľa spôsobu vyhodnotenia uhlovej rýchlosti možno klasifikovať servopohony na:

1. *Servopohony s priamym meraním rýchlosti* pomocou snímača uhlovej rýchlosti (elektromechanický prevodník, napr. tachodynamo, tachogenerátor), tzv. uzatvorené rýchlostné servopohony.
2. *Servopohony s nepriamym meraním (vyhodnotením) rýchlosti:*



Obr. 4.3: Určenie náhradnej časovej konštanty generátora momentu s jednosmerným motorom z prechodovej charakteristiky regulačného obvodu prúdu rotora

- so snímaním polohy (inkrementálne snímače polohy – IRC, indukčné snímače (selsyn, resolver),
- s pozorovateľom, estimátorom uhlovej rýchlosti motora – tzv. otvorené rýchlostné servopohony. Merajú sa len elektrické veličiny motora – napätie a prúd.

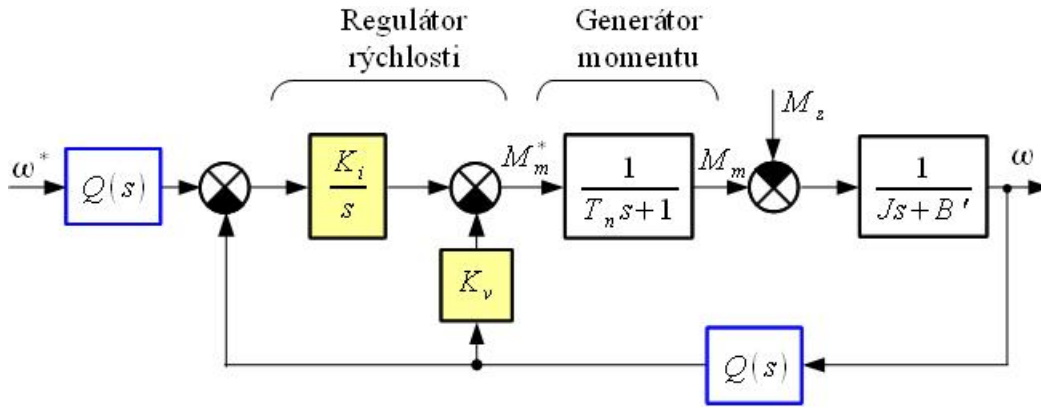
## 4.2 Rýchlostný servopohon v režime konštantného magnetického toku

Základná regulačná štruktúra rýchlostného servopohonu pre oblasť konštantného toku motora (pozri Obr. 4.1) obsahuje regulačný obvod momentu motora, ktorý tvorí generátor momentu. Generátor momentu je možné realizovať jednosmerným motorom s regulačným obvodom prúdu, alebo striedavým motorom s dynamickým riadením (vektorové riadenie, alebo DTC riadenie). Ďalej budeme predpokladať, že riadený pohon má implementovaný generátor momentu GM s náhradnou prenosovou funkciou  $F_{GM}$  v (4.1), kde  $T_n$  je náhradná časová konštanta generátora momentu.

$$F_{GM}(s) = \frac{M_m(s)}{M_m^*(s)} = \frac{1}{T_n s + 1} \quad (4.1)$$

Náhradaná časová konštanta generátora momentu sa pre jednosmerný servopohon zistí experimentálne z prechodovej charakteristiky regulačného obvodu prúdu rotora. Veľkosť  $T_n$  sa určí ako čas, za ktorý dosiahne prúd rotora 63 % ustálenej hodnoty. Na Obr. 4.3 je príklad odozvy regulačného obvodu prúdu rotora  $I$  na skokovú zmenu žiadanej hodnoty  $I^*$  z 0 na 1 [A]. Čiar-kovaný priebeh je výstup náhradného obvodu prúdu s prenosovou funkciou  $1/(T_n s + 1)$ .

Regulátor rýchlosti má najčastejšie štruktúru PI, prípadne IP. Avšak regulačný obvod s regulátorom typu IP má v porovnaní so štruktúrou s PI regulátorom tú vlastnosť, že prenosová funkcia riadenia  $(\omega(s)/\omega^*(s))$  neobsahuje nuly. Integrovaná zložka regulátora je dôležitá pre



Obr. 4.4: Regulačný obvod rýchlosti s GM a IP regulátorom

zabezpečenie požadovanej statickej presnosti (nulová regulačná odchýlka pri skokovej zmene želanej hodnoty). Na rozdiel od návrhu regulátora prúdu, v požiadavkách na kvalitu regulácie sa okrem kvality riadenia objavuje aj požiadavka na kvalitu pri pôsobení poruchy, ktorou je moment záťaže  $M_z$ .

Štruktúra rýchlostného servopohonu s GM a IP regulátorom, v ktorej sú vyjadrené prenosové funkcie jednotlivých blokov, je na Obr. 4.4. Signál meranej rýchlosti môže (ale nemusí) byť filtrovaný dolnopriepustným filtrom  $Q(s)$ . Filter má za úlohu znížiť zvlnenie akčného zásahu vplyvom šumu meranej rýchlosti.

#### 4.2.1 Syntéza regulátora rýchlosti bez filtrácie signálu meranej rýchlosti

V spätnej väzbe regulačného obvodu nie je zaradený filter, čo znamená, že platí:  $Q(s) = 1$ . Pre výstup regulačného obvodu v takomto prípade platí (4.2).

$$\omega(s) = \frac{\omega^*(s)K_i - M_z(s)s(T_n s + 1)}{s^3 T_n J + s^2 (T_n B' + J) + s(B' + K_v) + K_i} \quad (4.2)$$

Prenosová funkcia regulačnej odchýlky  $\Delta\omega = \omega^* - \omega$  vplyvom poruchy  $M_z$  môže byť vyjadrená z (4.2) pre  $\omega^* = 0$ :

$$\frac{\Delta\omega(s)}{M_z(s)} = \frac{-\omega(s)}{M_z(s)} = \frac{s(T_n s + 1)}{s^3 T_n J + s^2 (T_n B' + J) + s(B' + K_v) + K_i} \quad (4.3)$$

Z toho vyjadríme veľkosť regulačnej odchýlky  $\Delta\omega$  pre konštantný moment záťaže  $M_z$ :

$$\Delta\omega = M_z \lim_{s \rightarrow 0} \frac{\Delta\omega(s)}{M_z(s)} = 0 \quad (4.4)$$

z čoho vidno, že regulačný obvod dosiahne nulovú regulačnú odchýlku pre konštantnú záťaž. Regulačná odchýlka nebude však nulová v prípade dynamicky sa meniaceho momentu záťaže.

Regulátor rýchlosti navrhujeme z hľadiska požiadaviek na riadenie, pričom použijeme metódu rozmiestňovania pólov, ktorá vychádza z požiadavky na umiestnenie pólov uzavretého

obvodu. Pri návrhu IP regulátora budeme predpokladať, že dynamika regulačného obvodu rýchlosti (ROR) je rádovo menšia ako dynamika GM a preto môžeme zanedbať dynamiku GM:  $T_n = 0$ ,  $F_{GM}(s) = 1$ . Prenosová funkcia riadenia je potom:

$$F_{ROR}(s) = \frac{\omega(s)}{\omega^*(s)} = \frac{\frac{K_i}{J}}{s^2 + s\frac{B' + K_v}{J} + \frac{K_i}{J}} \quad (4.5)$$

Parametre regulátora ( $K_v$ ,  $K_i$ ) budú zvolené tak, aby prenosová funkcia  $F_{ROR}(s)$  mala rovnaké póly ako sústava druhého rádu  $G_2(s)$  v (3.11), ktorá má vlastnú frekvenciu  $\omega_0$  a tlmenie  $\xi$ .

Na základe rovnosti hodnôt koeficientov v menovateli (4.5) a (3.11) sú vyjadrené parametre regulátora:

$$K_v = 2\xi\omega_0 J - B' \quad (4.6)$$

$$K_i = J\omega_0^2 \quad (4.7)$$

pričom hodnoty  $\omega_0$  a  $\xi$  sú voliteľné. Z podmienky  $K_v > 0$  vyplýva spodné obmedzenie hodnoty  $\omega_0$ :

$$\omega_0 > \frac{B'}{2\xi J} \quad (4.8)$$

### 4.2.2 Syntéza regulátora rýchlosti s filtráciou signálu meranej rýchlosti

Do spätnej vazby regulačného obvodu rýchlosti je zaradený filter s prenosovou funkciou:

$$Q(s) = \frac{1}{T_q s + 1} \quad (4.9)$$

pričom signál žiadanej hodnota rýchlosti  $\omega^*$  je filtrovaný filtrom s prenosovou funkciou  $Q(s)$ . Dôvodom je kompenzácia nuly v prenosovej funkcii uzavretého regulačného obvodu.

Regulátor navrhujeme metódou rozmiestňovania pólov, avšak v tomto prípade sa zvýši rád prenosovej funkcie uzavretého regulačného obvodu ( $F_{ROR}(s)$ ):

$$F_{ROR}(s) = \frac{\omega(s)}{\omega^*(s)} = \frac{\frac{K_i}{JT_q}}{s^3 + s^2\frac{B'T_q + J}{JT_q} + s\frac{B' + K_v}{JT_q} + \frac{K_i}{JT_q}} \quad (4.10)$$

Parametre regulátora  $K_i$ ,  $K_v$  a časová konštanta  $T_q$  filtra  $Q$  budú zvolené tak, aby prenosová funkcia  $F_{ROR}(s)$  mala rovnaké póly ako sústava tretieho rádu  $G_{3\xi}(s)$  v (4.11), ktorá má vlastnú frekvenciu  $\omega_0$  a tlmenie  $\xi$ .

$$G_{3\xi}(s) = \frac{\omega_0^2}{s^2 + 2\xi\omega_0 s + \omega_0^2} \frac{\omega_0}{s + \omega_0} = \frac{\omega_0^3}{s^3 + \omega_0(1 + 2\xi)s^2 + \omega_0^2(1 + 2\xi)s + \omega_0^3} \quad (4.11)$$

Prenosové funkcie  $F_{ROR}(s)$  a  $G_{3\xi}(s)$  budú mať rovnaké póly vtedy, ak sa budú rovnať hodnoty koeficientov pri jednotlivých mocninách  $s$  v (4.10) a (4.11). Musia teda platiť nasledovné

tri rovnice:

$$\begin{aligned}\omega_0(1+2\xi) &= \frac{B'T_q + J}{JT_q} \\ \omega_0^2(1+2\xi) &= \frac{B' + K_v}{JT_q} \\ \omega_0^3 &= \frac{K_i}{JT_q}\end{aligned}\quad (4.12)$$

Zo sústavy rovníc (4.12) je možné vyjadriť parametre regulátora a časovú konštantu filtra pre zvolené hodnoty vlastnej frekvencie  $\omega_0$  a tlmenia  $\xi$ :

$$\begin{aligned}T_q &= \frac{J}{\omega_0 J(1+2\xi) - B'} \\ K_v &= \omega_0^2 JT_q(1+2\xi) - B' = \frac{\omega_0 J(1+2\xi)(\omega_0 J - B') + (B')^2}{\omega_0 J(1+2\xi) - B'} \\ K_i &= \omega_0^3 JT_q = \frac{\omega_0^3 J^2}{\omega_0 J(1+2\xi) - B'}\end{aligned}\quad (4.13)$$

Hodnoty vypočítaných parametrov musia byť väčšie ako nula. Z tejto požiadavky vyplýva dolné obmedzenie hodnoty  $\omega_0$ :

$$\omega_0 > \frac{B'}{J(1+2\xi)}\quad (4.14)$$

Na Obr. 4.5 sú výsledky simulácie rýchlostného servopohonu s jednosmerným motorom pri skokovej zmene žiadanej uhlovej rýchlosti rotora a konštantnom buzení. Počas simulačného experimentu sa skokovo zmenil aj moment záťaže  $M_z$  z 0 na 1 [Nm] v čase  $t = 2$  [s]. Parametre jednosmerného motora a náhradných modelov tranzistorových meničov a snímačov prúdu, použité pri simulácii, sú uvedené v dodatku A. Štruktúra simulačného modelu je v dodatku C. Boli vykonané dva simulačné experimenty, pričom ich výsledky sú odlišené farebne: 1. bez filtra pozorovanej rýchlosti ( $Q(s) = 1$ , modré priebehy), 2. s filtrom pozorovanej rýchlosti ( $Q(s) = 1/(T_q s + 1)$ , čierne priebehy). Dynamika regulačného obvodu bola nastavená tak, aby pre obe regulačné štruktúry bola rovnaká hodnota integrálu absolútnej hodnoty regulačnej odchýlky (IAE), pričom IAE sa vypočíta podľa (4.15), kde  $y$  je výstup a  $y^*$  je vstup sústavy (v našom prípade regulačného obvodu rýchlosti).

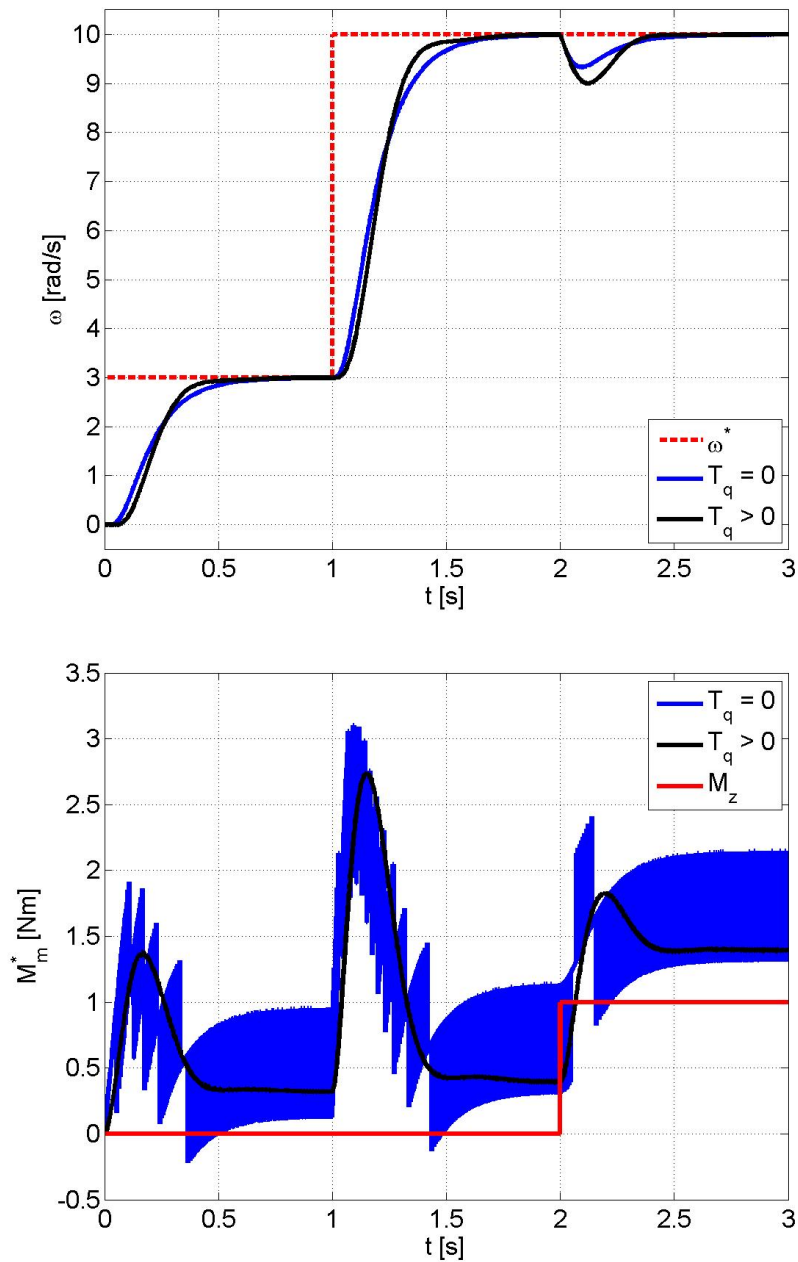
$$IAE = \int |y^* - y| dt\quad (4.15)$$

Z požiadavky na rovnakú dynamiku IAE vyplýva vzťah medzi vlastnými frekvenciami  $\omega_0$  pre uvedené regulačné štruktúry uvedený v 4.16, ak  $\xi = 1$ .

$$\omega_0 \Big|_{Q(s)=\frac{1}{T_q s + 1}} = \frac{3}{2} \omega_0 \Big|_{Q(s)=1}; \quad \xi = 1\quad (4.16)$$

Priebehy rýchlosti poukazujú na vyššiu regulačnú odchýlku pri skokovej zmene momentu záťaže pre štruktúru s filtrom ( $T_q > 1$ ), avšak štruktúra bez filtra pozorovanej rýchlosti ( $T_q = 0$ ) má výrazne vyššie zvlnenie akčného zásahu ( $M_m^*$ ), čo sa prejaví na zvýšení energie odoberanej z napájacieho zdroja.





$$I_b = \text{konšt.} = 0.32[\text{A}], \quad \xi = 1, \quad \omega_0 = \begin{cases} 3\pi \text{ [rad/s]}, & T_q = 0 \\ 4.5\pi \text{ [rad/s]}, & T_q > 0 \end{cases}$$

Obr. 4.5: Priebiehy rýchlosti a žiadaneho momentu rýchlostného servopohonu s jednosmerným motorom pri skokovej zmene žiadanej uhlovej rýchlosti rotora a konštantnom buzení (simulácia). Modré priebiehy ( $T_q = 0$ ) sú výsledky z regulačnej štruktúry bez filtrácie pozorovanej rýchlosti ( $Q(s) = 1$ ). Čierne priebiehy ( $T_q > 0$ ) sú výstupom regulačnej štruktúry s filtráciou pozorovanej rýchlosti ( $Q(s) = 1/(T_q s + 1)$ ).

### 4.3 Rýchlostný servopohon s JM v režime odbudzovania

Pri odbudzovaní sa znižuje veľkosť magnetického toku, s cieľom znížiť veľkosť indukovaného napätia motora. Tento režim sa používa pre rýchlosti nad nominálnou rýchlosťou, kedy by napájacie napätie rotora muselo byť vyššie ako nominálne napätie <sup>1</sup>. Oblasť riadenia motora nad nominálnou rýchlosťou je možné rozdeliť na dve podoblasti, ktoré sú označené „II“, „III“ na Obr. 4.2. V tejto časti opíšeme princíp riadenia a štruktúru regulačného obvodu rýchlosti pre druhú oblasť ( $P = konst.$ ).

Pre veličiny JM v ustálenom stave ( $\omega = konst.$ ) platí:

$$U = RI + U_i \quad (4.17)$$

$$U_i = C' \Phi \omega \quad (4.18)$$

$$\omega = \frac{U - RI}{C' \Phi} \quad (4.19)$$

Ak napätie rotora nadobudne nominálnu hodnotu  $U_n$  a rotorom tečie nominálny prúd  $I_n$ , potom:

$$\omega_n = \frac{U_n - RI_n}{C' \Phi_n} \quad (4.20)$$

kde  $\Phi_n$  je nominálna veľkosť magnetického toku (pri prevádzke pohonu v oblasti I).

Maximálna rýchlosť, ktorú je možné dosiahnuť v režime odbudzovania v oblasti konštantného výkonu:

$$\omega_{max1} = \frac{U_n - RI}{C' \Phi_{min1}} \quad (4.21)$$

kde  $\Phi_{min1}$  je minimálna veľkosť magnetického toku v oblasti „II“.

Pri regulácii v oblasti „II“ má byť indukované napätie konštantné:

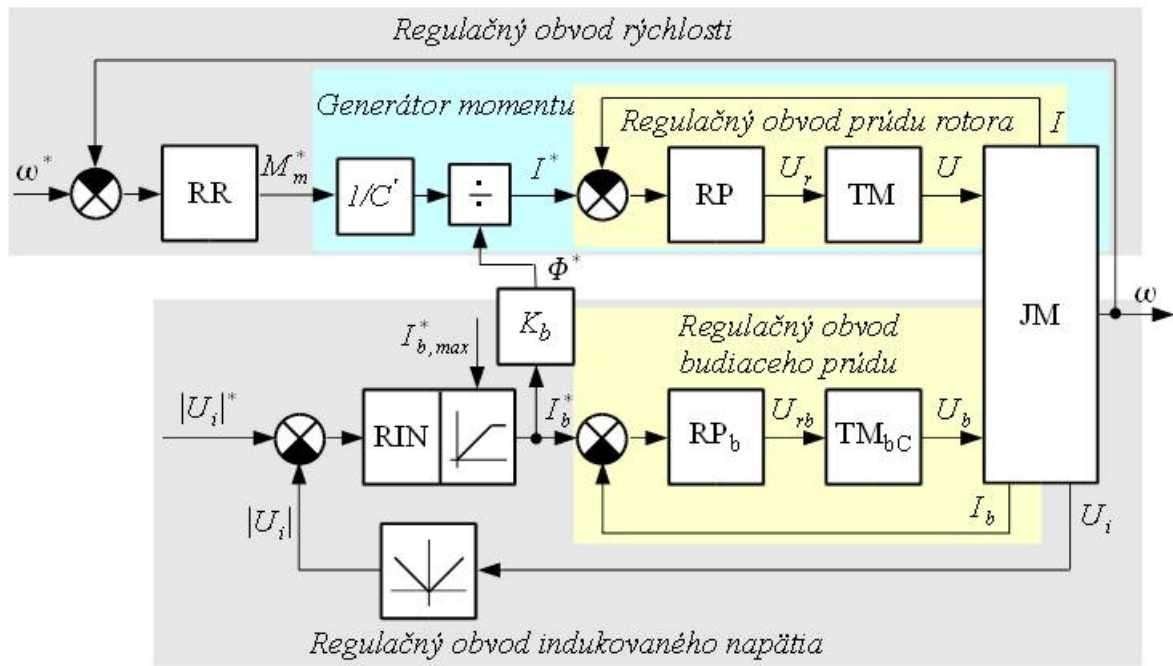
$$U_i^* = U_n - RI_n = konst. \quad (4.22)$$

Indukované napätie sa môže vypočítať z napätia a prúdu rotora:

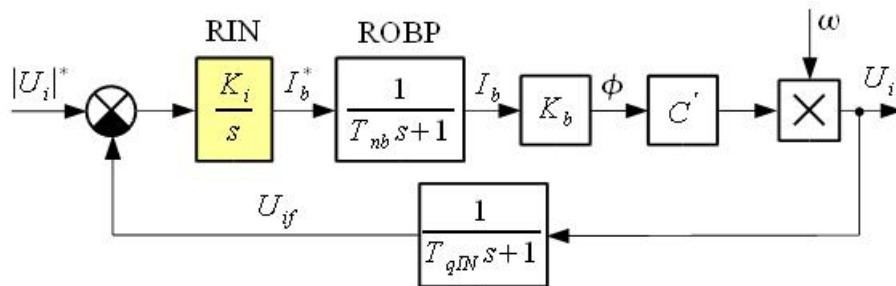
$$U_i = U - RI \quad (4.23)$$

Bloková schéma regulačného obvodu rýchlosti JM v režime odbudzovania je na Obr. 4.6. Pri odbudzovaní znižuje regulátor indukovaného napätia (RIN) veľkosť budiaceho prúdu tak, aby veľkosť indukovaného napätia  $|U_i|$  bola konštantná a vyhovovala (4.22). V oblasti konštantného magnetického toku (oblasť „I“) je výstup regulátora indukovaného napätia obmedzený na hodnotu  $I_{b,max}^*$ . Budiaci prúd s veľkosťou  $I_{b,max}^*$  vytvorí magnetický tok s nominálnou hodnotou  $\Phi_n$ .

<sup>1</sup>Tento princíp sa používa aj pri riadení striedavých motorov, ktoré sú napájané do statora. V takom prípade nesmie prekročiť nominálnu hodnotu napätie statora.



Obr. 4.6: Bloková schéma regulačného obvodu rýchlosti sústavy TM-JM v režime odbudzovania s regulačným obvodom indukovaného napätia



Obr. 4.7: Štruktúra regulačného obvodu indukovaného napätia

### 4.3.1 Syntéza regulátora indukovaného napätia

Štruktúra regulačného obvodu indukovaného napätia je na Obr. 4.7, kde je regulačný obvod budiaceho prúdu (ROBP) nahradený sústavou prvého rádu s časovou konštantou  $T_{nb}$ . Pozorované indukované napätie  $U_I$  je filtrované filtrom s časovou konštantou  $T_{qIN}$ . Výpočet parametrov regulátora (v tomto prípade len zosilnenie integrátora  $K_i$ ) vykonáme metódou rozmiestňovania pólov.

Prenosová funkcia regulačného obvodu indukovaného napätia je v (4.24).

$$F_{ROIN}(s) = \frac{U_{if}(s)}{U_i^*(s)} = \frac{\frac{K_i K_b C' \omega}{T_\Sigma}}{s^2 + s \frac{1}{T_\Sigma} + \frac{K_i K_b C' \omega}{T_\Sigma}}; \quad T_\Sigma = T_{nb} + T_{qIN} \quad (4.24)$$

V prípade, že  $F_{ROIN}(s)$  má mať dva komplexne združené póly, potom musí platiť:  $F_{ROIN}(s) =$

$G_2(s)$ . Hodnoty koeficientov v menovateli  $F_{ROIN}(s)$  a  $G_2(s)$  musia byť rovnaké:

$$\begin{aligned} 2\xi\omega_0 &= \frac{1}{T_\Sigma} \\ \omega_0^2 &= \frac{K_i K_b C' \omega}{T_\Sigma} \end{aligned} \quad (4.25)$$

Riešením sústavy rovníc (4.25) sú hodnoty  $\omega_0$  a  $K_i$ :

$$\omega_0 = \frac{1}{2\xi T_\Sigma} \quad (4.26)$$

$$K_i = \frac{T_\Sigma \omega_0^2}{K_b C' \omega} = \frac{1}{4\xi^2 K_b C' T_\Sigma \omega} \quad (4.27)$$

Keďže zosilnenie riadenej sústavy sa mení s rýchlosťou rotora ( $U_i = I_b K_b C' \omega$ ), zosilnenie regulátora  $K_i$  je funkciou uhlovej rýchlosti rotora.

### Voľba hodnoty časovej konštanty filtra indukovaného napätia

Z rovníc (4.24) a (4.26) vyplýva, že časová konštanta filtra indukovaného napätia  $T_{qIN}$  ovplyvňuje dynamiku regulačného obvodu a preto by mala byť čo najnižšia<sup>2</sup>. Hodnota  $T_{qIN}$  však musí byť dostatočne veľká na to, aby filter odfiltroval šum zo signálov napätia a prúdu rotora, ktoré vstupujú do pozorovateľa indukovaného napätia<sup>3</sup>. Šum v signáli napätia rotora je spôsobený spínaním výkonových spínačov meniča<sup>4</sup> a takisto skokovými zmenami žiadaného napätia rotora<sup>5</sup>. Šum v signáli prúdu rotora je spôsobený spínaním výkonových spínačov meniča a jeho základná harmonická zložka je daná spínacou frekvenciou meniča. Na základe vyššie uvedených úvah by malo platiť:  $T_{qIN} < T_{nb} \cap T_{qIN} > T_s$ , kde  $T_s$  je perióda vzorkovania regulačného obvodu rýchlosti.

Na Obr. 4.8 sú výsledky simulácie rýchlostného servopohonu s jednosmerným motorom pri skokovej zmene žiadanej uhlovej rýchlosti rotora v režime odbudzovania. Počas simulačného experimentu sa, okrem žiadanej uhlovej rýchlosti rotora, skokovo zmenil aj moment záťaže  $M_z$  z 0 na 1 [Nm] v čase  $t = 7$  [s]. Parametre jednosmerného motora a náhradných modelov tranzistorových meničov a snímačov prúdu, použité pri simulácii, sú uvedené v dodatku A. Štruktúra simulačného modelu je v dodatku C.

