

Slovenská technická univerzita v Bratislave

Fakulta elektrotechniky a informatiky

AKČNÉ ČLENY

prof. Milan Žalman, PhD.

2002

Obsah

ÚVOD	5
1. ZÁKLADNÉ POJMY	7
1.1 MECHATRONICKÝ SYSTÉM	7
1.1.1 <i>Hydraulické a pneumatické akčné členy</i>	10
1.2 ELEKTROMECHANICKÉ SYSTÉMY	12
1.3 MODEL Y MECHANICKÉHO SYSTÉMU	14
1.3.1 <i>Pohybové rovnice</i>	14
1.3.2 <i>Príklady výpočtu momentu zotrvačnosti typických telies</i>	16
1.3.3 <i>Mechanické charakteristiky motorov</i>	17
1.3.4 <i>Mechanické charakteristiky pracovných mechanizmov - moment záťaže</i>	19
1.3.5 <i>Dynamické modely mechanických systémov</i>	21
1.3.6 <i>Dynamické modely zložitých mechanických systémov</i>	24
2. INTERAKCIA MOTORA S PRACOVNÝM MECHANIZMOM	29
2.1 CHARAKTERISTICKÉ VLASTNOSTI PRENOSOVÉHO MECHANIZMU	29
2.1.1 <i>Statická presnosť prenosu - mechanická hysteréza</i>	32
2.1.2 <i>Účinnosť prenosu - straty v prevodovke</i>	32
2.1.3 <i>Prenosové mechanizmy s pružným spojením</i>	33
2.2 PREVODOVKY	36
2.2.1 <i>Mechanické prevody NC strojov a robotov</i>	37
2.2.2 <i>Spojenie s prevodom, voľba prevodového čísla</i>	41
2.2.3 <i>Kinematika elektromechanických systémov</i>	42
2.2.4 <i>Výpočet charakteristických veličín elektrického vozidla počas jazdného cyklu</i>	45
3. JEDNOSMERNÉ MOTORY	51
3.1 KLASIFIKÁCIA ELEKTRICKÝCH STROJOV	51
3.2 PRINCÍPY ČINNOSTI A KONŠTRUKČNÉ USPORIADANIE JEDNOSMERNÉHO STROJA	51
3.3 JEDNOSMERNÝ MOTOR S CUDZÍM BUDENÍM	57
3.3.1 <i>Dynamický model JM s cudzím budením</i>	57
3.3.2 <i>Linearizovaný model JM s cudzím budením</i>	59
3.3.3 <i>Dynamický model JM s cudzím konštantným budením</i>	59
3.3.4 <i>Statický model JM s cudzím budením</i>	64
3.3.5 <i>Kombinované riadenie JM s cudzím budením</i>	65
3.3.6 <i>Jednosmerné motory s permanentnými magnetmi</i>	66
3.3.7 <i>Príklady konštrukčného usporiadania PM v jednosmerných motoroch</i>	69
3.4 JEDNOSMERNÝ GENERÁTOR S CUDZÍM BUDENÍM	69
3.4.1 <i>Dynamický model jednosmerného generátora</i>	70
3.4.2 <i>Jednosmerný generátor - tachodynamo</i>	73
3.5 SÉRIOVÝ JEDNOSMERNÝ MOTOR	74
3.5.1 <i>Komutátorový motor</i>	77
3.6 MODEL JM S UVAŽOVANÍM STRÁT V ŽELEZE	78
3.7 ELEKTROMECHANICKÝ SYSTÉM S LINEÁRNÝM POHYBOM	79
3.8 RIADENIE JEDNOSMERNÉHO MOTORA INVERZNOU METÓDOU	81
3.9 IDENTIFIKÁCIA MODELU JEDNOSMERNÉHO MOTORA	84
4. POLOVODIČOVÉ MENIČE PRE JEDNOSMERNÉ MOTORY	89
4.1 KLASIFIKÁCIA MENIČOV	89
4.2 POLOVODIČOVÉ MENIČE	89
4.2.1 <i>Výkonové polovodičové súčiastky v meničoch</i>	90
4.2.2 <i>Topológia výkonovej schémy polovodičového meniča</i>	92
4.3 TYRISTOROVÉ MENIČE S JEDNOSMERNÝM VÝSTUPOM - RIADENÉ USMERŇOVAČE	94
4.3.1 <i>Model systému TM-JM pre oblasť neprerušovaných prúdov - ONP</i>	98

4.4	TRANZISTOROVÉ IMPULZOVÉ MENIČE S JEDNOSMERNÝM VÝSTUPOM.....	104
4.4.1	<i>Základné metódy ŠIM.....</i>	104
4.4.2	<i>Náhradný model tranzistorového impulzného meniča.....</i>	107
4.4.3	<i>Základné spôsoby riadenia štvorkvadrantového impulzového meniča.....</i>	107
4.4.4	<i>Analýza tranzistorového meniča s unipolárnym riadením.....</i>	109
4.4.5	<i>Dynamický model tranzistorového meniča.....</i>	112
4.5	GENERÁTOR ELEKTROMAGNETICKÉHO MOMENTU SERVOPOHONOV S JEDNOSMERNÝMI MOTORMI.....	114
5.	ASYNCHRÓNNE MOTORY.....	119
5.1	PRINCÍP ČINNOSTI ASYNCHRÓNNYCH MOTOROV.....	119
5.1.1	<i>Vznik kruhového otáčavého poľa.....</i>	122
5.1.2	<i>Súradnicové systémy.....</i>	126
5.1.3	<i>Transformácia pootočením - Parkova transformácia.....</i>	127
5.1.4	<i>Dynamický model asynchrónneho motora.....</i>	128
5.1.5	<i>Dynamický model trojfázového asynchrónneho motora s kotvou nakrátko.....</i>	130
5.1.6	<i>Dynamický model AM s kotvou nakrátko v rovine „s“: (α, β).....</i>	134
5.2	EXPERIMENTÁLNE VYŠETROVANIE DYNAMICKÝCH VLASTNOSTÍ AM.....	137
5.3	STACIONÁRNY (STATICKÝ) MODEL AM.....	141
6.	RIADENIE AM.....	147
6.1	RIADENIE UHLOVEJ RÝCHLOSTI ASYNCHRÓNNEHO MOTORA.....	147
6.1.1	<i>Riadenie uhlovej rýchlosti AM s fázovým vinutím zmenou odporu rotora.....</i>	147
6.1.2	<i>Riadenie zmenou statorového napätia.....</i>	148
6.1.3	<i>Frekvenčne - amplitúdové riadenie.....</i>	149
6.2	DYNAMICKÉ RIADENIE ASYNCHRÓNNYCH MOTOROV.....	155
7.	POLOVODIČOVÉ MENIČE PRE STRIEDAVÉ MOTORY.....	163
7.1	ZÁKLADNÉ DELENIE MENIČOV FREKVENCIE.....	163
7.2	NAPÄŤOVÉ MENIČE FREKVENCIE.....	163
7.2.1	<i>Napät'ové meniče frekvencie s amplitúdovou reguláciou napätia.....</i>	164
7.2.2	<i>Napät'ové meniče frekvencie so šírko-impulznou moduláciou napätia - ŠIM.....</i>	166
7.2.3	<i>Základné metódy riadenia tranzistorového striedača.....</i>	167
7.2.4	<i>Tranzistorové meniče frekvencie pre striedavé motory.....</i>	171
8.	SYNCHRÓNNE MOTORY.....	177
8.1	DYNAMICKÝ MODEL SM V SÚRADNICOVOM SYSTÉME (D,Q).....	178
8.2	DYNAMICKÝ MODEL SYNCHRÓNNEHO GENERÁTORA - ALTERNÁTORA.....	182
8.3	DYNAMICKÉ RIADENIE SYNCHRÓNNYCH MOTOROV S PERMANENTNÝMI MAGNETMI.....	183
8.3.1	<i>Konštrukčné usporiadanie SMPM.....</i>	183
8.4	BEZKEFOVÝ JEDNOSMERNÝ MOTOR.....	187
8.5	ELEKTROMAGNETICKÉ KROKOVÉ MOTORY.....	190
8.5.1	<i>Krokový motor s axiálne polarizovaným permanentným magnetom.....</i>	191
8.5.2	<i>Dynamický model KM s axiálne uloženým PM v rovine (d, q).....</i>	191
8.5.3	<i>Dynamický model KM pri prúdovom napájaní bez uvažovania elektromagnetických prechodných dejov.....</i>	193
8.5.4	<i>Základné spôsoby riadenia krokových motorov.....</i>	194
8.5.5	<i>Reluktančné krokové motory.....</i>	199
9.	ENERGETICKY OPTIMÁLNE RIADENIE STRIEDAVÝCH MOTOROV.....	203
9.1	ENERGETICKY OPTIMÁLNE RIADENIE VENTILÁTOROV A ČERPADIEL.....	204
9.1.1	<i>Výhody použitia pohonu ventilátora s frekvenčným riadením.....</i>	206
9.2	ELEKTRICKÝ POHON - SERVOPOHON.....	206
	LITERATÚRA.....	209

Úvod

Predkladané skriptá sú predovšetkým určené pre poslucháčov bakalárskeho štúdia odboru AUTOMATIZÁCIA a predstavujú úvod do riešenia základných problémov analýzy a syntézy výkonovej časti riadeného systému. Napísanie rukopisu tejto publikácie predstavuje viac ako desaťročné skúsenosti so zavedením predmetu Akčné členy. Svojim spôsobom ide prvý pokus napísať pre študentov učebný text, ktorý zahrňuje viaceré oblasti patriace predovšetkým do mechatroniky: *teória elektrických strojov, výkonová elektronika, mechanika, teória systémov, modelovanie a teória automatického riadenia*.

Akčný člen je väzobný člen medzi nevýkonovou (informačnou) riadiacou časťou a výkonovou riadenou časťou systému. Vo výkonovej časti dochádza ku konverzii energií. V učebnici sa zameriavame hlavne na členy, ktoré zabezpečujú elektromechanickú alebo mechanicko-elektrickú konverziu energie, predstaviteľom takýchto systémov sú elektrické motory a generátory. Metodiku tvorby modelov je možné rozšíriť aj na iné formy konverzií energie.

Cieľom autora je priblížiť študentom problematiku analýzy elektromechanických systémov, zložených zo subsystémov, ktoré predstavujú výkonový systém servopohonov: *polovodičový menič, motor, mechanický menič a pracovný stroj*. Výsledkom analýzy sú modely pomocou ktorých je možné navrhovať regulačné štruktúry jednoduchých alebo zložitých elektromechanických systémov.

Napriek určitej rozmanitosti použitých fyzikálnych princípov vyšetrovaných systémov, autor textu sa snažil naviazať na базové znalosti, ktoré študenti získavajú v základných kurzoch fyziky a teoretickej elektrotechniky na našej fakulte.

V práci sa opis dynamického systému vyjadruje v dvoch základných formách, vo forme zápisu systémom diferenciálnych alebo algebraických rovníc a formou blokových schém. Forma blokových schém je použitá aj preto, že umožňuje jednoduchý prepis modelu do simulačného prostredia Matlab-Simulink, ktorý je v texte aj využitý.

Snahou autora bolo doplniť informácie aj o technické parametre a novinky v oblasti pohonov a polovodičových meničov.

Predmet Akčné členy tvorí spolu s predmetom Snímače a prevodníky základ technických prostriedkov zložitých riadiacich systémov a môže sa v rôznej podobe využívať v ďalších predmetoch odboru, napr. Servopohony, Robotika, Riadenie spojitých a diskretných procesov a pod.

Pri spracovaní textu som vychádzal z poznámok, skúsenosti a rád prvého prednášateľa tohto predmetu Ing. Pavla Sivíčka, CSc., kolegov, ktorí pripravovali a zabezpečovali cvičenia: Ing. Jozef Dúbravský, Ing. Igor Béla, PhD., Ing. Ján Jovankovič a Ing. Ivica Kuric, za čo im aj touto cestou ďakujem.

Záverom autorovi skript je milá povinnosť poďakovať vedúcej osobnosti tvorivej školy „Servosystémov“ prof. Ing. Václavovi Kalašovi, DrSc. za cenné celoživotné rady.

Rovnako patrí vďaka aj recenzentom, prof. Ing. Ľudovítovi Klugovi PhD. a prof. Ing. Jánovi Murgašovi, PhD. za starostlivé prečítanie rukopisu, posúdenie obsahovej a štylistickej stránky skriptu a za rad cenných pripomienok.

Za pozorné prečítanie rukopisu a opravu chýb patrí poďakovanie aj mojím doktorandom, Ing. Jurajovi Gachovi a Ing. Michalovi Abelovskému, ktorý mi pomáhal aj pri záverečnej úprave rukopisu.

Čitateľom tejto publikácie budem povďačný za každú pripomienku k predloženému textu.

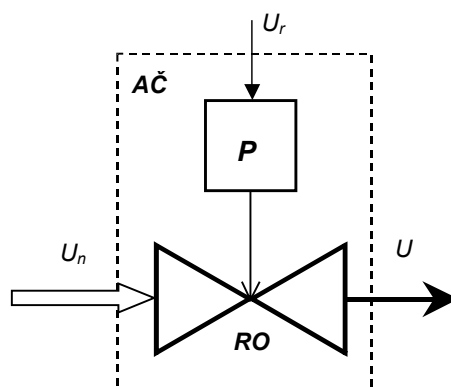
Bratislava, október 2002

Milan Žalman zalman@elf.stuba.sk

1. Základné pojmy

Akčný člen - AČ je súčasťou regulačného obvodu, ktorý prenáša pôsobenie riadiaceho systému na riadený systém (technologický proces, pracovný mechanizmus). Zabezpečuje riadenie množstva energie, materiálu, látok, surovín, ktoré sú vyjadrené kvantitatívne hmotnosťou, objemom, tlakom, teplotou alebo rýchlosťou pohybu médií.

Akčný člen je *väzobný člen medzi nevýkonovou riadiacou časťou* a výkonovou riadenou časťou systému. Vo výkonovej časti akčného člena môže dochádzať ku konverzii energií napr. elektromechanickej, elektrohydraulickej a elektropneumatickej. Priame nastavenie veľkosti prítoku vstupných médií (energie, látok, surovín) do riadenej sústavy realizuje regulačný orgán. Regulačný orgán, pokiaľ je jeho súčasťou mechanická časť, mení polohou veľkosť akčnej veličiny a ovláda pohonom polohu klapky, ventilu alebo posúvača. Výstupná veličina akčného člena sa nazýva akčná veličina a je vstupnou veličinou pre regulovanú sústavu (motor, potrubie, a pod.) *obr. 1.1.*



Obr. 1.1 Štruktúra akčného člena: P – pohon, RO – Regulačný orgán, U_n – vstup látok, energie, U_r – riadiaca veličina, U – akčná veličina

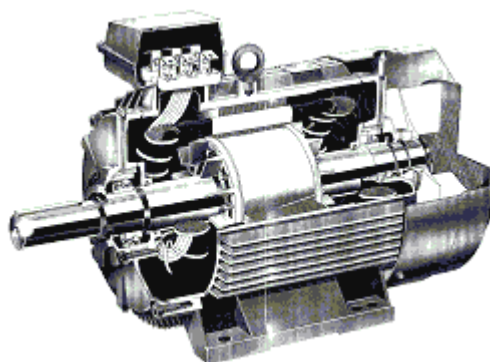
Regulačný orgán môže byť elektrický, pneumatický a hydraulický alebo kombinovaný. Akčný člen môžeme chápať ako jednoduchý alebo zložitý systém. Jednoduchým akčným členom je napr.: servoventil, tranzistorový menič a pod. Zložitý AČ má v sebe zabudované aj regulačné obvody. Podľa toho či hodnoty akčnej veličiny sa nastavujú spojito alebo nespojito (diskrétne) rozlišujú sa spojité alebo diskrétne AČ.

Inteligentný akčný člen obsahuje vlastné mikropočítačové riadenie, ktoré zabezpečuje linearitu a stabilitu parametrov, potlačenie poruchových signálov, monitorovanie AČ a komunikáciu s nadradeným systémom.

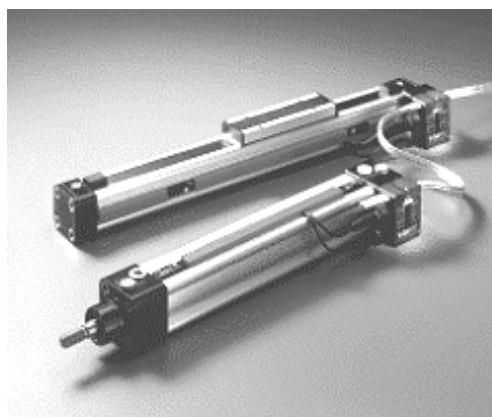
1.1 Mechatronický systém

Akčný člen v mechatronickom systéme transformuje elektrický vstup na mechanický výstup daný polohou, rýchlosťou, momentom alebo silou. Prenosová energia je buď elektrická, pneumatická alebo hydraulická. Princiálne môžeme klasifikovať mechatronické AČ do troch skupín:

- *elektromagnetické AČ* (elektrické motory: jednosmerné motory - JM, asynchrónne motory - AM, synchronné motory - SM, krokové motory - KM, elektromagnety),
- *fluidné AČ* (hydraulické, pneumatické),
- *nekonvenčné AČ* (piezoelektrické, magnetostriktívne, AČ s materiálmi s tvarovou pamäťou)



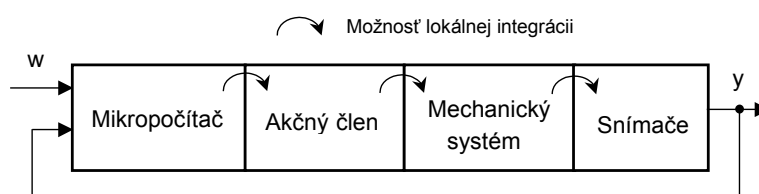
Obr. 1.2 Rez asynchrónneho motora s kotvou nakrátko



Obr. 1.3 Pneumatická pohonná jednotka

Mechatronický systém môžeme definovať ako integráciu:

- *mechanických častí* (strojárenské systémy, mechanika a mechanické zariadenia)
- *elektronických častí* (mikroelektronika, silnoprúdová elektronika, meracia technika a technológia pohonov)
- *informačnej technológie* (teória systémov, automatizácia, softverové inžinierstvo, umelá inteligencia)



Obr. 1.4 Možnosti integrácie mechatronického systému

Mechatronické systémy môžu byť vyvíjané pre mechanické prvky, stroje a dopravné prostriedky ako aj pre zariadenia presnej mechaniky. Ako príklad možno uviesť:

mechanické prvky s integrovanou elektronikou:

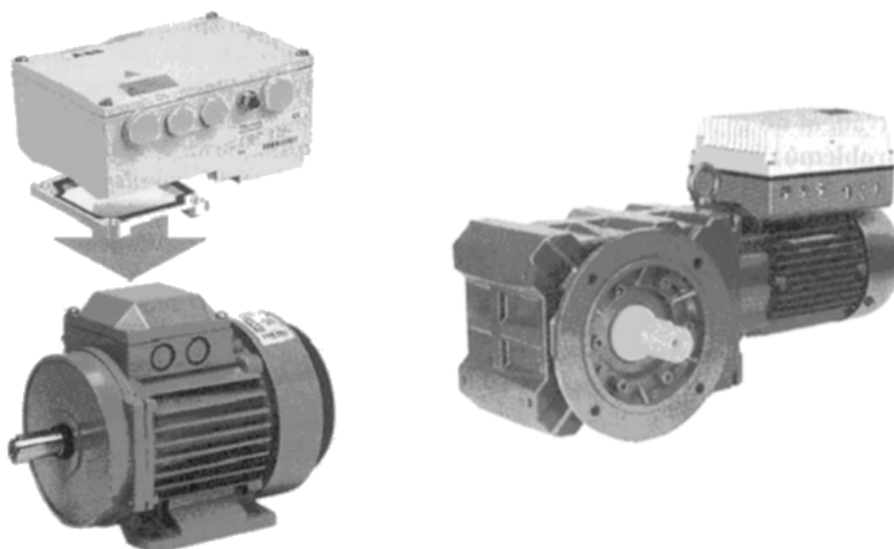
- závesné systémy, tlmiče vibrácií, spojky, elastické alebo trecie ložiská, mechanické alebo magnetické prevody,

zariadenia presnej mechaniky s integrovanou elektronikou:

- telekomunikačné zariadenia, spotrebná elektronika, zariadenia pre spracovanie údajov, snímače a akčné členy, optické zariadenia, lekárske prístroje.

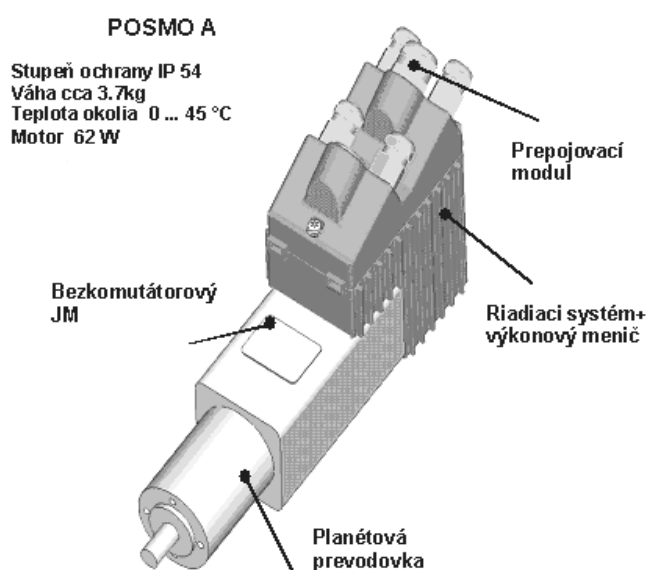
Integrácia elektroniky do týchto zariadení umožňuje zdokonalenie mnohých ich funkcií a vytvára predpoklady pre vznik nových funkcií, napr.:

- presné riadenie rýchlosti pri všetkých podmienkach činnosti
- jednoduchšia kinematika vďaka decentralizovaným pohonom
- riadenie nemerateľných premenných na základe ich rekonštrukcie alebo odhadu
- prevádzka v oblastiach nestability alebo na hranici stability
- adaptívne tlmenie kmitavých a nerovnovážnych stavov
- optimalizácia účinnosti alebo znečistenia
- dohliadanie a diagnostika



Obr. 1.5 Príklady integrácie mechatronického systému - striedavého pohonu s asynchrónnym motorom

Možnosti integrácie dokumentujú dva príklady uvedené na obr. 1.5. Pre oblasť menších výkonov cca do 7 kW je možné integrovať menič s motorom. Takýto systém je možné rozširovať aj na mechanickom výstupe o prevodovku, prípadne o snímač polohy.