## 4.4 Vyhodnotenie uhlovej rýchlosti

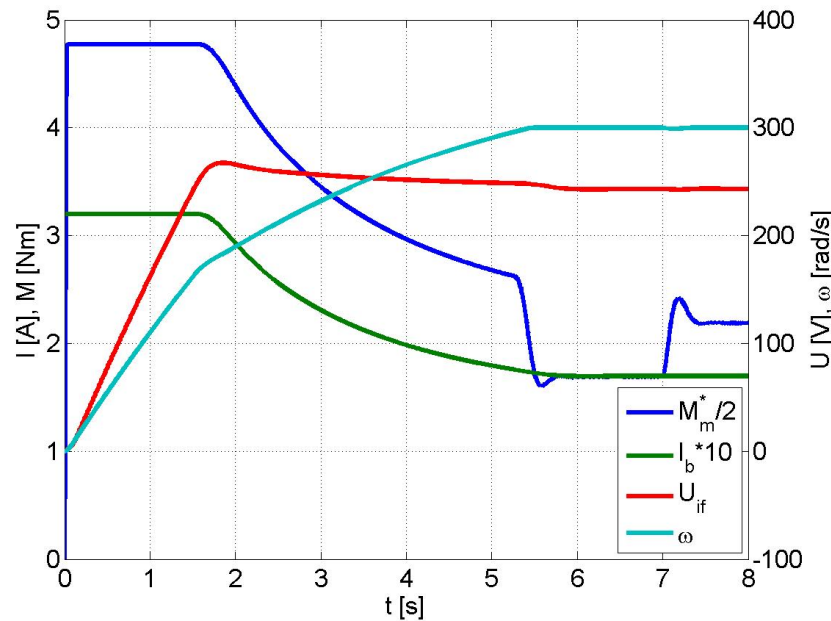
Informácia o uhlovej rýchlosti, ktorá vstupuje do regulátora rýchlosti, sa získava priamym meraním pomocou snímača uhlovej rýchlosti (tachodynamo, tachogenerátor), alebo vyhodnotením

<sup>2</sup>Znižovaním hodnoty  $T_{qIN}$  sa zvyšuje hodnota  $\omega_0$  v (4.26).

<sup>3</sup>Za predpokladu, že pozorovateľ indukovaného napätia je realizovaný podľa (4.23).

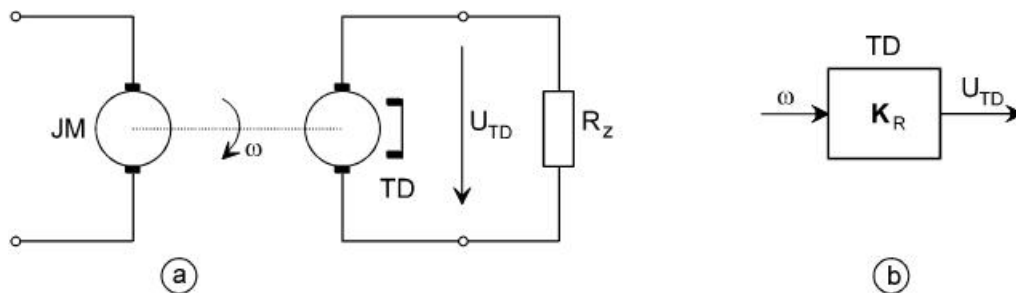
<sup>4</sup>Základná harmonická tejto zložky šumu je rovná spínacej frekvencii meniča, ktorá je daná frekvenciou PWM.

<sup>5</sup>Základná harmonická tejto zložky šumu je pre diskretný regulátor rýchlosti rovná frekvencii vzorkovania regulačného obvodu rýchlosti.



$$I_b = \text{var.}, \xi = 0.707, T_{qIN} = 33.7 \text{ [ms]}, T_q > 0$$

Obr. 4.8: Priebehy veličín rýchlostného servopohonu s jednosmerným motorom pri skokovej zmene žiadanej uhlovej rýchlosti rotora v režime odbudzovania (simulácia)



Obr. 4.9: Tachodynamo: a) schéma zapojenia, b) bloková schéma

uhlovej rýchlosti z meranej polohy (inkrementálny snímač, selsyn, rezolver, potenciometer) alebo napätí a prúdov.

#### 4.4.1 J jednosmerný generátor – tachodynamo

Pre regulačné účely má významné postavenie jednosmerný generátor s permanentnými magnetmi označovaný ako tachodynamo – TD. Tachodynamá sú meracie prevodníky uhlovej rýchlosti pre realizáciu rýchlostných uzavretých servopohonov. Dosahuje sa s nimi presnosť regulácie lepšia ako 1 % a regulačný rozsah až 1:1000.

Zo schémy zapojenia a blokovej schémy tachodynoma na Obr.4.9 vyplýva, že tachodynamo predstavuje prevodník uhlová rýchlosť - napätie. Jeho prenosové vlastnosti sú vyjadrené zosilnením tachodynoma. Zosilnenie tachodynoma sa v technickej praxi definuje ako pomer výstupného napätia  $U_{TD}$  k otáčkam  $n = [\text{ot}/\text{min}]$ ,  $K_{TD} = U_{TD}/n$ . Keďže v rámci SI sústavy sa namiesto

otáčok používa uhlová rýchlosť  $\omega$ , zosilnenie je definované výrazom  $K_R = U_{TD}/\omega$ . Prepočet medzi zosilneniami je daný vzťahom:

$$K_R = K_{TD} \frac{\pi}{30} \quad (4.28)$$

#### 4.4.2 Vyhodnotenie uhlovej rýchlosti z meranej polohy

V rýchlostných servopohonoch sa často používajú snímače polohy, pričom informácia o rýchlosti sa vypočíta z informácie o polohe. Princíp je jednoduchý – keďže rýchlosť je deriváciou polohy, potom informácia o rýchlosti  $\omega$  sa získa deriváciou meranej polohy  $\varphi$ :

$$\omega = \frac{d\varphi}{dt} \quad (4.29)$$

a pri diskretnnej implementácii:

$$\omega(k) = \frac{\varphi_m(k) - \varphi_m(k-1)}{T_s} \quad (4.30)$$

kde  $k$  je číslo vzorky,  $T_s$  je perióda vzorkovania a  $\varphi_m$  je meraná poloha (výstup snímača polohy).

Rozlišovacia schopnosť pozorovateľa rýchlosti realizovaného podľa (4.30), je definovaná vzťahom

$$\Delta\omega = \frac{2\pi}{NT_s} \quad (4.31)$$

kde  $N$  je delenie snímača polohy a udáva počet rozlišiteľných úrovní snímača na jednu otáčku (a ten je daný počtom impulzov snímača na otáčku). Z (4.31) je zrejmé, že rozlišovacia schopnosť je podmienená dĺžkou periódy vzorkovania a delením snímača. V Tab. 4.1 je príklad závislosti rozlišovacej schopnosti pozorovateľa rýchlosti na dĺžke periódy vzorkovania  $T_s$ , ak delenie snímača polohy  $N = 4096$  imp/ot. Podobne je v Tab. 4.2 príklad závislosti rozlišovacej schopnosti na delení snímača polohy  $N$ , ak pre periódu vzorkovania pozorovateľa rýchlosti platí:  $T_s = 1$  ms.

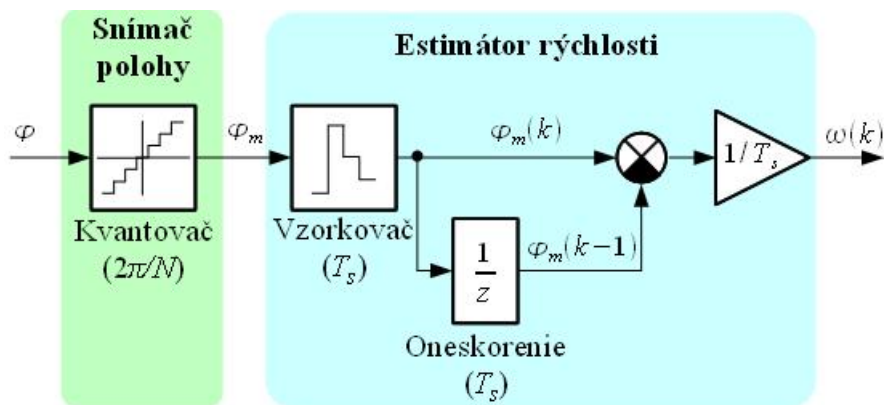
Tabuľka 4.1: Rozlišovacia schopnosť pozorovateľa rýchlosti v závislosti na perióde vzorkovania ( $N = 4096$  imp/ot)

$T_s$ [ms]	0.25	0.5	1	2.5	5
$\Delta\omega$ [rad/s]	6.136	3.068	1.534	0.614	0.307

Tabuľka 4.2: Rozlišovacia schopnosť pozorovateľa rýchlosti v závislosti na delení snímača polohy ( $T_s = 1$  ms)

$N$ [imp/ot]	1000	2000	4096	10000
$\Delta\omega$ [rad/s]	6.283	3.142	1.534	0.628

Štruktúra diskretného pozorovateľa rýchlosti z meranej polohy je na Obr. 4.10. Štruktúra na Obr. 4.10 je implementovateľná v Simulinku.

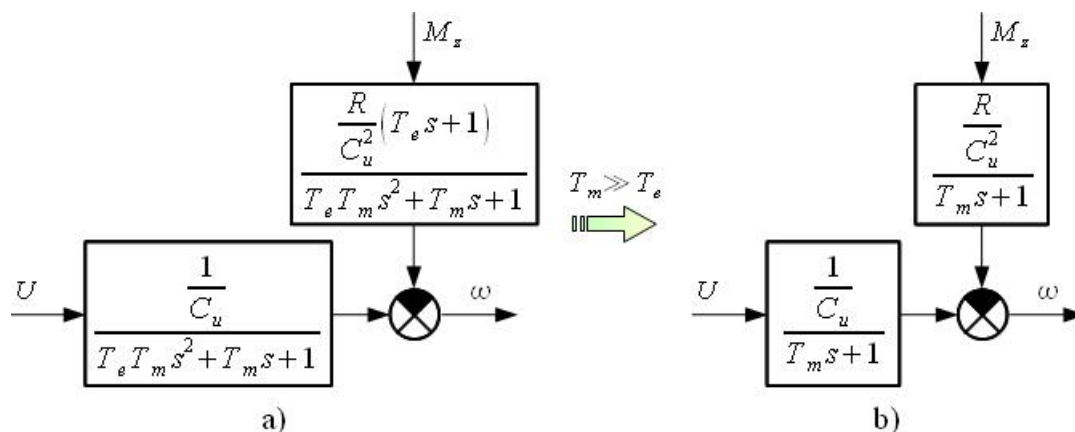


Obr. 4.10: Štruktúra pozorovateľa rýchlosti so snímačom polohy

Pri snímačoch s hrubým delením (niekoľko sto impulzov na otáčku) sa vypočítaná rýchlosť filtruje dolnopriepustnými filtrami, alebo sa používajú špeciálne pozorovatele rýchlosti. Dôvodom je obmedzenie zvlnenia akčného zásahu a zníženie zvlnenia uhlovej rýchlosti v spodnej časti regulačného rozsahu.

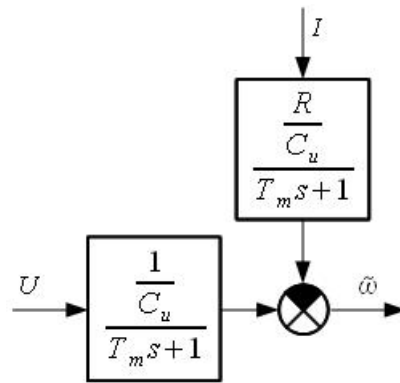
#### 4.4.3 Vyhodnotenie rýchlosti JM z napätia a prúdu rotora

V pohonoch s jednosmernými motormi s konštantným budením a na ktoré nie sú kladené vysoké dynamické požiadavky pri regulácii rýchlosti je možné pozorovať uhlovú rýchlosť z napätia a prúdu rotora. Pozorovateľ uhlovej rýchlosti vychádza z modelu jednosmerného motora na Obr. 4.11, kde  $T_m = RJ/C_u^2$  je elektromechanická časová konštanta motora. Ak platí:  $T_e \ll T_m$ , potom je možné prenosové funkcie modelu zjednodušiť tak ako je to na Obr. 4.11 b.



Obr. 4.11: Blokovaná schéma modelu JM s uhlovou rýchlosťou ako výstupnou veličinou: a) úplná, b) zjednodušená

V ustálenom stave ( $\omega = konst.$ ) sa moment záťaže rovná momentu motora:  $M_z = M_m = C_u I$ . Potom z modelu na Obr. 4.11 b je možné zostaviť pozorovateľ uhlovej rýchlosti, ktorý je na Obr. 4.12, kde  $U$  a  $I$  sú merané veličiny a  $\tilde{\omega}$  je pozorovaná uhlová rýchlosť.



Obr. 4.12: Bloková schéma pozorovateľa uhlovej rýchlosti z prúdu a napätia rotora JM



# Kapitola 5

## Polohové servopohony

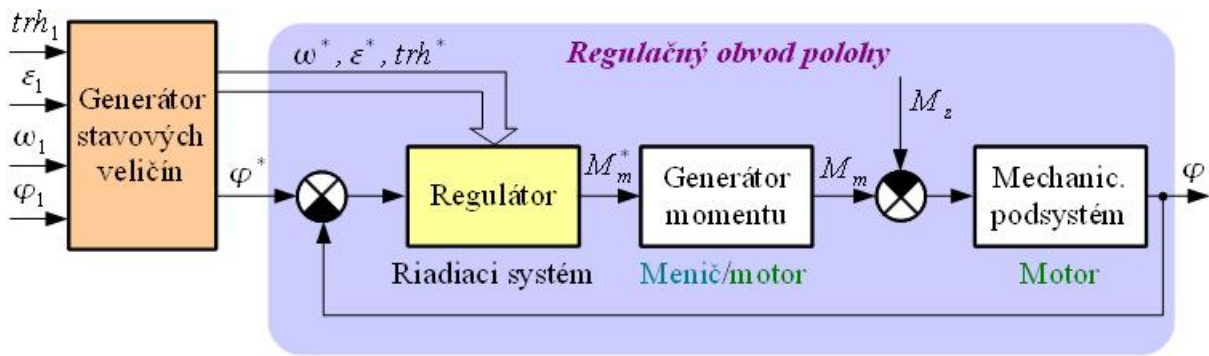
Polohový servopohon umožňuje riadenie polohy, t. j. uhla natočenia, alebo lineárneho – translačného pohybu. Translačný pohyb sa dosahuje: a) prevodom rotačného pohybu na translačný pomocou skrutky, b) lineárnym motorom.

Polohu je možné regulovať pomocou regulačného obvodu so snímačom polohy – *uzatvorené polohové servopohony*, alebo riadiť v otvorenej slučke bez snímača polohy – *otvorené polohové servopohony*, napr. krokové motory.

Z hľadiska cieľa riadenia sa polohové servopohony delia do troch kategórií:

- *polohové servopohony s PTP riadením*. Používajú sa v aplikáciách s časovo optimálnym nastavovaním polohy, napr. vyvítačky plošných spojov, dierovacie lisy a iné. Pri tomto type riadenia sa vyžaduje premiestnenie do cieľovej polohy v najkratšom možnom čase, t. j. s maximálnym zrýchlením, ale bez preregulovania polohy.
- *polohové servopohony s programovým riadením* pre aplikácie sledovania trajektórie s minimálnou odchýlkou a definovanou rýchlosťou pohybu – napríklad priemyselné roboty, obrábacie stroje, antény sledovacích rádiolokátorov a iné.
- *polohové servopohony s minimálnou spotrebou energie* pre aplikácie s vlastným zdrojom energie, napr. v dopravných prostriedkoch s napájaním z batérií.

Základná štruktúra polohového servopohonu je na Obr. 5.1. Generátor stavových veličín na základe vstupných hodnôt ( $trh_1$  až  $\varphi_1$ ) generuje priebehy žiadanej polohy  $\varphi^*$ , rýchlosti  $\omega^*$ , zrýchlenia  $\varepsilon^*$  a trhu  $trh^*$ , ktoré vstupujú do regulačného obvodu polohy. Blok „Regulátor“, obsahuje spravidla jeden alebo dva lineárne regulátory (PID, P-PI, P-IP) plus blok korekcie akčného zásahu, do ktorého vstupujú výstupy generátora stavových veličín. Generátor stavových veličín generuje také priebehy žiadaných hodnôt pohonu, aby bola dosiahnutá požadovaná kvalita regulácie – napríklad premiestnenie do cieľovej polohy  $\varphi_1$  s maximálnou rýchlosťou  $\omega_1$ , maximálnym zrýchlením  $\varepsilon_1$  a trhom  $trh_1$ . Treba podotknúť, že polohový servopohon nemusí obsahovať generátor stavových veličín, ak si to konkrétna aplikácia nevyžaduje. Generátor momentu môže byť



Obr. 5.1: Základná štruktúra polohového servopohonu

realizovaný pomocou jednosmerného resp. BLDC motora s regulačným obvodom prúdu, alebo pomocou striedavého motora s dynamickým riadením <sup>1</sup>.

V nasledujúcich častiach tejto kapitoly je uvedený postup syntézy regulátora polohy a odvodenie doprednej väzby, ktorá koriguje výstup regulátora na základe žiadaných hodnôt stavových veličín pohonu, ktoré sú výstupom generátora stavových veličín.

## 5.1 Syntéza regulátorov polohového servopohonu

Regulačný obvod polohy má za úlohu regulovať polohu (rotora, alebo riadeného mechanizmu) tak, aby pri skokovej zmene žiadanej polohy dosiahla skutočná poloha  $\varphi$  žiadanú hodnotu  $\varphi^*$  a to s „dostatočnou“ dynamikou regulácie, pričom moment záťaže  $M_z$  nesmie spôsobovať trvalé odchýlky výstupnej polohy  $\varphi$  od žiadanej hodnoty.

Možné štruktúry regulačného obvodu polohy je možné rozdeliť do troch skupín:

1. *Kaskádové štruktúry* s P regulátorom polohy a PI (resp. IP) regulátorom rýchlosti. Ich výhodou je jednoduchosť obmedzenia rýchlosti  $\omega$  na povolenú hodnotu  $\omega_{max}$ .
2. *Štruktúry s PID regulátorom* polohy. Výstupom regulátora polohy je žiadaný moment motora  $M_m^*$ . Dosahujú rovnakú kvalitu regulácie polohy ako kaskádové štruktúry, avšak obmedzenie rýchlosti  $\omega$  na povolenú hodnotu je problematickejšie.
3. *Štruktúry s pozorovateľom poruchy, alebo pozorovateľom stavu*. Ide o úpravu štruktúr s PID regulátorom, kedy je integračná zložka regulátora nahradená pozorovateľom poruchy (poruchou je v rýchlostných a polohových servopohonoch moment záťaže) a regulátor polohy je typu PD. Vplyv momentu záťaže na výstupnú polohu kompenzuje pozorovateľ poruchy.

Všetky tri uvedené štruktúry môžu mať v polohovej, alebo aj rýchlostnej spätnej väzbe v spätnej väzbe zaradené dolnopriepustné filtre, ktoré znižujú zvlnenie akčného zásahu.

<sup>1</sup>Medzi metódy dynamického riadenia striedavých motorov radíme vektorové riadenie a priame riadenie magnetického toku a momentu (DTC)

Ďalej je opísaná kaskádová štruktúra s P regulátorom polohy a PI regulátorom rýchlosti (P-PI štruktúra) a postup nastavenia parametrov regulátora.

### 5.1.1 Návrh regulátora pre P-PI štruktúru

Bloková schéma polohového servopohonu s P-PI štruktúrou je na Obr. 5.2. Pri návrhu parametrov sa nebude brať do úvahy dopredná väzba a preto je na Obr. 5.2 vyznačená čiarkovane. Filter žiadanej rýchlosti, s prenosovou funkciou  $1/(T_i s + 1)$ , kompenzuje nulu v prenosovej funkcii regulačného obvodu rýchlosti, ktorá by inak spôsobovala preregulovanie polohy pri skokovej zmene žiadanej hodnoty  $\varphi^*$ .

Regulátor polohy navrhujeme metódou rozmiestňovania pólov. Pri návrhu zanedbáme dynamiku generátora momentu a budeme predpokladať:  $T_n = 0$ . Pri odvodení prenosovej funkcie a regulačného obvodu polohy z hľadiska riadenia budeme vychádzať z prenosovej funkcie regulačného obvodu rýchlosti  $F_R(s)$ :

$$F_{ROR}(s) = \frac{\omega(s)}{\omega_\Sigma^*(s)} = \frac{1}{T_i s + 1} \frac{K_v (T_i s + 1)}{s^2 T_i J + s T_i (K_v + B') + K_v} = \frac{K_v}{s^2 T_i J + s T_i (K_v + B') + K_v} \quad (5.1)$$

Prenosovú funkciu regulačného obvodu polohy z hľadiska riadenia odvodíme nasledovne:

$$F_{ROPL}(s) = \frac{\varphi(s)}{\varphi^*(s)} = \frac{\frac{K_p F_{ROR}(s)}{s}}{1 + \frac{K_p F_{ROR}(s)}{s}} = \frac{\frac{K_p K_v}{T_i J}}{s^3 + s^2 \frac{K_v + B'}{J} + s \frac{K_v}{T_i J} + \frac{K_p K_v}{T_i J}} \quad (5.2)$$

Parametre regulátorov ( $K_p$ ,  $K_v$ ,  $T_i$ ) budú zvolené tak, aby prenosová funkcia  $F_{ROPL}(s)$  mala rovnaké póly ako sústava tretieho rádu  $G_3(s)$  v (5.3), ktorá má vlastnú frekvenciu  $\omega_0$ .

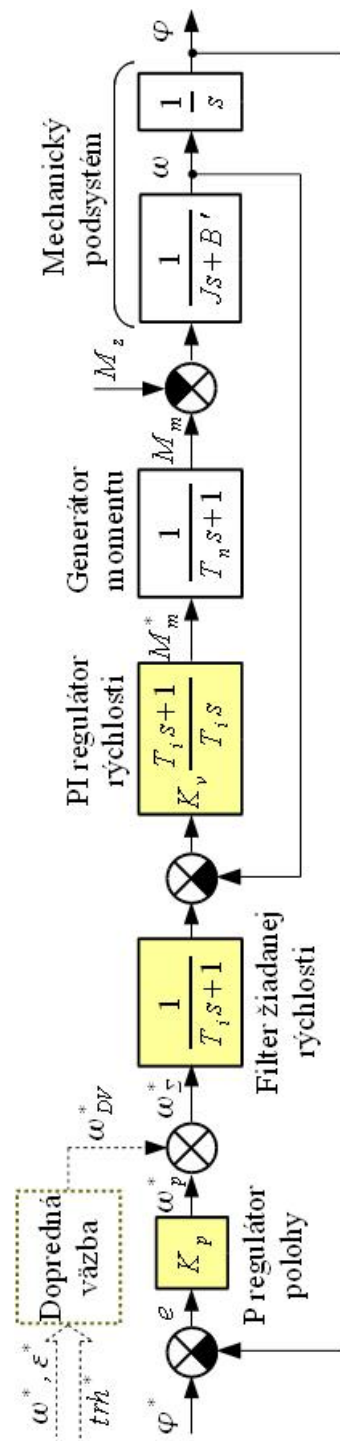
$$G_3(s) = \frac{\omega_0^3}{(s + \omega_0)^3} = \frac{\omega_0^3}{s^3 + 3\omega_0 s^2 + 3\omega_0^2 s + \omega_0^3} \quad (5.3)$$

Prenosové funkcie  $F_{ROPL}(s)$  a  $G_3(s)$  budú mať rovnaké póly vtedy, ak sa budú rovnat hodnoty koeficientov pri jednotlivých mocninách  $s$  v (5.2) a (5.3). Musia teda platiť nasledovné tri rovnice:

$$\begin{aligned} 3\omega_0 &= \frac{K_v + B'}{J} \\ 3\omega_0^2 &= \frac{K_v}{T_i J} \\ \omega_0^3 &= \frac{K_p K_v}{T_i J} \end{aligned} \quad (5.4)$$

Zo sústavy rovníc (5.4) je možné vyjadriť parametre regulátorov pre zvolenú vlastnú frekvenciu  $\omega_0$ :

$$\begin{aligned} K_v &= 3\omega_0 J - B' \\ T_i &= \frac{K_v}{3\omega_0^2 J} = \frac{3\omega_0 J - B'}{3\omega_0^2 J} \\ K_p &= \frac{\omega_0^3 T_i J}{K_v} = \frac{\omega_0}{3} \end{aligned} \quad (5.5)$$



Obr. 5.2: Bloková schéma polohového servopohonu s P-PI štruktúrou

Hodnoty parametrov regulátora musia byť väčšie ako nula. Z tejto požiadavky vyplýva dolné obmedzenie hodnoty  $\omega_0$ :

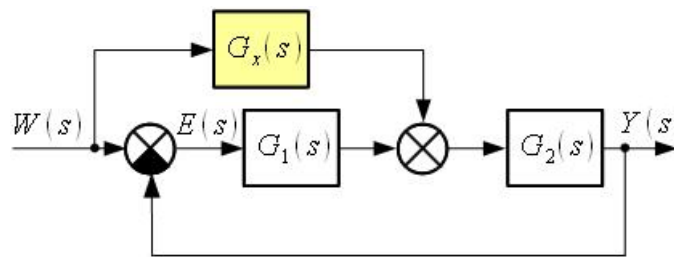
$$\omega_0 > \frac{B'}{3J} \quad (5.6)$$

Na Obr. 5.3 sú výsledky simulácií polohového servopohonu s generátorom momentu realizovaným jednosmerným motorom s konštantným budením. V čase  $t = 0$  [s] sa skokovo zmenila žiadaná poloha  $\varphi^*$ . Okrem toho sa v prvom experimente skokovo zmenil moment záťaže  $M_z$  z 0 na 5 [Nm] v čase  $t = 1$  [s]. Simulačné experimenty sa líšili veľkosťou skokovej zmeny žiadanej polohy  $\varphi^*$ : a) z 0 na 1 [rad], b) z 0 na 15 [rad]. Pri väčšej zmene žiadanej polohy je obmedzený žiadaný moment  $M_z^*$ , avšak napriek tomu nedochádza k prerogulovaniu polohy. Parametre jednosmerného motora a náhradných modelov tranzistorových meničov a snímačov prúdu, použité pri simulácii, sú uvedené v dodatku A. Parametre regulačného obvodu prúdu rotora:  $\omega_0 = 21\pi$  [rad/s],  $\xi = 1$ ,  $T_n = 18.8$  [ms]. Vlastná frekvencia regulačného obvodu polohy  $\omega_0 = 6\pi$  [rad/s]. Štruktúra simulačného modelu je v dodatku C.

## 5.2 Dopredné riadenie polohového servopohonu

### 5.2.1 Invariantnosť z hľadiska riadenia

Na Obr. 5.4 je všeobecná štruktúra regulačného obvodu s doprednou väzbou. Dopredné riadenie umožňuje pomocou doprednej väzby s prenosovou funkciou  $G_x(s)$  zabezpečiť invariantnosť (nezávislosť) riadenia na vstupnej veličine  $W(s)$ . Cieľom riadenia je dosiahnuť ideálne prenosové vlastnosti, ktoré zabezpečia, aby výstupná veličina  $Y(s)$  sledovala aj v dynamických režimoch vstupnú želanú veličinu  $W(s)$  s nulovou regulačnou odchýlkou, t. j.  $E(s) = 0$ .



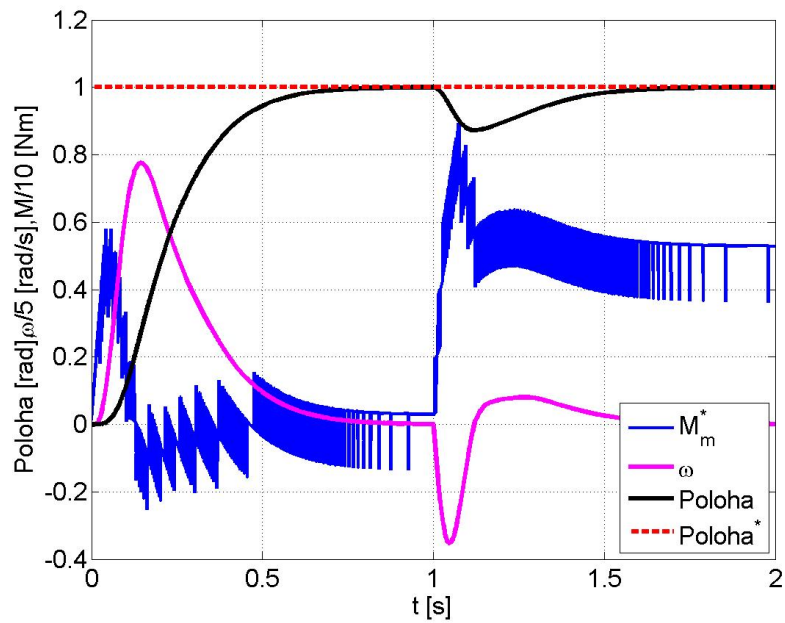
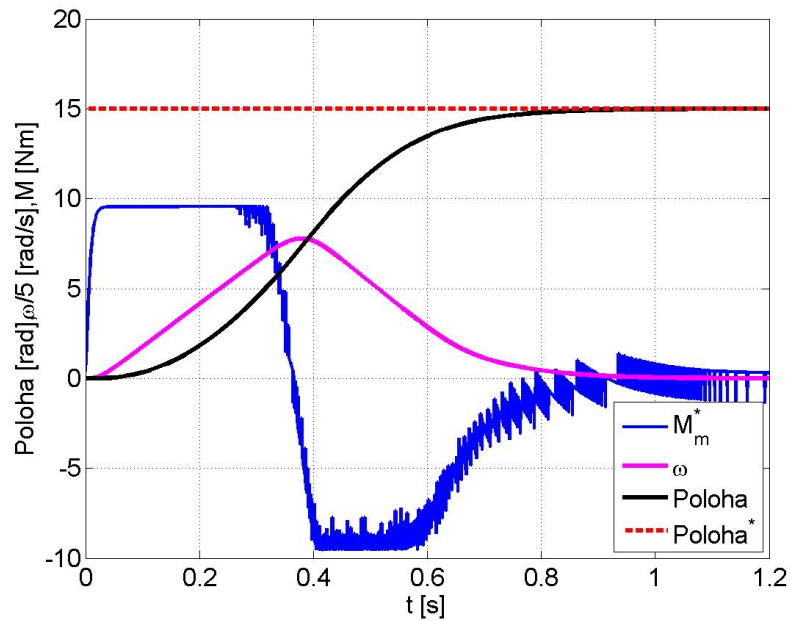
Obr. 5.4: Všeobecná schéma dopredného riadenia

Prenosová funkcia regulačnej odchýlky je v (5.7), kde  $M_e(s)$  a  $N_e(s)$  sú polynómy čitateľa a menovateľa prenosovej funkcie  $G_e(s)$ .

$$G_e(s) = \frac{E(s)}{W(s)} = \frac{1 - G_x(s)G_2(s)}{1 + G_1(s)G_2(s)} = \frac{M_e(s)}{N_e(s)} \quad (5.7)$$

Podmienka pre absolútnu invariantnosť je:  $G_e(s) = 0$

$$G_e(s) = 0 \Rightarrow M_e(s) = 0 \cap N_e(s) \neq 0 \quad (5.8)$$

a)  $\Delta\varphi = 1$  [rad],  $M_z = 5$  [Nm]  $\forall t \geq 1$  [s]b)  $\Delta\varphi = 15$  [rad],  $M_z = 0$  [Nm]

Obr. 5.3: Priebehy žiadanejho momentu, uhlovej rýchlosti a polohy rotora polohového servopohonu s jednosmerným motorom pri skokovej zmene žiadanej polohy rotora z 0 na  $\Delta\varphi$  [rad] (simulácia). Hodnoty parametrov:  $I_b = \text{konšt.} = 0.32$  [A],  $\omega_0 = 6\pi$  [rad/s].

Prenosová funkcia doprednej väzby je potom:

$$G_x(s) = \frac{1}{G_2(s)} \quad (5.9)$$

### 5.2.2 Dopredné riadenie polohového servopohonu s P-PI štruktúrou

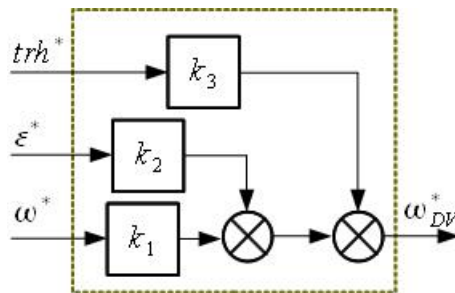
Pri odvodení prenosovej funkcie doprednej väzby budeme vychádzať z blokovej schémy polohového servopohonu na Obr. 5.2. Prenosovú funkciu doprednej väzby odvodíme nasledovne, pričom nebudeme zanedbávať časovú konštantu generátora momentu  $T_n$ :

$$G_2(s) = \frac{\varphi(s)}{\omega_{\Sigma}^*(s)} = \frac{\omega(s)}{\omega_{\Sigma}^*(s)} \frac{1}{s} = \frac{K_v}{s^3 T_n T_i J + s^2 T_i (T_n B' + J) + s T_i (K_v + B') + K_v} \frac{1}{s} \quad (5.10)$$

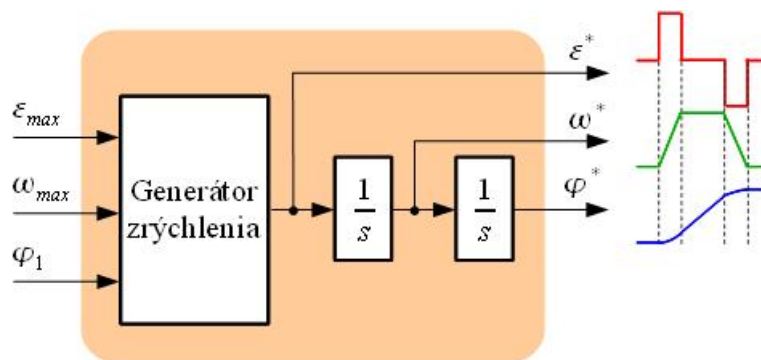
Pre prenosovú funkciu doprednej väzby potom platí:

$$\begin{aligned} G_x(s) &= \frac{1}{G_2(s)} = s^4 k_4 + s^3 k_3 + s^2 k_2 + s k_1 \\ k_4 &= \frac{T_i}{K_v} T_n J \\ k_3 &= \frac{T_i}{K_v} (T_n B' + J) \\ k_2 &= \frac{T_i}{K_v} (K_v + B') \\ k_1 &= 1 \end{aligned} \quad (5.11)$$

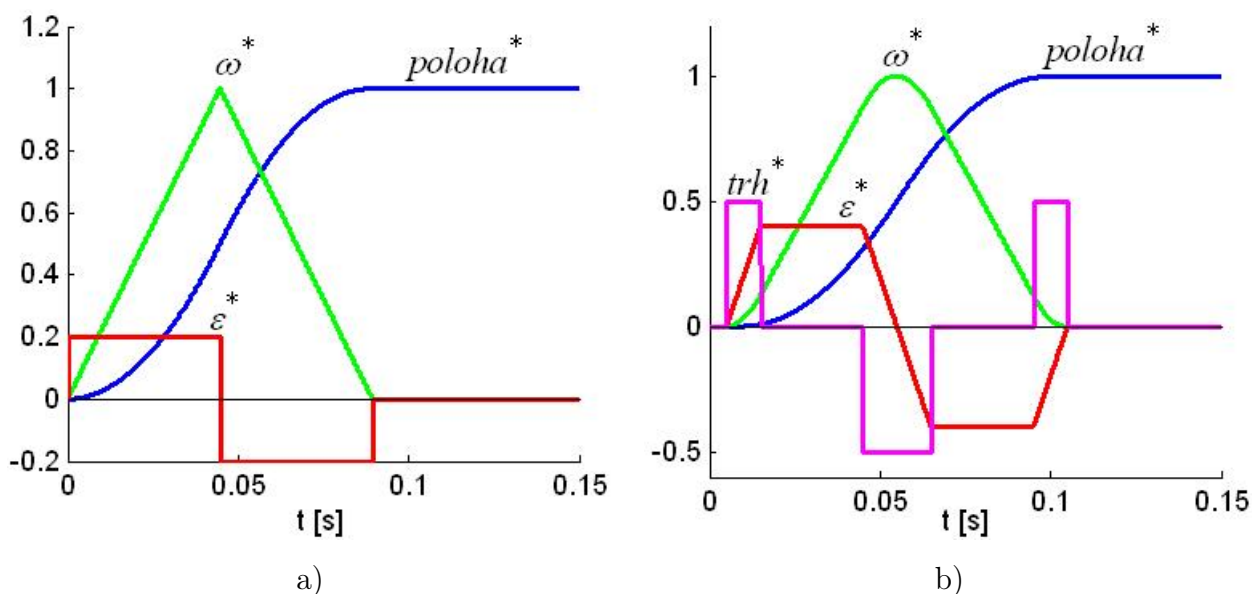
Ak sú prvá a vyššie derivácie žiadanej polohy generované generátorom stavových veličín spolu so signálom žiadanej polohy  $\varphi^*$  (pozri Obr. 5.1), pričom štvrtá derivácia priebehu žiadanej polohy je nulová ( $trh^*/dt = 0$ ), potom má dopredná väzba štruktúru uvedenú na Obr. 5.5.



Obr. 5.5: Štruktúra doprednej väzby polohového servopohonu, ak platí:  $trh^*/dt = 0$



Obr. 5.7: Bloková schéma 3D generátora generátora stavových veličín



Obr. 5.6: Priebehy výstupných signálov z generátora stavových veličín: a) 3D generátor, b) 4D generátor

Príklad výstupných priebehov z generátora stavových veličín je na Obr. 5.6. V prípade ak sú nulové tretia a štvrtá derivácia žiadanej polohy ( $trh^*/dt = 0$ ,  $trh^*/dt = 0$ ) potom sa pohyb vykonáva s konštantným zrýchlením ( $\varepsilon \in \{-\varepsilon_{max}, 0, \varepsilon_{max}\}$ ), čomu zodpovedajú priebehy na Obr. 5.6 a). Ak tretia derivácia priebehu žiadanej polohy nie je nulová, ale štvrtá derivácia je nulová ( $trh^* \neq 0$ ,  $trh^*/dt = 0$ ), potom zrýchlenie pri rozbehu a spomalení nie je konštantné, čo má za následok plynulejší rozbeh a dobeh. Tejto situácii zodpovedá Obr. 5.6 b). Označenie „3D”, resp. „4D” indikuje počet výstupov generátora stavových veličín (na Obr. 5.6 je žiadaná poloha označená „*poloha\**” - súvisí to s možnosťami programu, ktorým boli vygenerované priebehy). Žiadaná poloha  $\varphi^*$  má spravidla taký priebeh, že jej prvá derivácia (ktorou je uhlová rýchlosť) nepresiahne stanovenú maximálnu hodnotu:  $\omega^* \in \langle -\omega_{max}, \omega_{max} \rangle$ .

Bloková schéma realizácie 3D generátora stavových veličín je na Obr. 5.7. Generátor zrýchlenia generuje impulzy s výškou  $\pm\varepsilon_{max}$ , ktorých šírka a časový odstup zaručujú, že: 1. Bude dosiahnutá cieľová poloha  $\varphi_1$ . 2. Uhlová rýchlosť  $\omega$  nepresiahne  $\omega_{max}$ .

Na Obr. 5.8 a Obr. 5.9 sú výsledky simulácií polohového servopohonu s P-PI štruktúrou



a doprednou väzbou. Žiadaná hodnota polohy rotora je generovaná 4D generátorom stavových veličín a spojite sa mení z 0 na 40 [rad]. Priebeh žiadanej polohy zaručuje nasledovné hodnoty stavových veličín pohonu:  $trh \in \{-300, 300\}$  [rad/s<sup>3</sup>],  $\varepsilon \in \langle -68, 68 \rangle$  [rad/s<sup>2</sup>],  $\omega \in \langle -150, 150 \rangle$  [rad/s]. Simulačný model regulačného obvodu polohy a parametre modelu sú rovnaké ako v simulačných experimentoch uvedených v kapitole 5.1.1. Z priebehov regulačnej odchýlky  $e$  je zrejmý výrazný vplyv doprednej väzby na veľkosť regulačnej odchýlky počas polohovania.

## 5.3 Snímače polohy

Úlohou snímača polohy je merať polohu pohyblivej časti pohonu, najčastejšie rotora motora. Podľa typu realizovaného pohybu sa vyrábajú v rotačnom, alebo lineárnom vyhotovení.

Z hľadiska typu informácie, ktoré snímače polohy poskytujú, sa delia na:

- *Prírastkové (inkrementálne) snímače*, ktoré dávajú informáciu o zmene polohy. Do tejto skupiny patria optické a indukčné inkrementálne snímače polohy.
- *Absolútne snímače*, ktoré poskytujú informáciu o absolútnej polohe – v rámci meracieho rozsahu snímača (najčastejšie v rámci jednej otáčky). Do tejto skupiny patria indukčné snímače typu rezolver a selsyn, kódové kotúče a pravítka (čo sú optické snímače), potenciometre.

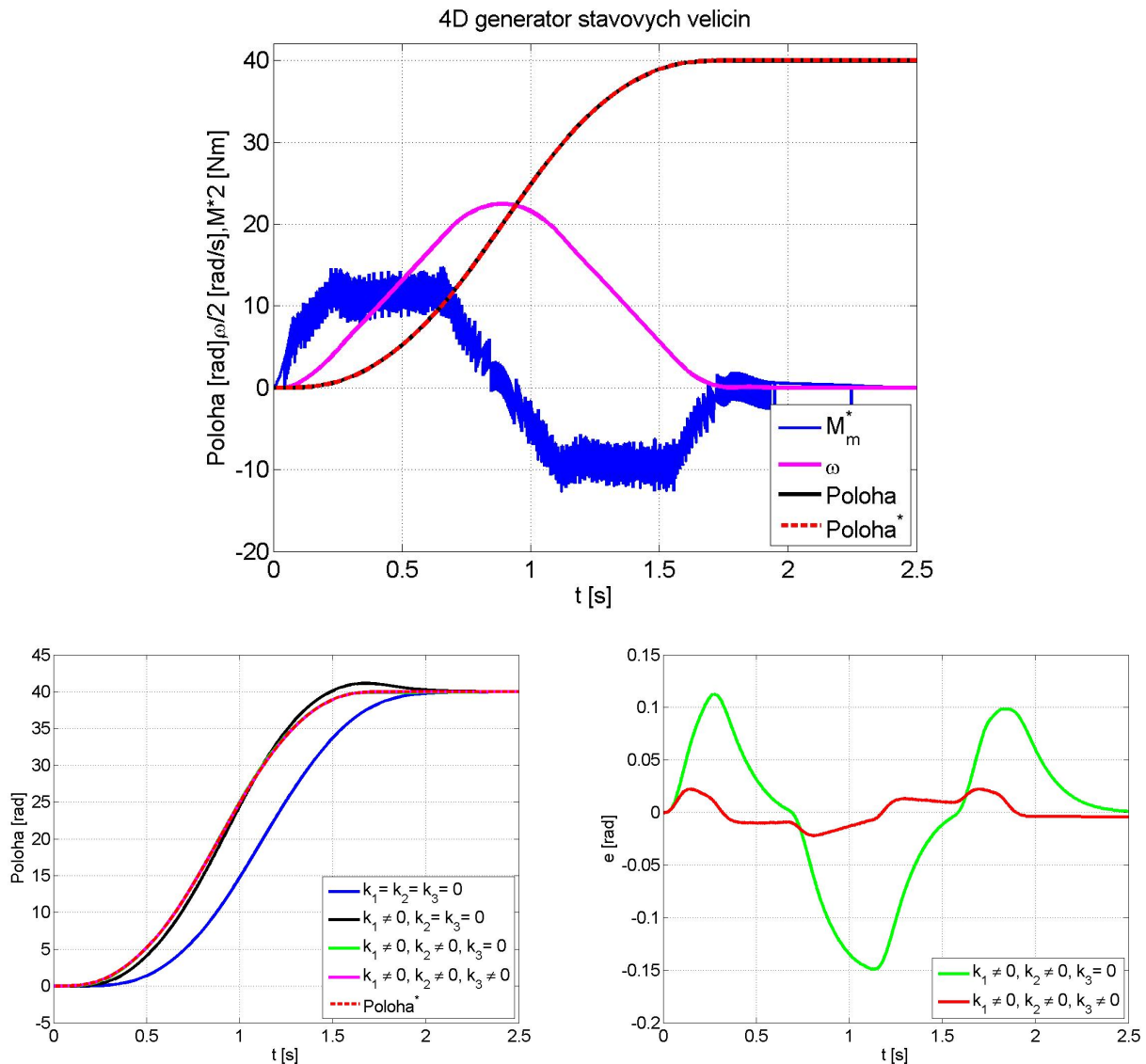
Dosiahnuteľná presnosť vyhodnotenia polohy závisí na princípe činnosti a vyhotovení snímača, napríklad pri rotačných inkrementálnych snímačoch sa pohybuje v rozsahu 50 až 36 000 impulzov na otáčku.

### 5.3.1 Optoelektrický inkrementálny rotačný snímač polohy (IRC)

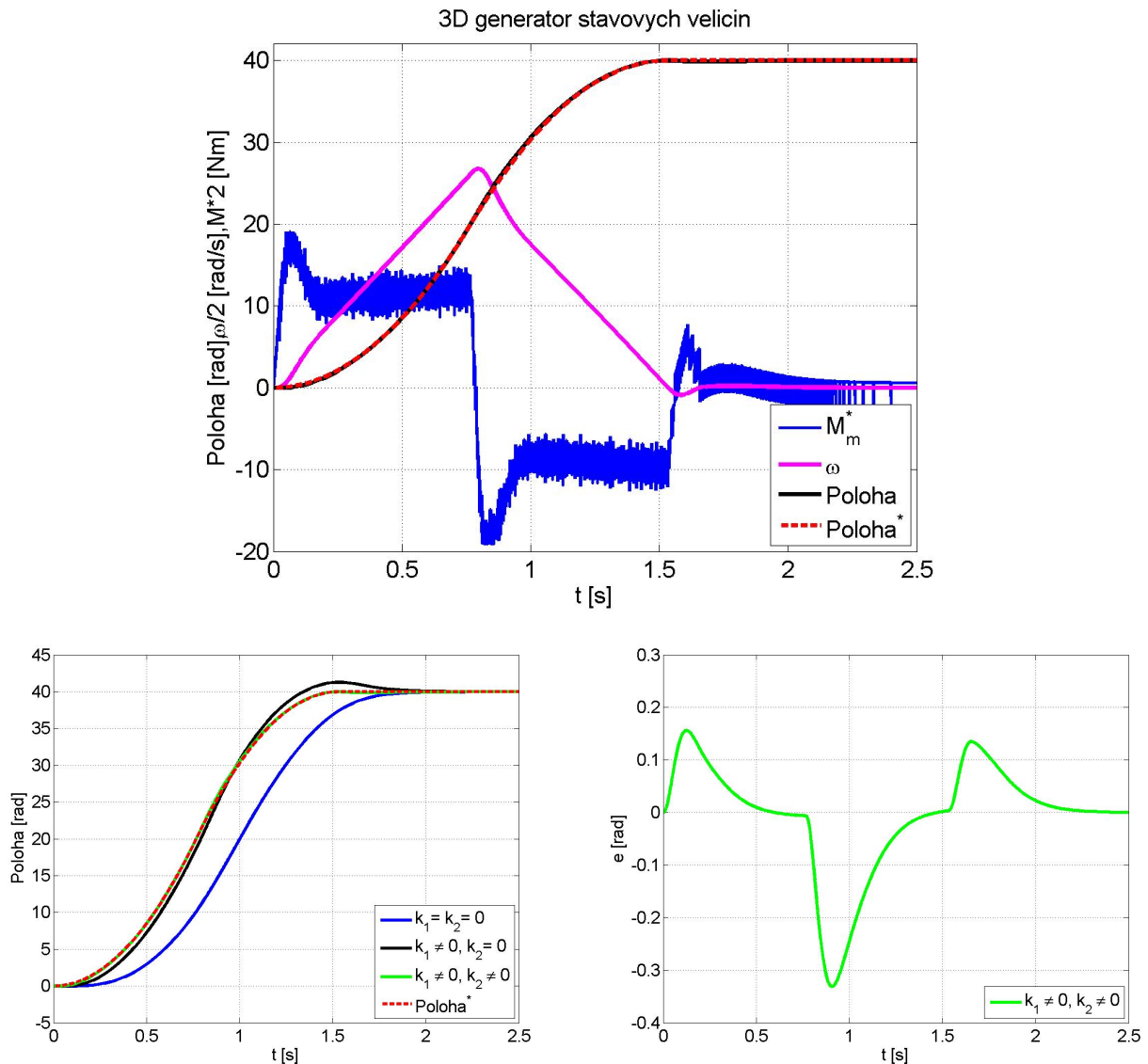
Inkrementálne prírastkové rotačné snímače sú určené na prevod informácie o vzájomnej polohe dvoch mechanických celkov na elektrické impulzy, pričom počet impulzov zodpovedá veľkosti zmeny polohy a frekvencia impulzov rýchlosti pohybu.

Na Obr. 5.10 je uvedený príklad konštrukcie a princíp rotačného optoelektrického snímača polohy. Snímač je spravidla konštruovaný ako kompaktné teleso valcovitého tvaru. Pozostáva z nasledujúcich funkčných skupín:

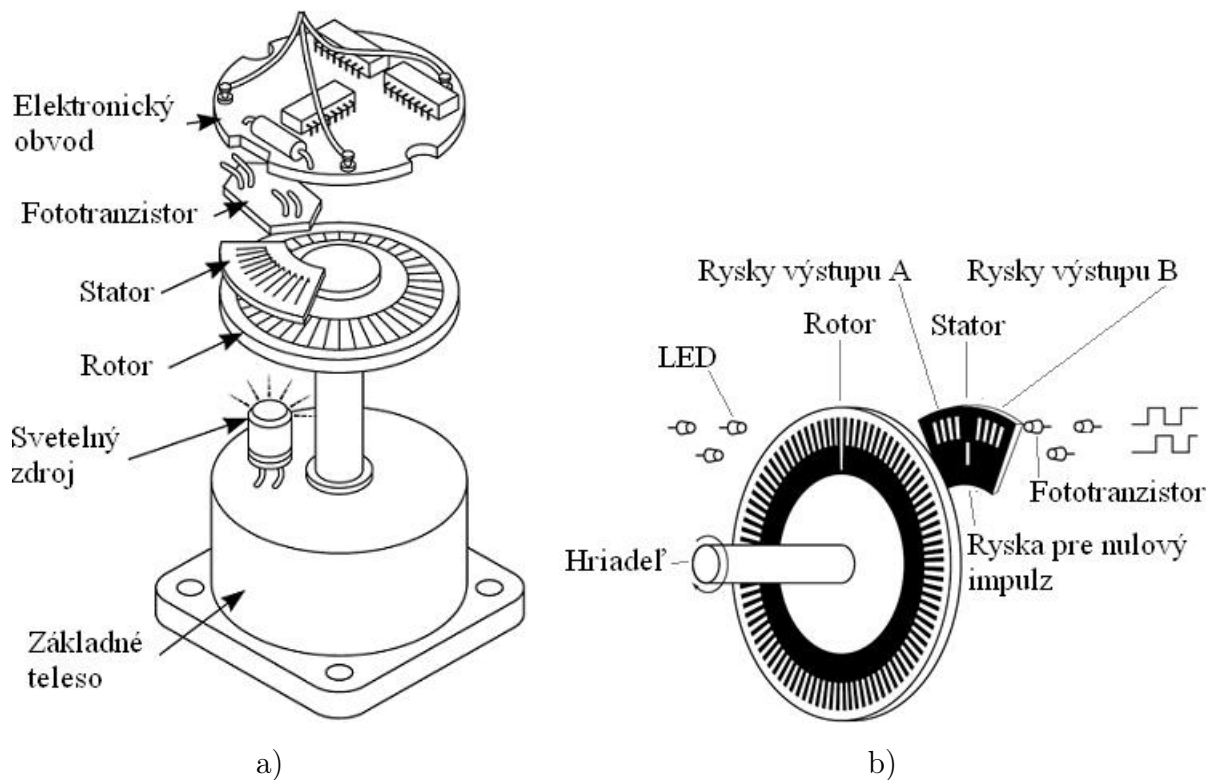
- základné teleso s osvetľovacou sústavou (svetelný zdroj),
- odmeriavací kotúč (rotor – kódový disk),
- nóniový kotúč (stator),
- elektronické obvody s výstupným konektorom.



Obr. 5.8: Priebehy žiadanej momentu  $M_m^*$ , uhlovej rýchlosti  $\omega$ , polohy rotora *poloha* a regulačnej odchýlky  $e$  polohového servopohonu s jednosmerným motorom a doprednou väzbou pri plynulej zmene žiadanej polohy rotora z 0 na 40 [rad] (simulácia). Na spodných dvoch obrázkoch sú priebehy polohy a regulačnej odchýlky polohy pri odpájaní žiadaných hodnôt stavových veličín doprednej väzby zmenou hodnôt koeficientov doprednej väzby  $k_1, k_2, k_3$ . Koeficientom  $k_1-k_3$  je priradovaná hodnota vypočítaná pomocou (5.12), alebo nulová hodnota, ak sa má dopredná väzba zablokovať. Priebeh polohy na hornom obrázku zodpovedá stavu, kedy sú aktívne všetky stavové veličiny doprednej väzby ( $k_1 \neq 0, k_2 \neq 0, k_3 \neq 0$ ), čomu zodpovedá červený priebeh regulačnej odchýlky polohy na spodnom obrázku vpravo.



Obr. 5.9: Priebehy žiadanej momentu  $M_m^*$ , uhlovej rýchlosti  $\omega$ , polohy rotora *poloha* a regulačnej odchýlky  $e$  polohového servopohonu s jednosmerným motorom a doprednou väzbou pri plynulej zmene žiadanej polohy rotora z 0 na 40 [rad] (simulácia). Žiadaná poloha je generovaná 3D generátorom stavových veličín a to znamená, že tretia a vyššie derivácie žiadanej polohy sú nulové. Na spodných dvoch obrázkoch sú priebehy polohy a regulačnej odchýlky polohy pri odpájaní žiadaných hodnôt stavových veličín doprednej väzby zmenou hodnôt koeficientov doprednej väzby  $k_1$ ,  $k_2$ . Koeficientom  $k_1$ ,  $k_2$  je priradovaná hodnota vypočítaná pomocou (5.12), alebo nulová hodnota, ak sa má dopredná väzba zablokovat'. Priebeh polohy na hornom obrázku zodpovedá stavu, kedy sú aktívne obidve stavové veličiny doprednej väzby ( $k_1 \neq 0$ ,  $k_2 \neq 0$ ), čomu zodpovedá zelený priebeh regulačnej odchýlky polohy na spodnom obrázku vpravo.



Obr. 5.10: Optoelektrický inkrementálny rotačný snímač polohy: a) konštrukcia, b) princíp činnosti. Zdroj: <http://www.slideshare.net/sangbuiquang3/rotary-encoder-training-material>, <http://www.tamagawa-seiki.com/english/encoder/>

V základnom telese je namontované špeciálne presné vreteno, ktoré prenáša meraný pohyb. Odmeriavací kotúč je sklenený s pravidelným delením, ktoré je realizované striedaním priehľadných a nepriehľadných rysiek. Počet rysiek určuje počet impulzov zo snímača na otáčku. Odmeriavací kotúč je pevne upevnený na hriadeli snímača. Nóniový kotúč má pravidelné delenie, zhodné s delením odmeriavacieho kotúča. Je centricky namontovaný do základného telesa. Rastre rotora a statora sú presvetľované zväzkom svetelných lúčov. Svetelný tok je snímaný fototranzistorami, ktoré zmeny intenzity svetla prevádzajú na elektrické signály. V elektronických obvodoch sú ďalej spracované tri signály pravouhlého tvaru. Dva sú periodické signály A, B, ktorých frekvencia zodpovedá deleniu odmeriavacieho kotúča. Pre možnosť rozlíšenia smeru otáčania snímača sú tieto signály vzájomne posunuté o  $90^\circ$  elektrických. Tretí výstupný signál, tzv. nulový impulz I, je tvorený jedným impulzom na jednu mechanickú otáčku snímača a je určený na nastavenie referenčnej polohy.