Obr. 1.6 Príklady integrácie mechatronického systému - striedavý servopohon s bezkomutátorovým jednosmerným motorom

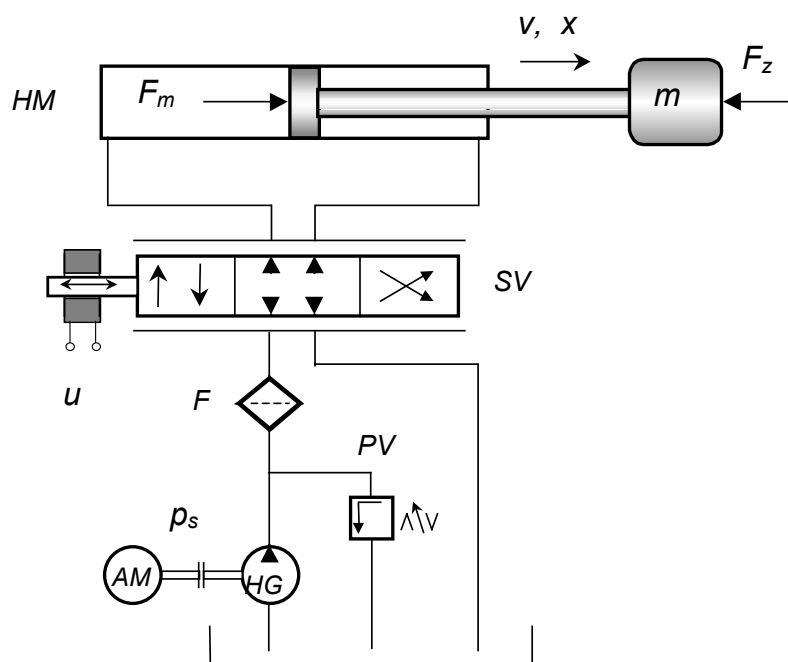
Servopohon POSMO A predstavuje integrovaný mechatrický systém s bezkomutátorovým jednosmerným motorom a so zabudovanou planétovou prevodovkou. Systém ďalej obsahuje výkonový tranzistorový menič frekvencie a vlastný mikropočítačový riadiaci systém, ktorý umožňuje realizovať autonómny polohový číslicový servopohon. Komunikáciu s nadradeným systémom je zabezpečená komunikačným protokolom Profibus DP. Oblasť aplikácie: riadenie technologických procesov, tlačiarne, sklársky priemysel, drevoobrábacie stroje, baliace stroje, lekárske diagnostické prístroje a pod.

1.1.1 Hydraulické a pneumatické akčné členy

Spoločnou vlastnosťou hydraulických a pneumatických akčných členov je jednoduchá realizácia priamočiareho pohybu motora bez prevodu s pracovným mechanizmom. Ďalšou významnou vlastnosťou týchto členov je, že majú malý objem a malú hmotnosť. Systémy sú zostavované z typizovaných prvkov vyrábaných v bohatej zostave rozmerov a parametrov. Ako príklad použitia uvedieme v ďalšom podrobnejšie hydraulický pohon [16].

Pohony vyžívajúce k prenosu energie pracovnú kvapalinu sa nazývajú **hydraulické**. Delia sa na pohony **hydrodynamické** (vyžívajú kinetickú energiu kvapaliny) a **hydrostatické** (založené na využití tlakovej energie kvapaliny).

Základná štruktúra hydraulického obvodu hydrostatického pohonu je zobrazená na obr. 1.7.



Obr. 1.7 Základná štruktúra hydrostatického obvodu

Obsahuje priamočiary hydromotor HM, servoventil SV a hydrogenerátor HG. Polohu a rýchlosť piestu pracovného valca motora je možné riadiť napätím u elektromagnetu servoventila. Veľkosť otvorenia riadiaceho ventilu je určená riadiacim napätím v rozsahu ± 10 V. Pracovná kvapalina získava energiu v hydrogenerátore, kde sa mení mechanická energia na tlakovú energiu kvapaliny. Zdrojom mechanickej energie stacionárnych zariadení sú najčastejšie asynchrónne motory AM. Mobilné stroje: bagre, nakladače a pod. majú hydrogenerátor najčastejšie poháňaný vznetovým motorom. Tlakový filter F zaisťuje čistotu pracovnej kvapaliny nevyhnutnú pre spoľahlivú činnosť prvkov hydraulického obvodu. Pracovný tlak p_s v obvode sa nastavuje poisťovacím ventilom, ktorý súčasne chráni motor pre preťažením. Kvapalina zo servoventilu sa dostáva do hydromotora cez prírodné potrubie. Hydromotor je spojený s pohybujúcou sa časťou stroja (záťažou) priamo alebo pomocou prenosových mechanizmov.

Výhodou hydrostatických pohonov je jednoduchá realizácia priamočiareho pohybu a možnosť spojiť riadiť všetky jeho kinematické veličiny (poloha, rýchlosť, zrýchlenie) od nulových hodnôt aj pri

zaťažení pohonu. Rozmery hydromotora ako akčného člena sú, vzhľadom k prenášanému výkonu, v porovnaní s elektromotormi menšie. Podľa požiadaviek konštruktéra môže byť hydromotor zabudovaný do konštrukcie stroja. Tlakovú kvapalinu je možné hadicami a potrubím jednoducho rozvádzať aj na pohyblivé časti stroja. Na druhej strane únik pracovnej kvapaliny, ktorou sú najčastejšie minerálne oleje, môže spôsobiť ekologické problémy. V prípade možnosti úniku kvapaliny z hydromotora a ohrozenia životného prostredia je vhodné použiť biologicky neutralizovateľné pracovné kvapaliny napr. rastlinné oleje.

Výstupný výkon hydrogenerátora je daný vzťahom:

$$P = Q_{HG} p_s \quad (1.1)$$

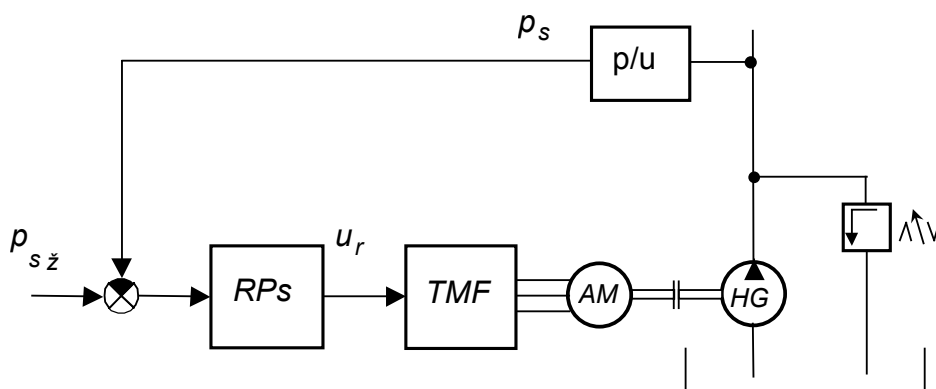
kde Q_{HG} - prietok pracovnej kvapaliny hydrogenerátorom [m^3 / s]

p_s - tlak pracovnej kvapaliny [N / m^2]

Základné spôsoby riadenia hydrogenerátora sú

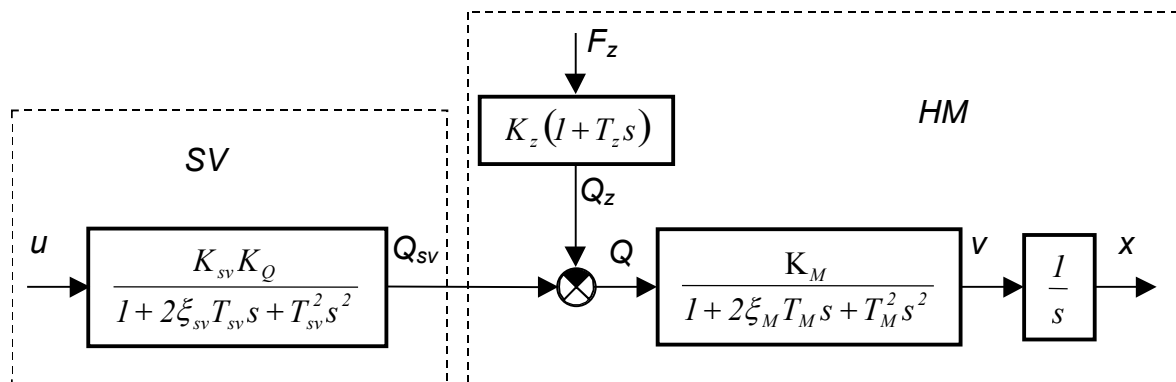
- riadenie na konštantný prietok $Q_{HG} = konst$,
- riadenie na konštantný tlak $p_s = konst$
- riadenie podľa záťaže (Load sensing - LS) $p_s = var$, $Q_{HG} = var$, vyžaduje riadenie otáčok HG pomocou regulačného obvodu tlaku, obr. 1.8

Pracovný tlak p_s v obvode sa nastavuje pomocou regulačného obvodu tlaku, obr. 1.8. Riadenie tlaku je realizované zmenou otáčok hydrogenerátora pomocou asynchrónneho motora - AM. Asynchrónny motor je napájaný z akčného člena - tranzistorového meniča frekvencie - TMF, ktorý umožňuje plynulé riadenie otáčok. Dynamické a statické vlastnosti regulačného obvodu sa nastavujú regulátorom RPs.



Obr. 1.8 Základná štruktúra regulačného obvodu pracovného tlaku hydrogenerátora

Hydraulická os je označenie systému zloženého zo servoventilu a hydromotora. Linearizovaný model systému hydraulického zariadenia zloženého zo servoventilu a hydromotora. Hydrogenerátor predstavuje systém zabezpečujúci konštantný tlak systému $p_s = konst$, obr. 1.9, model je uvedený bez odvodenia. Dynamika servoventilu je vyššia ako dynamika motora. Stlačiteľnosť pracovnej kvapaliny spôsobuje, že prenosové funkcie dielčích sústav sú druhého rádu a majú vlastné póly.



Obr. 1.9 Linearizovaný model systému hydraulického osi zloženého zo servoventila a hydromotora

- kde U - vstupné riadiace napätie elektromagnetu servoventilu
 Q_{SV} - prietok pracovnej kvapaliny servoventilom
 Q_z - prietok vplyvom záťažnej sily F_z
 Q - prietok do hydromotora
 ζ_{sv}, ζ_M - koeficient tlmenia servoventilu a hydromotora
 T_{sv}, T_M - časová konštanta servoventilu a hydromotora
 K_{sv}, K_Q, K_M - zosilnenie servoventilu, prietokové zosilnenie servoventilu, hydromotora
 v, x - rýchlosť, poloha pracovného valca

1.2 Elektromechanické systémy

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

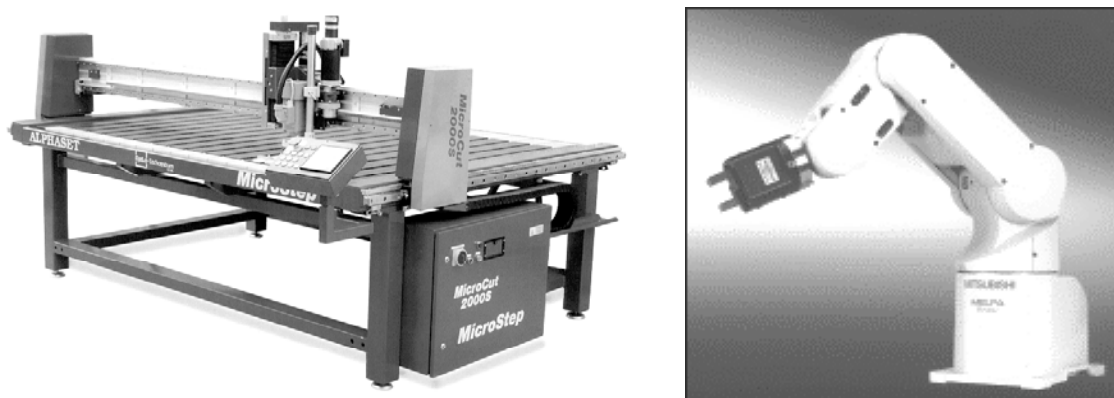
- obrábacích strojov, priemyselných robotov,
- v technologických zariadeniach,
- čerpadiel, ventilátorov a kompresorov,
- pre dopravné systémy (železničná, mestská a vnútro podniková doprava), elektromobily a pod.

Elektrické pohony sú v súčasnosti chápané ako súčasť systémov riadenia pohybu. 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 výroby, ale aj nevýrobnej sféry napr. zdravotníctvo, služby a domácnosť.

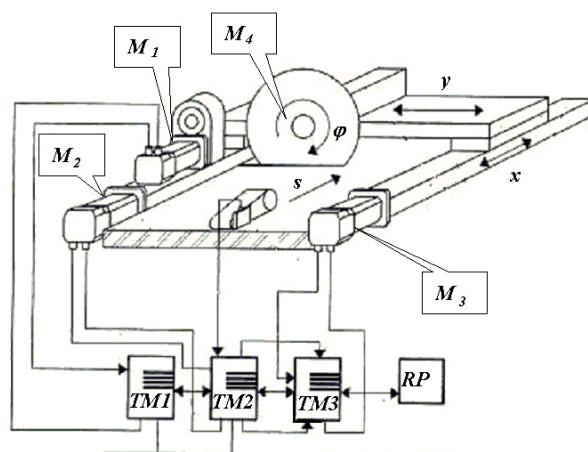
Najnižšiu úroveň riadenia pohybového systému tvorí *servopohon*. V typických aplikáciách prevládajú elektrické servopohony, pričom sú známe aj elektrohydraulické, elektropneumatické pohony. V poslednom desaťročí zaznamenávajú prudký rozvoj striedavé servopohony s asynchrónnymi a synchronnými motormi.

Uvedené príklady predstavujú aplikácie mnohomotorových servosystémov strojov, ktorých vzájomný pohyb je koordinovaný. Podrobnejšie môžeme analyzovať jednotlivé funkcie pohonov na príklade letnej píly zobrazenej na obr. 1.11. V schéme sú zobrazené 4 pohony M_1 až M_4 . Servopohon M_1 realizuje lineárny pohyb píly v osi „y“. Servopohony M_2 a M_3 zabezpečujú synchronizovaný lineárny pohyb portálu v osi „x“, na ktorom je umiestnená okružná píla. Otáčanie okružnej píly zabezpečuje autonómny pohon M_4 . Uhol otočenia kotúča píly charakterizuje veličina φ . Tento pohon nevyžaduje regulovaný polovodičový akčný člen. Servopohony M_1 až M_3 sú regulované pohony a sú riadené a napájané z meničov TM_1 až TM_3 . Riadenie procesu letného pílenia zabezpečuje nadradený riadiaci počítač – označený blokom *RP*. Lineárny pohyb „s“ rezaného materiálu je snímaný snímačom polohy (v danej aplikácii sa využíva resolver). Riadenie pohybu materiálu nie je predmetom riadiaceho systému píly.

Úlohou servopohonu ako priemyselného zariadenia je uviesť poháňaný pracovný mechanizmus (stroj) predpísaným spôsobom do určeného pohybového stavu tak, aby bola pracovným mechanizmom realizovaná požadovaná technologická operácia alebo zaistený požadovaný technologický proces.

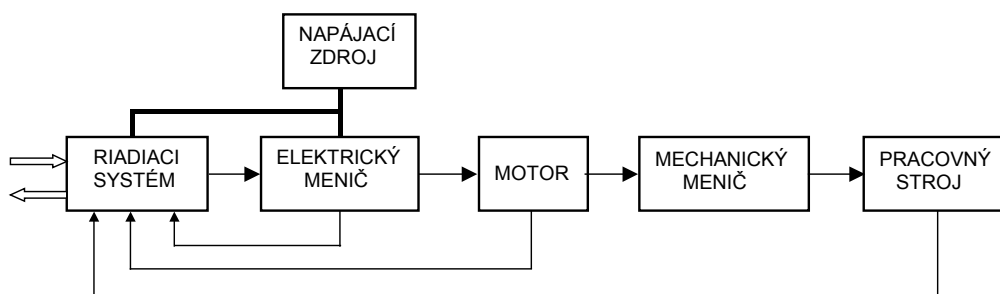


Obr. 1.10 Príklady elektromechanických systémov: CNC rezací stôl, priemyselný robot s piatimi stupňami voľnosti

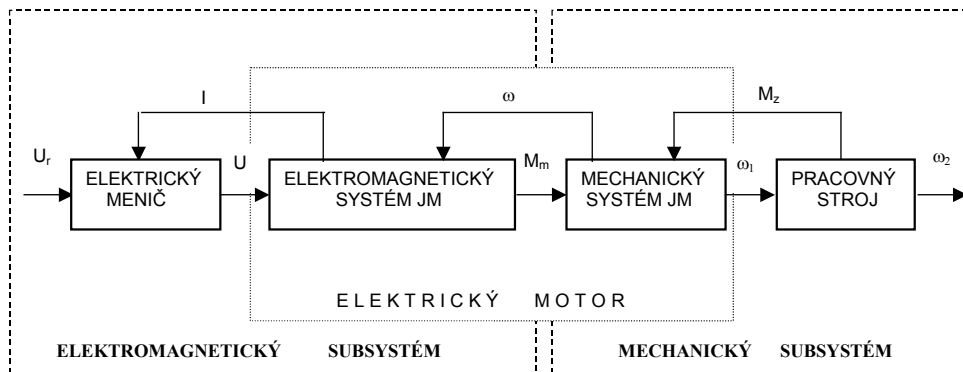


Obr. 1.11 Schéma pohonov letmej píly

Servopohon 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 servopohonu. Typické usporiadanie jednomotorového servopohonu je na obr.1.12.



Obr. 1.12 Bloková schéma elektrického servopohonu



Obr. 1.13 Dekompozícia výkonovej časti servopohonu s jednosmerným motorom

Z charakteristiky servopohonu vyplýva, že pohon realizuje tok energie a jednak tok informačných signálov. Vyšetrovanie pohonu z hľadiska toku energie vedie k návrhu a projektovaniu výkonovej časti pohonu (el. menič - motor - mechanický menič). Vyšetrovanie informačných signálov umožňuje sledovať a navrhovať správanie pohonu v prechodných a ustálených stavoch. Syntézou riadiacich obvodov sa zaisťuje požadovaná kvalita riadenia pohonu v dynamických a statických stavoch. Výkonové dimenzovanie smeruje k dosiahnutiu optimálnych energetických ukazovateľov pohonu.

Skutočná štruktúra servopohonu je však zložitejšia a zahrňuje aj napájaciu časť, ovládaciu logiku, ochrany proti preťaženiu, signalizáciu, monitorovanie, styk s obsluhou, s nadradeným systémom a pod. Riadiaci systém obsahuje merací, regulačný, ovládací, monitorovací a diagnostický subsystém.

Veľká rozmanitosť konkrétnych štruktúr je daná veľkým počtom rôznych druhov motorov (jednosmerné, asynchrónne, krokové motory), akčných a meracích členov, riadiacich systémov.

Výkonovú časť servopohonu môžeme rozdeliť podľa obr. 1.13 do dvoch základných systémov

- **elektromagnetický subsystém** obsahuje elektrický menič a elektromagnetický subsystém JM, veličiny elektromagnetického systému sú prúd i , napätie u , magnetický tok ψ ,
- **mechanický subsystém** obsahuje pracovný stroj a mechanický systém, veličiny mechanického subsystému sú uhol natočenia hriadeľa φ , uhlová rýchlosť ω , uhlové zrýchlenie ε , moment motora M_m , sila F , výkon P .

1.3 Modely mechanického systému

1.3.1 Pohybové rovnice

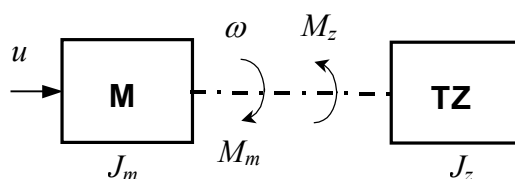
Pohybová rovnica vyjadruje vzťah medzi hnacím motorom a pracovným mechanizmom. Je matematickým vyjadrením vzťahov medzi momentmi a silami pôsobiacimi na mechanický subsystém pohonu a kinematickými veličinami (poloha, rýchlosť, zrýchlenie) určujúcimi vzniknutý pohyb. Najčastejším základom k zostaveniu pohybovej rovnice je *D'Alambertov princíp*. Podľa tohoto princípu je teleso rotujúce okolo pevnej osi v dynamickej rovnováhe, ak výslednica všetkých momentov pôsobiacich na teleso je nulová.

$$\sum M_i + M_d = 0 \quad (1.2)$$

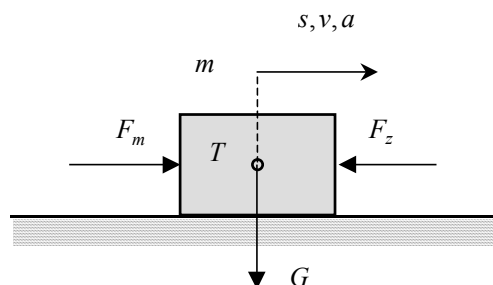
kde $\sum M_i$ je súčet všetkých hnacích a záťažných momentov
 M_d - dynamický moment

Pre jednoduchý mechanický systém uvedený na obr. 1.14 je možné rovnicu (1.2) upraviť na tvar

$$M_m - M_z = M_d \quad (1.3)$$



Obr. 1.14 Bloková schéma mechanického subsystému kde: *M* - motor, *TZ* – technologické zariadenie



Obr. 1.15 Model mechanického systému pri translačnom pohybe

Pri posuvnom (translačnom) pohybe telesa obr.1.15, je možné zapísať analogicky pohybovú rovnicu pre sily pôsobiace na teleso

$$\sum F_i + F_d = 0 \quad (1.4)$$

kde $\sum F_i$ je súčet všetkých hnacích a záťažných síl pôsobiacich na teleso,
 F_d - dynamická sila.

V ustálenom stave je moment motora v rovnovážnom stave so záťažným momentom, potom dynamický moment systému je rovný nule. Podobné rovnice platia aj pre mechanický systém pri translačnom pohybe.

$$\begin{aligned} M_d = 0 & \rightarrow M_m = M_z \\ F_d = 0 & \rightarrow F_m = F_z \end{aligned} \quad (1.5)$$

Ak sa moment motora M_m nerovná záťažnému momentu M_z , uplatnia sa zotrvačné účinky a vzniká dynamický moment M_d . Jeho veľkosť je určená vzťahom

$$M_d = J \frac{d\omega}{dt} \quad (1.6)$$

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

Ak predpokladáme, že celá hmota rotujúceho telesa je sústredená v ťažisku, tak pre moment zotrvačnosti platí vzťah

$$J = mr^2 \quad [kgm^2, kg, m] \quad (1.7)$$

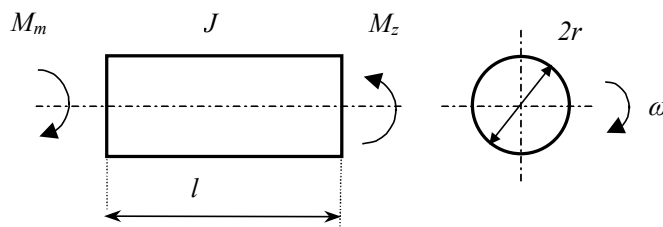
Podobne sa dá vyjadriť dynamická sila F_d

$$F_d = m \frac{dv}{dt} \quad [Nm, kg, ms^{-2}] \quad (1.8)$$

kde m je hmota pohybujúceho sa telesa,
 v - translačná rýchlosť.

1.3.2 Príklady výpočtu momentu zotrvačnosti typických telies

Príklad č.1: Valcové homogénne teleso



Obr. 1.16 Valcové homogénne teleso

kde r je polomer valcového telesa, D - priemer telesa, l - dĺžka telesa, m - hmotnosť telesa, ρ - špecifická hmotnosť [kg/m^3]

Moment zotrvačnosti rotačného telesa je definovaný vzťahom

$$J = \int r^2 dm = \int r^2 \rho dV \quad (1.9)$$

$$dm = \rho dV$$

Dosadením parametrov valcového telesa získame vzťah

$$J = \int r^2 dm = \int r^2 \rho dV = 2\pi\rho l \int_0^r r^3 dr = 2\pi\rho l \left[\frac{r^4}{4} \right]_0^r = 2\pi\rho l \frac{r^4}{4} \quad (1.10)$$

$$dV = 2\pi r dr \cdot l \quad J = 2\pi\rho l \frac{r^4}{4}$$

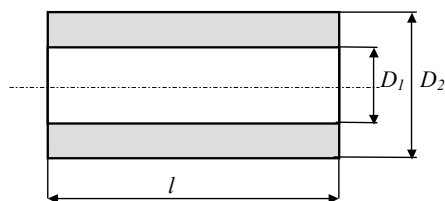
$$V = \pi r^2 l \quad (1.11)$$

$$m = V \cdot \rho = \pi r^2 l \rho$$

Moment zotrvačnosti sa môže po dosadení za hmotnosť telesa upraviť v tvare

$$J = \frac{1}{2} m r^2 = \frac{1}{8} m D^2 \quad (1.12)$$

Príklad č.2: Valcové homogénne teleso - dutý valec



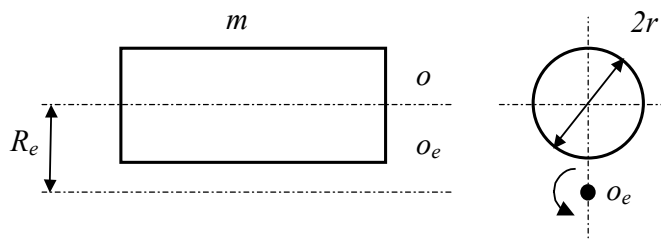
Obr. 1.17 Valcové homogénne teleso - dutý valec

Kde D_2 , D_1 sú vonkajší a vnútorný priemer valca, m - hmotnosť valca, l - dĺžka telesa.

Moment zotrvačnosti dutého valca sa vypočíta ako rozdiel momentov zotrvačnosti valca s priemerom D_1 a D_2 podľa vzťahov (1.10) alebo (1.12), po úprave platí pre vzťah

$$J = \frac{1}{8} m (D_2^2 - D_1^2) \text{ alebo } J = \frac{\pi l \rho (D_2^4 - D_1^4)}{32} \quad (1.13)$$

Príklad č.3 Valcové teleso otáčajúce sa excentricky mimo osi ťažiska telesa



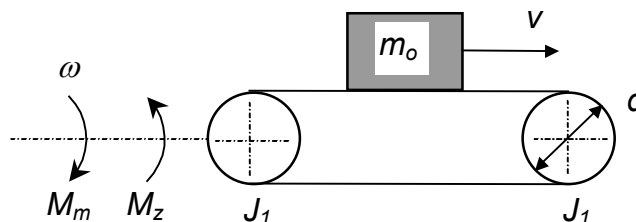
Obr. 1.18 Rotačné teleso otáčajúce sa mimo osi symetrie

kde J_0 - moment zotrvačnosti vzhľadom na os symetrie telesa - o ,
 m - hmotnosť telesa, R_e - polomer osi otáčania na os otáčania - o_e .

$$J = J_0 + m.R_e^2 \quad (1.14)$$

Príklad č.4 Pásový dopravník

Pre pásový dopravník na obr.1.19 je možné na základe vzťahu (1.14) odvodiť vzťah pre moment zotrvačnosti mechanického systému.



Obr. 1.19 Technologické zariadenie - pásový dopravník

Teleso pohybujúce sa na pásovom zotrvačniku s hmotnosťou m_0 predstavuje moment zotrvačnosti rotačného telesa otáčajúce sa mimo osi symetrie.

$$J = 2J_1 + m_0 \cdot \left(\frac{d}{2}\right)^2 \quad (1.15)$$

1.3.3 Mechanické charakteristiky motorov

V priemyselnej praxi sa prevažne používajú motory s rotačným pohybom. Prevádzkové vlastnosti motorov sa v ustálených stavoch opisujú mechanickými charakteristikami. Vyjadrujú sa buď ako momentové alebo záťažné charakteristiky, napríklad pre jednosmerný motor v tvare

$$M_m = f(U, \omega) \text{ alebo } \omega = f(M_m, U) \quad (1.16)$$

kde U je napätie kotvy jednosmerného motora, ω - uhlová rýchlosť motora.

Momentové charakteristiky motora sa vo všeobecnosti môžu vyjadriť v tvare

$$M_m = f(\mathbf{U}, \omega, \varphi) \quad (1.17)$$

kde \mathbf{U} – vektor riadiacich veličín, ω - uhlová rýchlosť motora, φ – uhol natočenia hriadeľa.

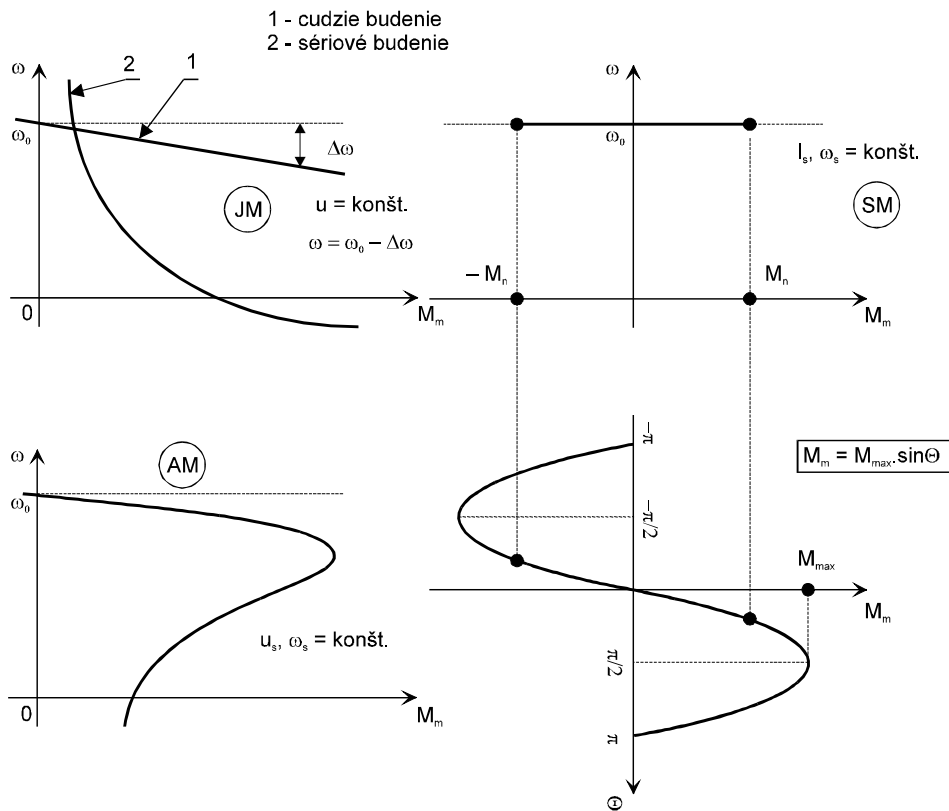
Momentové charakteristiky základných typov elektrických motorov sa dajú vyjadriť vzťahmi

$$\text{jednosmerný motor } M_m = f(U, \omega) \quad (1.18)$$

$$\text{asynchrónny motor } M_m = f(U_s, \omega_s, \omega) \quad (1.19)$$

$$\begin{aligned} \text{synchronný motor } M_m &= f(U_s, \omega_s, \omega, \Theta) \\ \Theta &= \omega_s t - \varphi \end{aligned} \quad (1.20)$$

Typické momentové charakteristiky elektrických motorov sú nakreslené na obr. 1.20.



Obr. 1.20 Mechanické- záťažné charakteristiky elektrických motorov JM: jednosmerný motor (1 - s cudzím budením, 2 - so sériovým budením), AM: asynchrónny motor, SM: synchronný motor

Mechanické charakteristiky sa líšia svojou tvrdosťou

$$B' = \frac{\partial M_m}{\partial \omega} \quad (1.21)$$

Podľa nej rozlišujeme motory

- s absolútne tvrdou charakteristikou $B' = \infty$, synchronne motory,
- s tvrdou charakteristikou $B' \in (10, 40)$, asynchrónne motory, jednosmerné motory s cudzím budením,
- s mäkkou charakteristikou $B' < 10$, jednosmerné motory so sériovým budením.

Prirodzené mechanické charakteristiky motorov (charakteristiky kedy riadiace veličiny majú nominálne hodnoty) nemôžu vyhovieť väčšine požiadaviek pracovných mechanizmov. Tým, že sa v prevádzkových podmienkach pohonov menia pasívne prvky elektrických obvodov motora (odpory, reaktancie) je potrebné realizovať riadením motora regulačné mechanické charakteristiky motorov.

1.3.4 Mechanické charakteristiky pracovných mechanizmov - moment záťaže

Závislosť záťažného momentu, ktorým mechanizmus zaťažuje motor vyjadruje mechanická charakteristika mechanizmu (stroja), vyjadrená je vzťahom

$$M_z = f(\omega, \varphi, t) \quad (1.22)$$

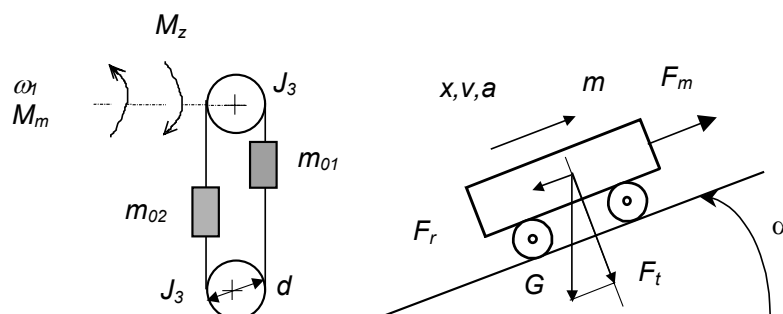
kde ω je uhlová rýchlosť rotora motora, φ - poloha rotora, t - čas.

Mechanická energia privádzaná hnacím motorom do pracovného mechanizmu sa môže meniť (transformovať) na energiu kinetickú, potenciálnu a časť energie sa stratí. K premene mechanickej energie na kinetickú dochádza pri zmenách uhlovej rýchlosti (rozbeh, brzdenie). K premene mechanickej energie na potenciálnu dochádza vtedy, ak získava pracovný mechanizmus alebo ním dopravovaná látka (napr. výťahová kabínka) potenciálnu energiu. Záťažné momenty pracovných mechanizmov preto rozdelíme na:

- aktívne
- pasívne

Aktívne záťažné momenty charakterizujú pracovné mechanizmy, v ktorých dochádza k zmenám potenciálnej energie látok a telies. Pre aktívne záťaže je typické, že pri zmene smeru rýchlosti nemenia svoj zmysel.

Pasívnymi záťažnými momentami pôsobia mechanizmy, v ktorých dochádza k obrábaniu, tvárneniu, k treniu, k prekonávaniu odporu vzduchu alebo iných prostredí a pod. Pasívne momenty záťaže menia zmysel pri zmene smeru rýchlosti. Pri všetkých piestových strojoch (piestové kompresory, čerpadlá) záťažný moment závisí od polohy kľuky a teda aj od uhla natočenia hriadeľa.



Obr. 1.21 Technologické zariadenie -výťah dopravný prostriedok na naklonenej rovine

Základné typy pasívnych momentových charakteristík

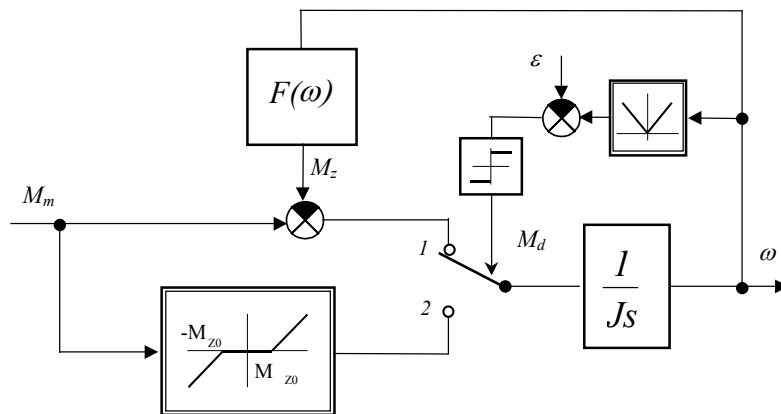
- suché - Coulombovo trenie

$$\text{pre } \omega \neq 0 \rightarrow M_z = M_{z0} \operatorname{sgn} \omega$$

$$\text{pre } \omega = 0 \text{ a } M_m \leq M_{z0} \rightarrow M_z = M_m, M_d = 0 \quad (1.23)$$

- Viskózne trenie

$$M_z = B' |\omega|^x \operatorname{sgn} \omega \quad (1.24)$$



Obr. 1.22 Model záťažného momentu obsahujúci suché trenie, $F(\omega)$ -viskózna zložka záťaže

Kde $x = 0$ - suché trenie

$x = 1$ - lineárne viskózne trenie

$x = 2$ - kvadratické trenie (ventilátorová char.)

$x = -1$ - hyperbolická charakteristika (char navíjačky)

B' - koeficient viskózneho trenia

Moment záťaže môže obsahovať aktívne a pasívne zložky záťaže

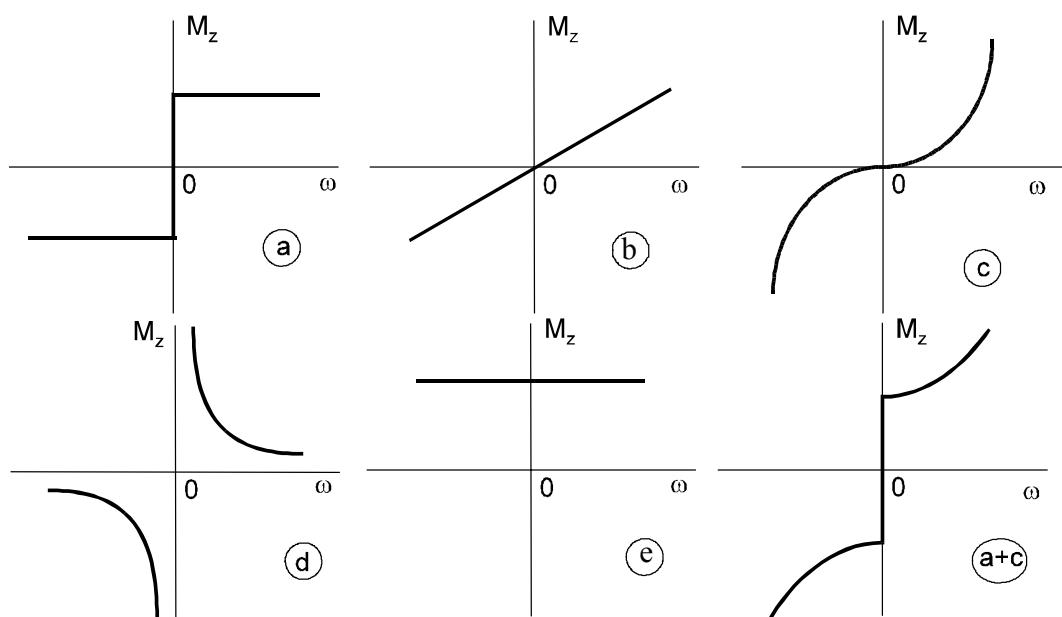
$$M_z = (B'|\omega|^x + M_{z0}) \operatorname{sgn} \omega + M_{za}(t) + f(\varphi) \quad (1.25)$$

Kde M_{z0} je suché trenie

M_{za} - aktívny záťažný moment

$f(\varphi)$ - moment záťaže ako funkcie uhla natočenia rotora (piestové čerpadlá)

Na obr.1.23 sú uvedené typické záťažné charakteristiky pracovných mechanizmov.



Obr. 1.23 Záťažné charakteristiky pracovných mechanizmov: a - suché trenie, b - lineárna, viskózne trenie (textilné stroje), c - kvadratická (ventilátorová) charakteristika, d - hyperbolická (navíjačková) charakteristika, e - výťahová charakteristika

1.3.5 Dynamické modely mechanických systémov

Mechanický systém je dynamický systém zabezpečujúci pohyb alebo transformáciu momentov a síl. Cieľom analýzy systému z kybernetického hľadiska je zostaviť dynamický model systému pre riadenie. Pri zostavovaní modelu sa využíva

- fyzikálny prístup pri tvorbe modelov: mechanika, teória elektrických strojov, elektronika (riadiaca a výkonová), teória systémov, teória automatického riadenia, modelovanie a simulácia,
- systémový prístup k tvorbe modelov.

Vyšetrované dynamické systémy môžu byť spojité alebo diskrétne. Spojitý systém je buď lineárny dynamický viacrozmerný systém

$$\begin{aligned}\frac{dx}{dt} &= Ax + Bu \\ y &= Cx + Du\end{aligned}\tag{1.26}$$

alebo nelineárny dynamický viacrozmerný systém.

$$\begin{aligned}\frac{dx}{dt} &= f(x, u) \\ y &= g(x, u)\end{aligned}\tag{1.27}$$

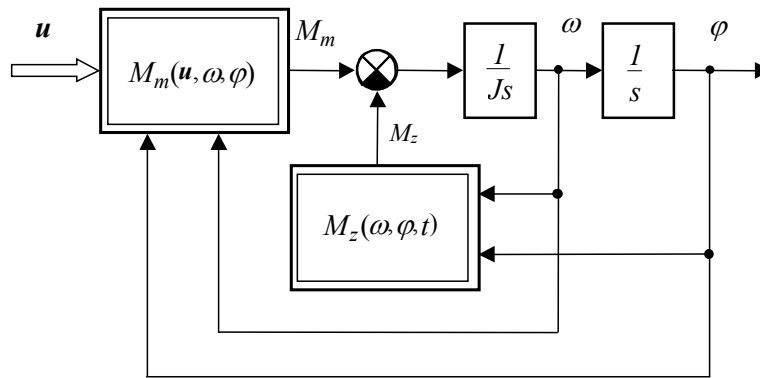
Všeobecný tvar linearizovaného modelu

$$\begin{aligned}\frac{d\Delta x}{dt} &= A\Delta x + B\Delta u \\ \Delta y &= C\Delta x + D\Delta u \\ f(x_0, u_0) &= 0 \\ y_0 &= g(x_0, u_0)\end{aligned}\tag{1.28}$$

kde

$$\begin{aligned}A &= \left[\frac{\partial f(x, u)}{\partial x} \right]_{x_0, u_0}, & B &= \left[\frac{\partial f(x, u)}{\partial u} \right]_{x_0, u_0} \\ C &= \left[\frac{\partial g(x, u)}{\partial x} \right]_{x_0, u_0}, & D &= \left[\frac{\partial g(x, u)}{\partial u} \right]_{x_0, u_0}\end{aligned}\tag{1.29}$$

Nelineárny dynamický model mechanického systému je možné zostaviť z dynamickej rovnice, zovšeobecného vzťahu pre moment motora a záťažnej charakteristiky.



Obr. 1.24 Bloková schéma modelu nelineárneho mechanického systému

Dynamický model mechanického systému je možné tiež chápať s ohľadom na definovanie riadiacich veličín ako model nelineárneho elektromechanického systému bez uvažovania elektromagnetických prechodných dejov. Model je opísaný nasledovnými rovnicami:

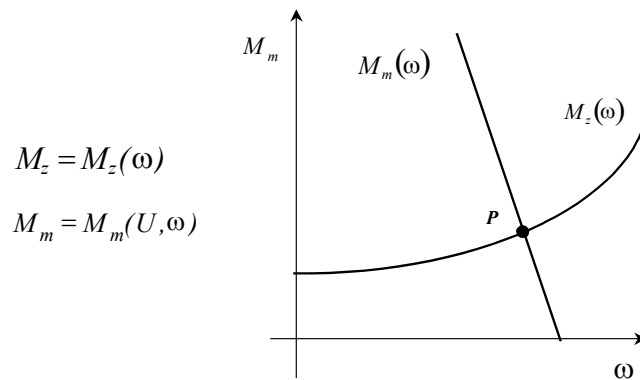
$$M_m(U, \omega, \varphi) - M_z(\omega, \varphi, t) = J \frac{d\omega}{dt} \quad (1.30)$$

$$\frac{d\varphi}{dt} = \omega$$

V ďalšej časti si ukážeme metodiku analýzy nelineárneho spojitého systému, ktorá nám umožňuje určiť podmienky stability systému v danom pracovnom priestore.

Príklad č. 1.1

Vyšetriť podmienky stability sústavy jednosmerný motor – záťaž JM-Z z linearizovaného modelu.



Obr. 1.25 Statické momentové charakteristiky sústavy jednosmerný motor – záťaž

Dynamická rovnica systému (1.30) sa upraví na tvar

$$M_m(U, \omega) - M_z(\omega) = J \frac{d\omega}{dt} \quad (1.31)$$

Nelineárny model je možné linearizáciou pomocou vzťahov (1.28) a (1.29) upraviť. V pracovnom bode $P = [U_o, \omega_o, M_{zo}]$ nech pre veličiny platí

$$\begin{aligned}
 M_m &= M_{m_0} + \Delta M_m \\
 M_z &= M_{z_0} + \Delta M_z \\
 U &= U_0 + \Delta U \\
 \omega &= \omega_0 + \Delta \omega
 \end{aligned}
 \tag{1.32}$$

Nelineárny model (1.31) sa linearizáciou rozloží na dve zložky, v okolí zvoleného pracovného bodu získame linearizovaný dynamický model a algebraickú rovnicu, ktorej riešením dostaneme hodnoty stavových veličín v pracovnom bode.

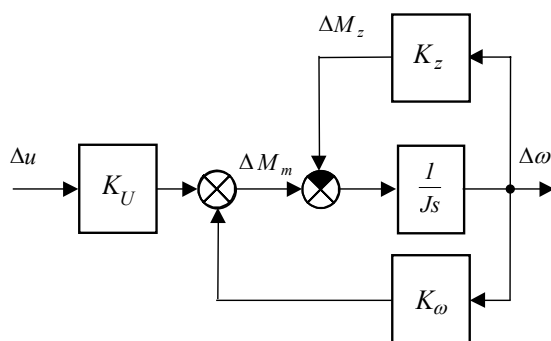
$$\begin{aligned}
 \frac{\partial M_m}{\partial U} \Delta U + \frac{\partial M_m}{\partial \omega} \Delta \omega - \frac{\partial M_z}{\partial \omega} \Delta \omega &= J \frac{d\Delta \omega}{dt} \\
 M_{m_0}(U_0, \omega_0) - M_{z_0}(\omega_0) &= 0
 \end{aligned}
 \tag{1.33}$$

$$\text{Kde} \quad K_U = \frac{\partial M_m}{\partial U}, \quad K_\omega = \frac{\partial M_m}{\partial \omega}, \quad K_z = \frac{\partial M_z}{\partial \omega}
 \tag{1.34}$$

Zavedením zosilnení, ktoré predstavujú hodnoty parciálnych derivácií v pracovnom bode získame upravený linearizovaný model

$$\begin{aligned}
 K_U \Delta U + K_\omega \Delta \omega - K_z \Delta \omega &= J \frac{d\Delta \omega}{dt} \\
 M_{m_0}(U_0, \omega_0) - M_{z_0}(\omega_0) &= 0
 \end{aligned}
 \tag{1.35}$$

Model (1.35) predstavuje lineárny dynamický model sústavy 1. rádu. Môžeme ho vyjadriť pomocou blokovej schémy *obr. 1.26*.