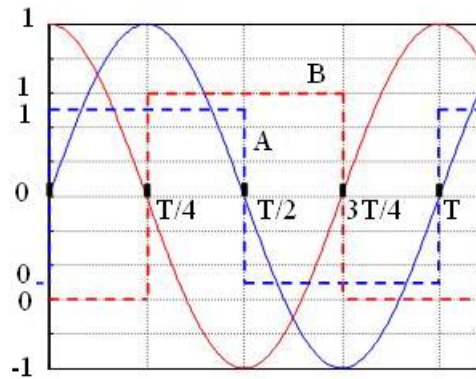
Počet impulzov na otáčku  $N_{mech}$  určuje mechanickú rozlišovaciu schopnosť IRC snímača. Napr. údaj  $N_{mech} = 1000 \text{ imp/ot}$  predstavuje snímač s mechanickou rozlišovacou schopnosťou:

$$\Delta\varphi_{mech} = \frac{2\pi}{N_{mech}} = \frac{2\pi}{1000} = 2\pi 10^{-3} \text{ rad/imp} \quad (5.12)$$

Tieto typy snímačov sa napájajú zo zdroja jednosmerného napätia v rozsahu 5 - 30 V<sup>2</sup>. Výstupné napätie signálov (A, B, I) je obdĺžnikové alebo sínusové s amplitúdou 5 - 30 V.

<sup>2</sup>Veľkosť napájacieho napätia závisí od vyhotovenia snímača.

Priebehy výstupných signálov zo snímača IRC sú na Obr. 5.11.



Obr. 5.11: Priebehy signálov inkrementálneho snímača polohy (IRC)

Informáciu o polohe je principiálne možné získať počítaním výstupných impulzov zo snímača. Preto je nutné ďalšie spracovanie signálov  $A$ ,  $B$  tak, aby sme namiesto dvoch fázovo posunutých signálov získali dva signály  $\varphi^+$  a  $\varphi^-$ , z ktorých je aktívny vždy len jeden a to podľa smeru otáčania. Okrem toho impulzy signálov  $\varphi^+$ ,  $\varphi^-$  sú generované pri každej zmene signálov  $A$ ,  $B$  čo znamená, že signály  $\varphi^+$ ,  $\varphi^-$  majú štvornásobnú frekvenciu v porovnaní s frekvenciou signálov  $A$ ,  $B$ . Z toho vyplýva, že sa štvornásobne zvýši aj rozlišovacia schopnosť vyhodnotenia polohy:

$$\Delta\varphi = \Delta\varphi_{mech}/4 = \frac{2\pi}{N}; \quad N = 4N_{mech} \quad (5.13)$$

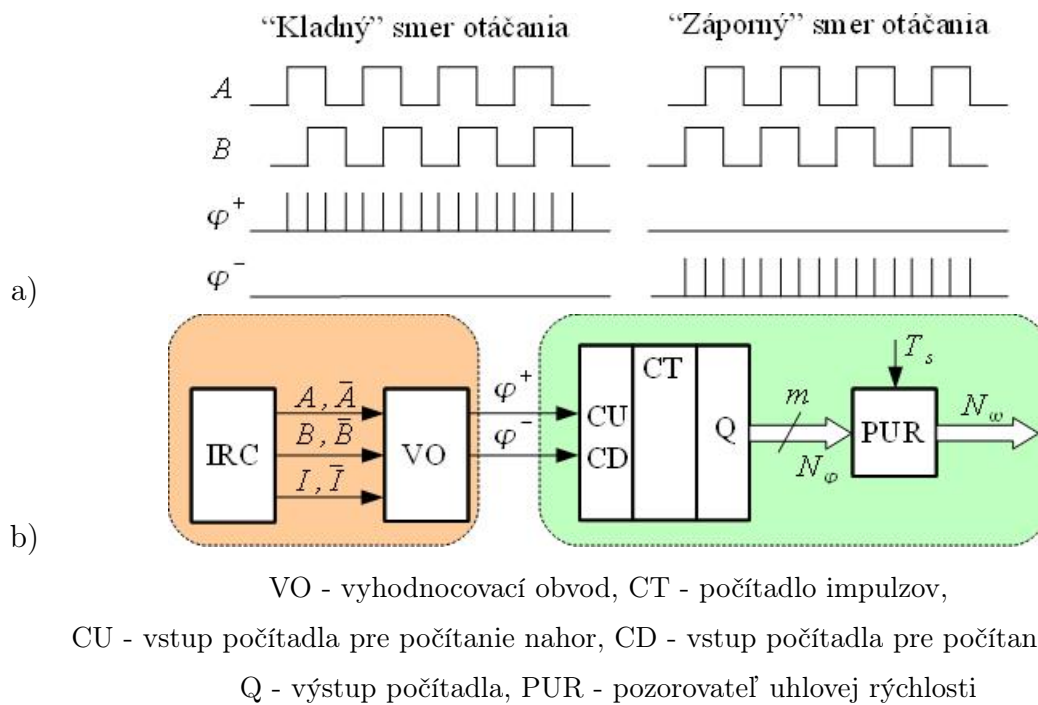
Princíp spracovania signálov z IRC a bloková schéma vyhodnocovacieho obvodu polohy je na Obr. 5.12. Funkciu úpravy signálov zo snímača vykonáva blok VO. Pozorovateľ uhlovej rýchlosti (PUR) môže byť realizovaný napríklad pomocou diskkrétnej derivácie opísanej v Kap. 4.4.2.

Z hodnoty  $N_\varphi$ , ktorá je obsahom počítadla CT na Obr. 5.12 b), sa vypočíta aktuálna meraná poloha  $\varphi_m$  nasledovne:

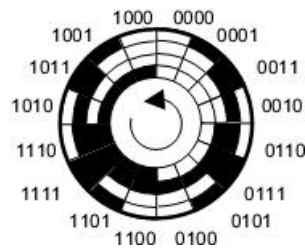
$$\varphi_m = N_\varphi \Delta\varphi \quad (5.14)$$

### 5.3.2 Optoelektrický absolútny rotačný snímač polohy

Absolútny optoelektrický snímač polohy poskytuje aktuálnu informáciu o polohe a vyhodnocovacie obvody nemusia obsahovať počítadlo na počítanie impulzov. To znamená, že signál zo snímača reprezentuje priamo polohu a nielen jej prírastok. Tieto snímače poskytujú informáciu o polohe aj po vypnutí napájania a jeho opätovnom zapnutí.



Obr. 5.12: Vyhodnotenie polohy a uhlovej rýchlosti pomocou IRC: a) úprava signálov zo snímača, b) bloková schéma vyhodnocovacieho obvodu



Obr. 5.13: Príklad kódového kotúča s Grayovým kódom pre absolútny rotačný snímač polohy

Snímač má na rotore namiesto kotúča s ryskami tzv. kódový kotúč (pozri Obr. 5.13). Na tomto kotúči sa v tvare sústredných kružníc nachádzajú nepriehľadné a priehľadné oblasti. Kódový kotúč je presvecovaný zdrojom svetla. Na opačnej strane kotúča sú rozmiestnené fototranzistory tak, že pre každú kružnicu (bit) kódu je použitý jeden, alebo dva fototranzistory. Pri konštrukčne najjednoduchšom riešení sú fototranzistory rozmiestnené v rade a každý vyhodnocuje informáciu jedného bitu výstupnej polohy rotora. V tomto prípade však pri otáčaní kotúča nesmie dôjsť k tomu, aby sa súčasne menila hodnota dvoch alebo viacerých bitov. Informácia o polohe nie je potom vyjadrená dvojkovým kódom, ale tzv. Grayovým kódom. Ak je informácia o polohe na kódovom kotúči vyjadrená dvojkovým kódom, potom je nutné použiť pre každý bit dva fototranzistory, ktoré sú rozmiestnené v tvare písmena V.

Rozlišovacia schopnosť je, z pohľadu používateľa, daná počtom bitov informácie o polohe, pričom pre vyrábané snímače sa pohybuje v rozmedzí 8-18 bitov. Informácia o polohe je zo snímača spravidla prenášaná sériovo, pričom pre priemyselné aplikácie sa na prenos používajú protokoly priemyselných zberníc, napr. CANopen, PROFIBUS, PROFINet a iné. Okrem toho

je v tejto oblasti rozšírený aj protokol SSI (*synchronous serial interface*) vo všeobecnosti určený pre komunikáciu medzi dvomi zariadeniami. Poloha môže byť meraná absolútne v rámci jednej otáčky (jednootáčkové snímače), alebo v rámci niekoľkých otáčok, kedy je snímač doplnený o prevodovku (viacotáčkové snímače).

Na rovnakom princípe ako snímače s kódovými kotúčmi pracujú snímače polohy s kódovými pravítkami, ktoré sú určené na vyhodnotenie polohy pri translačnom pohybe.

### 5.3.3 Indukčné rotačné snímače polohy

Indukčné snímače patria medzi absolútne snímače polohy. Typická presnosť je 5 uhlových minút. Konštrukčne sú usporiadané do ťažkých prostredí. Používajú sa napríklad na meranie natočenia volantu. Rotačný indukčný snímač je principiálne rotačný transformátor. Zjednodušená schéma a priebehy napätí na vinutiach indukčného snímača pri napájaní do rotora sú na Obr. 5.14.

Indukčné rotačné snímače polohy majú podobnú konštrukciu ako synchronný motor. Snímač má dvojfázové vinutia na statore a jednofázové vinutie na rotore. Statorové vinutia sú voči sebe posunuté o  $90^\circ$ . Snímač sa napája harmonickým striedavým napätím s konštantnou amplitúdou a frekvenciou:

- do rotora (rozkladač - rezolver),
- do statora.

Nižšie sú uvedené princípy vyhodnotenia polohy pomocou indukčných snímačov.

#### Indukčný snímač napájaný do rotora - rezolver

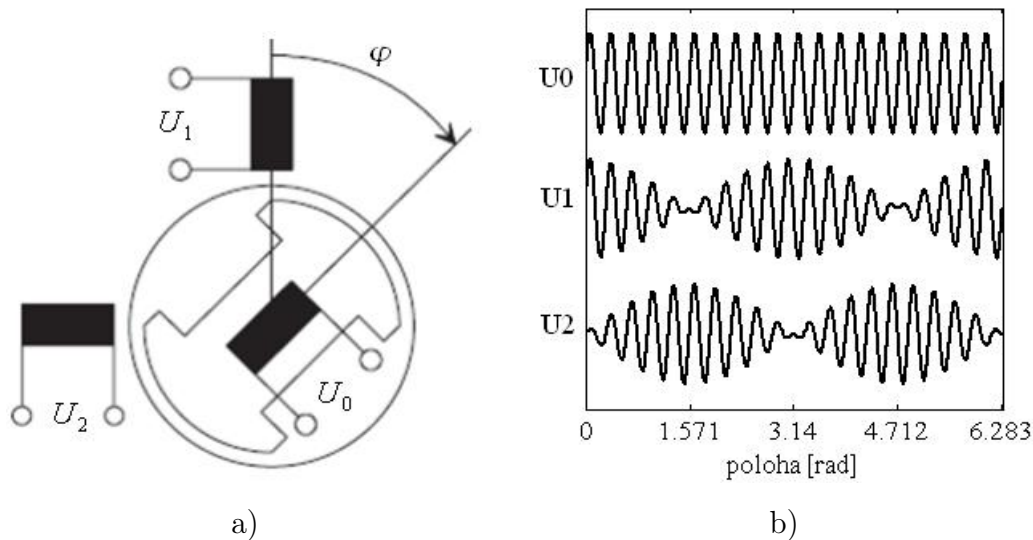
Princíp činnosti indukčného snímača napájaného do rotora je na Obr. 5.14. Rotor je napájaný striedavým napätím  $U_0$  s konštantnou amplitúdou ( $U_m$ ) a frekvenciou  $f_{ref}$  v rozsahu 2-10 kHz:

$$u_0(t) = U_m \sin(\omega_{ref} t); \quad \omega_{ref} = 2\pi f_{ref} \quad (5.15)$$

V statorových vinutiach sa indukuje napätie, ktorého amplitúda je úmerná uhlu natočenia rotora:

$$\begin{aligned} u_1(t) &= U \cos(\varphi) \sin(\omega_{ref} t) \\ u_2(t) &= U \sin(\varphi) \sin(\omega_{ref} t) \end{aligned} \quad (5.16)$$

Natočenie rotora  $\varphi$  sa vyhodnocuje zo statorových napätí metódou R/D prevodu (resolver to digital conversion), ktorej princíp vysvetlíme na Obr. 5.15. Obvod na vyhodnotenie polohy funguje ako regulačný obvod, ktorého vstupom je vektor výstupného napätia snímača, pričom ten je vyjadrený napätiami  $u_1$ ,  $u_2$ . Výstupom regulačného obvodu je pozorovaná poloha  $\psi$ .



Obr. 5.14: Indukčný snímač polohy napájaný do rotora: a) schéma zapojenia, b) priebehy signálov.

Signál regulačnej odchýlky je na výstupe synchronného demodulátora <sup>3</sup> a vstupuje do regulátora („Korekčný člen“). Synchronný demodulátor filtruje harmonickú zložku zo signálu, ktorý je na výstupe rozdielového člena. Na výstupe synchronného demodulátora je potom jednosmerný signál. Výstupný signál z korekčného člena charakterizuje uhlovú rýchlosť a určuje frekvenciu impulzov na vstupoch počítadla. Impulzy na vstupoch počítadla sú generované v prevodníku napätia na frekvenciu. V prípade, že pozorovaná poloha sa rovná skutočnej polohe ( $\psi = \varphi$ ), potom je frekvencia impulzov na vstupoch počítadla nulová.

Vyhodnocovacie obvody sa realizujú ako integrované obvody, napr.: RDC-19220/2S (výrobca DDC), AD2S1210 (Analog Devices), PGA411-Q1 (Texas Instruments).

### Indukčný snímač napájaný do statora

Pri napájaní indukčného snímača do statora sú statorové vinutia napájané harmonickými napätiami:

$$\begin{aligned} u_1(t) &= U_m \sin(\omega_{ref} t) \\ u_2(t) &= U_m \cos(\omega_{ref} t) \end{aligned} \quad (5.17)$$

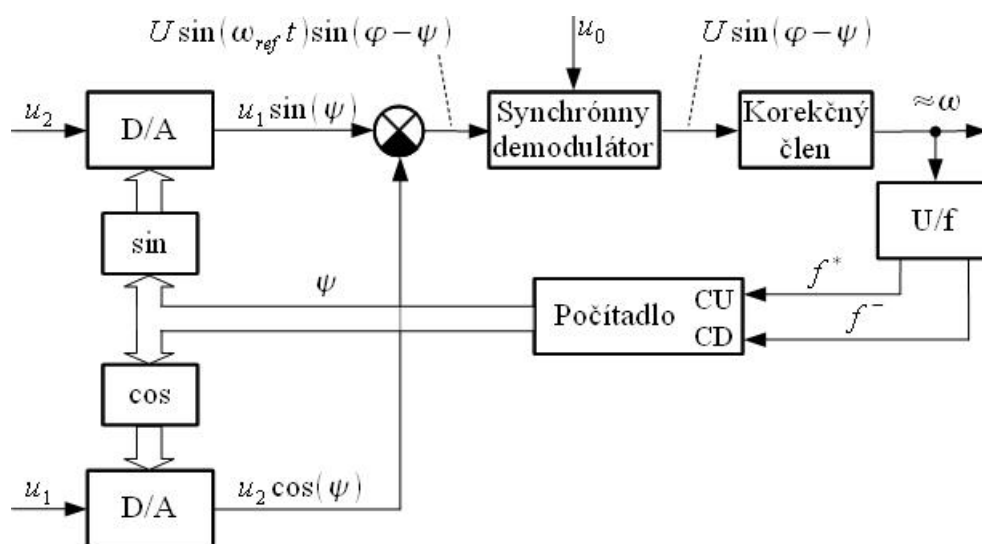
Vznikne otáčavé magnetické pole, vplyvom ktorého sa v rotore indukuje napätie  $u_0$ , ktoré je voči napätiu statora fázovo posunuté o uhol  $\varphi$ :

$$u_0(t) = U \sin(\omega_{ref} t - \varphi) \quad (5.18)$$

Pozorovaná poloha sa vyhodnotí z fázového posunu medzi napätiami  $u_1$  a  $u_0$ .

<sup>3</sup>Na výstupe rozdielového člena je harmonický signál s uhlovou frekvenciou  $\omega_{ref}$ , ktorého amplitúda je úmerná rozdielu skutočnej polohy  $\varphi$  a pozorovanej polohy  $\psi$ .





Obr. 5.15: Bloková schéma obvodu na vyhodnotenie polohy zo signálov indukčného snímača metódou R/D



# Kapitola 6

## Generátor momentu so striedavým motorom

Generátor elektromagnetického momentu s jednosmerným motorom je realizovaný pomocou regulačných obvodov prúdu rotora a magnetického toku, pretože moment jednosmerného motora je priamo úmerný súčinu veľkosti prúdu rotora a veľkosti magnetického toku rotora. Od generátora momentu so striedavým motorom sa vyžaduje, aby umožňoval riadiť nezávisle veľkosť magnetického toku a elektromagnetický moment motora. Táto úloha nie je pri striedavých motoroch triviálna a nestačí riadiť veľkosť prúdu, ako je tomu pri jednosmernom motore.

Skalárne metódy riadenia striedavých motorov (napríklad napäťovo-frekvenčné riadenie) vychádzajú z ustálených stavov, kedy je konštantná uhlová rýchlosť. Riadenou veličinou je veľkosť vektora napätia, alebo prúdu statora a rýchlosť jeho otáčania. Tieto metódy riadenia nie sú použiteľné v aplikáciách, ktoré kladú zvýšené nároky na dynamiku riadenia, napríklad v obrábacích strojoch, trakčných pohonoch a robotike.

Pri striedavých motoroch je moment motora daný vektorovým súčinom vektorov magnetického toku a prúdu statora. Magnetický tok nie je stacionárny, ale otáča sa synchronnou uhlovou rýchlosťou  $\omega_s$ . Podobne prúd statora nie je jednosmerný ako pri jednosmernom motore, ale je striedavý. Pre zostrojenie generátora momentu je v takom prípade potrebné riadiť okamžitú veľkosť a polohu vektora prúdu, alebo napätia statora a to na základe znalosti polohy a veľkosti vektora magnetického toku.

Generátor momentu so striedavým motorom je možné vytvoriť použitím metód dynamického riadenia. Dynamické riadenie umožňuje dosahovať vysokú presnosť riadenia elektromechanických veličín (moment, rýchlosť, poloha) v dynamických aj statických režimoch. Pri dynamickom riadení riadiaci modul musí okrem realizácie generátora elektromagnetického momentu zabezpečovať aj identifikáciu parametrov motora a záťaže, samonastavovanie parametrov regulátorov, napr. regulátora rýchlosti.

Dynamické riadenie striedavých motorov delíme na:

- *vektorové riadenie* (FOC - Field oriented control),

- *priame riadenie momentu a magnetického toku* (DTFC - direct torque and stator flux control).

Dynamické riadenie sa môže realizovať v štruktúrach riadenia:

- *ako uzavreté štruktúry riadenia*, meraním mechanických a elektrických veličín (poloha, rýchlosť rotora, statorové prúdy),
- *otvorené štruktúry riadenia (sensorless vector control)* meraním elektrických veličín (statorové prúdy a statorové napätia).

## 6.1 Vektorové riadenie asynchrónneho motora

Pojem „vektorové riadenie“ vychádza zo skutočnosti, že pri takomto spôsobe je riadenou veličinou modul aj fáza vektora statorového napätia alebo prúdu motora. Vektorové riadenie vychádza zo všeobecnej analógie medzi jednosmernými a striedavými motormi.

Princíp vektorového riadenia je možné interpretovať zo vzťahu pre elektromagnetický moment asynchrónneho motora, ktorý je určený vektorovým súčinom vektora magnetického toku rotora a statorového prúdu:

$$M_m = k_m |\Psi_r \times \mathbf{i}_s| \quad (6.1)$$

$$k_m = \frac{3}{2} p' \frac{L_m}{L_r} \quad (6.2)$$

kde je:

- $\mathbf{i}_s$  – vektor prúdu statora,
- $\Psi_r$  – vektor magnetického toku rotora,
- $L_m$  – vzájomná indukčnosť medzi statorom a rotorom,
- $L_r$  – indukčnosť rotora,
- $p'$  – počet pólových dvojíc statora,

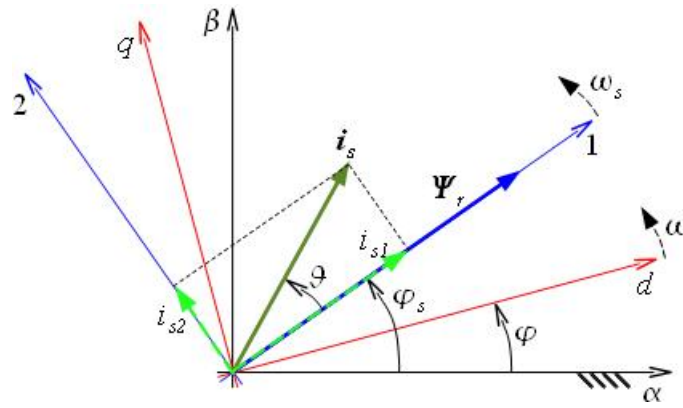
Vektorový súčin magnetického toku rotora a prúdu statora sa môže vyjadriť skalárnou funkciou:

$$M_m = k_m \Psi_r i_s \sin \vartheta = k_m \Psi_r i_{s2} \quad (6.3)$$

kde je:

- $i_s$  – veľkosť vektora prúdu statora,
- $i_{s2}$  – zložka vektora prúdu statora, ktorá je kolmá na vektor magnetického toku rotora  $\Psi_r$ ,
- $\Psi_r$  – veľkosť vektora magnetického toku rotora,
- $\vartheta$  – natočenie vektora prúdu statora voči vektoru magnetického toku rotora.

Vektor statorového prúdu má vo zvolenom súradnicovom systéme (1, 2) zložky  $i_{s1}$  a  $i_{s2}$ . Z vektorového diagramu na Obr. 6.1 vyplýva, že vo všeobecnosti sa vektor statorového prúdu rozkladá na zložku v smere vektora magnetického toku  $i_{s1}$  a zložku kolmú na tento smer  $i_{s2}$ . Pri dynamickom riadení zložky vektora prúdu predstavujú požadované riadiace veličiny, ktoré



Súradnicové systémy na obrázku:

$(\alpha, \beta)$  - statorový,  $(d, q)$  - rotorový,  $(1, 2)$  - magnetického toku rotora

Ostatné symboly:

$\varphi$  - poloha rotora,  $\varphi_s$  - poloha vektora magnetického toku rotora,

$\vartheta$  - poloha vektora prúdu statora voči magnetickému toku rotora,

$\omega, \omega_s$  - uhlová rýchlosť rotora a magnetického toku rotora

Obr. 6.1: Vektorový diagram stavových veličín asynchrónneho motora

umožňujú dosiahnuť analogický model riadenia striedavého motora ako pre JM s cudzím budením. Budiaci prúd predstavuje zložka  $i_{s1}$ , označovaná ako *tokotvorná zložka* a prúd rotora reprezentuje *momentotvorná zložka* statorového prúdu  $i_{s2}$ .

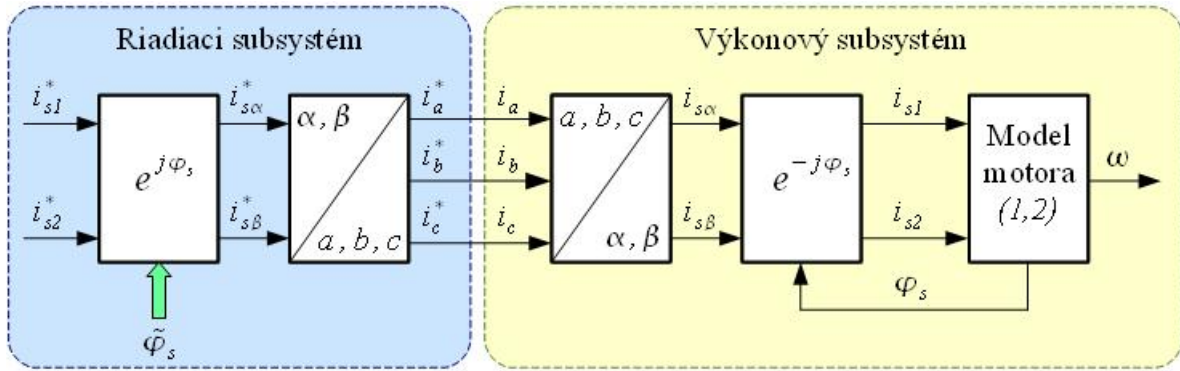
V asynchrónnom motore je vektor magnetického toku posunutý voči rotoru a otáča sa inou rýchlosťou ako rotor. Poloha, veľkosť a rýchlosť otáčania vektora magnetického toku rotora sa vypočíta z aktuálnej uhlovej rýchlosti rotora a vektora statorového prúdu v modeli AM.

Princíp prúdového vektorového riadenia vychádza z predpokladu, že pomocou regulačných obvodov dokážeme vnucovať požadované hodnoty želaných veličín zložiek prúdov (želané hodnoty sú označené hviezdičkou):

$$i_{s1} = i_{s1}^*, \quad i_{s2} = i_{s2}^* \quad (6.4)$$

Rozdelením systému na riadiaci a výkonový subsystém môžeme definovať celý reťazec spracovania riadiacich a následne aj riadených veličín zložiek statorového prúdu blokovou schémou na Obr. 6.2. Systém spracovania veličín je založený na transformáciách 3/2 a 2/3 - ktoré sú uvedené nižšie ako Clarkovej transformácia a na transformácii pootočením (Parkova transformácia). Transformácia pootočením vyžaduje znalosť polohy vektora magnetického toku rotora  $\varphi_s$ .

Pretože statorové vinutia sú v priestore rozložené symetricky, t. j. s posunutím o  $120^\circ$  a súčet fázových napätí a prúdov je nula ( $u_a + u_b + u_c = 0$ ,  $i_a + i_b + i_c = 0$ ), tak je možné vyjadriť statorové veličiny ekvivalentnými dvojfázovými vektormi:  $\mathbf{u}_s = (u_{s\alpha}, u_{s\beta})$ ,  $\mathbf{i}_s = (i_{s\alpha}, i_{s\beta})$ . Prepočet veličín z trojfázového systému na dvojfázový je potom možné urobiť na základe Clarkovej transformácie v (6.5). Spätný prepočet z dvojfázového na trojfázový systém je v (6.6). Prepočet je uvedený



$i_{s\alpha}^*$ ,  $i_{s\beta}^*$ ,  $i_{s\alpha}$ ,  $i_{s\beta}$  - zložky žiadanej a skutočnej vektora prúdu statora vyjadrené v súradnicovom systéme statora  $(\alpha, \beta)$ ,

$i_a^*$ ,  $i_b^*$ ,  $i_c^*$ ,  $i_a$ ,  $i_b$ ,  $i_c$  - žiadané a skutočné fázové prúdy,

$\varphi_s$ ,  $\tilde{\varphi}_s$  - skutočná a pozorovaná poloha vektora magnetického toku rotora,

$e^{-j\varphi_s}$ ,  $e^{j\varphi_s}$  - bloky priamej a spätnej Parkovej transformácie pootočením

Obr. 6.2: Transformácia stavových premenných pri vektorovom riadení

pre statorové prúdy, ale rovnako je možné použiť ho aj pre statorové napätia.

$$\begin{aligned} i_{s\alpha} &= i_a \\ i_{s\beta} &= \frac{1}{\sqrt{3}}(i_b - i_c) \end{aligned} \quad (6.5)$$

$$\begin{aligned} i_a &= i_{s\alpha} \\ i_b &= -\frac{1}{2}i_{s\alpha} + \frac{\sqrt{3}}{2}i_{s\beta} \\ i_c &= -\frac{1}{2}i_{s\alpha} - \frac{\sqrt{3}}{2}i_{s\beta} \end{aligned} \quad (6.6)$$

Súradnicový systém  $(\alpha, \beta)$  je stacionárny a zviazaný so statorom. Rotujúci súradnicový systém  $(1, 2)$  je zviazaný s vektorom magnetického toku rotora  $\Psi_r$ , ktorý je pootočený voči statoru o uhol  $\varphi_s$ . Na prepočet veličín zo stacionárneho do rotujúceho súradnicového systému sa používa Parkova transformácia uvedená v (6.7). Na prepočet z rotujúceho do stacionárneho súradnicového systému sa používa spätná Parkova transformácia (6.8).

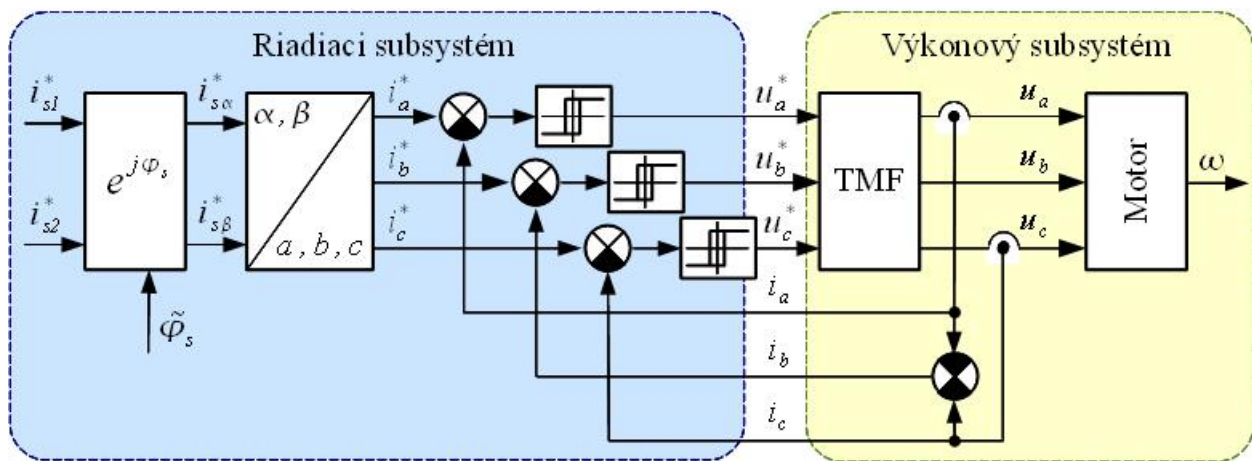
Priama Parkova transformácia:

$$\begin{aligned} i_{s1} &= i_{s\alpha} \cos \varphi_s + i_{s\beta} \sin \varphi_s \\ i_{s2} &= -i_{s\alpha} \sin \varphi_s + i_{s\beta} \cos \varphi_s \end{aligned} \quad (6.7)$$

Spätná Parkova transformácia:

$$\begin{aligned} i_{s\alpha} &= i_{s1} \cos \varphi_s - i_{s2} \sin \varphi_s \\ i_{s\beta} &= i_{s1} \sin \varphi_s + i_{s2} \cos \varphi_s \end{aligned} \quad (6.8)$$

Regulačný obvod prúdu môže byť realizovaný na úrovni:



TMF - tranzistorový menič frekvencie

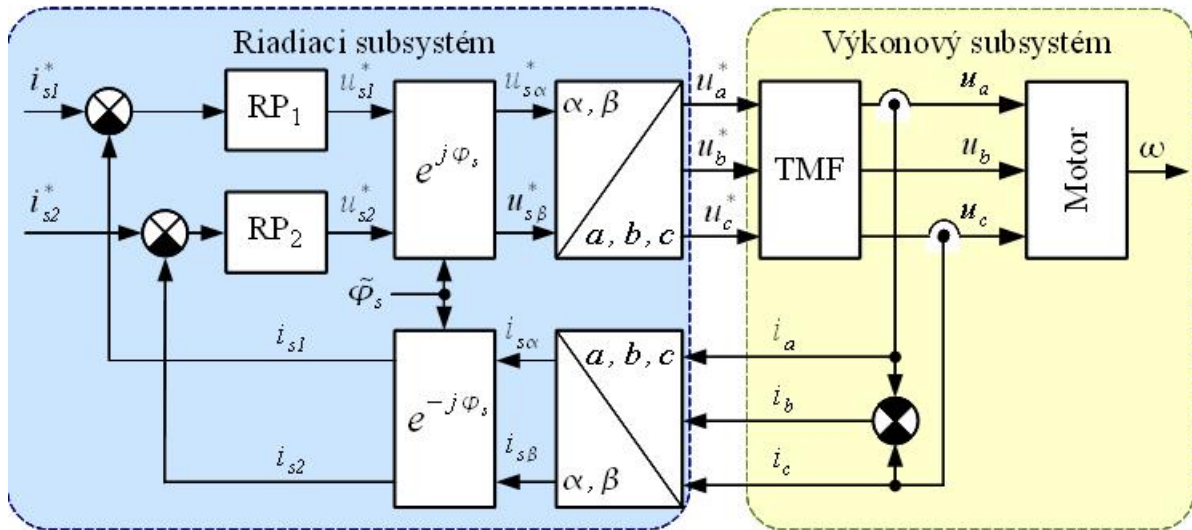
Obr. 6.3: Bloková schéma pohonu s vektorovým riadením a reguláciou fázových prúdov

- fázových prúdov  $i_a, i_b, i_c$  – v stacionárnom súradnicovom systéme statora, alebo
- zložiek vektora prúdu  $i_{s1}, i_{s2}$  v rotujúcom súradnicovom systéme (1, 2).

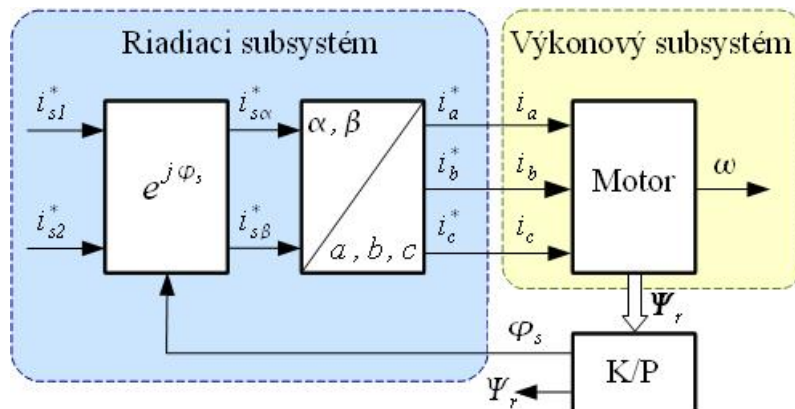
Pri regulácii fázových prúdov sa na reguláciu spravidla používajú dvojpohové regulátory s hysterézou. Dôvodom pre použitie tohto typu regulátorov je skutočnosť, že regulované veličiny (fázové prúdy  $i_a, i_b, i_c$ ) sú v ustálenom stave ( $\omega = \text{konšt.}$ ) striedavé. To kladie vysoké nároky na dynamiku regulátorov. Zvlnenie fázových prúdov je konštantné, nezávisí na pracovnom režime pohonu a je dané šírkou hysterézy. Spínacia frekvencia výkonových spínačov meniča je premenlivá a závisí na dovolenom zvlnení prúdu (šírka hysterézy regulátora), veľkosti napájacieho napätia meniča a na veľkosti indukovaného napätia. Blokovaná schéma pohonu s vektorovým riadením a reguláciou fázových prúdov je na Obr. 6.3.

Častejšie je regulácia vektora prúdu realizovaná v rotujúcom súradnicovom systéme (1, 2), ktorý je zviazaný s vektorom magnetického toku rotora  $\varphi_s$ . Blokovaná schéma pohonu pri tomto spôsobe regulácie prúdu je na Obr. 6.4. Výhodou oproti štruktúre na Obr. 6.3 je skutočnosť, že hodnoty regulovaných veličín (t. j. zložiek vektora prúdu  $i_{s1}, i_{s2}$ ) sú v ustálenom stave konštantné. Z toho vyplývajú nižšie nároky na dynamiku regulátorov prúdu  $RP_1, RP_2$ , ktoré sú spravidla lineárne, napríklad PI alebo IP. Tranzistorový menič generuje fázové napätia motora  $u_a, u_b, u_c$  na princípe šírko-impulznej modulácie (*PWM* - pulse-width modulation). Spínacia frekvencia meniča je konštantná, ale nie je konštantné zvlnenie fázových prúdov.

Znalosť polohy vektora magnetického toku rotora je základnou podmienkou činnosti vektorového riadenia a to kvôli transformácii veličín medzi stacionárnym a rotujúcim súradnicovým systémom. Avšak vektor magnetického toku má inú rýchlosť a polohu ako rotor. Pretože ak má asynchrónny motor vyvíjať nenulový moment, potom musí byť rýchlosť otáčania vektora magnetického poľa iná ako je rýchlosť otáčania rotora – motor má nenulový sklz. Preto je implementácia vektorového riadenia asynchrónneho motora založená na nepriamom meraní alebo pozorovaní vektora magnetického toku rotora – pozri Obr. 6.5. Zložky vektora magnetického



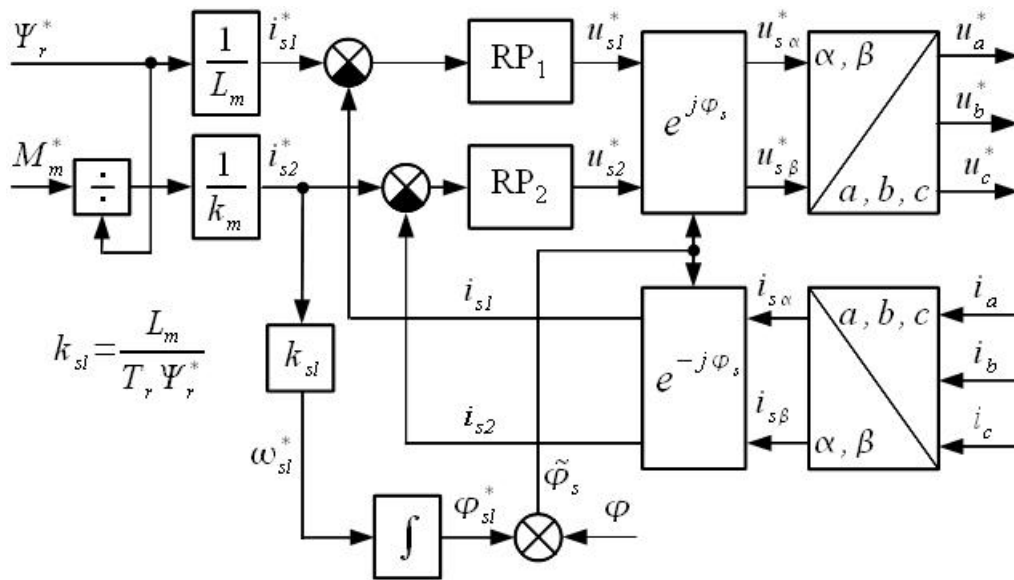
Obr. 6.4: Bloková schéma pohonu s vektorovým riadením a reguláciou zložiek vektora prúdu v rotujúcom súradnicovom systéme (1, 2)



K/P - prevodník z kartézskoho do polárneho súradnicového systému

Obr. 6.5: Principiálna schéma vektorového frekvenčno-prúdového riadenia asynchrónneho motora s reguláciou fázových prúdov





$\omega_{sl}^*, \varphi_{sl}^*$  - žiadaná sklzová uhlová rýchlosť a poloha

Obr. 6.6: Štruktúra riadiaceho subsystému generátora momentu AM s nepriamym vektorovým riadením

toku rotora nie sú priamo merateľné veličiny a je nutné vypočítať ich z merateľných (prípadne aj žiadaných) veličín.

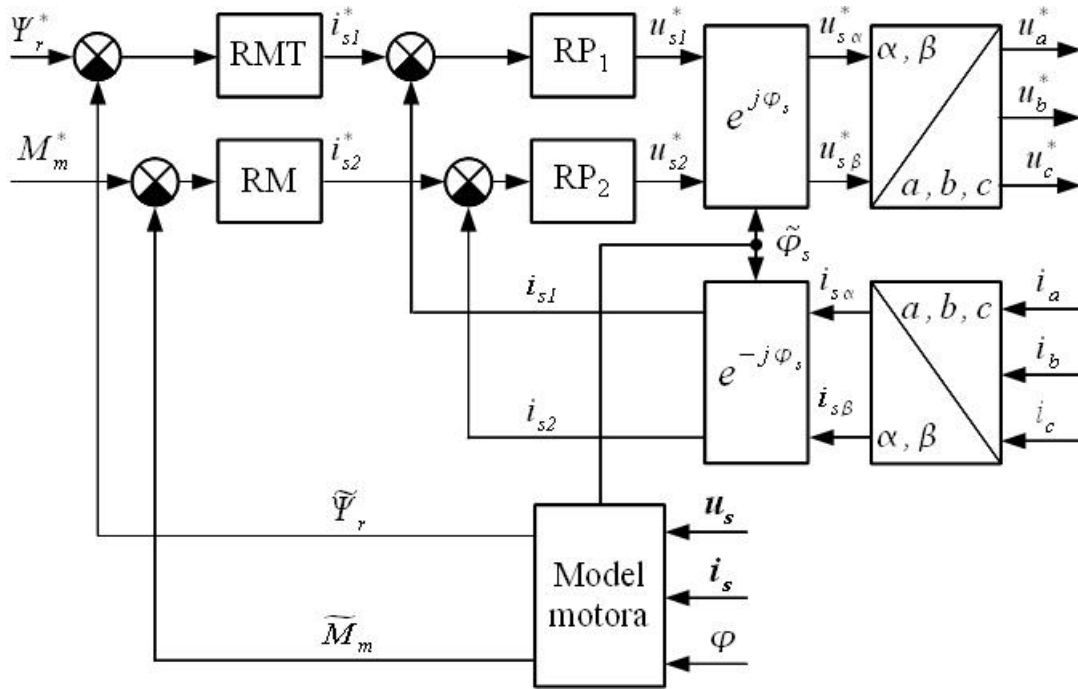
Podľa spôsobu vyhodnotenia magnetického toku asynchrónneho motora sa používajú dve základné metódy vektorového riadenia:

- *nepriame vektorové riadenie*, kedy sa veľkosť a poloha vektora magnetického toku vypočíta z meranej rýchlosti alebo polohy a žiadaných hodnôt vektora prúdu statora,
- *priame vektorové riadenie*, pri ktorom sa na výpočet vektora magnetického toku používajú len merané veličiny.

### 6.1.1 Generátor momentu AM s nepriamym vektorovým riadením

Pri nepriamom vektorovom riadení je informácia o polohe magnetického toku získaná ako integrál súčtu uhlovej rýchlosti rotora a sklzovej rýchlosti (resp. súčet integrálov jednotlivých rýchlostí). Rýchlosť, resp. poloha rotora sa získa napr. meraním, sklzová uhlová rýchlosť sa vypočíta so želaných hodnôt statorového prúdu a modulu magnetického toku. Štruktúra riadiaceho subsystému generátora momentu AM s nepriamym vektorovým riadením je na Obr. 6.6.

Táto metóda vektorového riadenia je veľmi citlivá na zmenu parametrov motora. Veľmi kritický je odpor rotorového vinutia  $R_r$ , ktorý sa výrazne mení s teplotou motora. Na obmedzenie tohto vplyvu je možné využiť napríklad teplotný model motora a na základe teploty upravovať hodnotu parametra  $R_r$ .



RMT, RM - regulátory magnetického toku a momentu

$\tilde{\Psi}_r, \tilde{M}_m$  - pozorovaná veľkosť magnetického toku a momentu motora

$\mathbf{u}_s, \mathbf{i}_s$  - vektory napätia a prúdu statora

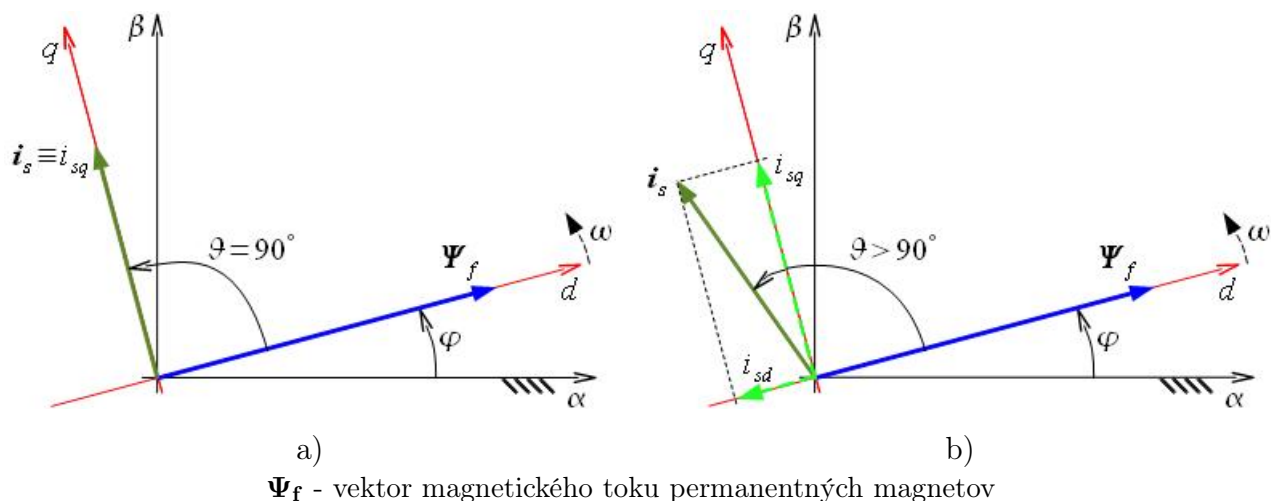
Obr. 6.7: Štruktúra riadiaceho subsystému generátora momentu AM s priamym vektorovým riadením

### 6.1.2 Generátor momentu AM s priamym vektorovým riadením

Priame vektorové riadenie využíva spätnú väzbu od magnetického toku nameraného vo vzduchovej medzere, alebo magnetického toku získaného z modelu magnetického toku. Meranie magnetického toku je možné niekoľkými spôsobmi, napr. využitím Hallových sond vhodne rozmiestnených vo vzduchovej medzere, alebo použitím ďalších – snímacích cievok v motore. Metódy priameho merania magnetického toku však zostali iba v štádiu experimentov, lebo by boli potrebné špeciálne upravené motory, čím by samozrejme vzrástla ich zložitosť a cena. Väčšia pozornosť sa venuje získaniu vektora magnetického toku inými metódami – využitím pozorovateľov vektora magnetického toku. Priame vektorové riadenie je spätnoväzbové, preto zmeny parametrov systému pôsobia menej ako v prípade nepriameho vektorového riadenia. Na Obr. 6.7 je štruktúra riadiaceho subsystému generátora momentu AM s priamym vektorovým riadením.

## 6.2 Vektorové riadenie SMPM

Moment synchronného motora s permanentnými magnetmi je možné vyjadriť v tvare (6.9) pomocou veličín vyjadrených v súradnicovom systéme rotora [18]. Vektorový diagram stavových



Obr. 6.8: Vektorový diagram stavových veličín synchronného motora s permanentnými magnetmi: a) pri vektorom riadení ak  $i_{sd} = 0$ , b) pri odbudzovaní

veličín synchronného motora s permanentnými magnetmi je na Obr. 6.8.

$$M_m = \frac{3}{2} p' (\Psi_f i_{sq} + (L_d - L_q) i_{sd} i_{sq}) \quad (6.9)$$

kde je:

$i_{sd}, i_{sq}$  – zložky vektora prúdu statora vyjadrené v súradnicovom systéme rotora,

$L_d, L_q$  – zložky indukčnosti statora v súradnicovom systéme rotora,

$\Psi_f$  – veľkosť magnetického toku permanentných magnetov,

Ak je vektor prúdu  $\mathbf{i}_s$  kolmý na vektor magnetického toku permanentných magnetov  $\Psi_f$ , potom pre zložky vektora prúdu a moment motora platí:

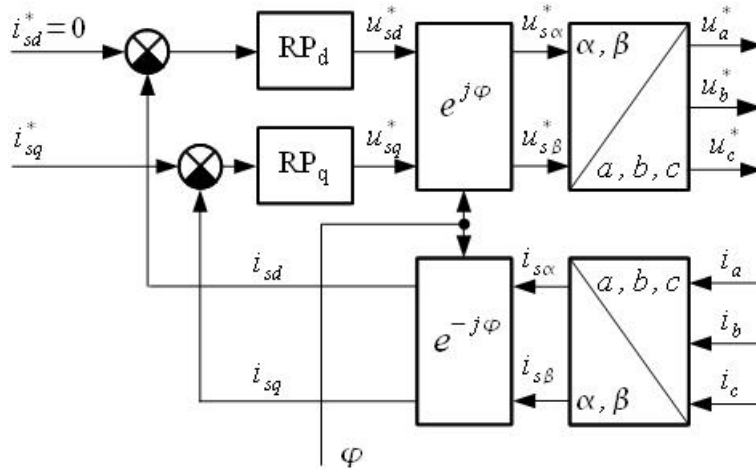
$$i_{sd} = 0, i_{sq} = I_s \quad (6.10)$$

$$M_m = \frac{3}{2} p' \Psi_f i_{sq} \quad (6.11)$$

kde  $I_s$  je veľkosť vektora prúdu statora. Moment SMPM je potom priamo úmerný veľkosti vektora prúdu statora. Štruktúra riadiaceho subsystému generátora momentu SMPM s vektorovým riadením je na Obr. 6.9, kde je regulátor vektora prúdu implementovaný v súradnicovom systéme rotora ( $d, q$ ). Regulátor vektora prúdu je však možné implementovať aj na úrovni súradnicového systému statora - reguláciou fázových prúdov, podobne ako pre vektorovo riadený asynchronný motor na Obr. 6.3.

Ak platí:  $i_{sd} < 0$ , potom motor pracuje v režime odbudzovania, moment motora neurčuje len zložka vektora prúdu kolmá na magnetický tok permanentných magnetov - moment motora je daný (6.9) a regulačný rozsah rýchlosti je možné rozšíriť nad nominálne otáčky. Pri odbudzovaní neplatí  $i_{sd}^* = 0$  na Obr. 6.9 a žiadaná hodnota momentotvornej zložky prúdu ( $i_{sq}^*$ ) sa vypočíta zo žiadaného momentu a žiadanej tokotvornej zložky prúdu  $i_{sd}^*$ :

$$i_{sq}^* = \frac{2}{3p'} \frac{M_m^*}{\Psi_f + i_{sd}^* (L_d - L_q)} \quad (6.12)$$



RP<sub>d</sub>, RP<sub>q</sub> - regulátory zložiek vektora prúdu

Obr. 6.9: Štruktúra riadiaceho subsystému vektorovo riadeného SMPM

### 6.3 Priame riadenie momentu a toku

Princíp priameho riadenia momentu a toku pre asynchrónne motory bol vyvinutý v roku 1985 Depenbrockom, Takahashim a Noguchim a zovšeobecnený pre všetky striedavé pohony v roku 1988. Renomovaná spoločnosť ABB Finland ešte v roku 1995 úspešne zaviedla na trh frekvenčný menič ACS 600, ktorý využíva priame riadenie momentu a toku asynchrónneho motora. Metódy priameho riadenia momentu a toku sa dajú klasifikovať do dvoch základných skupín:

- *DSC - Direct Self Control (Depenbrockova metóda)* - používa sa v pohonoch vyšších výkonov,
- *DTFC - Direct Torque and Flux Control (Takahashiho metóda)* pre pohony s nízkym a stredným výkonom

Metódy priameho riadenia momentu a toku sa v praxi uplatňujú predovšetkým pre svoju jednoduchosť (nepotrebnú transformáciu súradnicového systému a regulačné obvody vektora prúdu), rýchlu odozvu momentu a robustnosť riadiaceho systému. Hlavnými nedostatkami sú možné problémy pri štartovaní a nízkej rýchlosti otáčania, vysoké požiadavky na odhad toku a momentu ako aj premenná frekvencia prepínania spôsobená hysteréznymi regulátormi. V súčasnosti existujú metódy, ktoré znižujú alebo úplne odstraňujú účinky spomenutých nedostatkov.

Metódy priameho riadenia momentu a toku vychádzajú z rovníc pre moment motora v (6.13), (6.14). Na Obr. 6.10 je vektorový diagram stavových veličín asynchrónneho motora.

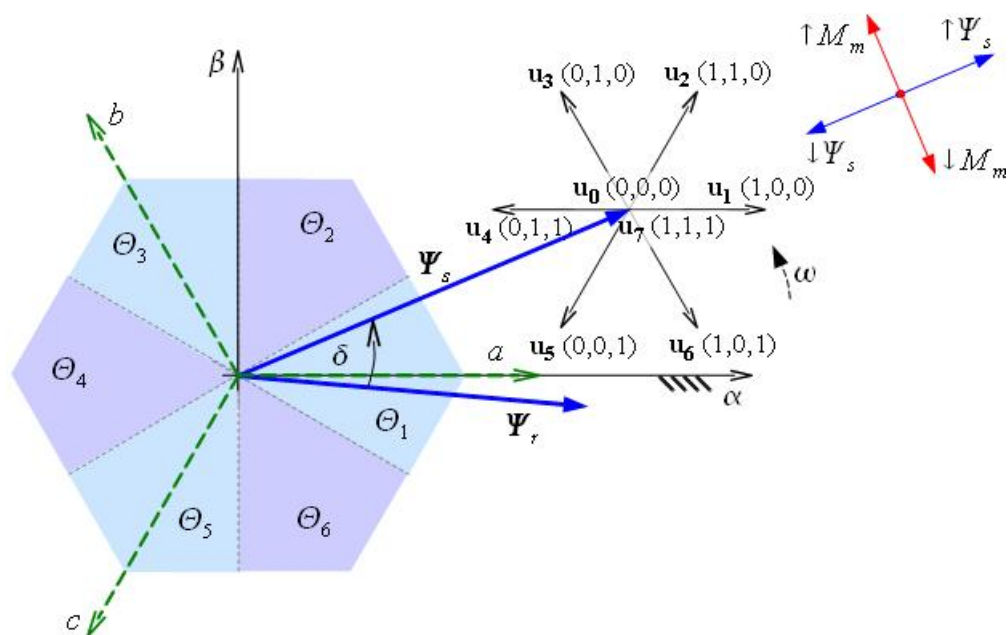
$$M_m = \frac{3}{2} p' \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} |\Psi_s| |\Psi_r| \sin \delta; \quad \sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} \quad \text{pre AM} \quad (6.13)$$

$$M_m = \frac{3}{2} p' \frac{1}{L_d} |\Psi_s| |\Psi_f| \sin \delta; \quad L_d = L_q \quad \text{pre SMPM} \quad (6.14)$$

kde je:

$\Psi_s$  – vektor magnetického toku statora,

$\delta$  – uhol medzi magnetickým tokom statora a rotora.



$\mathbf{u}_0$ - $\mathbf{u}_7$  - napäťové vektory meniča

$\Theta_1$ - $\Theta_6$  - sektory v ktorých sa môže nachádzať vektor magnetického toku

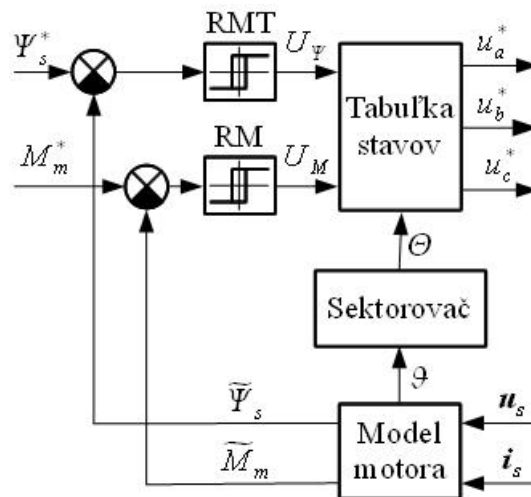
Obr. 6.10: Vektorový diagram magnetických tokov a napätia asynchrónneho motora s priamym riadením magnetického toku a momentu

Odozva vektora magnetického toku rotora je pomalšia ako odozva magnetického toku statora. Preto pri dostatočne nízkej perióde vzorkovania je možné považovať magnetický tok rotora za konštantný. Ak je veľkosť magnetického toku statora konštantná, potom je moment riaditeľný pomocou uhla  $\delta$  medzi medzi magnetickým tokom statora a rotora. Pri realizácii regulačného zásahu je potrebné vybrať vhodný napäťový vektor, pomocou ktorého bude dosiahnutá požadovaná zmena magnetického toku statora a momentu motora.

Štruktúra riadiaceho subsystému generátora momentu AM s priamym riadením magnetického toku a momentu je na Obr. 6.11. Žiadané hodnoty toku a momentu sú regulované hysteréznymi (dvojpohovými) regulátormi RMT, RM. RM udržiava moment v rámci pásma hysterézy, v prípade prekročenia hornej medze žiadaného momentu sa prejde do režimu, v ktorom je umožnený pokles momentu. Tento stav je udržiavaný, až kým moment neklesne na dolnú hranicu žiadaného momentu, kedy sa znovu prepne. Podobne funguje regulátor toku.