Obr. 1.26 Bloková schéma modelu linearizovaného systému jednosmerný motor - záťaž

Dynamické vlastnosti je možné vyjadriť formou prenosovej funkcie

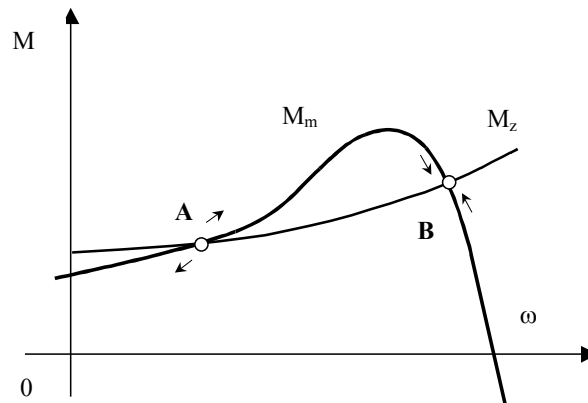
$$\begin{aligned}
 \frac{\Delta \omega(s)}{\Delta U(s)} &= \frac{K_m}{1 + T_m s} \\
 K_m &= \frac{K_U}{K_z - K_\omega}, \quad T_m = \frac{J}{K_z - K_\omega}
 \end{aligned}
 \tag{1.36}$$

Podmienka stability linearizovaného mechanického systému je potom vyjadrená vzťahom

$$\text{ak } T_m = \frac{J}{K_z - K_\omega} > 0 \text{ potom } \frac{\partial M_z}{\partial \omega} - \frac{\partial M_m}{\partial \omega} > 0 \quad (1.37)$$

Príklad č. 1.2

Vyšetriť stabilitu elektromechanického systému asynchrónny motor – záťaž AM-Z, obr. 1.27.



Obr. 1.27 Statické momentové charakteristiky systému AM-Z

Stabilita systému AM-Z sa dá vyšetriť aplikáciou podmienky (1.37).

$$\text{v bode A platí } \frac{\partial M_m}{\partial \omega} > 0, \quad \frac{\partial M_z}{\partial \omega} > 0, \quad \frac{\partial M_z}{\partial \omega} - \frac{\partial M_m}{\partial \omega} < 0 \text{ bod A je nestabilný} \quad (1.38)$$

$$\text{v bode B platí } \frac{\partial M_m}{\partial \omega} < 0, \quad \frac{\partial M_z}{\partial \omega} > 0, \quad \frac{\partial M_z}{\partial \omega} - \frac{\partial M_m}{\partial \omega} > 0 \text{ bod B je stabilný} \quad (1.39)$$

1.3.6 Dynamické modely zložitých mechanických systémov

Pohybové rovnice jednoduchej hmotnej sústavy pohybujúcej sa rotačne alebo translačne (lineárne) je možné odvodiť z druhého Newtonovho zákona a d'Alambertovho princípu. Pre zložitejšie mechanické sústavy nie je možné jednoducho zostaviť výslednú pohybovú rovnicu. Pre zostavenie dynamického modelu mechanického systému je možné použiť viaceré prístupy napr.:

- metódu redukcie síl a hmotnosti
- metódu Lagrangeových rovníc II.druhu

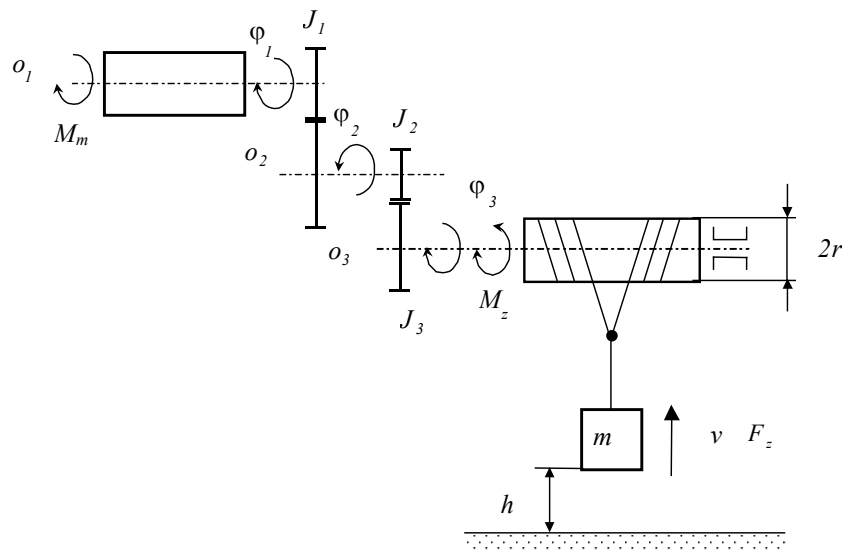
Metóda redukcie síl a hmotnosti

Princíp metódy je založený na myšlienke, že celú sústavu je možné nahradiť jediným fiktívnym telesom s náhradnou hmotnosťou, na ktorú prevedieme účinky všetkých síl pôsobiacich na sústavu. Podmienky redukcie síl, momentu a hmotností alebo momentu zotrvačnosti je možné odvodiť tak, že píšeme priamo pohybovú rovnicu, v ktorej vystupuje redukovaná hmotnosť alebo redukovaný moment zotrvačnosti a redukovaná sila alebo moment. Pre systém platí zákon zachovania energie

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \text{energia} \\ \text{uchovaná} \\ \text{v systéme} \end{bmatrix} = \sum \begin{bmatrix} \text{externe} \\ \text{dodaný} \\ \text{výkon} \end{bmatrix} - \sum \begin{bmatrix} \text{výkon} \\ \text{spotrebovaný} \\ \text{vo vnútri systému} \end{bmatrix}$$

Príklad č. 1.3

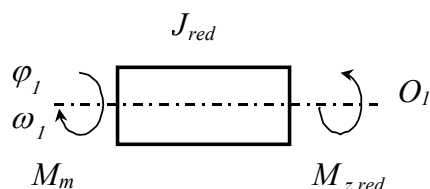
Zostaviť pohybovú rovnicu zdvihacieho zariadenia žeriavu - mačky s jedným stupňom voľnosti obr.1.28.



Obr. 1.28 Bloková schéma modelu sústavy zdvihacieho zariadenia žeriavu – mačky

kde J_1, J_2, J_3 – sú celkové momenty zotrvačností osí o_1, o_2, o_3 .

Riešenie: pre sústavu platí nasledovná pohybová rovnica vzhľadom na os pohybu o_1



Obr. 1.29 Bloková schéma modelu sústavy vzhľadom na os pohybu o_1

$$M_m - M_{zred} = J_{red} \frac{d\omega_1}{dt} \quad \text{kde} \quad \frac{d\varphi_i}{dt} = \omega_i \quad i = 1, 2, 3 \quad (1.40)$$

Kinetická energia sústavy podľa schémy na obr.1.28

$$W_k = \frac{1}{2} J_{red} \omega_1^2 = \frac{1}{2} (J_1 \omega_1^2 + J_2 \omega_2^2 + J_3 \omega_3^2 + m v^2) \quad (1.41)$$

$$W_k = \frac{1}{2} \left(J_1 + J_2 \frac{1}{i_{12}^2} + J_3 \frac{1}{i_{13}^2} + m r^2 \frac{1}{i_{13}^2} \right) \omega_1^2$$

$$\text{kde } i_{12} = \frac{\omega_1}{\omega_2}, i_{13} = \frac{\omega_1}{\omega_3}, v = \omega_3 \cdot r \quad (1.42)$$

$$\text{potom } J_{red} = J_1 + J_2 \frac{l}{i_{12}^2} + J_3 \frac{l}{i_{13}^2} + mr^2 \frac{l}{i_{13}^2} \quad (1.43)$$

$$M_{z_{red}} = (M_z + mgr) \frac{l}{i_{13}} \quad (1.44)$$

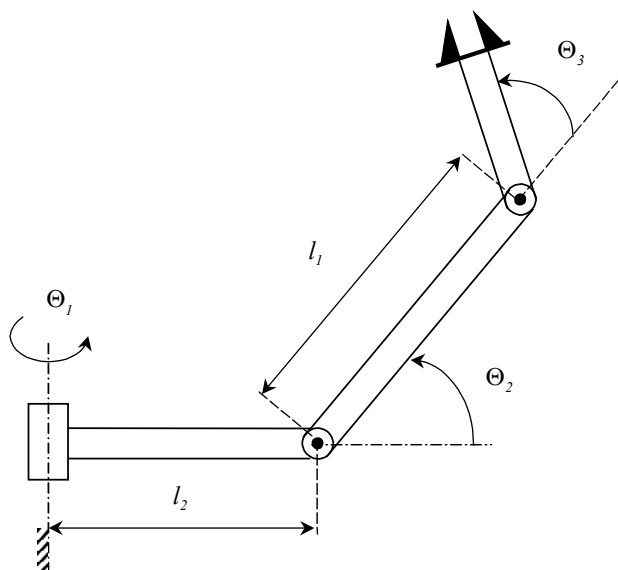
Metóda Lagrangeových rovníc II. druhu

Základné vlastnosti metódy

- počet rovníc je daný stupňom voľnosti hmotného telesa
- rovnice platia pre holonómny (tuhý) systém
- metóda nezávisí na konkrétnom usporiadaní sústavy

Mechanický systém s n - stupňami voľnosti má zovšeobecnené súradnice (napr. polohu) vyjadrené stavovým vektorom

$$\mathbf{q} = [q_1, q_2, \dots, q_n]^T \quad (1.45)$$



Obr. 1.30 Kinematická štruktúra montážneho robotu typu SCARA s tromi stupňami voľnosti

Konzervatívny systém s pôsobiacimi vonkajšími silami sa dá opísať nasledovnými pohybovými rovnicami vo vektorovom tvare

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial L(\mathbf{q}, \mathbf{q}')}{\partial \mathbf{q}'_i} \right) - \frac{\partial L}{\partial \mathbf{q}_i} = 0 \quad (1.46)$$

kde L je Lagrangeova funkcia - lagrangián, \mathbf{q}' - derivácia stavového vektora

$$q'_i = \frac{dq_i}{dt} - \text{derivácia } i\text{-tej zložky stavového vektora,}$$

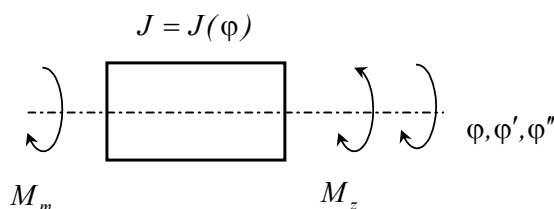
$$L(\mathbf{q}, \mathbf{q}') = W_k(\mathbf{q}, \mathbf{q}') - W_p(\mathbf{q}) - \sum_{k=1}^m \int_0^t M_k(t) q'_k(t) dt$$

$$Q = \sum_{k=1}^m \int_0^t M_k(t) q'_k(t) dt$$
(1.47)

kde W_k - kinetická energia systému,
 W_p - potenciálna energia systému,
 M_k - vonkajšie momenty
 Q - virtuálna práca vonkajších síl, momentov.

Príklad č. 1.4

Zostaviť pohybovú rovnicu rotačného telesa obr.1.31 s premenlivým momentom zotrvačnosti s jedným stupňom voľnosti pomocou metódy Lagrangeových rovníc II.druhu.



Obr. 1.31 Mechanický rotačný systém s jedným stupňom voľnosti

Podľa uvedených rovníc platí

$$i = 1$$

$$q_1 = \varphi$$
(1.48)

$$W_k = \frac{1}{2} J(\varphi) \left(\frac{d\varphi}{dt} \right)^2$$

$$W_p = 0$$
(1.49)

$$\frac{dQ}{dt} = (M_m - M_z) \frac{d\varphi}{dt}$$
(1.50)

$$L(\varphi, \varphi') = W_k - Q = \frac{1}{2} J(\varphi) \varphi'^2 - \int_0^t (M_m - M_z) \varphi' dt$$
(1.51)

označme: $\frac{d\varphi}{dt} = \varphi'$, $\frac{d^2\varphi}{dt^2} = \varphi''$

(1.52)

$$\frac{\partial L}{\partial \varphi'} = J(\varphi) \varphi' - \int_0^t (M_m - M_z) dt$$
(1.53)

$$\frac{\partial L}{\partial \varphi} = \frac{1}{2} \frac{\partial J(\varphi)}{\partial \varphi} \varphi'^2$$
(1.54)

po úprave dostaneme výsledný tvar Lagrangeovej rovnice

$$J(\varphi)\varphi'' + \frac{\partial J(\varphi)}{\partial \varphi}\varphi'^2 - (M_m - M_z) - \frac{I}{2} \frac{\partial J(\varphi)}{\partial \varphi}\varphi'^2 = 0 \quad (1.55)$$

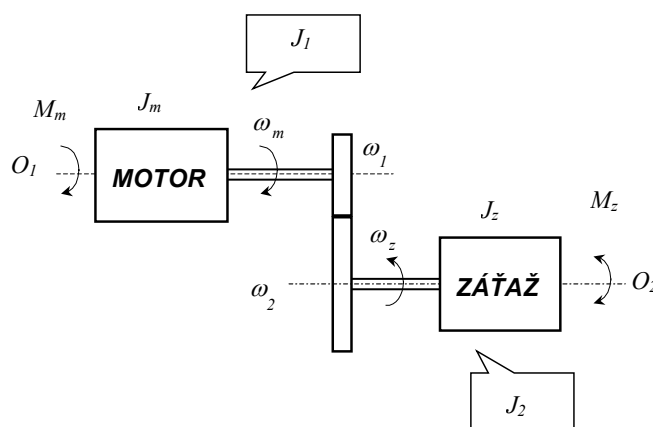
$$J(\varphi)\varphi'' + \frac{I}{2} \frac{\partial J(\varphi)}{\partial \varphi}\varphi'^2 = M_m - M_z = M_d \quad (1.56)$$

$$\text{Ak } J = \textit{konst} \text{ potom } J\varphi'' = M_d \quad (1.57)$$

2. Interakcia motora s pracovným mechanizmom

Motor môže byť s pracovným mechanizmom spojený buď priamo alebo nepriamo. Priame spojenie sa uskutočňuje buď letným pripojením mechanizmu na hriadeľ motora alebo spojku. Nepriame spojenie je možné zabezpečiť prevodovkou (reduktorom) alebo iným typom mechanického meniča, ktorý zabezpečí transformáciu pohybu pohonu.

Servopohon s prevodom sa používa vtedy ak má pracovný mechanizmus pracovať s inou rýchlosťou než akú môže poskytnúť motor správne navrhnutý podľa technicko-ekonomických kritérií. Celý rad pracovných strojov (napr. v leteckej, drevobrábacej stroje) vyžaduje s ohľadom na zmenšenie rozmerov a hmotnosti rýchlobežné pohony. Naopak existujú pracovné mechanizmy s požiadavkou na malé rýchlosti. Pokiaľ sa nepoužije pomalobežný motor potom sa obvykle zaraďuje prevodovka do pomala. Voľbu prevodu je možné optimalizovať napr. podľa kritéria najväčšieho zrýchlenia mechanizmu v prechodnom deji.



Obr. 2.1 Základná schéma spojenia motora s pracovným mechanizmom

Legenda:

M_m, M_z - moment motora, moment záťaže

ω_m - uhlová rýchlosť motora (vstupná rýchlosť ω_1)

ω_z - uhlová rýchlosť záťaže (výstupná rýchlosť ω_2)

J_m, J_z - moment zotrvačnosti motora, záťaže

$J_1 = \sum_{O_1} J_i$ - výsledný moment zotrvačnosti pôsobiaci v osi otáčania O_1

$J_2 = \sum_{O_2} J_i$ - výsledný moment zotrvačnosti pôsobiaci v osi otáčania O_2

2.1 Charakteristické vlastnosti prenosového mechanizmu

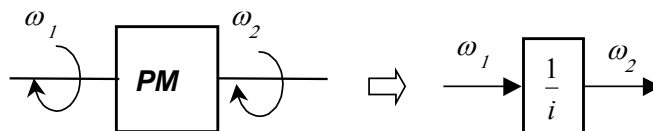
Charakteristické vlastnosti prenosového mechanizmu vyjadruje

- prevodové číslo (zosilnenie, statická prevodová charakteristika)
- statická presnosť prenosu (vôľka v zuboch, mechanická hysteréza)
- dynamické vlastnosti – pružnosť prenosového mechanizmu
- schopnosť obojstranného prenosu energie vstup - výstup a spätný prenos
- účinnosť prenosu (straty v prevodovke)

Prevodové číslo:

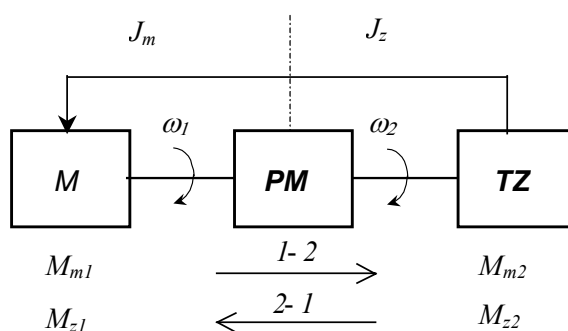
$$i = \frac{\omega_1}{\omega_2} \quad (2.1)$$

Zosilnenie:
$$K_{PM} = \frac{I}{i} = \frac{\omega_2}{\omega_1} \quad (2.2)$$



Obr. 2.2 Statické charakteristiky prenosového mechanizmu - PM

Pri nepriamom spojení motora s pracovným mechanizmom pomocou prenosového mechanizmu, obr.2.3, dochádza k vzájomnej interakcii motor - záťaž. Kvôli všeobecnosti aplikácií je na obr.2.3 označený indexom 1 - vstupný hriadeľ prevodovky a indexom 2 - výstupný hriadeľ prevodovky. Prenosový mechanizmus nech je ideálny lineárny bezzotrvačný systém.



Obr. 2.3 Statické charakteristiky prenosového mechanizmu - PM

Platí zákon zachovania energie
$$P_1 = P_2 = P \quad (2.3)$$

$$M_{z1}\omega_1 = M_{z2}\omega_2$$

kde: M_{z1} – moment záťaže redukovaný na vstupný hriadeľ (hriadeľ motora)
 M_{z2} – moment záťaže na výstupnom hriadeli
 P_1 – vstupný výkon na hriadeli motora
 P_2 – výstupný výkon na výstupnom hriadeli.

Účinnosť prenosového mechanizmu je

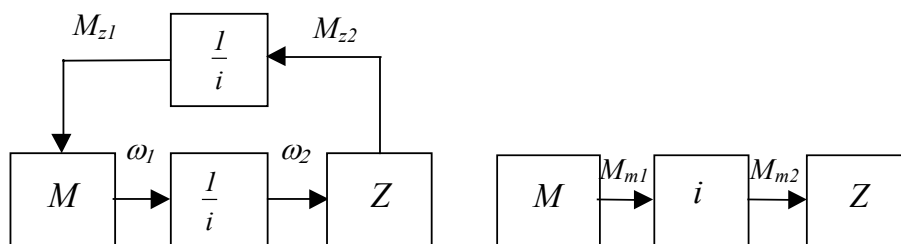
$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = 1 \quad (2.4)$$

Moment záťaže redukovaný na hriadeľ motora je menší v pomere prevodového čísla i .

$$M_{z1} = \frac{\omega_2}{\omega_1} M_{z2} = \frac{M_{z2}}{i} \quad (2.5)$$

Moment motora transformovaný na výstupný hriadeľ je zosilnený hodnotou prevodového čísla, prevodovka do pomaly predstavuje zosilňovač momentu motora.

$$M_{m2} = \frac{\omega_1}{\omega_2} M_{m1} = M_{m1} \cdot i \quad (2.6)$$



Obr. 2.4 Prenosové vlastnosti systému M-Z pri transformácii momentov a uhlových rýchlostí s uvažovaním prevodového čísla

Transformácia momentov zotrvačnosti vychádza zo zachovania kinetickej energie

$$W_{k1} = \frac{1}{2} J_{\Sigma 1} \omega_1^2 \quad (2.7)$$

$$W_{k2} = \frac{1}{2} J_{\Sigma 2} \omega_2^2$$

$$\text{Ak } \eta = \frac{W_{k2}}{W_{k1}} = 1 \text{ potom } W_{k1} = \frac{1}{2} J_{\Sigma 1} \omega_1^2 = \frac{1}{2} J_{\Sigma 2} \omega_2^2 \quad (2.8)$$

$$J_{\Sigma 1} \omega_1^2 = J_{\Sigma 2} \omega_2^2$$

$$\text{Nech } \begin{cases} J_{\Sigma 1} = J_{m1} + J_{z1} \\ J_{\Sigma 2} = J_{m2} + J_{z2} \end{cases} \text{ potom } \begin{cases} J_{m1} \omega_1^2 = J_{m2} \omega_2^2 \\ J_{z1} \omega_1^2 = J_{z2} \omega_2^2 \end{cases} \quad (2.9)$$

$$J_{z1} = J_{z2} \frac{\omega_2^2}{\omega_1^2} = J_{z2} \frac{1}{i^2} \text{ a } J_{m2} = J_{m1} \frac{\omega_1^2}{\omega_2^2} = J_{m1} i^2 \quad (2.10)$$

Moment zotrvačnosti záťaže redukovaný na hriadeľ motora J_{z1} je i^2 -krát menší ako moment zotrvačnosti na výstupnom hriadeľi J_{z2} . Celkový moment zotrvačnosti redukovaný na hriadeľ motora, (na vstupný hriadeľ O_1) je

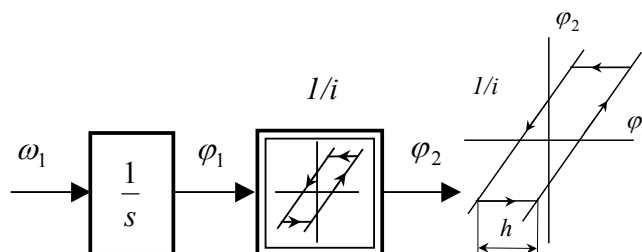
$$J_{\Sigma 1} = J_{m1} + J_{z2} \frac{1}{i^2} \quad (2.11)$$

Tabuľka 2.1 Základné transformačné vzťahy pre momenty a sily pri rotačných a translačných pohyboch

	2 → 1	1 → 2
rotačný/rotačný	$M_{z1} = M_{z2} \frac{1}{i}$	$M_{m2} = M_{m1} i$
rotačný/translačný	$M_{z1} = F_{z2} \frac{v_2}{\omega_1}$	$F_{m2} = M_{m1} \frac{\omega_1}{v_2}$
translačný/translačný	$F_{z1} = F_{z2} \frac{v_2}{v_1}$	$F_{m2} = F_{m1} \frac{v_1}{v_2}$

2.1.1 Statická presnosť prenosu - mechanická hysteréza

Konštrukčnú nepresnosť prevodovky medzi vstupným a výstupným uhlom natočenia reprezentuje nelineárna statická prevodová charakteristika, ktorá charakterizuje vôľu v zuboch - h (prevodovky s ozubenými kolesami).



Obr. 2.5 Model mechanickej hysterézy prevodovky

2.1.2 Účinnosť prenosu - straty v prevodovke

Účinnosť prevodového mechanizmu môže byť funkciou nielen parametrov motora (moment uhlová rýchlosť), ale aj teploty, viskozity oleja v prevodovke a môže byť aj funkciou času.

$$\eta = f(\omega, M_z, \tau, \mu, t) \quad (2.12)$$

kde ω - uhlová rýchlosť (vstupného alebo výstupného hriadeľa)

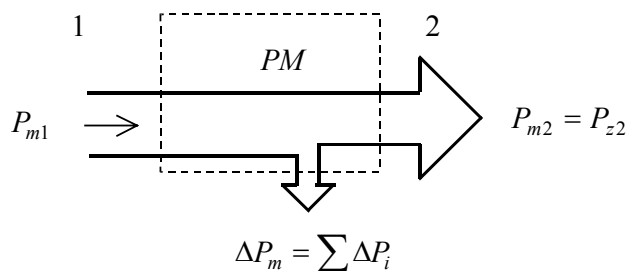
M_z - moment záťaže

τ - teplota

μ - viskozita

t - čas

Účinnosť môže mať rôznu hodnotu pri prenose zo vstupného hriadeľa na výstupný (1 - 2) alebo z 2 - 1.