Sektorovač predstavuje jednoduchý matematický aparát, ktorý podľa uhla natočenia vektora statorového toku  $\vartheta$  rozhoduje, v ktorom sektore sa tento vektor nachádza ( $\Theta_1$  až  $\Theta_6$ ). Vo väčšine prípadov je celý kruh rozdelený na šesť sektorov o veľkosti  $\pi/3$  radiánov (čiže  $60^\circ$ ).

Do tabuľky stavov vstupujú informácie z regulátorov momentu a toku a zo sektorovača (o polohe vektora toku statora). Na základe týchto informácií tabuľka stavov určuje optimálny vektor prepínania pre striedač. Zložitosť tabuľky stavov závisí od zložitosti regulátorov a počtu sektorov. Tabuľka stavov pre DTFC s dvojpohovými regulátormi momentu a toku je v Tab. 6.1.



RMT, RM - regulátory magnetického toku a momentu

$\Theta$  - sektor, v ktorom sa nachádza vektor magnetického toku statora ( $\Theta = \Theta_1, \dots, \Theta_6$ )

$\vartheta$  - poloha vektora magnetického toku statora  $\Psi_s$

Obr. 6.11: Štruktúra riadiaceho subsystému generátora momentu AM s priamym riadením magnetického toku a momentu

Tabuľka 6.1: Tabuľka stavov pre DTFC, ak sa rotor otáča proti smeru hodinových ručičiek

$U_\Psi$	$U_M$	$\Theta_1$	$\Theta_2$	$\Theta_3$	$\Theta_4$	$\Theta_5$	$\Theta_6$
1	1	$u_2$	$u_3$	$u_4$	$u_5$	$u_6$	$u_1$
1	0	$u_6$	$u_1$	$u_2$	$u_3$	$u_4$	$u_5$
0	1	$u_3$	$u_4$	$u_5$	$u_6$	$u_1$	$u_2$
0	0	$u_5$	$u_6$	$u_1$	$u_2$	$u_3$	$u_4$

Výber napäťového vektora pre požadovanú zmenu toku a momentu uvedieme na príklade, kedy sa vektor magnetického toku statora  $\Psi_s$  nachádza v sektore  $\Theta_1$  - pozri Obr. 6.10. Do tabuľky stavov vstupujú štyri možné kombinácie výstupov hysterézných regulátorov toku a momentu:

- *tok zvýšiť, moment zvýšiť* - čiže je potrebné zväčšiť veľkosť toku aj uhol  $\delta$ , to sa najlepšie dosiahne napäťovým vektorom  $u_2$ ,
- *tok zvýšiť, moment znížiť* - požiadavka na moment má vyššiu prioritu, rapídne znižujeme uhol  $\delta$ , hodí sa napäťový vektor  $u_6$ ,
- *tok znížiť, moment zvýšiť* - opäť má požiadavka na moment vyššiu prioritu, avšak je potrebné znížiť aj tok, hodí sa napäťový vektor  $u_3$ ,
- *tok znížiť, moment znížiť* - znižujeme magnetický tok aj uhol  $\delta$ , optimálny je napäťový vektor  $u_5$ .

Pre ďalšie sektory platí podobná symetria ako pre prvý, takže je následne ľahko určiť postupnosť napäťových vektorov v tabuľke stavov.

Model AM umožňuje výpočet parametrov motora z merateľných elektrických veličín (statorový prúd a napätie) ako sú magnetický tok statora (veľkosť pre regulátor toku a uhol natočenia pre sektorovač) a moment motora. V otvorenej riadiacej štruktúre (riadenie uhlovej rýchlosti) je tento model doplnený o pozorovateľ uhlovej rýchlosti. Ako je zrejmé, presnosť riadenia veľmi závisí od presnosti modelu AM, to znamená od presnosti merania prúdov a napätí a presnosti identifikácie parametrov motora. Referenčná hodnota pre regulátor toku je konštantná. Referenčná hodnota pre regulátor momentu je buď žiadaná hodnota momentu alebo sa generuje z výstupu regulátora rýchlosti (pri regulácii rýchlosti).





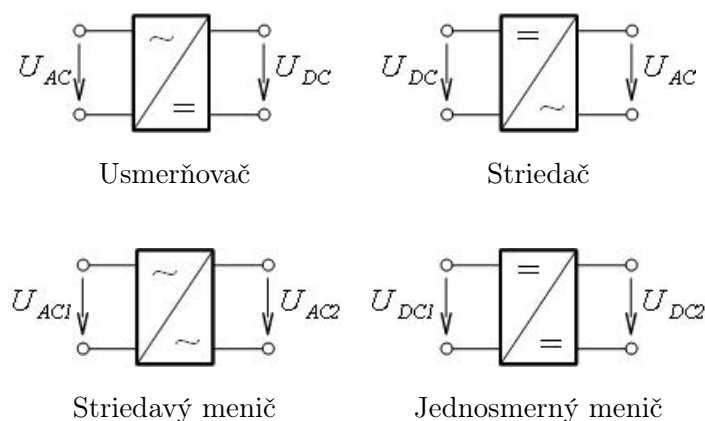
# Kapitola 7

## Polovodičové meniče pre DC a AC motory

Výkonový polovodičový menič je určený na premenu druhu (parametrov) elektrickej energie. Podľa základnej funkcie sa meniče rozdeľujú na štyri druhy (pozri Obr. 7.1):

- *usmerňovač (neriadený/riadený)* - menič určený na premenu striedavého napätia  $U_{AC}$  na jednosmerné napätie  $U_{DC}$ ,
- *striedač* - menič určený na premenu jednosmerného napätia  $U_{DC}$  na striedavé napätie  $U_{AC}$ ,
- *striedavý menič* - určený na premenu striedavého napätia  $U_{AC1}$  daných parametrov (amplitúda  $U_1$ , frekvencia  $f_1$ ) na striedavé napätie  $U_{AC2}$  iných parametrov (amplitúda  $U_2$ , frekvencia  $f_2$ ),
- *jednosmerný menič* - určený na premenu veľkosti jednosmerného napätia,

príčom zdroje striedavého napätia, alebo záťaž sú spravidla jednofázové, alebo trojfázové.



Obr. 7.1: Základné druhy meničov

Zložitejšie meniče sa obyčajne realizujú ako kaskádové zapojenie viacerých základných druhov meničov, napr. nepriamy jednosmerný menič, ktorý vznikne kaskádovým zapojením usmerňovača a jednosmerného meniča alebo menič frekvencie vznikne zapojením usmerňovača a striedača.

Podľa režimu činnosti delíme meniče na:

- *jednokvadrantové* - menič je schopný pracovať len v jednom kvadrante (výstupný prúd i napätie majú jednu polaritu),
- *dvojkvadrantové* - menič je schopný pripojiť na záťaž: napätie jednej polarity so zmenou smeru prúdu, napätie oboch polarít bez možnosti zmeny smeru prúdu,
- *štvorkvadrantové* - výstupné napätie a prúd môžu mať obidve polarity.

Výber schémy zapojenia meniča určeného na riadenie motora je určená režimom činnosti, výkonom a regulačnými požiadavkami. Meniče sa môžu napájať priamo z rozvodnej siete, transformátora, alebo batérie.

## 7.1 Výkonové polovodičové súčiastky pre meniče

Z hľadiska riaditeľnosti klasifikujeme výkonové polovodičové súčiastky pre meniče do dvoch kategórií:

- *neriadené* - ktoré pracujú nezávisle na riadiacich obvodoch meniča (diódy),
- *riadené* - ktoré pracujú výlučne v spínacom režime. Tieto môžeme rozdeliť do ďalších dvoch podskupín:
  - *poloriadené* - riadiaci signál umožňuje iba zopnutie prvku a uvedenie do vodivého stavu (tyristory, triaky),
  - *plnoriadené* - riadiaci signál umožňuje zopnutie aj vypnutie prvku (tranzistory).

### 7.1.1 Výkonové diódy

*Výkonové diódy* sú dvojvrstvé polovodičové súčiastky s dvomi elektródami: anódou (A) a katódou (K). Ak je dióda polarizovaná v priepustnom smere (anóda - katóda), cez diódu preteká prúd a vzniká na nej nízky úbytok napätia (0,8 V až 2 V). Pri polarizácii v závernom smere dióda prúd neprepúšťa a tečie ňou len zvyškový prúd. Vyrábajú sa diódy pre menovité prúdy v priepustnom smere do 1000 A a menovité napätia v závernom smere 1000 V až do 10 kV.

### 7.1.2 Tyristory

*Tyristory* sú štvorvrstvé polovodičové súčiastky s tromi elektródami: anódou (A), katódou (K) a riadiacou elektródou (G, angl. „gate”, slovensky „hradlo”). Podobne ako dióda, aj tyristor môže byť polarizovaný v priepustnom smere (anóda - katóda) a nepriepustnom smere (katóda - anóda). Avšak pri polarizácii v priepustnom smere preteká prúd medzi anódou a katódou

len vtedy, ak bol privedený impulz do riadiacej elektródy (tyristor je otvorený). Tyristory sa používajú v riadených usmerňovačoch a striedavých meničoch s výkonmi do 100 MVA.

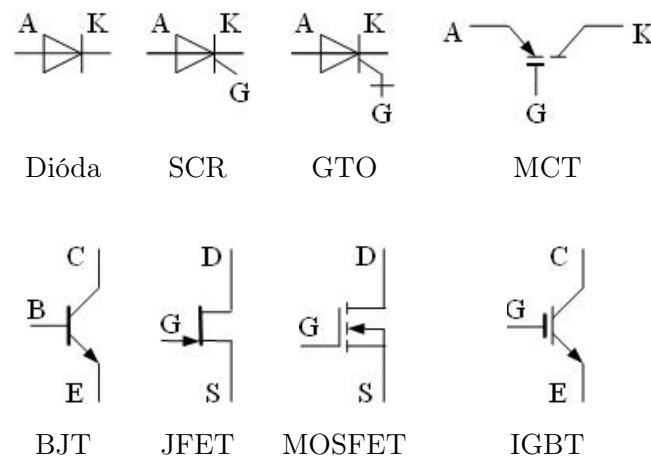
Základné typy tyristorov:

- *SCR (silicon-controlled)* – tyristor otváraný prúdom riadiacej elektródy. Tyristor je riadený prúdovými impulzmi tečúcimi do riadiacej elektródy. Po otvorení tyristor zostáva otvorený až kým prúd medzi anódou a katódou neklesne na nulu. SCR tyristor nie je možné pomocou riadiacej elektródy vypnúť - aj keď prúd tečúci do riadiacej elektródy poklesne na nulu, tyristor zostane otvorený.
- *GTO (gate turn-off)* – vypínateľný tyristor (tyristor je možné vypnúť veľkým záporným prúdovým impulzom na hradle). Má väčší úbytok napätia v priepustnom smere ako SCR tyristor (2-3 V), maximálne záverné napätie  $U_{DRM} \leq 6$  kV, prúd v priepustnom smere  $I_{TAV} \leq$  tisícky A, prenášaný výkon  $P \leq 10$  MVA.
- *MCT (MOS controlled thyristor)* – polom riadený tyristor. Má podobné vlastnosti ako GTO tyristor, je však riadený napäťovým signálom na riadiacej elektróde. Kladným impulzom na hradle sa tyristor otvára, záporným impulzom sa zatvára. Vyznačuje sa kratšími spínacími časmi ako GTO (niekoľko  $\mu s$ ). Ostatné dosahované parametre:  $U_{DRM} \leq 3$  kV,  $I_{TAV} \leq$  stovky A.

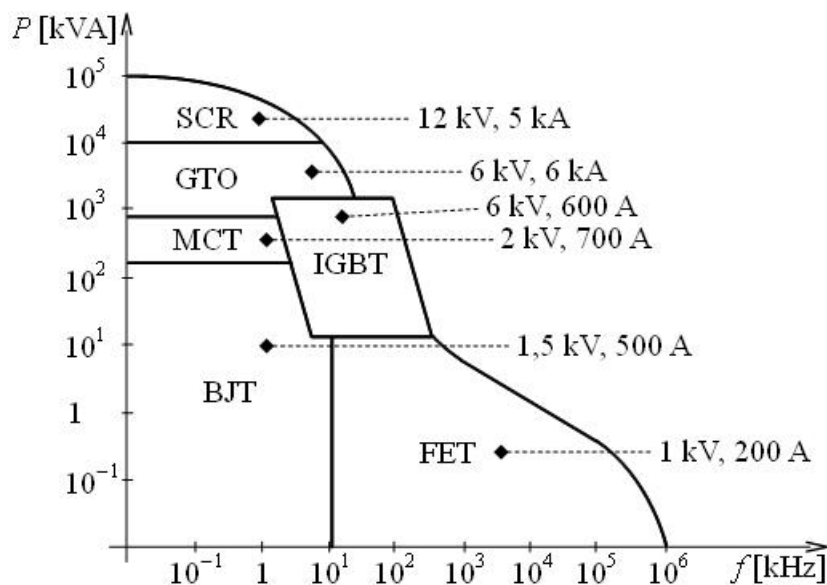
### 7.1.3 Výkonové tranzistory

Výkonové tranzistory sú trojvrstvové polovodičové súčiastky s tromi elektródami z ktorých jedna je riadiaca (B - báza, resp. G - hradlo). Označenie riadiacej elektródy je dané typom tranzistora (bipolárny tranzistor - riadený prúdom do bázy, alebo unipolárny tranzistor - riadený napätím na hradle). Pomocou signálu na riadiacej elektróde je možné tranzistor uviesť do vodivého stavu, kedy prepúšťa prúd. Ak na riadiacej elektróde nepôsobí riadiaci signál, tranzistor sa zatvára. Vyrábané výkonové tranzistory môžu pracovať s napätím do 2000 V a prúdom do 800 A. Základné typy výkonových tranzistorov:

- *BJT (bipolar junction transistor)* – je riadený prúdom tečúcim do riadiacej elektródy - bázy. Pri maximálnom otvorení tranzistora vzniká medzi kolektorom a emitorom úbytok napätia menší ako 1 V. Dosahované parametre:  $U_{CE} \leq 1500$  V,  $I_D \leq 500$  A,  $P \leq 100$  kVA.
- *JFET (junction field-effect transistor)* – je riadený napätím riadiacej elektródy - hradla. JFET tranzistory je možné zapájať paralelne. Majú kratší spínací čas ako BJT a nízky úbytok napätia v zopnutom stave.
- *MOSFET (metal-oxide semiconductor field-effect transistor)* – je riadený napätím riadiacej elektródy - hradla. Hradlo je galvanicky oddelené od ostatných elektród tranzistora. Výhodou MOSFET-ov je malý riadiaci výkon, veľká spínacia rýchlosť a veľký vstupný



Obr. 7.2: Schématické značky výkonových polovodičových prvkov

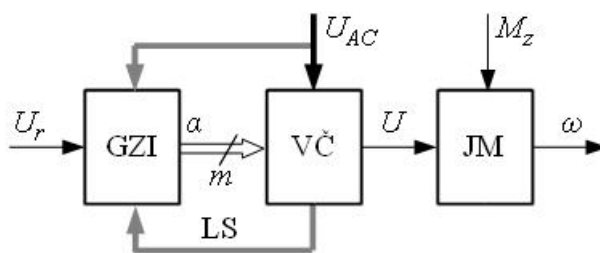


Obr. 7.3: Výkonové parametre polovodičových spínacích prvkov

odpor. Nevýhody sú dané väčším úbytkom napätia vo vodivom stave ako pre bipolárny tranzistor (viac než 2 V), väčšími stratami a veľkou citlivosťou na prepätie v obvode hradla. Dosahované parametre:  $U_{DS} \leq 1000 \text{ V}$ ,  $I_D \leq 200 \text{ A}$ ,  $P \leq 10 \text{ kVA}$

- *IGBT (insulated gate bipolar transistor)* – je riadený napätím na riadiacej elektróde. IGBT je kombinácia bipolárneho a poľom riadeného tranzistora. Na riadiacu elektródu je pripojený unipolárny tranzistor, ktorý budí výstupný bipolárny tranzistor. IGBT je možné zapájať paralelne. Úbytok napätia v zopnutom satve je 2-3 V, čo je viac ako pri bipolárnych tranzistoroch, ale menej ako pri MOSFET. Dosahované parametre:  $U_{CE} \leq 2000 \text{ V}$ ,  $I_C \leq 800 \text{ A}$ ,  $P \leq 1,7 \text{ MVA}$ .

Na Obr. 7.2 sú schématické značky vyššie uvedených výkonových súčiastok pre polovodičové meniče. Na Obr. 7.3 je diagram s porovnaním parametrov rôznych typov riadených výkonových polovodičových spínacích prvkov.



GZI - generátor zapaľovacích impulzov (riadiaca časť meniča)

VČ - výkonová časť meniča

Obr. 7.4: Schéma blokového usporiadania jednosmerného pohonu s tyristorovým meničom

## 7.2 Meniče pre jednosmerné motory

Na riadenie jednosmerných motorov sa používajú 3 typy meničov:

- *riadený usmerňovač,*
- *jednosmerný menič,*
- *kombinovaný jednosmerný menič,* ktorý pozostáva z kaskádovo zapojeného usmerňovača a jednosmerného meniča.

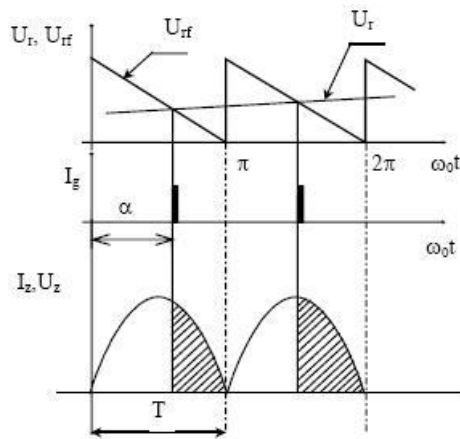
### 7.2.1 Tyristorový menič pre JM

Tyristorové meniče (riadené usmerňovače) sa používajú na napájanie budiacich obvodov jednosmerných generátorov a motorov a taktiež na napájanie rotora jednosmerných motorov. Principiálna schéma blokového usporiadania tyristorového meniča je na Obr. 7.4.

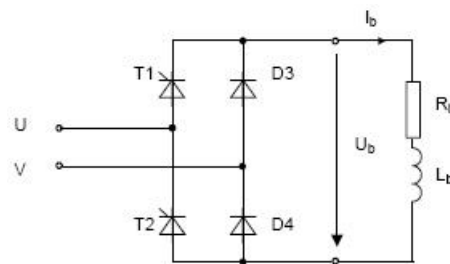
Dôležitou časťou meniča je generátor zapaľovacích impulzov (GZI), kde sa generujú zapaľovacie impulzy pre tyristory. Algoritmus činnosti riadiaceho obvodu je určený typom meniča a vlastnosťami záťaže, do ktorej má menič pracovať. V súčasnej generácii GZI sú najrozšírenejšie mnohokanálové synchronne systémy, kde sa synchronizácia uskutočňuje synchronizáciou referenčného napätia urf so sieťovým. Pomocou referenčného signálu sa určuje fázový posun zapaľovacích signálov tak, aby bol úmerný veľkosti riadiaceho signálu. Na Obr. 7.5 je uvedený časový priebeh signálov v jednej fáze GZI pre lineárne klesajúci referenčný signál.

#### Jednokvadrantový tyristorový menič

Jednokvadrantový tyristorový menič sa používa na napájanie budiaceho vinutia v jednosmerných generátoroch a motoroch. Schéma zapojenia dvojjimpulzového jednokvadrantového tyristorového meniča je na Obr. 7.6. Výkonová časť meniča využíva mostíkovú schému zapojenia doplnenú o nulovú diódu, ktorá umožňuje pri R-L záťaži vybíjanie obvodu v prípade, že sú zatvorené tyristory.



Obr. 7.5: Priebehy vnútorných veličín GZI



Obr. 7.6: Schéma zapojenia dvojimpulzového jednkvadrantového tyristorového meniča

### Štvorkvadrantový tyristorový menič

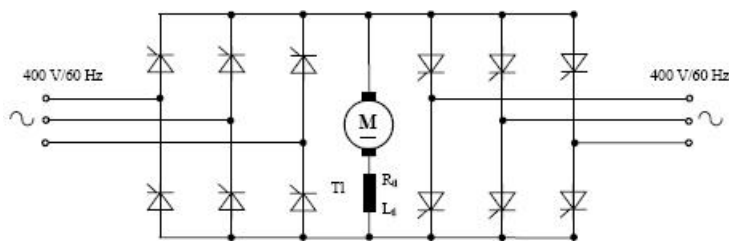
Štvorkvadrantový menič, ako je uvedené vyššie, je menič ktorý umožňuje generovať na záťaži kladné a záporné napätia aj prúdy. Podľa zapojenia výkonovej časti polovodičového meniča sa štvorkvadrantové meniče rozdeľujú do troch skupín:

- *antiparalelné* meničové systémy,
- *križové* meničové systémy,
- *H* - meničové systémy.

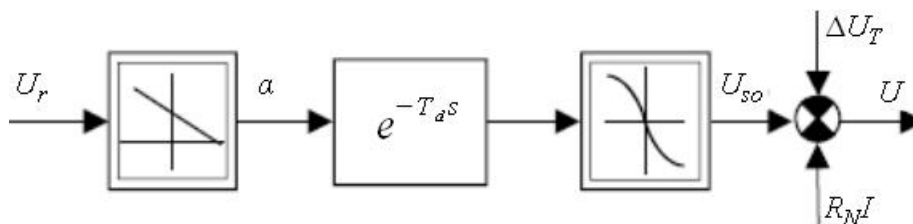
Najčastejšie zapojenie výkonových skupín meniča je antiparalelné radenie, ktoré umožňuje realizovať meniče do výkonov rádovo 100 kW. Príklad zapojenia výkonovej časti štvorkvadrantového tyristorového meniča s antiparalelným radením ventilových skupín je na Obr. 7.7. Križové a H - meničové viacfázové systémy sú určené pre veľké meničové jednotky výkonu rádovo jednotiek MW.

### Linearizovaný model tyristorového meniča

Činnosť tyristorového meniča možno opísať nelineárnym spojitým modelom podľa Obr. 7.8. Kde  $T_d$  je dopravné oneskorenie meniča dané frekvenciou  $f_0$  napájacieho napätia  $U_r$ , ak počet



Obr. 7.7: Príklad zapojenia výkonovej časti štvorkvadrantového 6-impulzového tyristorového meniča ( $m = 6$ )



$R_N$  - náhradný odpor meniča

$\Delta U_T$  - úbytok napätia na polovodičoch vo vodivom stave

Obr. 7.8: Dynamický nelineárny spojitý model tyristorového meniča

usmerňovacích ciest je  $m$ . Pre dopravné oneskorenie meniča platí:

$$T_d = \frac{1}{2mf_0} \quad (7.1)$$

Linearizovaný spojitý náhradný model tyristorového meniča (so zanedbaním úbytkov napätí na polovodičových prvkoch a na vnútornom odpore meniča) je v (7.2).

$$\frac{\Delta U_{so}}{\Delta U_r} = \frac{K_t}{1 + T_d s} \quad (7.2)$$

Kde  $K_t$  je zosilnenie meniča v zvolenom pracovnom bode:

$$K_t = \frac{\Delta U_{so}}{\Delta U_r} = U_{so,max} \frac{\pi}{2U_{r,max}} \sin \alpha \quad (7.3)$$

pričom  $U_{so,max}$  je maximum strednej hodnoty výstupného napätia meniča:

$$U_{so,max} = U_{max} \gamma_m \quad (7.4)$$

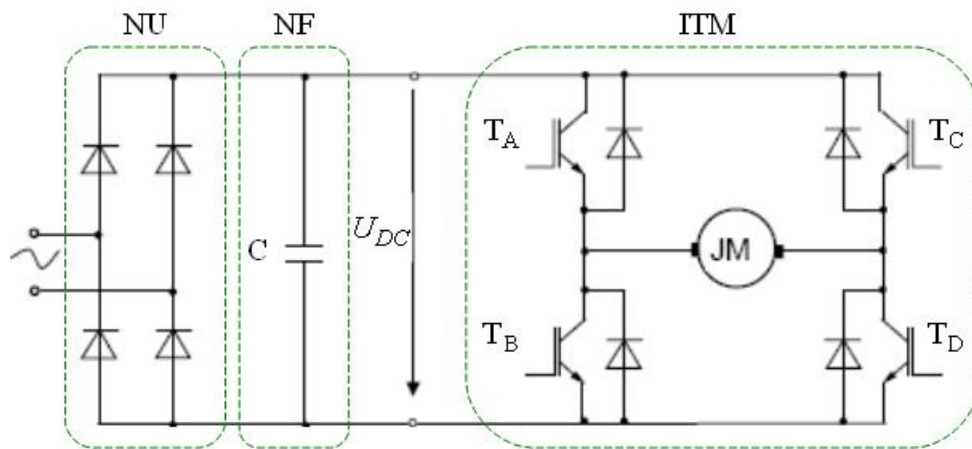
$U_{max}$  je maximálna hodnota napájacieho napätia meniča  $U^1$  a  $\gamma_m$  určuje pomer strednej hodnoty výstupného napätia k maximálnej hodnote napájacieho napätia meniča ( $U_{so,max}/U_{max}$ ). V tabuľke 7.1 sú uvedené hodnoty  $\gamma_m$  pre meniče s rôznym počtom usmerňovacích ciest  $m$ . Ak  $\sin \alpha = 1$ , potom:

$$K_{t,max} = U_{so,max} \frac{\pi}{2U_{r,max}} \quad (7.5)$$

<sup>1</sup>Ide o fázové napätie a nie združené napätie.

Tabuľka 7.1: Závislosť  $\gamma_m$  na počte usmerňovacích ciest  $m$ 

$m$	2	3	6
$\gamma_m$	$\frac{2}{\pi} = 0.637$	$\frac{3\sqrt{3}}{2\pi} = 0.827$	$\frac{\pi}{\sqrt{3}} = 1.814$



NU - neriadený usmerňovač, NF - napäťový filter,

ITM - impulzový tranzistorový menič v mostíkovom zapojení (H - schéma)

Obr. 7.9: Základné zapojenie systému tranzistorový menič - jednosmerný motor

## 7.2.2 Tranzistorový menič pre JM

Pre napájanie rotora jednosmerných motorov do výkonov rádovo 10 kW sa uplatňujú tranzistorové meniče (TM) ako nepriame napäťové jednosmerné meniče. Zapojenie štvorkvadrantového tranzistorového meniča je uvedené na Obr. 7.9.

Tranzistorový menič je riadený výkonový napäťový alebo prúdový zosilňovač, ktorý využíva princíp riadenia strednej hodnoty výstupného signálu pomocou metódy šírko-impulznej modulácie (PWM - pulse width modulation). Menič v zapojení na Obr. 7.9 umožňuje generovať na rotore napätia v rozsahu  $\pm U_{DC}$ .

### Princíp napäťovej šírko-impulznej modulácie

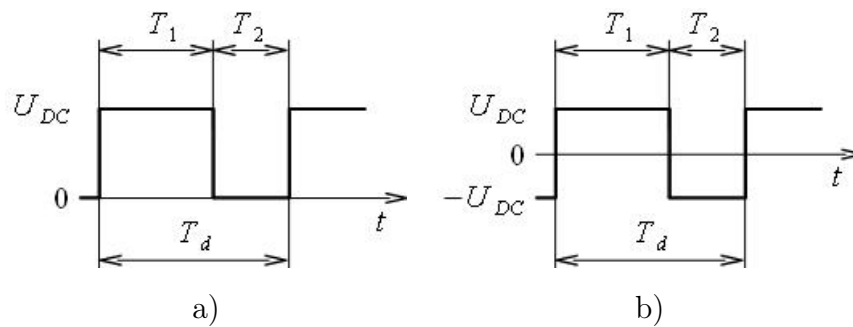
Spínaním tranzistorov  $T_A$  až  $T_D$  je možné generovať na motore kladné aj záporné napäťové impulzy s amplitúdou  $U_{DC}$ , ktorých perióda  $T_d$  je konštantná a mení sa šírka impulzov (čas  $T_1$ ), pozri Obr. 7.10.

Pre strednú hodnotu výstupného napätia podľa Obr. 7.10 platí:

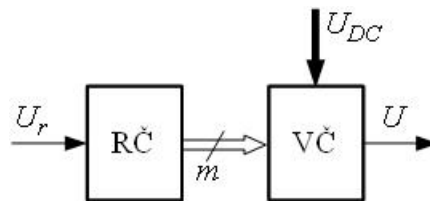
$$U = U_{DC} \frac{T_1}{T_d}; \quad \text{unipolárne riadenie} \quad (7.6)$$

$$U = U_{DC} \left( 2 \frac{T_1}{T_d} - 1 \right); \quad \text{bipolárne riadenie} \quad (7.7)$$





Obr. 7.10: Priebehy šírko modulovaného napätia na rotore JM pri riadení: a) unipolárnom, b) bipolárnom



Obr. 7.11: Bloková schéma tranzistorového meniča pre jednosmerný motor

### Dynamický model tranzistorového meniča

Nižšie uvedený dynamický model je odvodený pre menič so štruktúrou na Obr. 7.11 a pri nasledujúcich zjednodušujúcich predpokladoch:

- tranzistory a diódy sú ideálne ventily (majú ideálne spínacie vlastnosti),
- zdroj napájacieho napätia je ideálny.

Dynamický model tranzistorového meniča sa posudzuje spolu so záťažou, ktorú tvorí v jednosmerných servopohonoch rotor jednosmerného motora. Vzájomná interakcia TM-JM sa prejavuje v tvare záťažných charakteristík, ktoré v oblasti malých prúdov sú značne nelineárne, avšak v dynamických modeloch sa zanedbáva. Kvalitatívne sa model tranzistorového meniča zhoduje s modelom tyristorového meniča, avšak podstatné rozdiely sú v dynamike meniča.

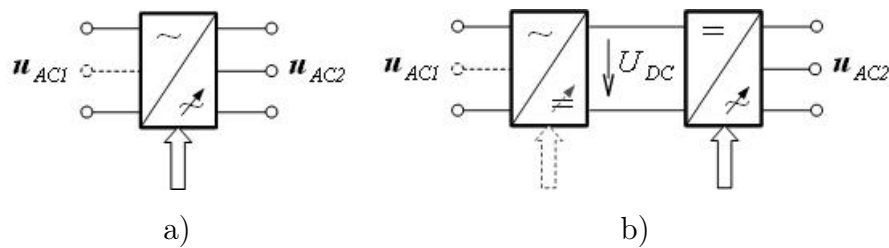
Pre regulačné účely sa využíva najčastejšie lineárny spojitý model tranzistorového meniča s prenosovou funkciou  $F_{TM}(s)$ :

$$F_{TM}(s) = \frac{U(s)}{U_r(s)} = \frac{K_t}{1 + T_d s} \quad (7.8)$$

kde  $K_t$  je zosilnenie meniča a  $T_d$  je dopravné oneskorenie meniča, pre ktoré platí:

$$T_d = \frac{1}{f_{PWM}} \quad (7.9)$$

pričom  $f_{PWM}$  je frekvencia spínania výkonových tranzistorov meniča (frekvencia PWM).



Obr. 7.12: Označenie meničov frekvencie pre trojfázové striedavé motory: a) priamy menič, b) nepriamy menič

## 7.3 Meniče pre striedavé motory

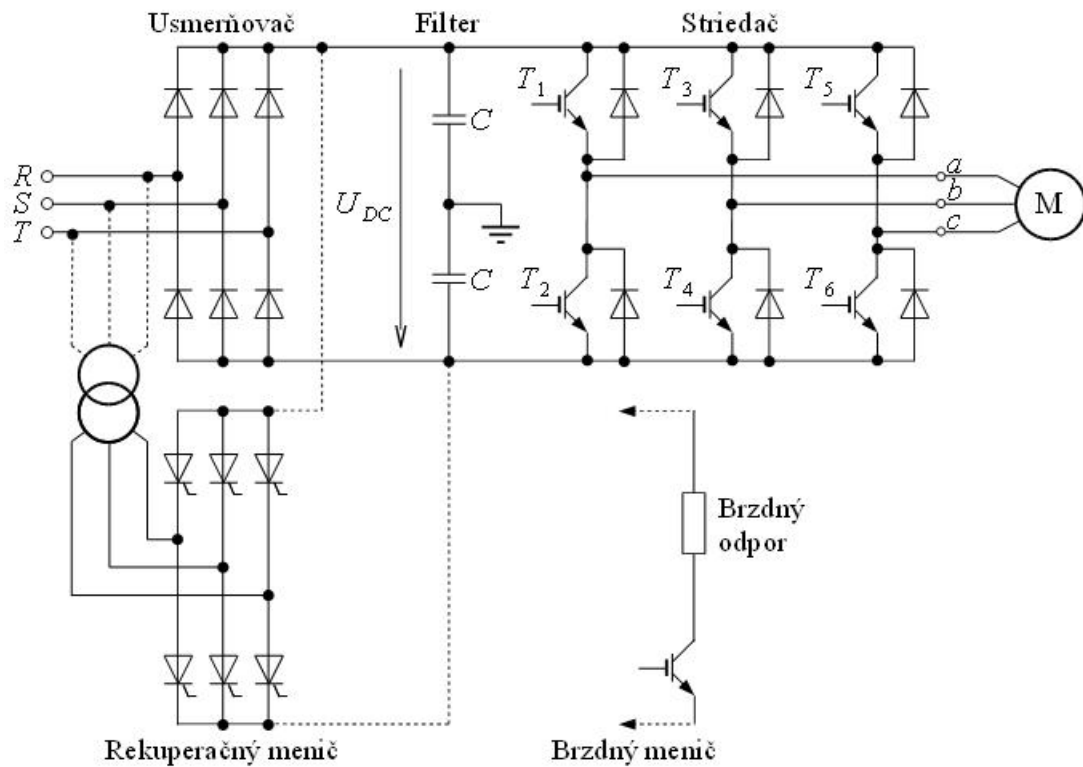
Pri riadení striedavých motorov sa používajú 3 typy meničov: striedavý menič, usmerňovač a striedač. Pomocou nich sú realizované nasledovné dve kategórie meničov pre striedavé motory:

- *Priame meniče frekvencie (cyklokonvertory)*, ktoré sú realizované striedačom s regulovateľnou frekvenciou a amplitúdou výstupného napätia alebo prúdu. Používajú sa na napájanie špeciálnych synchronných, alebo asynchronných pomalobežných motorov s veľkým výkonom. Z kriviek viacfázového napájacieho napätia menič vyberá vhodné úseky tak, aby zostavil krivku nového výstupného napätia s požadovanou frekvenciou. Výstupná frekvencia je menšia ako frekvencia napájacej siete ( $f_{AC2} \leq f_{AC1}/2$ ). Výkonové spínače sú realizované pomocou tyristorov, v dôsledku čoho je výstupný prúd značne zvlnený.
- *Nepriame meniče frekvencie* sú realizované kaskádovým zapojením usmerňovača a striedača s regulovateľnou frekvenciou a amplitúdou výstupného napätia alebo prúdu. Menia vstupnú energiu s konštantnou frekvenciou a veľkosťou napätia na výstupnú striedavú energiu s regulovateľným napätím (prúdom) a frekvenciou. Maximálna výstupná frekvencia je v bežných typoch meničov rovná dvojnásobku frekvencie vstupnej napájacej siete. Usmerňovač môže byť riadený (s regulovateľným jednosmerným napätím na vstupe striedača  $U_{DC} = \text{var.}$ ), alebo neriadený (jednosmerné napätie na vstupe striedača je konštantné,  $U_{DC} = \text{konšt.}$ ). Ako výkonové spínače v striedači môžu byť použité tyristory alebo tranzistory. Zvlnenie prúdu v meničoch s tranzistorovými striedačmi je výrazne nižšie ako v pohonoch s priamymi meničmi frekvencie.

### 7.3.1 Nepriamy napäťový menič frekvencie

Nepriamy napäťový menič usmerňuje striedavé napájacie napätie  $u_{AC1}$  na jednosmerné napätie  $U_{DC}$ , ktoré používa striedač na generovanie striedavého výstupného (spravidla trojfázového) napätia  $u_{AC2}$ . Príklad zapojenia výkonovej časti nepriameho napäťového meniča pre trojfázový motor je na Obr.7.13.

Napäťový striedač (VSI – voltage source inverter) obsahuje tri vetvy s výkonovými spínačmi. V prípade, že je jednosmerný medziobvod napájaný z neriadeného usmerňovača, paralelne ku



Obr. 7.13: Schéma výkonovej časti nepriameho napäťového meniča frekvencie s 2-úrovňovým striedačom

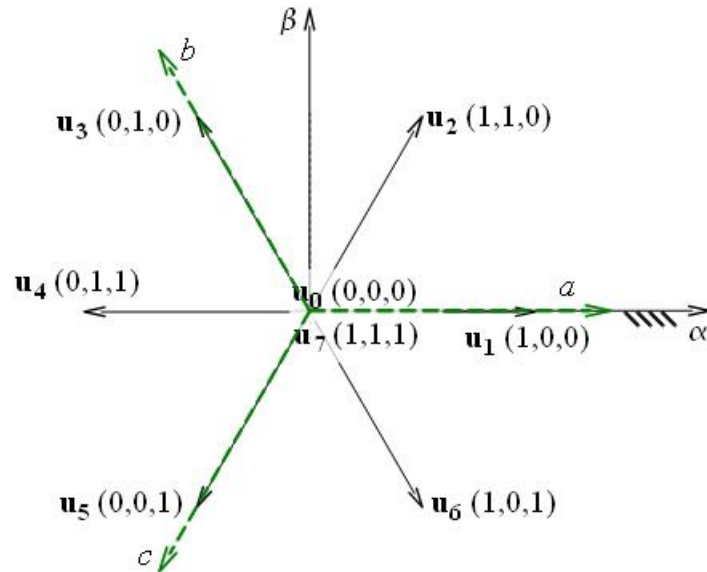
kondenzátoru je zaradený buď brzdový menič, alebo rekuperáčny menič. Brzdový aj rekuperáčny menič majú za úlohu zabrániť zvýšeniu napätia medziobvodu nad prípustnú hodnotu pri brzdení. Brzdná energia sa v takomto prípade mení na teplo vo výkonovom odpore brzdného meniča, alebo sa vracia späť do napájacej siete cez rekuperáčny menič. Ak je striedač napájaný z batérie, brzdnou energiou sa dobíja batéria, alebo superkapacitor.

Napäťový striedač umožňuje generovať na záťaži šesť nenulových a dva nulové napäťové vektory. Na Obr. 7.14 sú generované napäťové vektory. Vektory  $\mathbf{u}_0$ ,  $\mathbf{u}_7$  sú generované v prípade, že sú zopnuté tranzistory  $T_2$ ,  $T_4$ ,  $T_6$ , alebo  $T_1$ ,  $T_3$ ,  $T_5$  a združené napätie motora je vtedy nulové. Riadenie frekvencie a amplitúdy trojfázového výstupného napätia je realizované šírkoimpulznou moduláciou (PWM), kedy sú na fázach motora generované implzy napätia s amplitúdou  $U_{DC}$ .

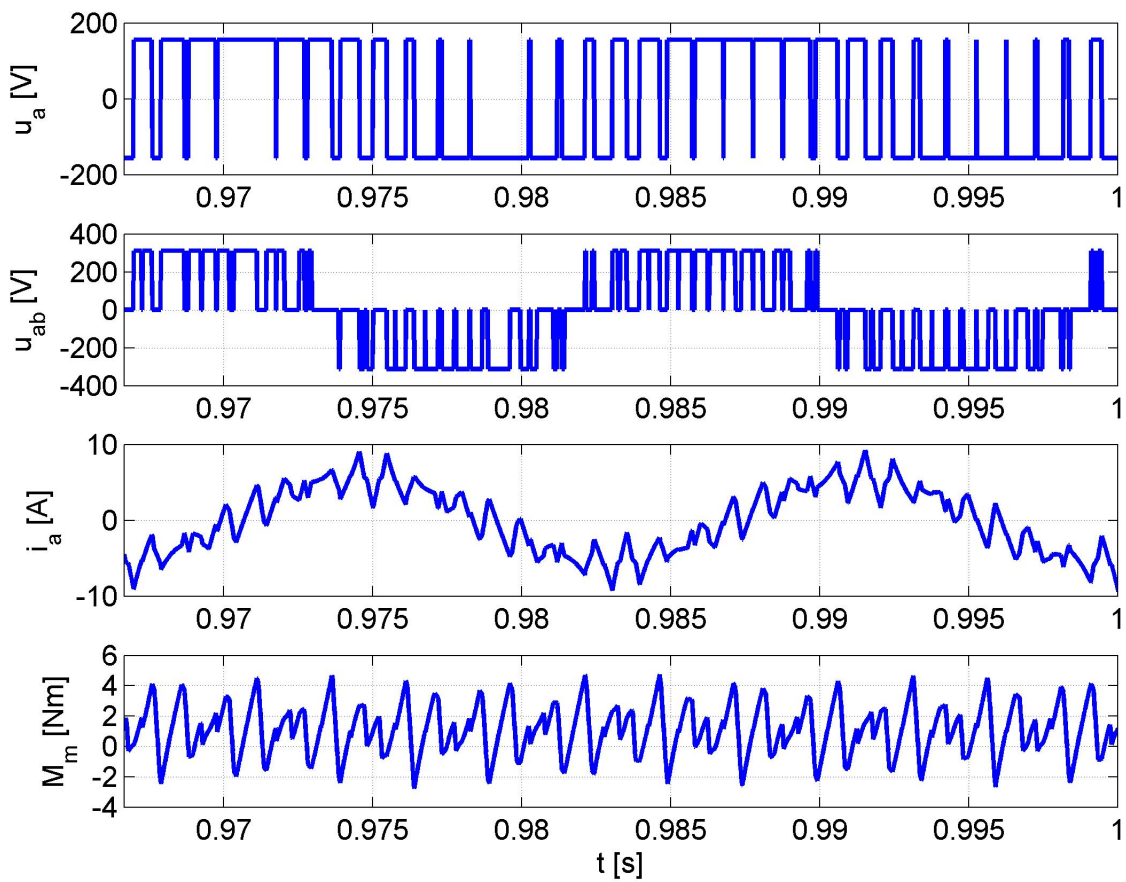
Striedač na Obr. 7.13 je dvojúrovňový, pretože napätie na fázach statora môže nadobudnúť len dve hodnoty:  $-U_{DC}/2$  a  $+U_{DC}/2$ . V dôsledku toho dochádza ku značným výkonovým stratám na spínačoch meniča a výraznému zvlneniu statorového prúdu a momentu motora.

Na Obr. 7.15 sú priebehy fázového napätia  $u_a$ , združeného napätia  $u_{ab}$ , fázového prúdu  $i_a$  a elektromagnetického momentu motora  $M_m$ . Priebehy boli získané simuláciou s modelom asynchrónneho motora a striedača s parametrami v dodatku B.

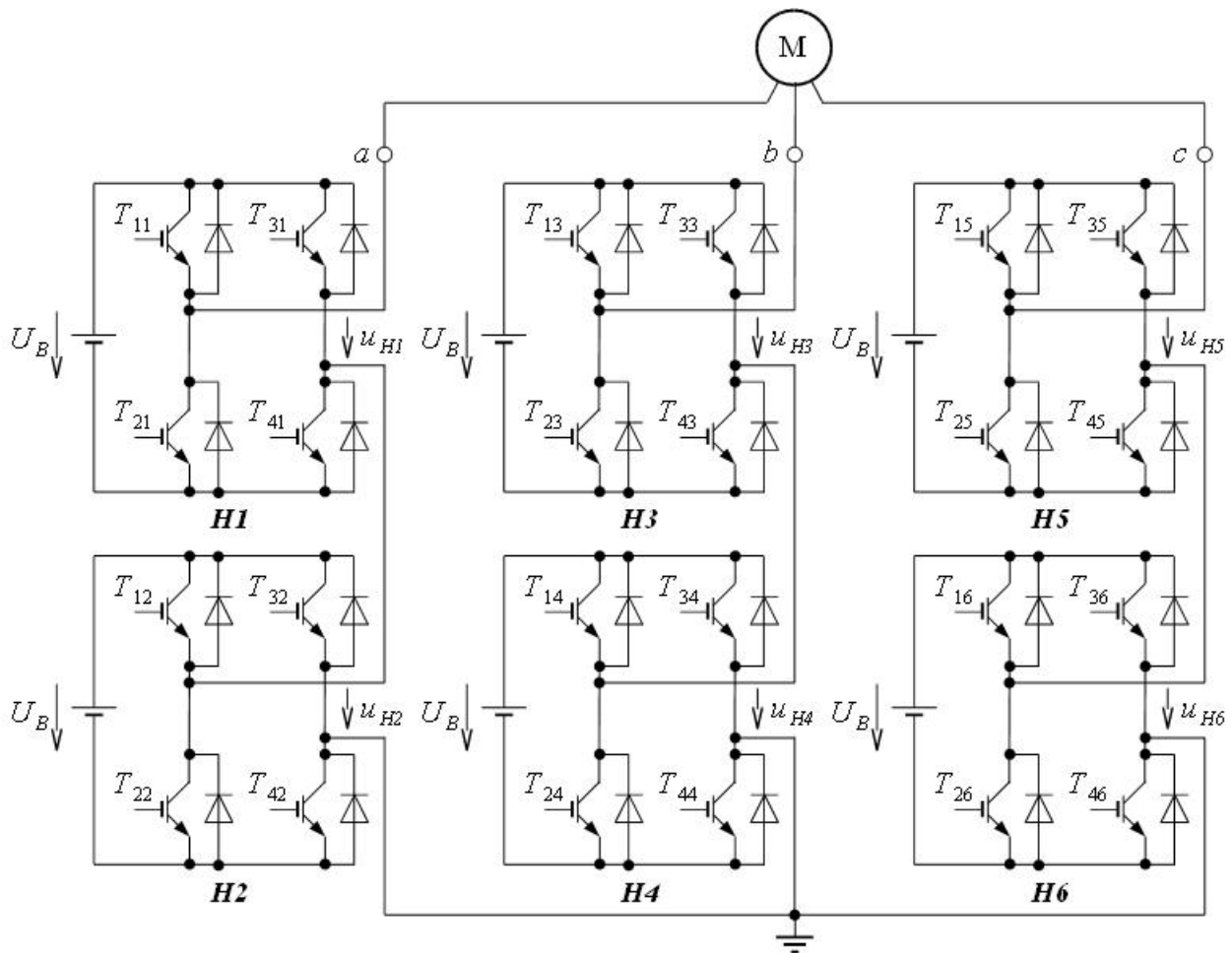
Pre zmenšenie skokov fázových napätí boli vyvinuté viacúrovňové striedače, ktoré rozdeľujú jednosmerné napätie medziobvodu, alebo batérie, na niekoľko menších napäťových zdrojov, ktoré sa podieľajú na formovaní stupňovitých fázových napätí. Napäťový delič môže byť



Obr. 7.14: Výstupné napätové vektory meniča z Obr. 7.13



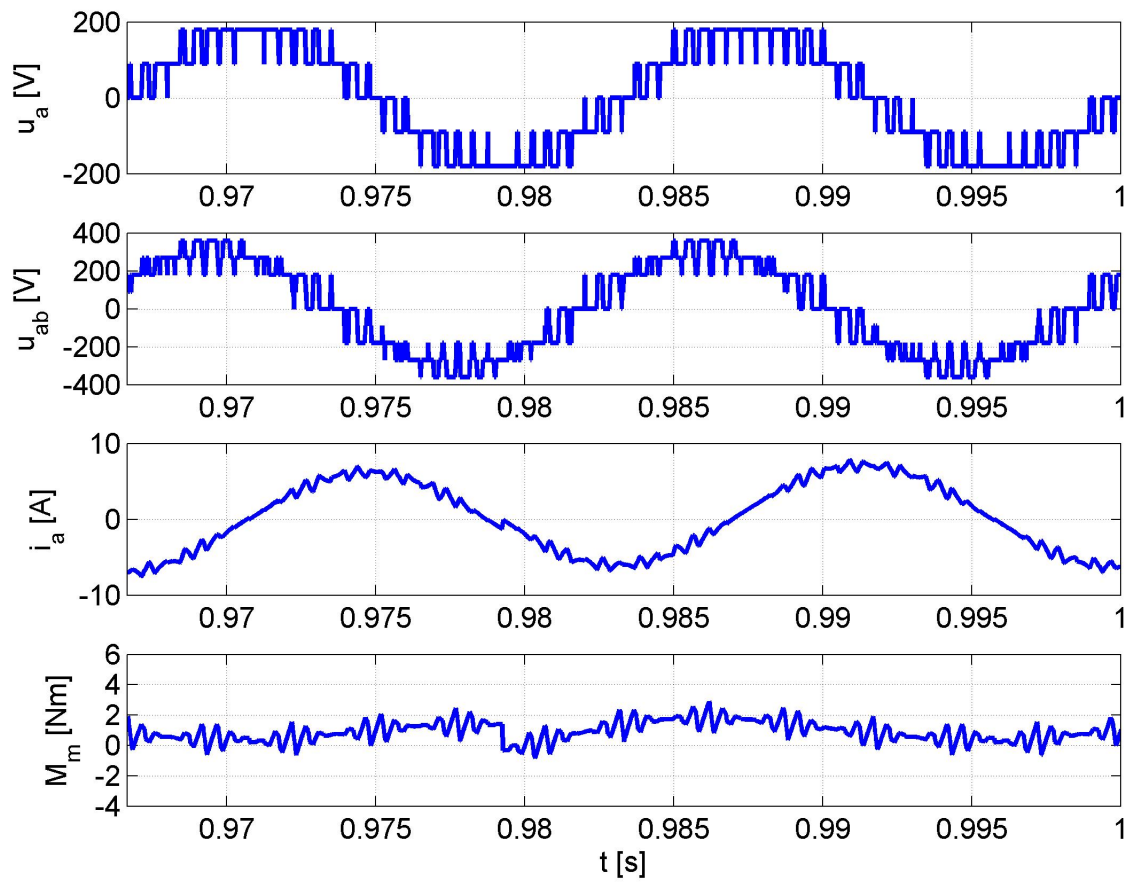
Obr. 7.15: Priebehy satorových napätí, prúdu a elektromagnetického momentu asynchrónneho motora napájaného z 2-úrovňového striedača (simulácia)



Obr. 7.16: Schéma výkonovej časti 5-úrovňového striedača s kaskádovým radením H-mostov

realizovaný ako kapacitný, alebo sú použité samostatné napäťové zdroje pri napájaní z batérií. Na Obr. 7.16 je topológia výkonovej časti päťúrovňového striedača s kaskádovým zapojením H-mostov, ktoré sú napájané z batérií. Riadenie frekvencie a amplitúdy trojfázového výstupného napätia je realizované šírko-impulznou moduláciou (PWM), pričom napäťové impulzy na fázach majú nižšiu amplitúdu ako v dvojúrovňovom striedači.

Na Obr. 7.17 sú priebehy fázového napätia  $u_a$ , združeného napätia  $u_{ab}$ , fázového prúdu  $i_a$  a elektromagnetického momentu motora  $M_m$  ak je motor napájaný z 5-úrovňového striedača podľa Obr. 7.16. Priebehy boli získané simuláciou s modelom asynchrónneho motora s parametrami uvedenými v dodatku B. V porovnaní s priebehom prúdu a momentu motora na Obr. 7.15, je zrejme nižšie zvlnenie fázového prúdu  $I_a$  a momentu motora  $M_m$ .



Obr. 7.17: Priebehy statorových napätí, prúdu a elektromagnetického momentu asynchrónneho motora napájaného z 5-úrovňového striedača (simulácia)

# Literatúra

- [1] P. Blaha and P. Václavek, "Moderní přístupy k řízení asynchronních motorů," Odborný seminár: Nové trendy v kybernetice, automatizácii a informatike. ÚZ Gabčíkovo, 7.-9. september, 2009.
- [2] R. Doleček, J. Novák, and O. Černý, "Traction Permanent Magnet Synchronous Motor Torque Control with Flux Weakening," *Radioengineering*, vol. 18, no. 4, pp. 601-605, 2009.
- [3] X.T. Garcia, B. Zigmund, A. Terlizzi, R. Pavlanin and L. Salvatore, "Comparison between FOC and DTC strategies for permanent magnet synchronous motor," *Advances in Electrical and Electronics Engineering*, 2006.
- [4] M. Huba and I. Bélai, "Experimental evaluation of a DO-FPID controller with different filtering properties," in *IFAC World Congress*, Cape Town, Juhoafrická republika, 2014.
- [5] J. Jovankovič and M. Žalman, „Mechatronicke pohybové systémy (4),“ *AT&P journal*, vol. 13, no. 5, 2006.
- [6] J. Jovankovič and M. Žalman, „Mechatronicke pohybové systémy (5),“ *AT&P journal*, vol. 13, no. 6, 2006.
- [7] S. Komada, M. Ishida, K. Ohnishi, and T. Hori, "Direct disturbance observer-based motion control of direct drive motors," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 6, no. 3, pp. 553—559, 1991.
- [8] M.A. Nacusse, M. Romero, M. Haimovich and M.M. Seron, "DTFC versus MPC for induction motor control reconfiguration after inverter faults," *2010 Conference on control and Fault Tolerant Systems*, Nice, Francúzsko, 2010.
- [9] J. Skalický, *Elektrické regulované pohony*. VUT v Brně, Brno, 2007.
- [10] B. Šulc and M. Vítečková, *Teorie a praxe návrhu regulačních obvodu*. Vydavatelství ČVUT, Praha, 2004.
- [11] L. Tolbert, F.-Z. Peng, and T. Habetler, "Multilevel innverters for Electric Vehicle Applications," in *WPET '98*, Dearborn, Michigan, Oct. 22-23, 1998.

- [12] V. Vodovozov, *Introduction to Power Electronics*, 1st ed.. Bookboon, 2010.
- [13] V. Vodovozov, *Electric Drive Systems and Operation*, 1st ed.. Bookboon, 2012.
- [14] T.J. Vyncke, R.K. Boel and J.A.A Melkebeek, "Direct Torque Control of Permanent Magnet Synchronous Motors – An Overview," 3rd IEEE Benelux Young Researchers Symposium in Electrical Power Engineering, Ghent, Belgicko, 2006.
- [15] X.H. Yang, X.J. Yang and J.G. Jiang, "A Novel Position Control of PMSM Based on Active Disturbance Rejection," *WSEAS Transactions on Systems*, vol. 9, no. 11, pp. 1120—1129, 2010.
- [16] H.. Ye, Y. Yang and A. Emali, "Traction inverters in hybrid electric vehicles.," in *Proceedings of the IEEE Transportation Electrification Conf. and Expo (ITEC)*, Dearborn, USA, 18–20 June 2012.
- [17] T. Žabiński and L. Trybus, "Tuning P-PI and PI-PI controllers for electrical servos," *Bulletin of the Polish Academy of Sciences: Technical Sciences*, vol. 58, no. 1, pp. 51—58, 2010.
- [18] M. Žalman, *Akčné členy*. Vydavateľstvo STU, Bratislava, 2003.
- [19] M. Žalman, „Riadenie pohybu (2),“ *AT&P journal*, vol. 16, no. 3, 2009.
- [20] M. Huba and I. Bélai, "Noise attenuation motivated controller design. Part II: Position control," in *Speedam Symposium*, Capri, Italy, 2014.
- [21] M. Huba and I. Bélai, "Experimental evaluation of a DO-FPID controller with different filtering properties," in *IFAC World Congress*, Cape Town, South Africa, 2014.
- [22] M. Huba and I. Bélai, "Constrained PID Control," in *15th International Carpathian Control Conference (ICCC 2014)*, Velké Karlovice, Czech Republic, 2014.
- [23] J.S. Kim, "A Feasible Approach for The Unified PID Position Controller Including Zero-Phase Error Tracking Performance for Direct Drive Rotation Motor," *JPE*, vol. 9, no. 1, pp. 74—84, 2009.
- [24] A. Linder, R. Kanchan, R. Kennel and P. Stolze, *Model-Based Predictive Control of Electric Drives*. Cuvillier Verlag Göttingen, 2010.
- [25] E. Sariyildiz and K. Ohnishi, "A Guide to Design Disturbance Observer based Motion Control Systems," in *The 2014 International Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima - ECCE Asia 2014)*, Hiroshima, Japan, 2014, pp. 2483-2488.