Obr. 2.6 Prenos výkonu z motora na záťaž (1 - 2)

$$\eta = \frac{P_{m2}}{P_{m1}} < 1 \quad (2.13)$$

$$P_{m1} = P_{m2} + \Delta P_m$$

Potom pre výkony v ustálenom stave s uvažovaním účinnosti platí

$$\begin{aligned} M_{m1} \omega_1 \eta_{12} &= M_{m2} \omega_2 = P_{m2} \\ M_{m2} &= M_{m1} i \eta_{12} \end{aligned} \quad (2.14)$$

$$M_{z1}\omega_1\eta_{12} = M_{z2}\omega_2 = P_{z2}$$

$$M_{z1} = M_{z2} \frac{1}{i\eta_{12}} \quad (2.15)$$

Moment záťaže redukovaný na hriadeľ motora s uvažovaním účinnosti, pri prenose výkonu z motora na záťaž, je väčší ako v prípade keď neuvažujeme straty v prenosovom mechanizme. Toto konštatovanie je treba zahrnúť pri výbere motora.

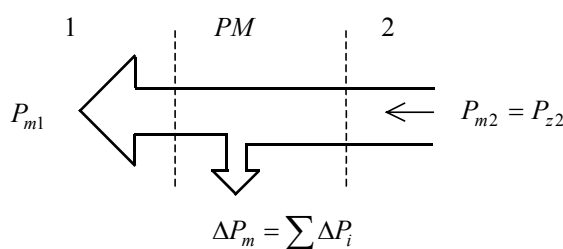
$$\langle M_{z1} \rangle_{\eta=1} < \langle M_{z1} \rangle_{\eta<1}$$

$$M_{z2} \frac{1}{i} < M_{z2} \frac{1}{i\eta_{12}} \text{ ak } \eta_{12} < 1 \quad (2.16)$$

Príklad č. 2.1

Zostaviť rovnice prenosového mechanizmu pri prenose z výstupného hriadeľa na vstupný, kedy platí

$$M_{z1}\omega_1 = M_{z2}\omega_2\eta_{21} = P_{z1} \quad (2.17)$$



Obr. 2.7 Prenos výkonu zo záťaže na motor (2- 1)

2.1.3 Prenosové mechanizmy s pružným spojením

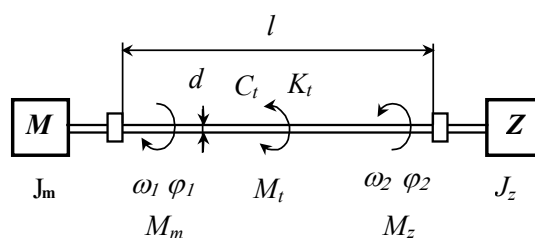
Vzájomné spojenie motora a pracovného mechanizmu môže byť tuhé alebo pružné. Tuhosť spojenia je úmerná konštante torznej tuhosti C_t .

$$C_t = \frac{M_t}{\Delta\varphi} \quad (2.18)$$

kde M_t je torzný moment

C_t - konštanta torznej tuhosti [Nm/rad]

$\Delta\varphi = \varphi_1 - \varphi_2$ - uhol deformácie (skrut)



Obr. 2.8 Základná schéma dvojmotového pružného systému

Model dvojhmotového systému bez tlmenia

Torzný moment je úmerný uhlu deformácie (skrutu), ktorý môže byť definovaný aj pomocou konštrukčných parametrov nasledovne

$$M_t = \frac{\pi d^4}{32} \frac{G}{l} (\Delta\varphi) \text{ kde } C_t = \frac{\pi d^4 G}{32 l} \quad (2.19)$$

$$M_t = C_t (\varphi_1 - \varphi_2) \text{ alebo } M_t = C_t \int (\omega_1 - \omega_2) dt$$

kde G - modul pružnosti [N/m²]

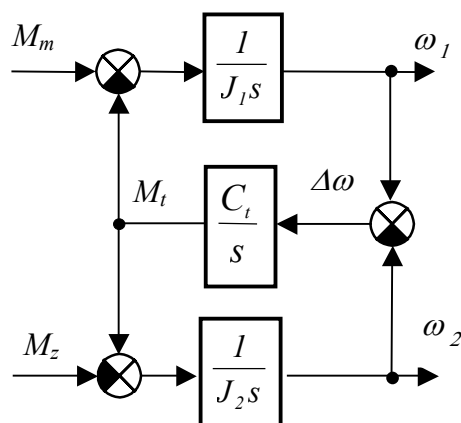
l - dĺžka pružnej tyče

d - priemer tyče

Podľa obr.2.8 môžeme opísať dvojhmotový pružný mechanický systém dvomi pohybovými rovnicami:

$$M_m - M_t = J_1 \frac{d\omega_1}{dt} \quad (2.20)$$

$$M_t - M_z = J_2 \frac{d\omega_2}{dt}$$



Obr. 2.9 Model dvojhmotového systému bez tlmenia

$$F(s) = \frac{\omega_1(s)}{M_m(s)} = \frac{1 + \frac{J_2}{C_t} s^2}{(J_1 + J_2) s \left(1 + \frac{J_{12}}{C_t} s^2 \right)} \text{ kde } J_{12} = \frac{J_1 J_2}{J_1 + J_2} \quad (2.21)$$

$$F(s) = \frac{\omega_1(s)}{M_m(s)} = \frac{1 + \frac{J_2}{J_{12} \Omega_0^2} s^2}{(J_1 + J_2) s \left(1 + \frac{s^2}{\Omega_0^2} \right)} \text{ kde } \Omega_0 = \sqrt{\frac{C_t}{J_{12}}} \quad (2.22)$$

kde Ω_0 je uhlová frekvencia vlastných kmitov

Ak je frekvencia striedavej zložky momentu motora alebo záťaže blízka vlastnej frekvencii sústavy, dochádza k rezonanciám. Rezonancie mechanického systému ohrozujú mechanickú pevnosť pohonu a v prípade regulovaných pohonov aj dynamickú stabilitu.

Z prenosových funkcií vyplýva, že uvedený model dvojhmotového pružného systému je bez tlmenia, prenosová funkcia má dvojnásobný vlastný pól, systém je na hranici stability.

Na druhej strane je možné konštatovať, že tuhý systém je limitný prípad pružného systému ak platí:

$$C_t \rightarrow \infty \quad \text{potom} \quad F(s) = \frac{\omega_1(s)}{M_m(s)} = \frac{1}{(J_1 + J_2)s} \quad (2.23)$$

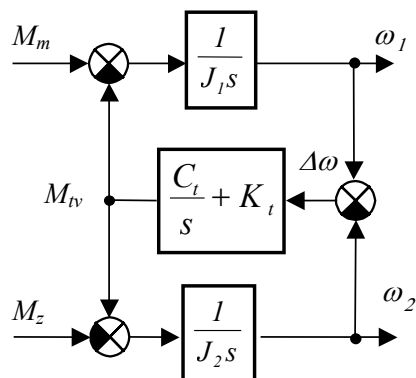
Model dvojhmotového systému s tlmením

V reálnych systémoch pôsobí aj tlmiaci moment viskózneho trenia M_v .

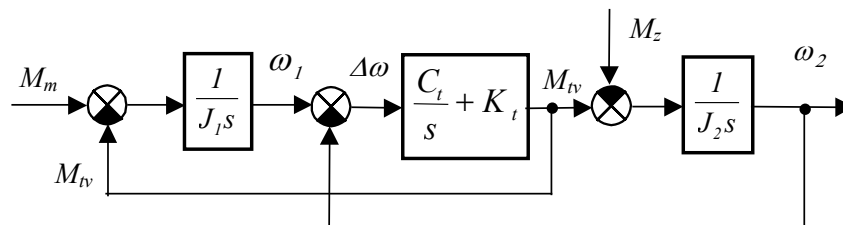
$$\begin{aligned} M_{tv} &= M_t + M_v = C_t \int (\omega_1 - \omega_2) dt + K_t (\omega_1 - \omega_2) \\ M_t &= C_t \int (\omega_1 - \omega_2) dt \\ M_v &= K_t (\omega_1 - \omega_2) \end{aligned} \quad (2.24)$$

kde M_v je tlmiaci moment viskózneho trenia

K_t - tlmiaca konštanta [Nms/rad]



Obr. 2.10 Model dvojhmotového systému s tlmením



Obr. 2.11 Upravená bloková schéma dvojhmotového systému s tlmením

Prenosové funkcie dvojhmotového mechanického systému s tlmením obsahujú teraz dvojicu komplexných pólů s reálnou zápornou zložkou.

$$F_1(s) = \frac{\omega_1(s)}{M_m(s)} = \frac{1 + \frac{K_t}{C_t} s + \frac{J_2}{C_t} s^2}{(J_1 + J_2)s \left(1 + \frac{K_t}{C_t} s + \frac{J_{12}}{C_t} s^2 \right)} \quad (2.25)$$

$$F_2(s) = \frac{\omega_2(s)}{M_m(s)} = \frac{\frac{K_t}{C_t} s + 1}{s(J_1 + J_2) \left[\frac{J_{12}}{C_t} s^2 + \frac{K_t}{C_t} s + 1 \right]} \quad (2.26)$$

$$\text{Ak } C_t \rightarrow \infty \text{ potom } F_2(s) = F_1(s) \text{ a } F_1(s) = \frac{\omega_1(s)}{M_m(s)} = \frac{1}{(J_1 + J_2)s} \quad (2.27)$$

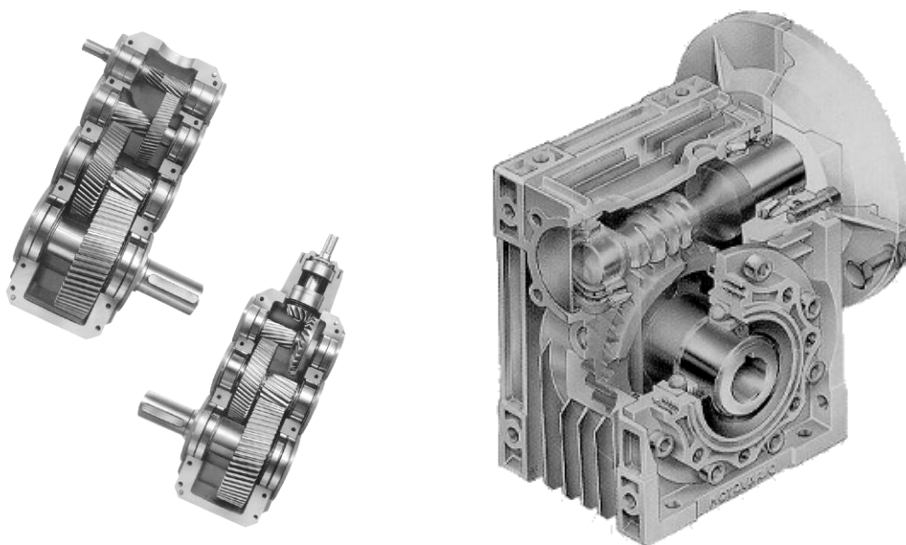
2.2 Prevodovky

Prevodovky môžeme roztriediť podľa veľkosti prevodového čísla:

- malé* $i = 2$ až 10 , remeňové prevody ploché, klinové a ozubené, reťazové prevodovky s článkovou alebo Gallovou reťazou.
- stredné* $i = 10$ až 100 , viacstupňové prevodovky s ozubenými kolesami. Ozubenie môže byť priame, šikmé, šípové a pod.
- veľké* $i > 100$, závitkové (šnekové), harmonické prevodovky, guľčkové recyklačné skrutky, planétové prevodovky a pod.

Prevodovky sa podľa spôsobu konštrukcie delia:

- s ozubenými kolesami (viacstupňové), ozubenie môže byť čelné, šikmé, šípové
- remeňové: ozubené, ploché, klinové
- reťazové prevody s článkovou alebo Gallovou reťazou
- závitový prevod (šnek) samosvorný prevod



Obr. 2.12 Príklady prevodoviek: ozubená, závitová prevodovka

Napríklad v súčasnosti sa používa *prevodovka s ozubeným remeňom*, ktorá má vysokú účinnosť (0,98), malú vôľu - presnosť (0,5 mm), vysokú obvodovú rýchlosť a nízku hlučnosť. Presnosť prevodu

s ozubeným remeňom je na úrovni najpresnejších ozubených kolies, prevodovka sa jednoducho montuje a predpína, má malú hmotnosť a nízku cenu, medzi nevýhody patrí hlavne vyššia poddajnosť.

2.2.1 Mechanické prevody NC strojov a robotov

Základné požiadavky číslicovo riadených obrábacích strojov - NC strojov a priemyselných robotov sú vyjadrené vysokou účinnosťou, veľkou tuhosťou, bezvôľovým chodom a malou hmotnosťou.

Harmonická vlnová prevodovka (Harmonic Drive)

Harmonická prevodovka je moderný typ prevodu s vysokým prevodovým pomerom a vysokou účinnosťou. Pozostáva z nasledujúcich častí:

- *generátora vln*, ktorý tvorí vstupnú časť prevodovky: má eliptický valec, na ktorý je natiiahnuté guľíčkové veľkokopriemerové ložisko,
- pružného kolesa s vonkajším ozubením (pružný cylinder) s počtom zubov z_1
- *tuhého telesa* s vnútorným ozubením s počtom zubov z_2 , ktorý tvorí výstupnú časť prevodovky, počet zubov z_2 je spravidla o dva väčší ako z_1 ,

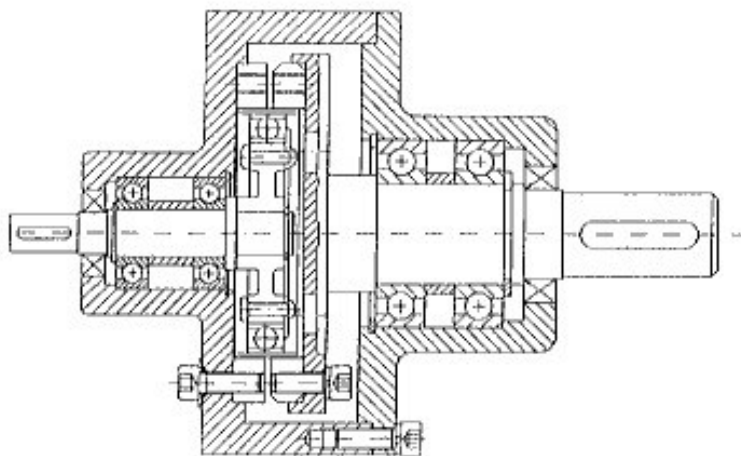
Pri otáčaní vstupného hriadeľa (generátora vln) sa so zhodnou kruhovou frekvenciou prenáša jeho eliptický tvar na pružné koleso s vonkajším ozubením. Toto sa v dôsledku v dôsledku precesie pohybuje relatívne pomalým pohybom opačným smerom. Pri pohybe je naraz v zábere približne 15% zo všetkých zubov. Tým sa vysvetľuje možnosť prenosu vysokých momentov a malá vôľa. V harmonickej prevodovke existuje inherentné predpätie, vytvorené tým, že pružný ozubený cylinder je vyrobený mierne kónický. a po nasunutí do tuhého ozubeného kolesa dochádza na najväčšom polomere k pružnej deformácii. Táto je zdrojom vlastného predpätia.

Prevodové číslo je dané:

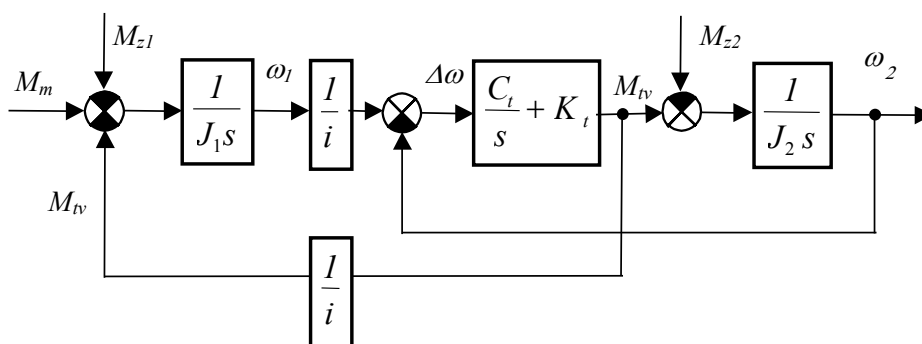
$$i = \frac{z_2}{z_1 - z_2} = -\frac{z_2}{2}$$

Výhody: súosový vstup a výstup, veľké prevodové číslo $i = 70$ až 350 , umožňuje hermeticky oddeliť vstupný hriadeľ od výstupného.

Nevýhody: neznáša príliš veľké dynamické rázy, mimoriadne nároky na kvalitu materiálu, pružné spojenie na výstupe generuje druhú harmonickú uhlovej rýchlosti.

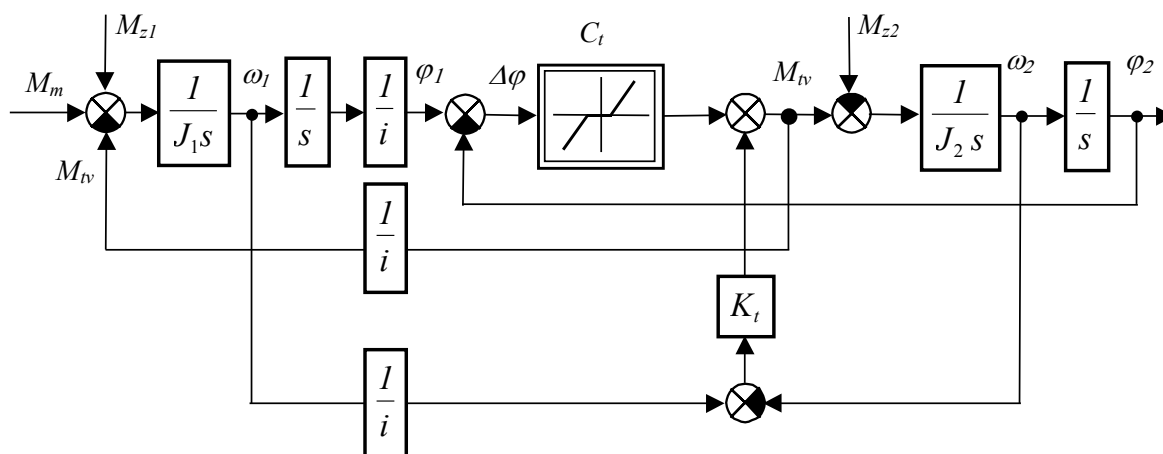


Obr. 2.13 Harmonický vlnový prevod, rez prevodovky



Obr. 2.14 Lineárny model harmonickej prevodovky

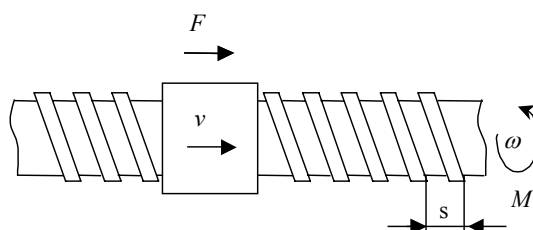
Parametre harmonickej prevodovky typ: HP 120: $i = 104$, $J_{PR} = 5,8 \cdot 10^{-4} \text{ kgm}^2$, $C_t = 251\,000 \text{ Nm/rad}$, $K_t = 150 \text{ Nms/rad}$, mŕtvý chod = $2,9 \cdot 10^{-4} \text{ rad}$.



Obr. 2.15 Nelineárny model harmonickej prevodovky s uvažovaním mŕtveho chodu

Guličkové recirkulačné skrutky

Presnosť polohovania dosahuje až $1 \mu\text{m}$, maximálne zrýchlenie 6 m/s^2 a maximálna dĺžka skrutky je 5 m . Používajú sa k transformácii rotačného pohybu na priamočiary. Dosahujú účinnosť až 95% , majú vysokú tuhosť, životnosť a minimálne nároky na údržbu.



Obr. 2.16 Závitový prevod

Prevodovka obsahuje skrutku a obojstranne predpätú maticu. Presne zabrúsené závitky skrutky a matice nie sú v priamom styku, ale sú oddelené guľičkami, ktoré sa odvaľujú v súhlasných závitových dráhach. Počet styčných závitov skrutky býva 2 až 7 podľa požadovanej nosnosti. Guľičky opúšťajúce aktívnu dĺžku závitú sú pri vzájomnom natáčaní skrutky a matice usmerňované do spojovacieho kanála.

lu a vracajú sa na počiatok dráhy. Vzniká tak jeden alebo viac recirkulačných systémov kde podľa vzájomného zmyslu rotácie skrutky a matice obiehajú guličky v jednom alebo v druhom smere.