- [26] E. Sariyildiz and K. Ohnishi, "Stability and Robustness of Disturbance-Observer-Based Motion Control Systems," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 1, pp. 414—422, 2015.
- [27] S. Skogestad, "Simple analytic rules for model reduction and PID controller tuning," *Journal of Process Control*, vol. 13,, no. 4, pp. 291—309, 2003.
- [28] D. Wu, K. Chen and X. Wang "Tracking control and active disturbance rejection with application to noncircular machining," *International Journal of Machine Tools & Manufacture*, vol. 47, no. 15, Dec. 2007, pp. 2207-2217.



# Dodatok A

## Parametre sústavy TM-JM-SP

Nižšie sú uvedené parametre sústavy menič - jednosmerný motor - snímač prúdu, ktoré sú použité v simulačnom modeli. Výsledky simulácií s týmito parametrami sú uvedené v kapitolách 3, 4, 5.

$B'$	=	0.0103 [Nm.s/rad]	-	koeficient viskózneho trenia,
$I_N$	=	6.25 [A]	-	nominálny prúd rotora,
$I_{bN}$	=	0.32 [A]	-	nominálny prúd budenia,
$J$	=	0.07 [kg.m <sup>2</sup> ]	-	moment zotrvačnosti,
$K_b C'$	=	4.775 [Vs/A]	-	konštanta budenia,
$K_I$	=	1 [V/A]	-	zosilnenie snímača prúdu rotora,
$K_{Ib}$	=	10 [V/A]	-	zosilnenie snímača prúdu budenia,
$K_t$	=	100	-	zosilnenie meniča rotora,
$K_{tb}$	=	100	-	zosilnenie meniča budenia,
$M_N$	=	9.55 [Nm]	-	nominálny moment,
$M_{z0}$	=	0.29 [Nm]	-	suché trenie,
$N$	=	10 000 [imp/ot]	-	počet impulzov inkrementálneho snímača polohy na otáčku,
$P_N$	=	1.8 [kW]	-	nominálny výkon motora,
$R$	=	9.1 [ $\Omega$ ]	-	odpor rotora,
$R_b$	=	1031.3 [ $\Omega$ ]	-	odpor budenia,
$T_b$	=	50 [ms]	-	časová konštanta budiaceho vinutia,
$T_d$	=	3.3 [ms]	-	náhradná časová konštanta meniča rotora,
$T_{db}$	=	3.3 [ms]	-	náhradná časová konštanta meniča budenia,
$T_e$	=	3 [ms]	-	elektrická časová konštanta rotora,
$T_I$	=	3.3 [ms]	-	časová konštanta filtra prúdu rotora,
$T_{Ib}$	=	3.3 [ms]	-	časová konštanta filtra prúdu budenia,
$U_N$	=	300 [V]	-	nominálne napätie rotora,
$U_{bN}$	=	330 [V]	-	nominálne napätie budenia,
$\omega_N$	=	157.1 [rad/s]	-	nominálna uhlová rýchlosť rotora,



# Dodatok B

## Parametre sústavy TM-AM

Nižšie sú uvedené parametre sústavy tranzistorový menič - asynchrónny motor použité v simulačných experimentoch, ktorých výsledky sú v kapitole 7.3.1.

$f_N$	=	60 [Hz]	-	nominálna frekvencia satorového napätia,
$f_{PWM}$	=	1 [kHz]	-	spínacia frekvencia PWM,
$I_N$	=	8.2 [A]	-	nominálny fázový prúd (efektívna hodnota),
$L_s$	=	4 [mH]	-	indukčnosť satora,
$n_N$	=	1725 [ot/min]	-	nominálne otáčky rotora,
$M_N$	=	12.2 [Nm]	-	nominálny moment,
$P_N$	=	2.2 [kW]	-	nominálny výkon,
$R_s$	=	0.435 [ $\Omega$ ]	-	odpor satorového vinutia (jedna fáza),
$U_B$	=	90 [V]	-	napájacie napätie H-mostov 5-úrovňového striedača,
$U_{DC}$	=	360 [V]	-	napätie jednosmerného medziobvodu,
$U_{zN}$	=	220 [V]	-	nominálne združené napätie satora (efektívna hodnota).



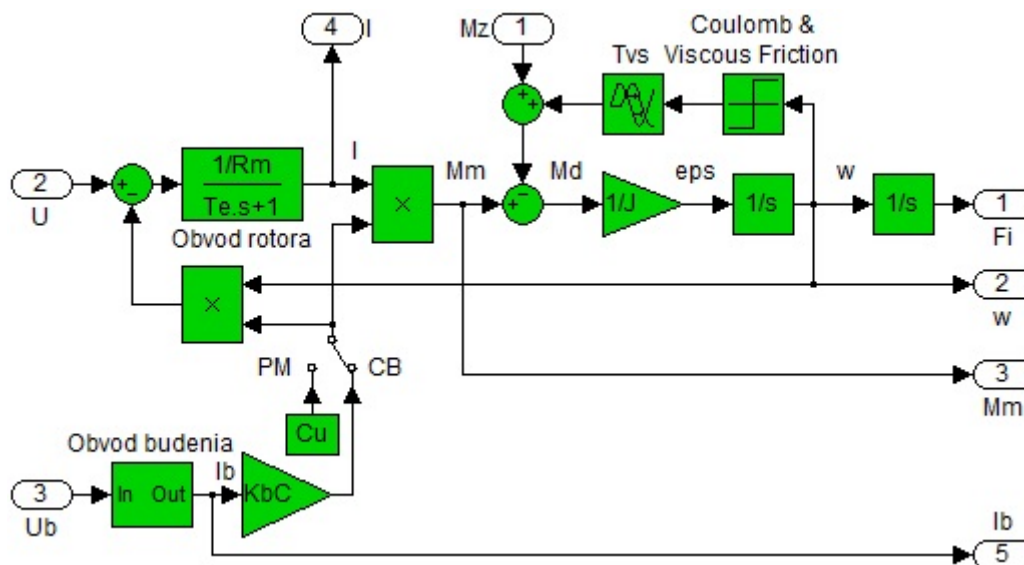
# Dodatok C

## Simulačný model

Simulačný model bol implementovaný v programe Matlab R2007b. Nižšie sú uvedené jednotlivé časti simulačného modelu vo forme schém pre program Simulink, ktorý je nadstavbou programu Matlab.

### C.1 Jednosmerný motor

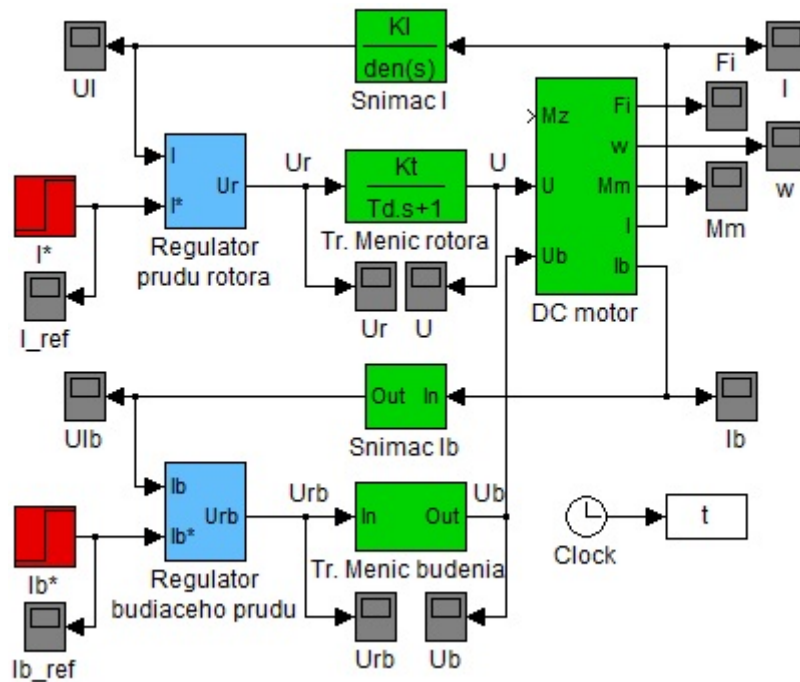
Na Obr. C.1 je uvedená štruktúra simulačného modelu jednosmerného motora s cudzím budením, ktorá bola implementovaná v Simulinku. Tento model JM bol použitý pri implementácii simulačných modelov generátora momentu, rýchlostného a polohového servopohonu. Blok *Obvod budenia* realizuje prenosovú funkciu  $(1/R_b)/(T_b s + 1)$ , pričom umožňuje nastavenie počiatočnej hodnoty výstupu. Vďaka tomu je možné skrátiť čas simulácie v režime konštantného magnetického toku, kedy simulácia začína s nominálnym budiacim prúdom ( $I_b = I_{bN}$ ). Simulačný model je možné použiť aj na simuláciu jednosmerných motorov s permanentnými magnetmi, avšak potom je potrebné prepnúť prepínač v ľavej časti schémy do polohy *PM*.



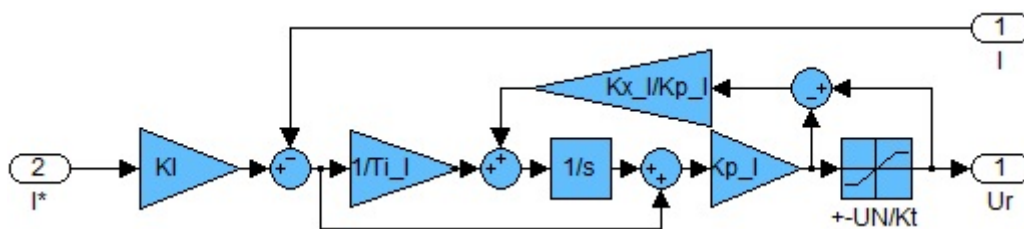
Obr. C.1: Simulačná schéma modelu jednosmerného motora s cudzím budením

## C.2 Regulačné obvody prúdu JM

Na Obr. C.2 až Obr. C.4 sú simulačné schémy regulačných obvodov prúdu jednosmerného motora s cudzím budením. Štruktúra bloku *DC motor* je na Obr. C.1. V blokoch *Snimac I*, *Snimac Ib* a *Tr. Menic budenia* sú implementované prenosové funkcie  $K_I/(T_I s + 1)$ ,  $K_{Ib}/(T_{Ib} s + 1)$  a  $K_{tb}/(T_{db} s + 1)$  (pozri bloky *SP*, *SP<sub>b</sub>* a *TM<sub>b</sub>* na Obr. 3.3).



Obr. C.2: Celková simulačná schéma regulačných obvodov prúdu jednosmerného motora s cudzím budením

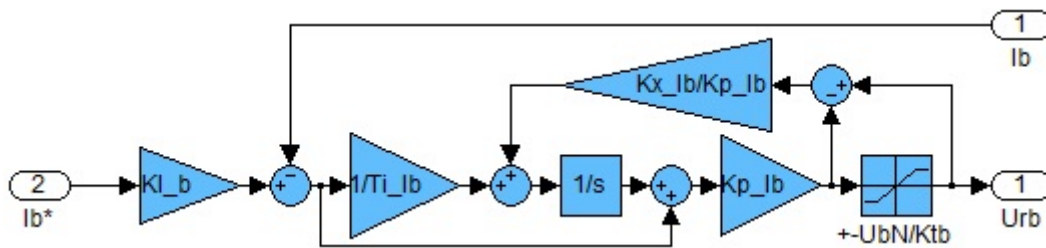


Obr. C.3: Simulačná schéma regulátora rotorového prúdu (reprezentuje blok *Regulator prúdu rotora* na Obr. C.2)

## C.3 Rýchlostný servopohon

Na Obr. C.5 až Obr. C.8 sú simulačné schémy regulačných obvodov rýchlosti jednosmerného motora s cudzím budením.





Obr. C.4: Simulačná schéma regulátora budiaceho prúdu (reprezentuje blok *Regulator budiaceho prúdu* na Obr. C.2)

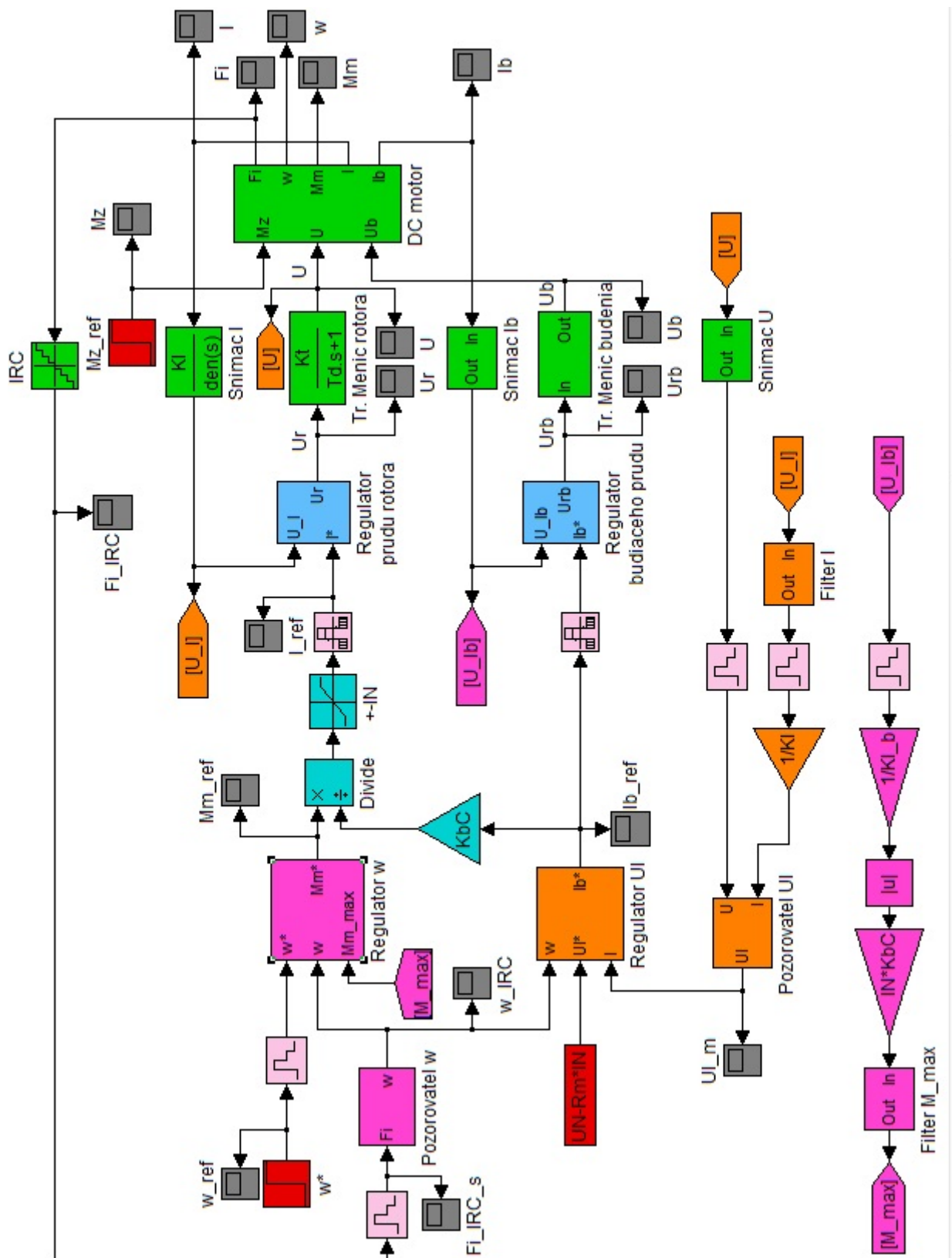
## C.4 Polohový servopohon

Simulačné schémy regulačného obvodu polohy jednosmerného motora s konštantným budením sú na Obr. C.9 až Obr. C.11.

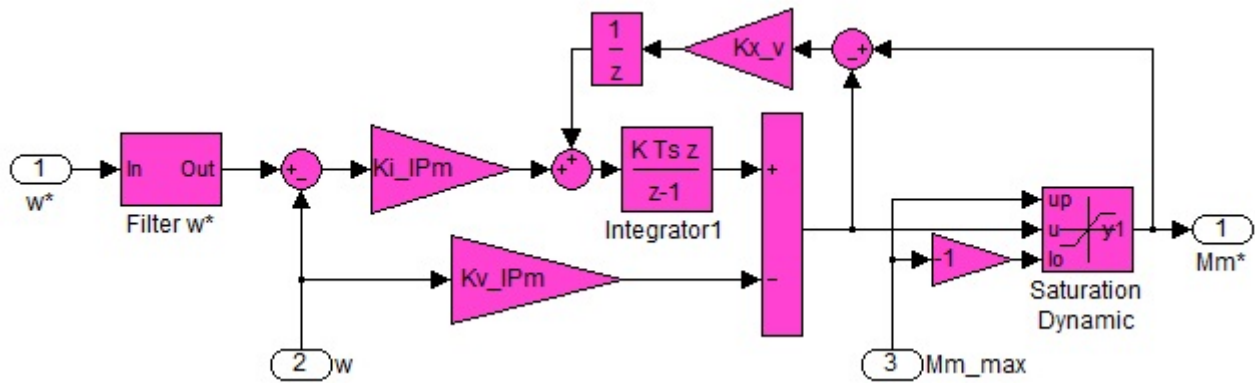
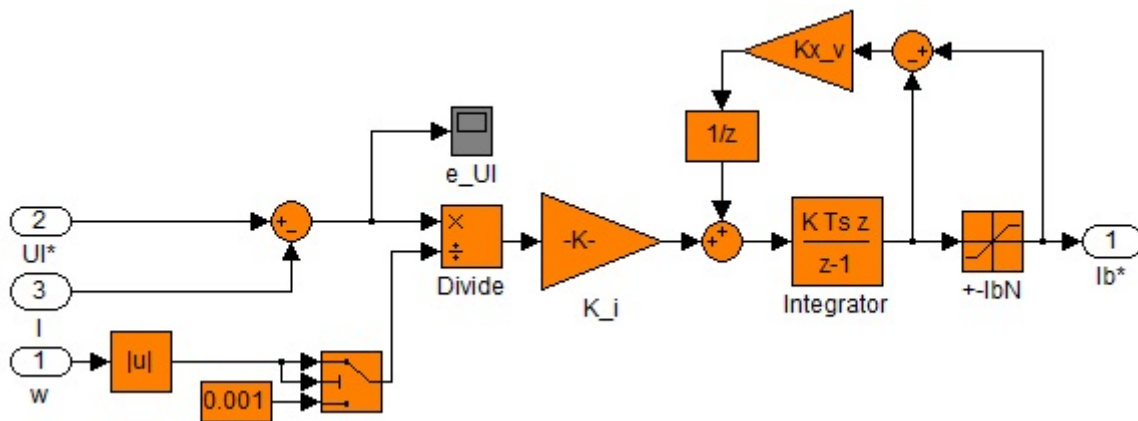
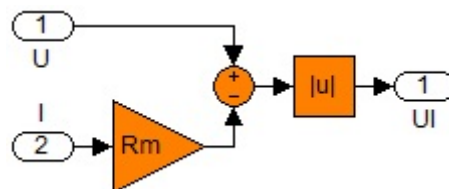
## C.5 Parametre simulačného modelu

Nižšie je výpis súboru s priradením a výpočtom hodnôt parametrov pre simulačné modely na Obr. C.1 až Obr. C.11

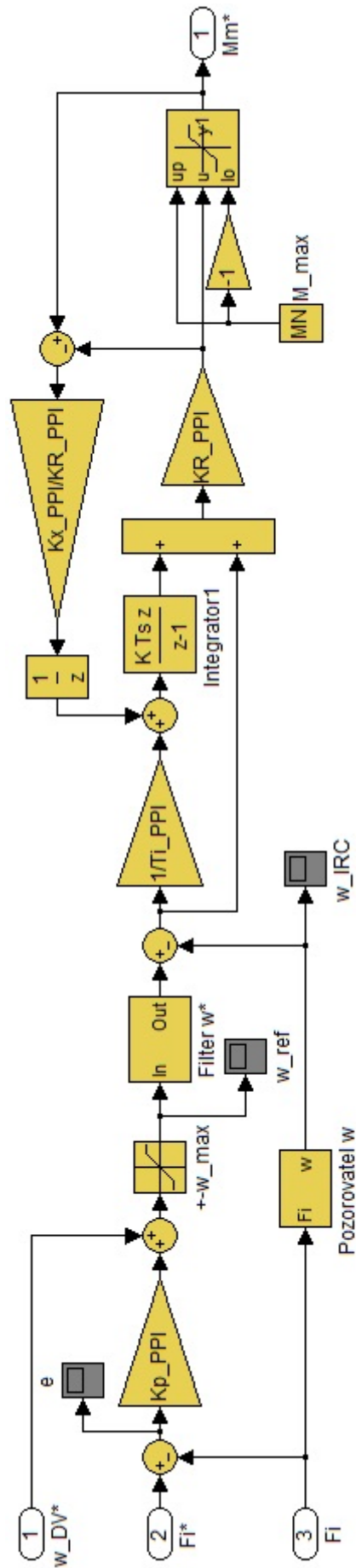
```
% Parametre simulacie:
Ts = 0.001; % [s] perioda vzorkovania diskretnych regulatorov
Tvs = 0.00005; % [s] perioda vzorkovania simulacie
%
% Menic:
Kt = 100; % zosilnenie menica rotora
Ktb = 100; % zosilnenie menica budenia
Tt = 0.0033; % [s] perioda spinania PWM menica rotora
Ttb = 0.0033; % [s] perioda spinania PWM menica budenia
Td = Tt; % [s] nahradna casova konstanta menica rotora
Tdb = Tt; % [s] nahradna casova konstanta menica budenia
% Nominalne hodnoty motora:
PN = 1800; % [W] nominalny vykon motora
UN = 300; % [V] nominalne napatie motora
UbN = 330; % [v] nominalne napatie budenia
IN = 6.25; % [A] nominalny prúd motora
IbN = 0.32; % [A] nominalny prúd budenia
MN = 9.55; % [Nm] nominalny moment motora
nN = 1500; % [ot/min] nominalna rychlost rotora
wN = nN*2*pi/60; % [rad/s] nominalna uhlova rychlost rotora
% Elektricke a mechanicke parametre motora:
Rm = 9.1; % [Ohm] odpor rotora
Rb = UbN/IbN; % {Ohm} odpor budiaceho vinutia
Te = 0.003; % [s] elektricka casova konstanta rotora
```



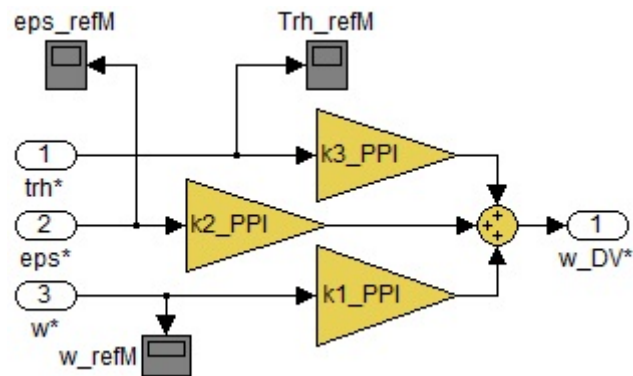
Obr. C.5: Celková simulačná schéma regulačných obvodov rýchlosti jednosmerného motora s cudzím budením

Obr. C.6: Simulačná schéma regulátora rýchlosti (reprezentuje blok *Regulator w* na Obr. C.5)Obr. C.7: Simulačná schéma regulátora indukovaného napätia (reprezentuje blok *Regulator UI* na Obr. C.5)Obr. C.8: Simulačná schéma pozorovateľa indukovaného napätia (reprezentuje blok *Pozorovatel UI* na Obr. C.5)





Obr. C.10: Simulačná schéma regulátorov polohy a rýchlosti (reprezentuje blok *Regulator polohy a rychlosti* na Obr. C.9)



Obr. C.11: Simulačná schéma doprednej väzby (pozri blok *Dopredna väzba* na Obr. C.9)

```

Tb = 0.05;      % [s]  elektricka casova konstanta budiaceho vinutia
Lm = Te*Rm;    % [H]  indukcnost rotora
Cu = 1.528;    % [Vs] konstanta jednosmerneho motora
KbC= Cu/IbN;   % [Vs/A]
Lb = Tb*Rb;    % [H]  indukcnost budiaceho vinutia
J = 0.07;      % [kg.m^2] moment zotrvacnosti
Mz0= 0.29;     % [Nm]  suche (coulombovo) trenie
B = 0.0103;   % [Nm.s/rad] koeficient viskozneho trenia
% filter prudu:
TI = Td;       % [s]  casova konstanta filtra meraneho prudu rotora
TIb = Tdb;     % [s]  casova konstanta filtra meraneho prudu budenia
KI = 1;        % [V/A] zosilnenie snimaca prudu rotora
KI_b= 10;      % [V/A] zosilnenie snimaca prudu budenia
% IRC – Inkrementalny snimac polohy:
NIRC = 10000;  % [imp/ot.] pocet impulzov IRC na otacku
%% Regulator prudu rotora:
w0_I = 10.5*2*pi; % ziadana vlastna uhlova frekvencia ROP
chi_I= 1;      % ziadane tlmenie ROP
K0_I = Kt*KI/Rm;
T_sigma_I = Td + Te + TI;
w0_I_min = 1/2/chi_I/T_sigma_I; % minimalna w0_I
Kp_I = (2*chi_I*w0_I*T_sigma_I-1)/K0_I;
Ti_I = Kp_I*K0_I/T_sigma_I/w0_I^2;
Kx_I = 100;
Tn = 0.0188;   % [s] nahradna casova konstanta ROP, ak w0_I = 10.5*2*pi,chi_I= 1
%% Regulator prudu budenia:
w0_Ib = 2*2*pi;
chi_Ib= 1;
Ib_init= IbN;
K0_Ib = Ktb*KI_b/Rb;
T_sigma_Ib = Tdb + Tb + TIb;
Kp_Ib = (2*chi_Ib*w0_Ib*T_sigma_Ib-1)/K0_Ib;
Ti_Ib = Kp_Ib*K0_Ib/T_sigma_Ib/w0_Ib^2;
Kx_Ib = 100;

```

```

Tbn    = 0.111; % [s] nahradna casova konstanta ROBP, ak w0_Ib = 2*2*pi, chi_Ib= 1
%
%% Regulator rychlosti (len rychlostny servopohon):
w0_v2  = 1.5*2*pi; % [rad/s] vlastna frekvencia ROR v oblasti konstantneho toku
chi_v2  = 1; % tlmenie ROR v oblasti konstantneho toku
% regulator bez filtra v spatnej vazbe rychlosti:
Kv_IP  = 2*chi_v2*w0_v2*J-B;
Ki_IP  = J*w0_v2^2;
% regulator s filtrom v spatnej vazbe rychlosti:
w0_v_FIP = w0_v2*3/2;
Tq_v    = J/(w0_v_FIP*J*(1+2*chi_v2)-B);
% [s] casova konstanta filtra pozorovanej rychlosti
Kv_FIP = w0_v_FIP^2*J*Tq_v*(1+2*chi_v2)-B;
Ki_FIP = w0_v_FIP^3*J*Tq_v;
% anti-windup:
Kx_v   = 100;
%
%% Regulator indukovaného napätia:
Tq_in   = Tbn/3 - TI; % [s] casova konstanta filtra pozorovaného
% indukovaného napätia s I regulatorom
if (1/((Tq_in+TI)*2*pi)) > (1/(Ts*2));
    Tq_in = Ts/pi-TI;
else
    if (Tq_in+TI) > Tbn; Tq_in = Tbn-TI; end;
end;
if Tq_in < 0; Tq_in = 0; end;
chi_in   = 0.707;
w0_in_I  = 1/(Tbn+Tq_in+TI)/2/chi_in;
% [rad/s] vlastna frekvencia regulacného obvodu indukovaného napätia (ROIN)
%
%% Regulator polohy:
w0_PPI  = 2*2*pi; % [rad/s] vlastna frekvencia ROPL v oblasti konstantneho toku
KR_PPI  = 3*w0_PPI*J-B; % [1/s] zosilnenie regulatora polohy
Ti_PPI  = KR_PPI/3/w0_PPI^2/J; % [s] casova konstanta integracnej zložky
% regulatora rychlosti
Kp_PPI  = w0_PPI/3; % [Nm.s/rad] zosilnenie regulatora rychlosti
Kx_PPI  = 300;
w0_PPI_max = (J+B*Tbn)/3/J/Tbn;
% dopredna vazba:
k1_PPI  = 1;
k2_PPI  = Ti_PPI*(KR_PPI+B)/KR_PPI;
k3_PPI  = Ti_PPI*(Tbn*B+J)/KR_PPI;

```