Prepočet charakteristických veličín lineárneho a rotačného pohybu závitkového prevodu:

Vzťah medzi momentom M a silou F pôsobiacou na skrutke

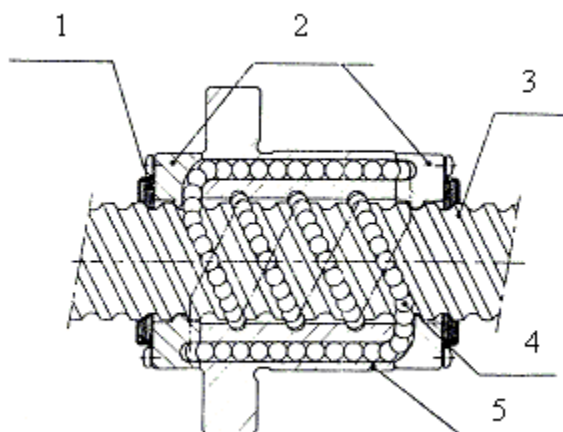
$$M = F \frac{s}{2\pi} \quad (2.28)$$

Vzťah medzi uhlovou rýchlosťou ω a lineárnou rýchlosťou v

$$\omega = v \frac{2\pi}{s} \quad (2.29)$$

Poznámka: stúpanie sa môže vyjadriť v absolútnej hodnote v mm alebo ako pomerná veličina v mm/rad .

$$[s] = mm \text{ alebo } \tilde{s} = \frac{s}{2\pi}, [\tilde{s}] = mm/rad \quad (2.30)$$

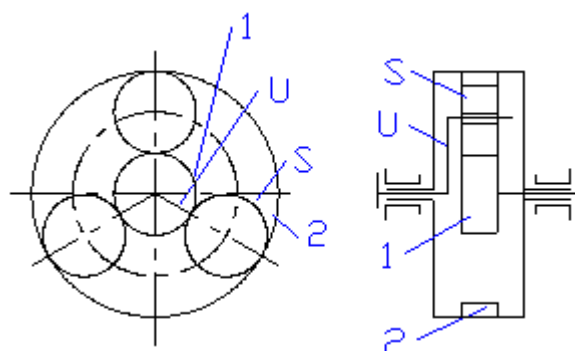


Obr. 2.17 Guličkové recirkulačné skrutky Legenda: 1 - stierače, 2 - veko s deflektormi, 3 - skrutka, 4 - gulička, 5 - matica s prevádzacími kanálmi

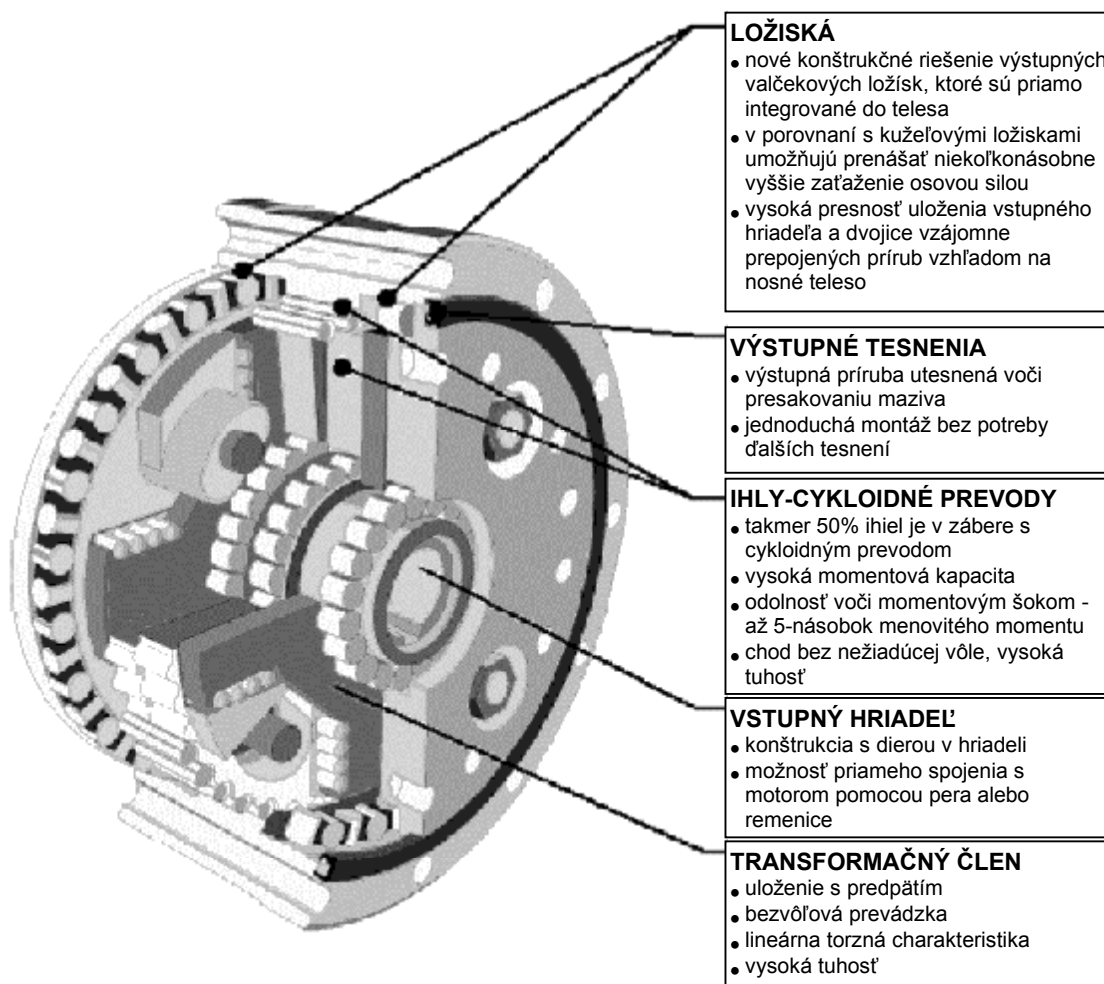
Planétové prevodovky

Planétové prevodovky sú kompaktné pohonné jednotky, ich výhodou je malý objem pri vysokom prenášanom výkone, malý moment zotrvačnosti, vysoká torzná tuhosť, účinnosť, veľké dovolené radiálne a axiálne zaťaženie výstupného hriadeľa, rovnomerný chod, veľký rozsah prevodových čísiel do pomala, vstupný a výstupný hriadeľ je súosový, smer otáčania výstupného hriadeľa je zhodný so vstupným.

Na princípe cykloidnej prevodovky pracujú aj ložiskové reduktory Twinspin, patentované a vyrábané firmou Spinea s.r.o na Slovensku. Ide predovšetkým o prevodovky s veľkým prevodovým pomerom, veľkou kinematickou presnosťou, malým mŕtvym chodom a vysokou momentovou kapacitou. Sú to prevodové mechanizmy, v ktorých sú integrované presné cykloidné ozubené kolesá s veľmi presným radially-axiálnym ložiskom. V týchto prevodovkách je úplne vylúčený prenos silových účinkov trením plôch po sebe, pretože všetky silové účinky sú prenášané cez valivé prvky. Prevodovka je vyhotovená v kompaktnej skrini a umožňuje veľmi jednoducho pripojenie k hnaciemu motoru. Ďalšie podrobnosti je možné vyhľadať na adrese www.twinspin.sk.



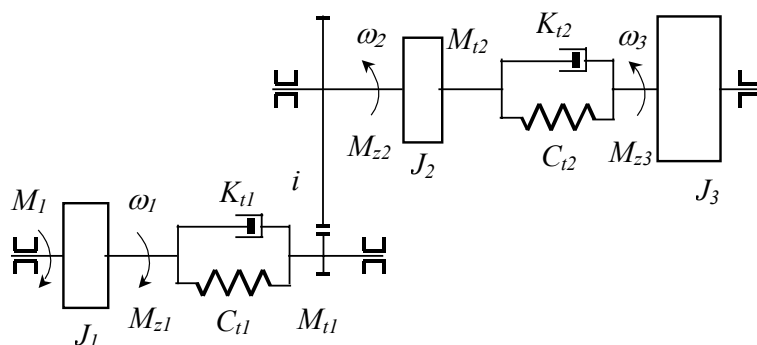
Obr. 2.18 Schéma jednoduchého planétového prevodu: 1 - centrálné koleso (vonkajšie ozubenie), 2 - korunové koleso (vnútorné ozubenie), u - unášač, S - satelit



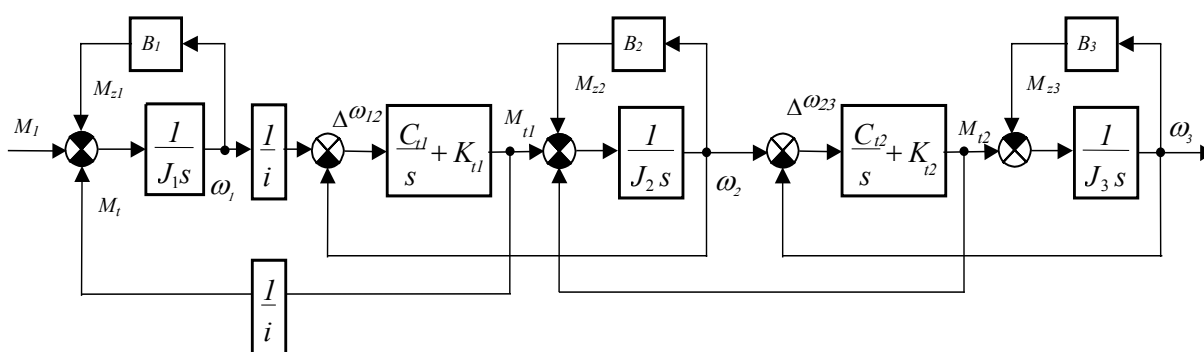
Obr. 2.19 Rez ložiskovým reduktorom TwinSpin

Dynamický model prevodovky podľa [12] je charakterizovaný kinematickou schémou na obr.2.20 ako trojmotová pružná sústava.

Podľa kinematickej schémy je možné zostaviť lineárny matematický model trojmotovej pružnej sústavy, ktorý charakterizuje bloková schéma na obr.2.21. Pri zostavovaní modelu sa zanedbáva tzv. mŕtvy chod prevodovky (vôľa v zuboch).



Obr. 2.20 Kinematická schéma reduktora Twinspin



Obr. 2.21 Bloková schéma trojhmotového lineárneho modelu reduktora Twinspin

2.2.2 Spojenie s prevodom, voľba prevodového čísla

Pohybová rovnica prenosového mechanizmu podľa obr.2.3 vztiahnutá na os pracovného mechanizmu má tvar

$$M_m i - M_z = (J_m i^2 + J_z) \frac{d\omega_2}{dt} \quad (2.31)$$

zrýchlenie pracovného mechanizmu je:

$$\varepsilon = \frac{M_m i - M_z}{J_m i^2 + J_z} \quad \varepsilon \Rightarrow \varepsilon_{\max} \text{ pre } \frac{\partial \varepsilon}{\partial i} = 0 \quad (2.32)$$

Z rovnice (2.32) požiadavke maximálneho zrýchlenia vychádza optimálne prevodové číslo

$$i_{opt} = \frac{M_z}{M_m} + \sqrt{\frac{M_z^2}{M_m^2} + \frac{J_z}{J_m}} \quad (2.33)$$

$$\text{Ak } M_z = 0 \text{ potom } i_{opt} = \sqrt{\frac{J_z}{J_m}} \quad (2.34)$$

Z uvedeného vyplýva, že všeobecne nie je možné najst' optimálny prevod pre celý rozsah zaťaženi pri rozbehu a brzdení. Vzťah je napriek zjednodušujúcim podmienkam je často používaný pri výpočte prevodového čísla reduktora.

2.2.3 Kinematika elektromechanických systémov

Kinematika sa zaoberá pohybom a trajektóriami kinematických veličín bez ohľadu na momenty a sily. V ďalšej časti uvedieme základné vzťahy pre priamočiary alebo otáčavý pohyb telesa s jedným stupňom voľnosti.

Základné vzťahy medzi kinematickými veličinami je možné vyjadriť v dvoch formách:

$$\begin{array}{l} \text{diferenčná forma} \\ \frac{d\varphi}{dt} = \omega \\ \frac{d\omega}{dt} = \varepsilon \end{array} \quad \text{alebo} \quad \begin{array}{l} \omega_0 = \omega(0) \\ \varphi_0 = \varphi(0) \end{array} \quad (2.35)$$

$$\begin{array}{l} \text{integrálna forma} \\ \varphi(t) = \int \omega(t)dt + \varphi(0) \\ \omega(t) = \int \varepsilon(t)dt + \omega(0) \end{array} \quad (2.36)$$

Druhy pohybov

Pohyb rovnomerne zrýchlený

$$\begin{array}{l} \text{Nech } \varepsilon(t) = \varepsilon_0 \text{ potom} \\ \omega(t) = \int \varepsilon(t)dt + \omega(0) = \varepsilon_0 t + \omega_0 \\ \text{a } \varphi(t) = \int \omega(t)dt + \varphi(0) = \frac{1}{2} \varepsilon_0 t^2 + \omega_0 t + \varphi_0 \end{array} \quad (2.37)$$

ak počiatočné podmienky sú nulové:

$$\omega_0 = \varphi_0 = 0, \text{ potom } \omega(t) = \varepsilon_0 t \quad \text{a } \varphi(t) = \frac{1}{2} \varepsilon_0 t^2 \quad (2.38)$$

Zo systému rovníc môžeme vylúčiť čas $t = \frac{\omega(t)}{\varepsilon_0}$ potom úpravou získame rovnicu fázového portréту

$$\varphi(t) = \frac{1}{2} \frac{\omega(t)^2}{\varepsilon_0} \quad \text{alebo} \quad \omega(t)^2 = 2\varepsilon_0 \varphi(t) \quad (2.39)$$

Z veličín $\{\varepsilon_0, t_x, \omega_x, \varphi_x\}$ je možné vždy vypočítať ľubovoľnú kombináciu dvoch veličín:

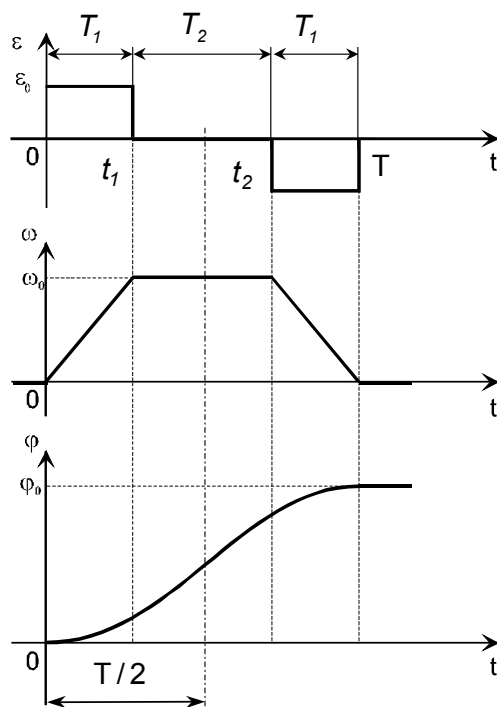
$$\begin{array}{l} \{\varepsilon_0, t_x\} \rightarrow \{\omega_x, \varphi_x\}, \{\varepsilon_0, \omega_x\} \rightarrow \{t_x, \varphi_x\} \\ \{\varepsilon_0, \varphi_x\} \rightarrow \{t_x, \omega_x\}, \{\omega_x, \varphi_x\} \rightarrow \{t_x, \varepsilon_x\} \end{array}$$

Pracovné diagramy kinematických veličín

- *symetrický lichobežníkový diagram rýchlosti obr.2.22*

Pre symetrický lichobežníkový diagram rýchlosti platia podľa obr.2.22 vzťahy

$$\begin{array}{l} 2T_1 + T_2 = T \\ T_1 = t_1 - 0 = T - t_2 \\ T_2 = t_2 - t_1 \end{array} \quad (2.40)$$



Obr. 2.22 Pracovný diagram kinematických veličín pre symetrický lichobežníkový diagram rýchlosti

1. interval:

$$t \in \langle 0, t_1 \rangle \rightarrow \langle 0, T_1 \rangle \quad \omega(t) = \varepsilon_0 t, \quad \varphi(t) = \frac{1}{2} \varepsilon_0 t^2 \quad (2.41)$$

$$\omega(t_1) = \varepsilon_0 T_1, \quad \varphi(t_1) = \frac{1}{2} \varepsilon_0 T_1^2$$

2. interval:

$$t \in \langle t_1, t_2 \rangle \rightarrow \langle 0, T_2 \rangle \quad \varepsilon(t) = 0$$

$$\omega(t) = \omega(T_1) = \varepsilon_0 T_1, \quad \varphi(t) = \varphi(T_1) + \omega(T_1) t = \frac{1}{2} \varepsilon_0 T_1^2 + \varepsilon_0 T_1 t$$

pre $t = \frac{T_2}{2}$ je $\varphi\left(\frac{T_2}{2}\right) = \frac{1}{2} \varepsilon_0 T_1^2 + \varepsilon_0 T_1 \frac{T_2}{2}$ (2.42)

$$\omega(T_2) = \omega(T_1) = \varepsilon_0 T_1, \quad \varphi(T_2) = \frac{1}{2} \varepsilon_0 T_1^2 + \varepsilon_0 T_1 T_2$$

3. interval:

$$t \in \langle t_2, T \rangle \rightarrow \langle 0, T_1 \rangle \quad \varepsilon(t) = -\varepsilon_0$$

$$\omega(t) = -\varepsilon_0 t + \omega(T_2)$$

$$\varphi(t) = -\frac{1}{2} \varepsilon_0 t^2 + \omega(T_2) t + \varphi(T_2) = -\frac{1}{2} \varepsilon_0 t^2 + \varepsilon_0 T_1 t + \frac{1}{2} \varepsilon_0 T_1^2 + \varepsilon_0 T_1 T_2$$

$$\varphi(T) = -\frac{1}{2} \varepsilon_0 T_1^2 + \varepsilon_0 T_1^2 + \frac{1}{2} \varepsilon_0 T_1^2 + \varepsilon_0 T_1 T_2 \quad (2.43)$$

$$\varphi(T) = 2 \varphi\left(\frac{T}{2}\right) = \varepsilon_0 T_1^2 + \varepsilon_0 T_1 T_2$$

- Parabolický priebeh rýchlosti, obr.2.23

Pre parabolický priebeh rýchlosti platia podľa obr.2.23 vzťahy

$$\varepsilon(t) = \varepsilon_0 - kt$$

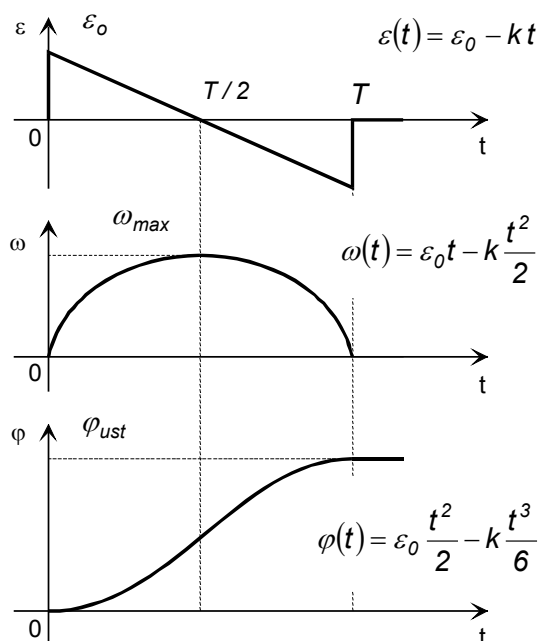
$$\text{Čas rozbehu (perióda } T) \quad \varepsilon(t) = 0 \rightarrow T = 2 \frac{\varepsilon_0}{k} \quad (2.44)$$

$$\omega(t) = \varepsilon_0 t - k \frac{t^2}{2}$$

$$\text{Maximálna uhlová rýchlosť } \omega\left(\frac{T}{2}\right) = \omega_{max} = \varepsilon_0 \frac{\varepsilon_0}{k} - k \frac{\varepsilon_0^2}{2k^2} = \frac{\varepsilon_0^2}{2k} \quad (2.45)$$

$$\varphi(t) = \varepsilon_0 \frac{t^2}{2} - k \frac{t^3}{6}$$

$$\text{konečná hodnota polohy } \varphi_{ust} = \varphi\left(\frac{T}{2}\right) = \varepsilon_0 \frac{\varepsilon_0^2}{2k^2} - k \frac{\varepsilon_0^3}{6k^3} = \frac{\varepsilon_0^3}{3k^2} \quad (2.46)$$

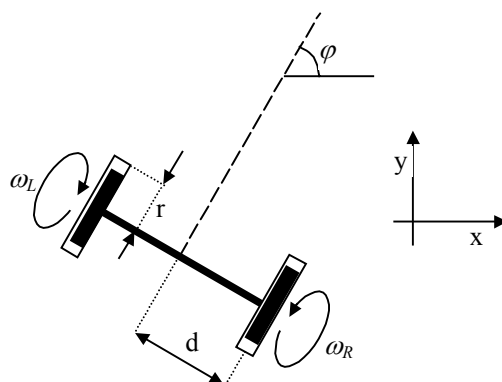


Obr. 2.23 Pracovný diagram kinematických veličín pre parabolický priebeh rýchlosti

Príklad č. 2.2

Model pohybového systému mobilného kolesového robota.

Kolesové systémy mobilných robotov sú veľmi úspešné v dobre štruktúrovaných prostrediach s relatívne hladkým terénom (podlahy, cesty), môžu však úplne zlyhať v neštrukturalizovanom prostredí s nerovným a poddajným terénom (terén, lesy a pod.). Mobilný trojkolesový robot je riadený pohybom dvoch kolies. Tretie koleso je len oporné. Kinematická schéma robota je znázornená na obr.2.24.

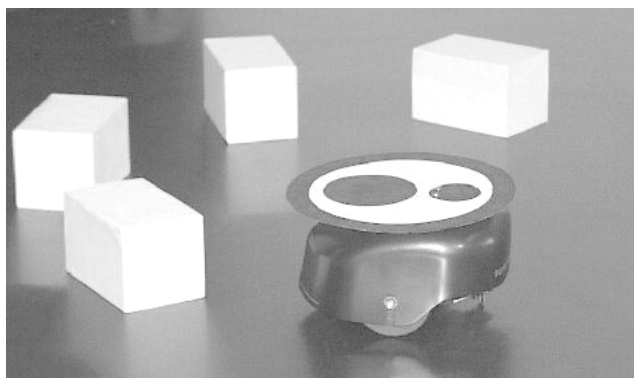
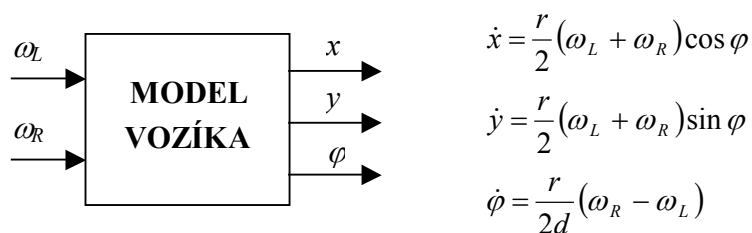


Obr. 2.24 Kinematická štruktúra mobilného trojkolesového robota.

Legenda:

ω_L - uhlová rýchlosť ľavého kolesa, ω_R - uhlová rýchlosť pravého kolesa,
 φ - uhol natočenia vozíka v súradnicovom systéme x, y,
 d - polomer otáčania vozíka, r - polomer kolies vozíka

Matematický model robota sa dá zostaviť podľa kinematickej schémy na obr.2.24.

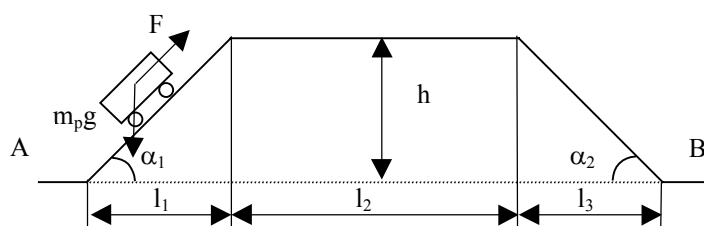


Obr. 2.25 Skutočný vzhľad mobilného robota

2.2.4 Výpočet charakteristických veličín elektrického vozidla počas jazdného cyklu

Vypočítajte charakteristické veličiny elektrického vozidla počas jazdného cyklu pre nasledovné parametre vozidla a jazdnej dráhy.

Závaž $m_{pp} = 3000 \text{ kg}$ sa transportuje z A do B po ceste podľa obr.2.26 elektrickým vozidlom s hmotnosťou $m_{po} = 1500 \text{ kg}$. Maximálna ťažná sila je ohraničená na $F_{pm} = 7000 \text{ N}$, maximálna brzdná sila $F_{bm} = -4000 \text{ N}$. Jazdná rýchlosť $v_n = 10 \text{ m}\cdot\text{s}^{-1}$, koeficient valivého trenia $w_r = 0,08$, celková elektromechanická účinnosť $\eta_{cel} = 0,85$, jazdná dráha je určená parametrami $l_1 = 500 \text{ m}$, $l_2 = 300 \text{ m}$, $l_3 = 200 \text{ m}$, $h = 20 \text{ m}$.



Obr. 2.26 Schéma jazdnej dráhy elektrického vozidla

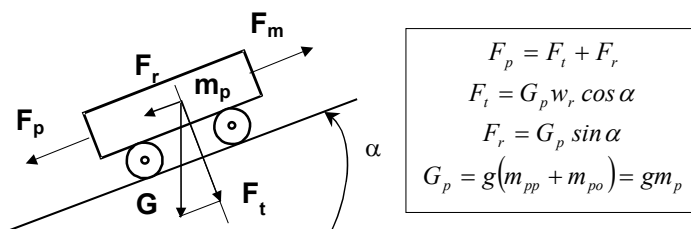
Úlohu je možné rozdeliť do dvoch etáp:

- Výpočet ťažnej sily, jazdné časy a dráhy v jazdných úsekoch (1) až (5)
- Výpočet: spotreby energie vozidla v jazdných úsekoch, celkovej spotreby energie vozidla pri rekuperačnom brzdení, strednej hodnoty príkonu elektrického vozidla.

Riešenie:

- jazdná dráha sa rozdelí na päť jazdných úsekov:
 - rozbeh smerom do vrcholu - maximálne zrýchlenie na v_n
 - jazda menovitou rýchlosťou smerom do vrcholu
 - jazda menovitou rýchlosťou po rovine
 - jazda menovitou rýchlosťou z kopca
 - jazda so spomaľovaním z kopca - maximálne brzdenie na 0 rýchlosť

Odvodenie základných vzťahov pre výpočet ťažnej sily



Obr. 2.27 Rozloženie ťažných síl pôsobiacich na vozidlo

Základné vzťahy pre výpočet dynamickej ťažnej sily, dráhy, času a spotrebovanej energie:

- režim konštantného zrýchlenia $a = \frac{v}{t} = \frac{v_n}{t} = konst$ (úseky 1 a 5)

$$F_a = ma = m \frac{v_n}{t} \rightarrow t = \frac{m v_n}{F_a} \quad \text{kde} \quad t_k = \frac{m v_n}{F_{ak}}$$

$$s = \frac{1}{2} a t^2 = \frac{1}{2} v t \quad s_k = \frac{1}{2} v_n t_k$$

$$W = \frac{1}{2} m v^2 = \frac{1}{2} F v t$$

$$F = ma, a = \frac{v_n}{t} \rightarrow m = \frac{F}{v_n} \quad W_k = \frac{1}{2} F_k v_n t_k$$

- režim konštantnej rýchlosti $v = v_n$ (úseky (2,3,4))

Spotrebovaná energia $W = Pt = Fv_n t$ $P = Fv_n$ $W_k = F_k v_n t_k$

Výpočet uhlov sklonu profilu jazdnej dráhy podľa obr.2.26

$$\alpha_1 = \arctg \frac{h}{l_1} = \arctg \frac{20}{500} = 2,29^\circ$$

$$\alpha_2 = \arctg \left(-\frac{h}{l_3} \right) = -5,71^\circ$$

Výpočet ustálených ťažných síl pre úseky (k= 1,2,3,4,5)

$$F_{p1} = F_{p2} = m_p g (w_r \cos \alpha_1 + \sin \alpha_1) = 5300 N$$

$$F_{p3} = m_p g w_r = 3532 N$$

$$F_{p4} = F_{p5} = m_p g (w_r \cos \alpha_2 + \sin \alpha_2) = -878 N$$

Výpočet ťažných síl, jazdných dráh, časov a spotrebovanej energie v úsekoch jazdy s konštantným zrýchlením (úsek 1,5)

úsek 1

dynamická sila zrýchlenia

$$F_{a1} = F_{pm} - F_{p1} = 1700 N$$

čas zrýchľovania

$$t_1 = \frac{m_l v_n}{F_{a1}} = 26,5 s$$

dráha zrýchľovania

$$s_1 = \frac{v_n t_1}{2} = 132,5 m$$

ťažná sila

$$F_1 = F_{p1} + F_{a1} = 7000 N$$

spotrebovaná energia

$$W_1 = \frac{1}{2} F_1 v_n t_1 = 0,2975 \cdot 10^6 Ws$$

úsek 5

brzdňá dynamická sila

$$F_{b5} = F_{bm} - F_{p5} = -3122 N$$

čas brzdenia

$$t_5 = -\frac{m_p v_n}{F_{a5}} = 14,4 s$$

dráha pri brzdení

$$s_5 = \frac{v_n t_5}{2} = 72 m$$

ťažná sila

$$F_5 = F_{p5} + F_{a5} = -4000 N$$

spotrebovaná energia

$$W_5 = \frac{1}{2} F_5 v_n t_5 = -0,288 \cdot 10^6 Ws$$

Výpočet ťažných síl, jazdných dráh, časov a spotrebovanej energie v úsekoch jazdy s konštantnou rýchlosťou (úsek 2,3,4)

$$s_2 = \frac{l_1}{\cos \alpha_1} - s_1 = 367,9 \text{ m} \quad t_2 = \frac{s_2}{V_n} = 36,8 \text{ s} \quad W_2 = F_2 v_n t_2 = 1,9504 \cdot 10^6 \text{ Ws}$$

$$s_3 = l_2 = 300 \text{ m}, \quad t_3 = \frac{l_2}{V_n} = 30 \text{ s} \quad W_3 = F_3 v_n t_3 = 1,0596 \cdot 10^6 \text{ Ws}$$

$$s_4 = \frac{l_3}{\cos \alpha_2} - s_5 = 129 \text{ m} \quad t_4 = \frac{s_4}{V_n} = 12,9 \text{ s} \quad W_4 = F_4 v_n t_4 = -0,1133 \cdot 10^6 \text{ Ws}$$

Poznámka: ťažná sila obsahuje len ustálenú silu $F_k = F_{pk}$.

Celkový čas jazdy (cyklu) $t_{cel} = t_1 + t_2 + t_3 + t_4 + t_5 = 120,6 \text{ s}$

Vypočítané hodnoty sú zostavené v tab.2.2.

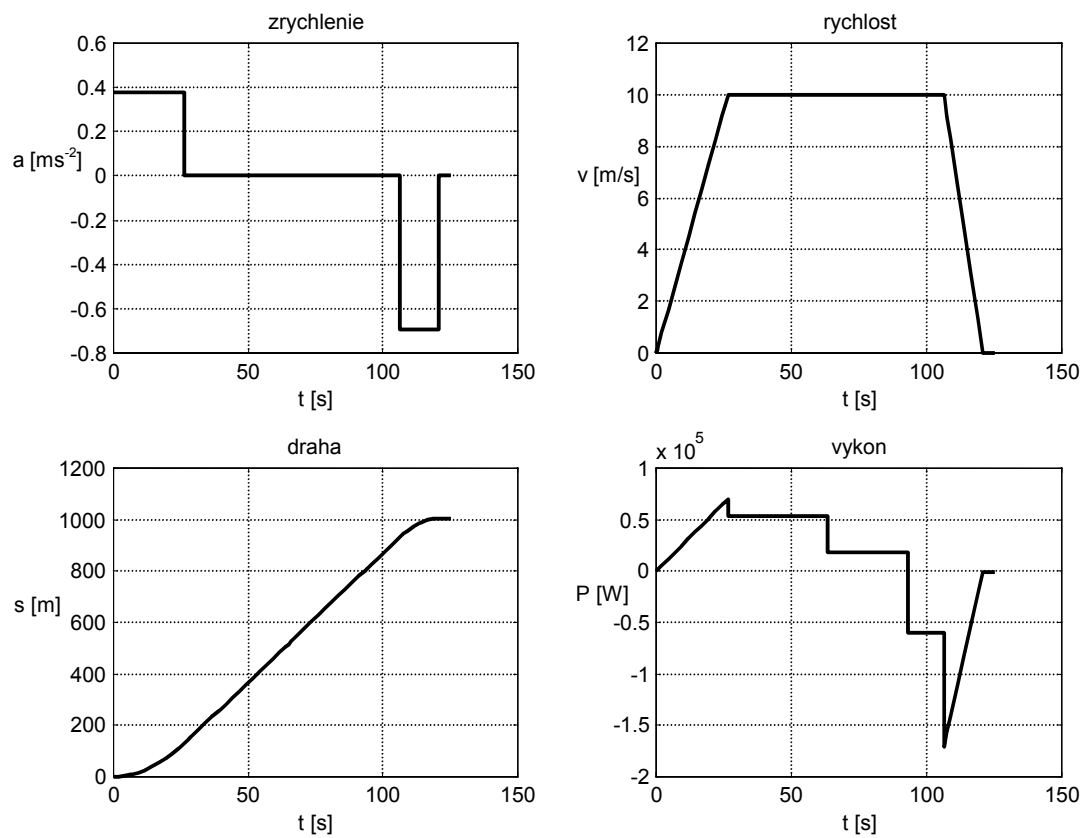
Tabuľka 2.2 Spotrebovaná energia v úsekoch 1 až 5

k	$F_k \text{ [N]}$	$t_k \text{ [s]}$	$s_k \text{ [m]}$	$W_k \cdot 10^{-6} \text{ [W.s]}$
1	7000	26.5	132.5	0,9275
2	5300	36.8	367.9	1,9504
3	3532	30.0	300.0	1,0596
4	-878	12.9	129.0	-0,1133
5	-4000	14.4	72.0	-0,2880

Celková spotrebovaná energia počas času jazdy a stredný elektrický výkon je určená nasledujúcimi vzťahmi. Počas jazdy sa pohonným motorom odoberá celková energia

$$W_{cel} = \frac{W_1 + W_2 + W_3}{\eta_{cel}} + \eta_{cel}(W_4 + W_5) = 4,2923 \cdot 10^6 \text{ Ws} = 1,1920 \text{ kWh}$$

Stredný elektrický výkon odoberaný počas jednej pracovnej periódy: $P_{elav} = \frac{W_{el}}{t_{cel}} = 36 \text{ kW}$



Obr. 2.28 Vypočítané priebehy charakteristických veličín elektrického vozidla počas jazdného cyklu

3. Jednosmerné motory

3.1 Klasifikácia elektrických strojov

Elektrické stroje delíme na stroje:

- točivé
- netočivé

Elektrické stroje točivé zabezpečujú transformáciu elektrickej energie na mechanickú alebo naopak. Prenos energie zabezpečuje magnetický obvod. Do tejto kategórie patria aj stýkače, relé, elektromagnety, ktoré vykonávajú jednorázový alebo cyklický lineárny pohyb. *Točivé elektrické stroje* delíme do dvoch základných kategórií:

- motory - elektromechanické prevodníky,
- generátory - mechanicko-elektrické prevodníky.

Do kategórie netočivých elektrických strojov patria napr. transformátory, tlmivky, transduktory (magnetické zosilňovače). Do tejto kategórie nezahrňujeme elektrické polovodičové meniče.

Elektrické motory sa podľa charakteru napájacieho elektrického zdroja delia na:

- jednosmerné motory,
- striedavé motory,
- univerzálne motory (môžu sa napájať z jednosmerného aj zo striedavého zdroja).

3.2 Princípy činnosti a konštrukčné usporiadanie jednosmerného stroja

Princípy činnosti jednosmerných strojov vychádzajú z niekoľkých základných fyzikálnych zákonov, ktoré sa dajú vyjadriť nasledovnými pravidlami. *Lencovo pravidlo pravej ruky* určuje smer prúdu: indukovaný prúd má vždy taký smer, že pôsobí proti zmene, ktorou bol vyvolaný. Indukované napätie sa môže vyjadriť následovným vzťahom

$$u_i = l \cdot (\mathbf{v} \times \mathbf{B}) \quad (3.1)$$

kde \mathbf{B} je vektor magnetickej indukcie [T=Tesla], [Wb/m²], [Vs/m²]
 \mathbf{v} - vektor rýchlosti pohybujúceho sa prúdovodiča dĺžky l [m/s]
 l - prúdovodič dĺžky l [m]

Vo vzťahu (3.1) predstavuje výraz $\mathbf{v} \times \mathbf{B}$ vektorový súčin dvoch veličín. Hodnotu vektorového súčinu vyjadruje vzťah

$$|\mathbf{v} \times \mathbf{B}| = vB \sin \alpha \quad (3.2)$$

Generátor striedavého prúdu sa môže realizovať pomocou jednoduchého závitú **-rotora**, ktorý má na hriadeľ **zberacie ústrojenstvo - kolektor**, obr.3.1. Ak sa rotor otáča uhlovou rýchlosťou ω potom obvodová rýchlosť v závitú je daná vzťahom

$$v = \omega r \quad (3.3)$$

Indukované napätie U_i je snímané na kolektore. Pomocou predchádzajúcich vzťahov sa dá vyjadriť v tvare

$$U_i = B l v \sin \alpha = B l r \omega \sin \alpha \quad (3.4)$$

Ak vo vzťahu (3.4) zavedieme pojem magnetický tok

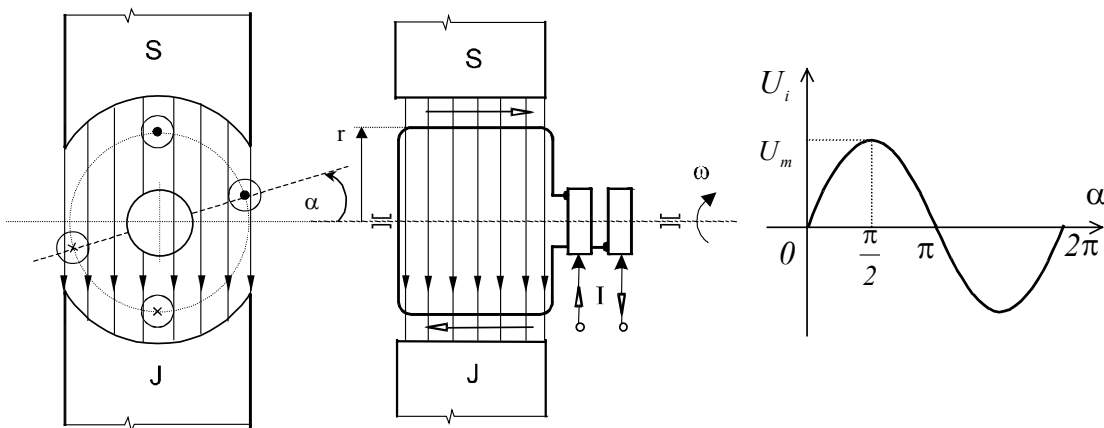
$$\Phi = B S \quad [\text{Vs}, \text{Vs/m}^2, \text{m}^2] \text{ kde } S = 2lr \text{ je plocha závitů} \quad (3.5)$$

Potom platí

$$U_i = N \Phi \omega \sin \alpha \quad (3.6)$$

Počet závitov rotora je v praktických realizáciách N . Maximálna hodnota indukovaného napätia je pre uhol $\alpha = 90^\circ$

$$\text{ak označíme } U_{i \max} = N \Phi \omega \text{ potom } U_i = U_{i \max} \sin \alpha \quad (3.7)$$



Obr. 3.1 Princiálna schéma generátora striedavého prúdu

Faradayov zákon - zákon o indukovanej elektromotorickej sile

Faradayov zákon zovšeobecňuje vznik indukovaného napätia. Predpokladajme, že magnetický tok sa mení v závislosti od polohy (napr. uhla natočenia závitů) a času.

$$\Phi = \phi(\alpha, t) \quad (3.8)$$

Indukované napätie je vyjadrené vzťahom

$$u_i = -N \frac{d\phi(\alpha, t)}{dt} \text{ po dosadení (3.8) } u_i = -N \left(\frac{\partial \phi}{\partial \alpha} \frac{d\alpha}{dt} + \frac{d\phi}{dt} \right) \quad (3.9)$$

Magnetický tok je funkciou skalárneho súčinu vektora magnetickej indukcie a plochy

$$\phi = \mathbf{B} \cdot \mathbf{S} = B \cdot S \cos \alpha \quad (3.10)$$

$$u_i = -N \left(-B \cdot S \sin \alpha \frac{d\alpha}{dt} \right) = NBS \omega \sin \alpha = u_{i \max} \sin \alpha \quad (3.11)$$

kde $\omega = \frac{d\alpha}{dt}$, $u_{i \max} = NBS \omega$

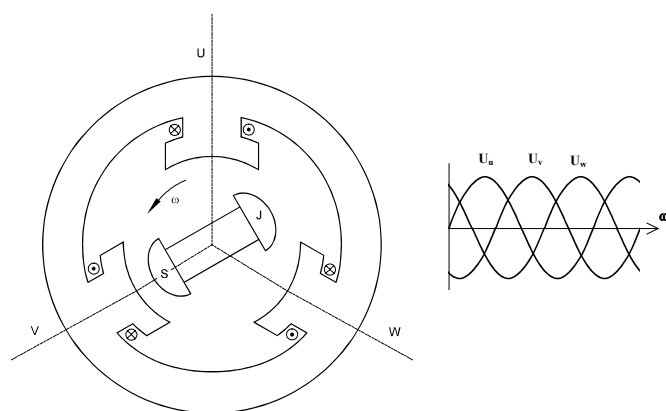
Magnetický tok sa môže meniť napr. v transformátoroch v závislosti od času pri konštantnej ploche

$$B \rightarrow B(t), S = \text{konšt}, u_i = -NS \frac{dB}{dt} \quad (3.12)$$

alebo je tok konštantný a pohybom sa mení len veľkosť plochy - napr. v elektrických motoroch

$$S \rightarrow S(\alpha, t), B = \text{konšt}, u_i = -NB \frac{\partial S}{\partial \alpha} \frac{d\alpha}{dt} \quad (3.13)$$

Časová zmena magnetického toku môže byť vyvolaná vzájomným pohybom cievky a magnetického poľa. Ak je magnetické pole tvorené magnetom umiestneným v rotore (kotve) a cievky sú na statore, realizovali sme generátor striedavého prúdu, obr.3.2.



Obr. 3.2 Principiálna schéma trojfázového generátora striedavého prúdu - alternátora

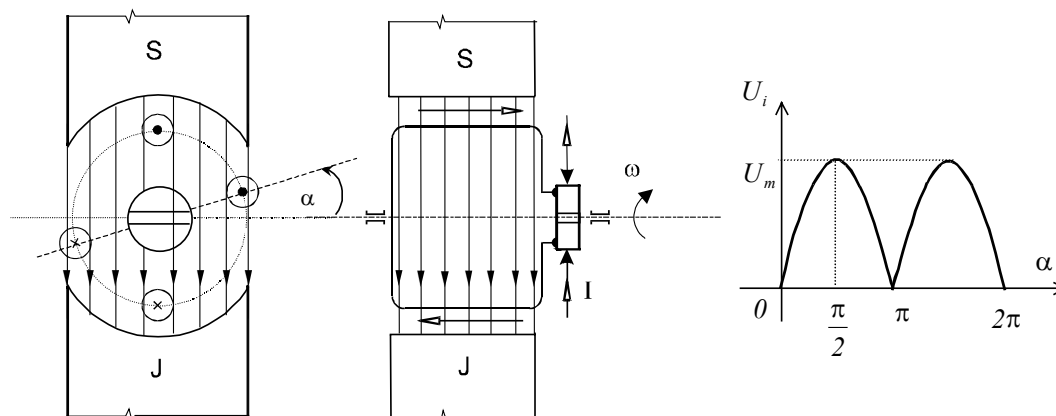
Zberacie ústrojenstvo - kolektor na obr.3.1 nahradíme komutátorom. Potom dostaneme na výstupe pulzujúci priebeh indukovaného napätia, ktorý tvorí základ pre realizáciu generátora jednosmerného prúdu - dynama, obr.3.3.

Stredná hodnota napätia dynama s jednou cievkou by dosahovala hodnoty $U_{IS} = 0,637 U_{max}$, striedavá zložka napätia (zvlnenie) je v tomto prípade až 36 %!

V konkrétnych príkladoch sa preto realizujú stroje s podstatne väčším párnym počtom cievok, napr.:

- stroj s 8 cievkami má zvlnenie 7.6 %
- stroj s 36 cievkami má zvlnenie 0.4 %

Komutátor dynama plní funkciu mechanického usmerňovača.



Obr. 3.3 Principiálna schéma generátora jednosmerného prúdu - dynama

Pokiaľ sme doteraz v našich úvahách vyšetrovali indukované napätie cievky pohybujúcej sa v magnetickom poli, môžeme v ďalšom pozorovať silové účinky na vodič v magnetickom poli, ktorým preteká prúd i . Pomocou Biot-Savartovho zákona a pravidla ľavej ruky vieme určiť smer pôsobenia sily F .

$$\mathbf{F} = l \cdot (\mathbf{B} \times \mathbf{i}) = l \cdot B \cdot i \sin \varphi \quad (3.14)$$

kde φ je uhol medzi vektorom magnetickej indukcie \mathbf{B} a prúdom \mathbf{i} .

Cievka v magnetickom poli *obr.3.4* pôsobením prúdu i vytvára dvojicu síl F , ktorá vytvára elektromagnetický moment motora.

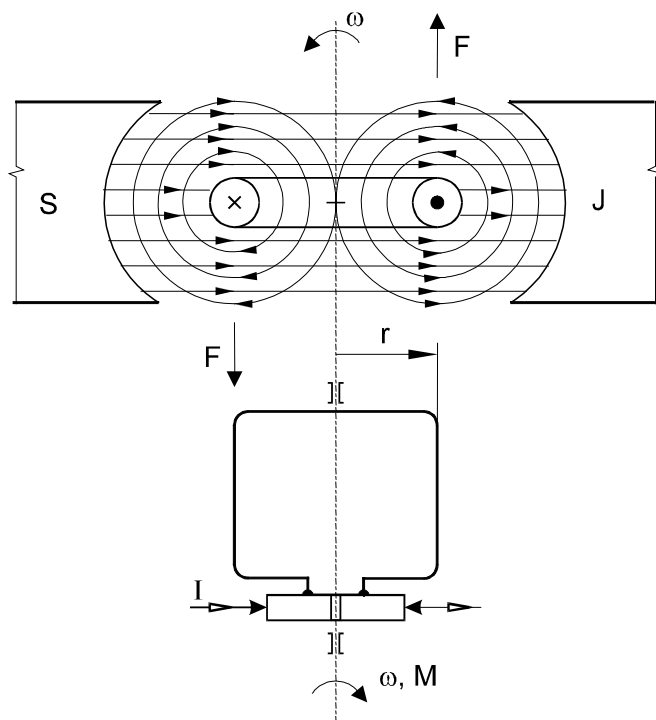
$$M_m = Fr = lBr i \sin \varphi \quad (3.15)$$

Ak bude uhol $\varphi = 90^\circ$ potom moment bude dosahovať maximálnu možnú hodnotu

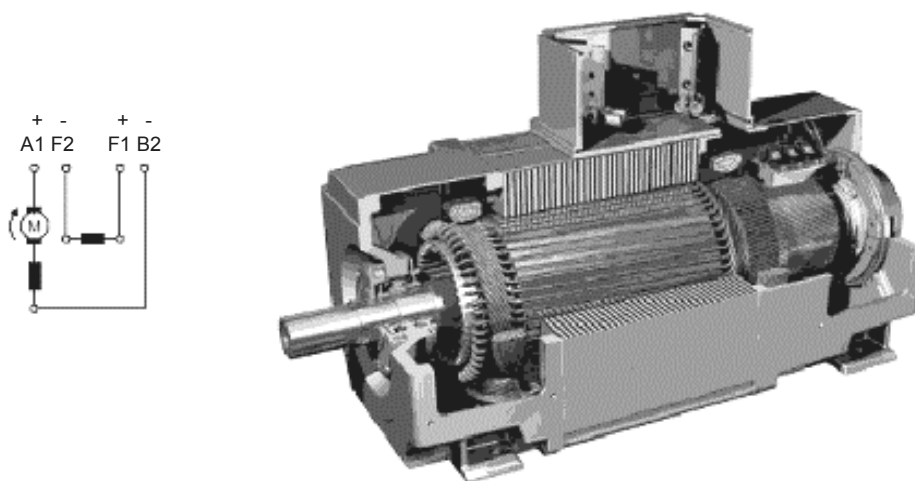
$$M_{mmax} = N l B r i = N B S i = N \Phi i \quad (3.16)$$

$$M_m = F \cdot r = M_{mmax} \sin \varphi \quad (3.17)$$

Pulzácia momentu motora je podobne ako pri dyname daná počtom cievok rotora - kotvy.



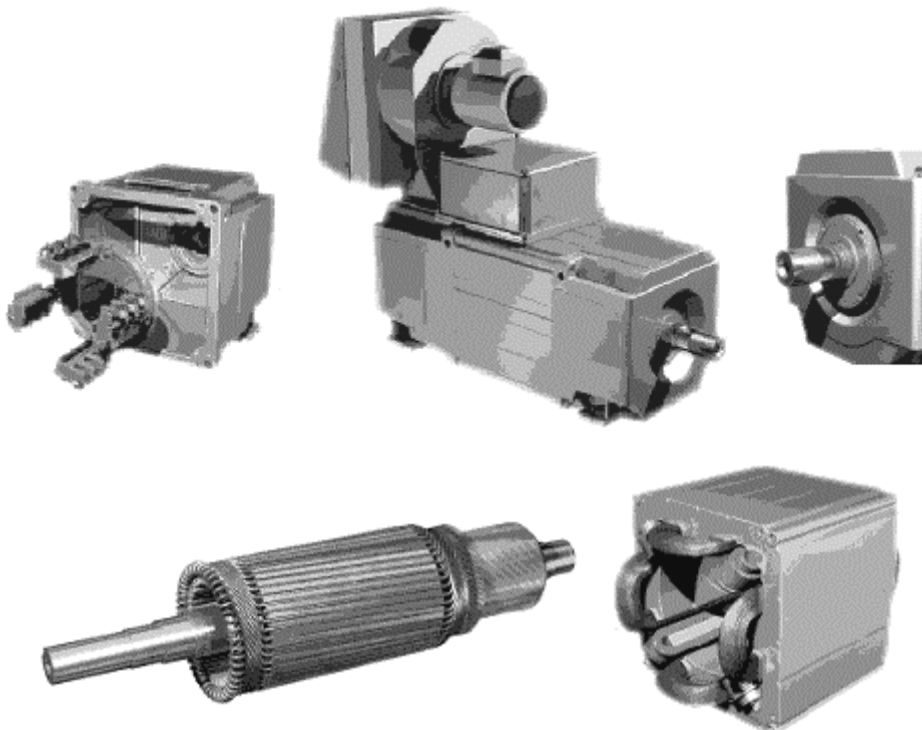
Obr. 3.4 Principiálna schéma jednosmerného motora



Obr. 3.5 Rez jednosmerného motora s cudzím budením

Jednosmerný stroj má tieto základné časti:

- **stator** magnetický obvod z liatej ocele alebo plechov, má zabudované cievky budiaceho vinutia hlavných pólov HP,
- **rotor (kotva - K)**, zväzok plechov vzájomne izolovaných, v drážkach je uložené vinutie kotvy,
- **komutátor**, vzájomne izolované medené lamely, sú spojené s vývodmi jednotlivých cievok, nasadený je na jednej strane rotora,
- **zberacie ústrojenstvo**, systém uhlíkových kief (kefa = brush - B)

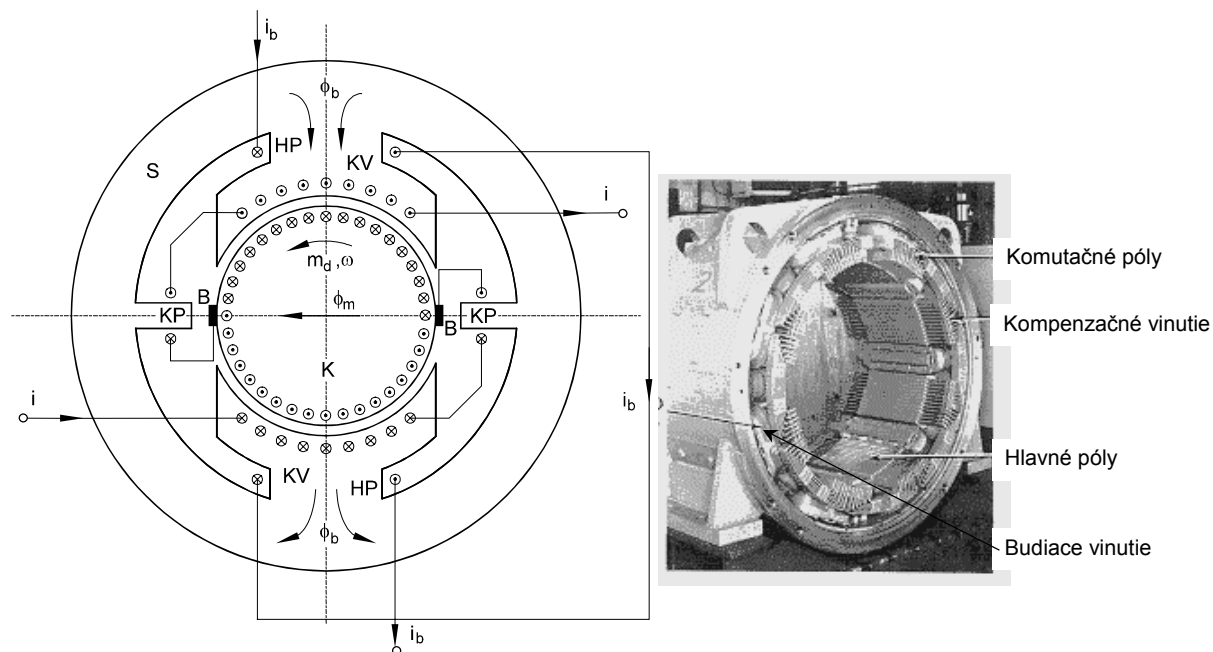


Obr. 3.6 Hlavné časti jednosmerného motora

Komutátor + zberacie ústrojenstvo tvoria mechanický komutátor - striedač.

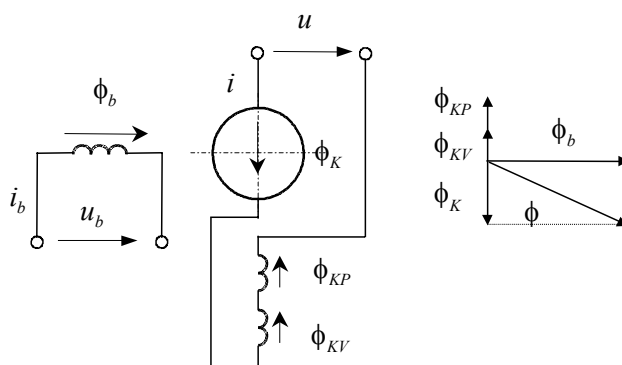
Väčšie jednosmerné stroje, obr.3.7, majú ďalej:

- kompenzačné vinutie KV umiestnené v hlavných póloch, potlačuje sa ním reakcia kotvy,
- vinutie komutačných pólův KP je umiestnené oproti komutačným póloom, kompenzuje pri komutácii reaktančné napätie kotvy.



Obr. 3.7 Priechy rez jednosmerného stroja s 18 cievkami

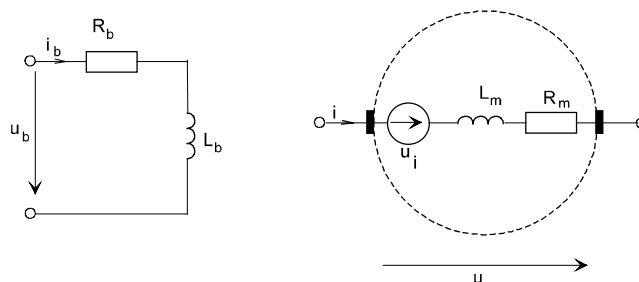
Výsledný magnetický tok stroja je daný podľa obr.3.8 vektorovým súčtom zložiek toku budenia ϕ_b a toku - tzv. reakcii toku ϕ_K . Kompenzácia vplyvu kotvy je založená na princípe zápornej spätnej väzby realizovanej pomocou zložiek toku kompenzačného vinutia ϕ_{KV} a vinutia kompenzačných pólův ϕ_{KP} .



Obr. 3.8 Vplyv reakcie kotvy na magnetický tok motora

Pre náhradnú schému jednosmerného stroja na obr.3.9 platia nasledovné zjednodušujúce predstavy:

- vinutia sú geometricky symetrické,
- vzduchová medzera pod hlavnými póloom je konštantná,
- straty v železe a vírivými prúdmi sa zanedbávajú,
- reakcia kotvy je vykompenzovaná,
- komutácia je ideálna,
- ideálny napájací zdroj.



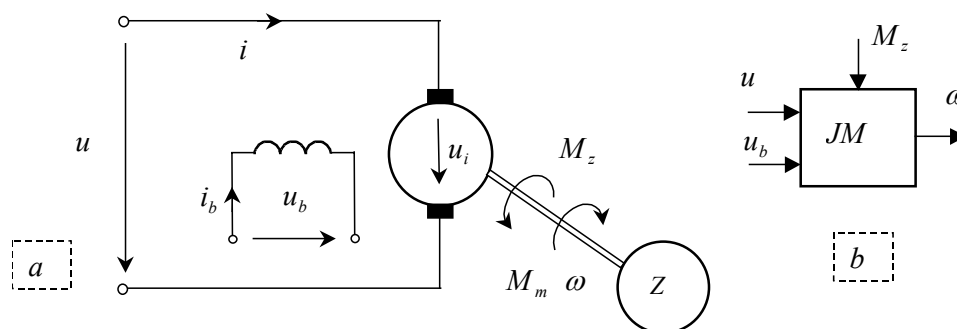
Obr. 3.9 Náhradná elektrická schéma stroja

Jednosmerné stroje (JM+JG) podľa usporiadania budenia delíme do týchto kategórií:

- s cudzím budením,
- s paralelným budením,
- so sériovým budením,
- s kombinovaným sériovo-paralelným budením.

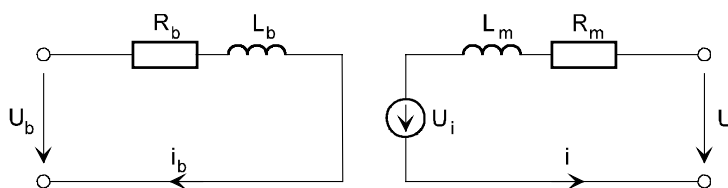
3.3 Jednosmerný motor s cudzím budením

Jednosmerný motor s cudzím budením, je vyjadrený náhradnou schémou, obr.3.10 a Jeho regulačné vlastnosti vyjadruje bloková schéma na obr.3.10 b.



Obr. 3.10 a - Náhradná schéma JM s cudzím budením, b - bloková schéma riadenia JM

Elektrický systém jednosmerného motora s cudzím budením, je vyjadrený schémou, obr.3.11.



Obr. 3.11 Náhradná elektrická schéma JM s cudzím budením

Regulačné vlastnosti JM sa vyšetrujú z modelov. Správanie v prechodných stavoch charakterizuje dynamický model JM. Správanie v ustálenom stave vyjadruje statický (stacionárny) model.

3.3.1 Dynamický model JM s cudzím budením

Matematický model JM vychádza zo všeobecného modelu jednosmerného stroja. Dynamický model je možné rozložiť na dva základné systémy

- elektromagnetický
- mechanický

Elektromagnetický systém obsahuje

- *model obvodu budenia JM*

$$\begin{aligned} u_b &= R_b i_b + \frac{d\phi_b}{dt} \\ \phi_b &= N_b \lambda i_b = L_b i_b \\ L_b &= N_b \lambda = \text{konst} \end{aligned} \quad (3.18)$$

kde λ je magnetická vodivosť budiaceho obvodu (statorový obvod)

N_b - počet závitov budiaceho vinutia

$\phi_b = f(i_b) = \phi$ - spriahnutý magnetický tok budenia - hlavný magnetický tok stroja

- *model obvodu kotvy (rotora) jednosmerného stroja*

$$\begin{aligned} u &= R_m i + L_m \frac{di}{dt} + u_i \\ u_i &= C' \phi \omega \quad [Vs] \quad \text{kde } C' = \frac{p' N_m}{2\pi a} \\ M_m &= C' \phi i \quad [Nm] \end{aligned} \quad (3.19)$$

kde C' je konštrukčná konštanta stroja, p' - počet pólových dvojjíc

N_m - počet závitov vinutia kotvy, a - počet paralelných vetví vinutia kotvy.

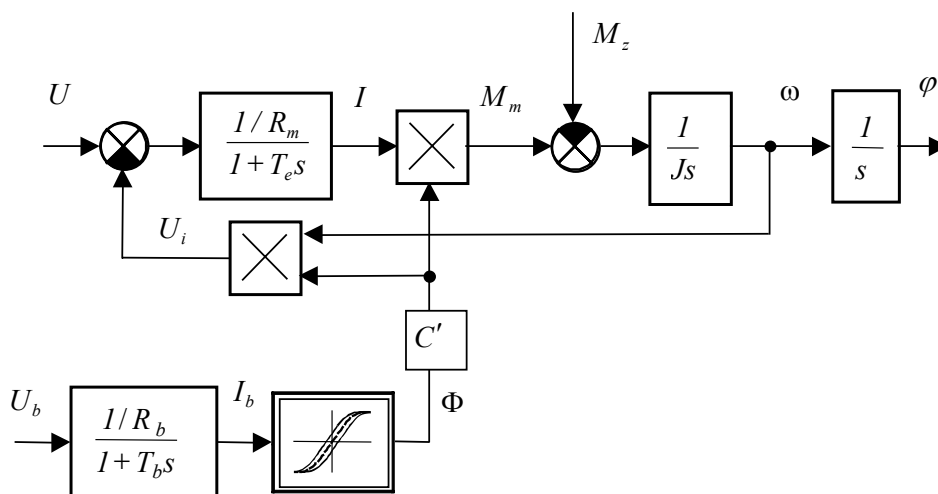
Mechanický systém obsahuje *pohybovú rovnicu stroja*

$$M_m - M_z = M_d = J \frac{d\omega}{dt} = J \varepsilon, \quad \frac{d\varphi}{dt} = \omega \quad (3.20)$$

kde M_m, M_z - moment motora, moment záťaže, J - moment zotrvačnosti motora

$\varepsilon, \omega, \varphi$ - uhlové zrýchlenie, rýchlosť a uhol natočenia hriadeľa rotora.

Rovnice (3.18), (3.19), (3.20) tvoria základné rovnice dynamického modelu JM s cudzím budením, ktorého bloková schéma je uvedená na *obr.3.12*.



Obr. 3.12 Bloková schéma nelineárneho dynamického modelu JM s cudzím budením

3.3.2 Linearizovaný model JM s cudzím budením

Linearizovaný model JM s cudzím budením je možné odvodiť z nelineárneho modelu JM pre zvolený pracovný bod $P: [U_0, U_{b0}, M_{z0}]$ podľa všeobecného prístupu uvedeného v 1. kapitole. Výpočet stavových premenných $x: [I_{b0}, \Phi_{b0}, I_0, \omega_0]$ pre zvolený pracovný bod určujú nasledovné rovnice algebraické rovnice

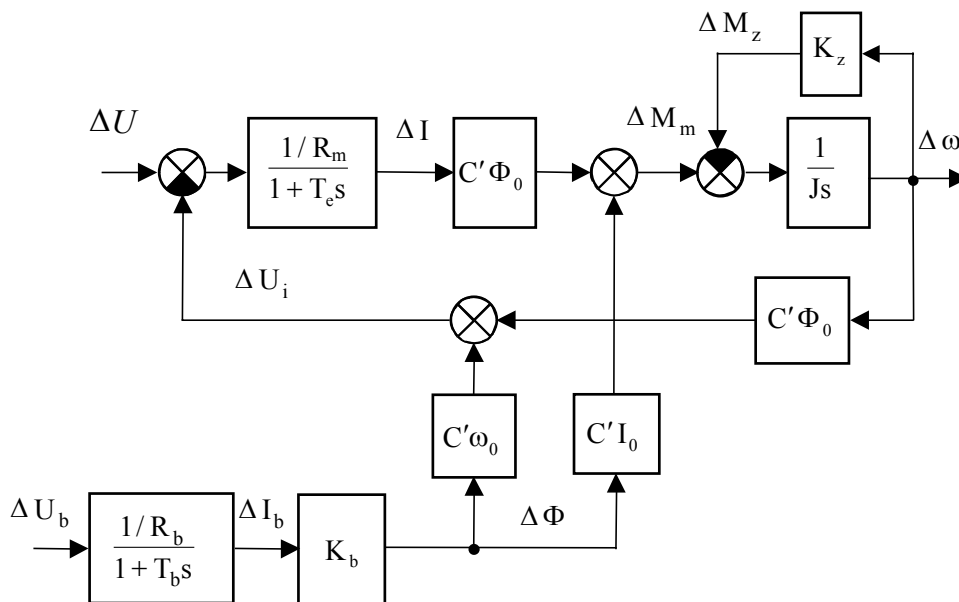
$$\begin{aligned} U_{b0} &= R_b I_{b0} & U_0 &= R_m i_0 + U_{i0} \\ \Phi_{b0} &= f(I_{b0}), & U_{i0} &= C' \Phi_0 \omega_0, & M_{m0} &= M_{z0} \\ & & M_{m0} &= C' \Phi_0 I_0 \end{aligned} \quad (3.21)$$

Dynamický model JM v okolí pracovného bodu je opísaný systémom lineárnych rovníc

$$\begin{aligned} \Delta u_b &= R_b \Delta i_b + \frac{d\Delta\phi_b}{dt} & \Delta u &= R_m \Delta i + L_m \frac{d\Delta i}{dt} + \Delta u_i \\ \Delta\phi_b &= \frac{\partial\phi_b}{\partial i_b} \Delta i_b = K_b \Delta i_b & \Delta u_i &= C' \omega_0 \Delta\phi + C' \Phi_0 \Delta\omega \\ \Delta M_m &= C' I_0 \Delta\phi + C' \Phi_0 \Delta i & \Delta M_m &= C' I_0 \Delta\phi + C' \Phi_0 \Delta i \end{aligned} \quad (3.22)$$

$$\Delta M_m - \Delta M_z = \Delta M_d = J \frac{d\Delta\omega}{dt}, \text{ a } \Delta M_z = \frac{\partial M_z(\omega)}{\partial \omega} \Delta\omega = K_z \Delta\omega \quad (3.23)$$

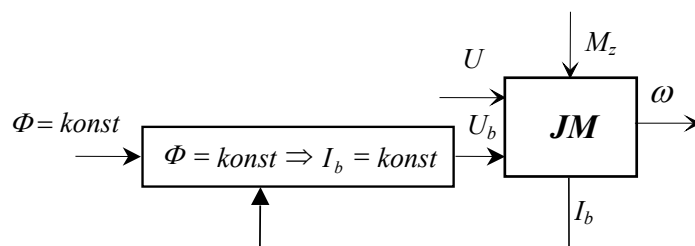
Vlastnosti linearizovaného modelu JM zobrazuje bloková schéma uvedená na obr.3.13.



Obr. 3.13 Bloková schéma linearizovaného dynamického modelu JM s cudzím budením

3.3.3 Dynamický model JM s cudzím konštantným budením

Základný spôsob riadenia JM s cudzím budením vyžaduje zabezpečiť stabilizáciu magnetického toku, t.j. splniť podmienku v statickom, ale aj dynamickom režime: $\phi = konst.$



Obr. 3.14 Principiálna schéma riadenia magnetického toku JM s cudzím budením

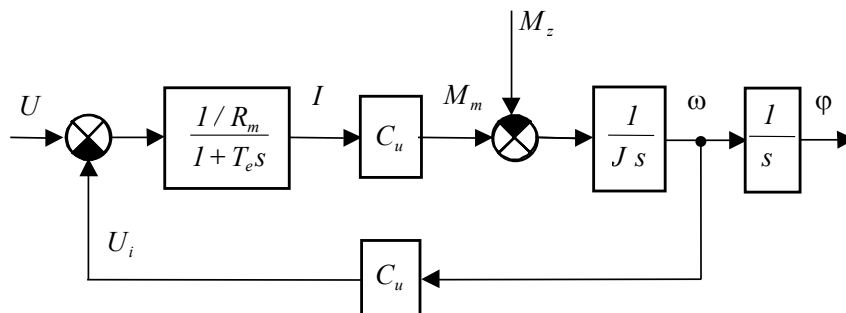
Pri splnení uvedenej podmienky sa model JM upraví na lineárny dynamický systém

$$u = R_m i + L_m \frac{di}{dt} + u_i, \quad M_m - M_z = M_d = J \frac{d\omega}{dt} = J\varepsilon, \quad \frac{d\phi}{dt} = \omega \quad (3.24)$$

V uvedených vzťahoch sme zaviedli novú konštantu, ktorú v tejto práci nazývame konštanta jednosmerného motora:

$$C_u = C\phi \quad [Vs/Vs] \quad \text{potom} \quad \begin{aligned} u_i &= C'\phi\omega = C_u\omega \quad [Vs] \\ M_m &= C'\phi i = C_u i \quad [Nm] \end{aligned} \quad (3.25)$$

Model vyjadrený blokovou schémou na obr.3.15 tvorí základný simulačný model JM s cudzím konštantným budením.



Obr. 3.15 Blokova schéma modelu JM s cudzím konštantným budením

Model JM v stavovom priestore

Model JM sa na základe všeobecného opisu viacrozmerných systémov môže upraviť na nasledovný tvar

$$\frac{dx}{dt} = Ax + Bu \quad \text{potom} \quad \begin{aligned} \frac{di}{dt} &= -\frac{R_m}{L_m} i - \frac{C_u}{L_m} \omega + \frac{1}{L_m} u \\ \frac{d\omega}{dt} &= \frac{C_u}{J} i + 0 - \frac{C_u}{J} M_z \end{aligned} \quad (3.26)$$

Podľa všeobecného zápisu prepísaním do vektorovej formy zaviedieme pojem stavový vektor \mathbf{x} , vektor vstupných veličín \mathbf{u} , a matice systému \mathbf{A} a \mathbf{B}

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} i \\ \omega \end{bmatrix}, \quad \mathbf{u} = \begin{bmatrix} u \\ M_z \end{bmatrix}, \quad \mathbf{A} = \begin{bmatrix} -R_m/L_m & -C_u/L_m \\ C_u/J & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} 1/L_m & 0 \\ -C_u/J & 0 \end{bmatrix} \quad (3.27)$$

V rozpísanom tvare je model JM vyjadrený nasledujúcou rovnicou

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i \\ \omega \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_m/L_m & -C_u/L_m \\ C_u/J & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i \\ \omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/L_m & 0 \\ -C_u/J & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u \\ M_z \end{bmatrix} \quad (3.28)$$

Výpočet prenosových funkcií zo stavového modelu JM

Model JM (3.26) je vhodné upraviť pre výpočet prenosových funkcií na tvar

$$\begin{bmatrix} U \\ M_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_m + L_m s & C_u \\ C_u & -Js \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I \\ \omega \end{bmatrix} \quad (3.29)$$

alebo po úprave

$$\begin{bmatrix} I \\ \omega \end{bmatrix} = \frac{1}{\det A} \begin{bmatrix} A_{11} & A_{21} \\ A_{12} & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U \\ M_z \end{bmatrix} \quad \text{alebo} \quad \begin{bmatrix} I \\ \omega \end{bmatrix} = \frac{1}{\det A} \begin{bmatrix} -Js & -C_u \\ -C_u & R_m + L_m s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U \\ M_z \end{bmatrix} \quad (3.30)$$

Determinant matice A je vhodné upraviť na tvar

$$\det A = (R_m + L_m s)(-Js) - C_u^2 = C_u^2(-1) \left(1 + \frac{R_m J}{C_u^2} s + \frac{R_m J L_m}{C_u^2 R_m} s^2 \right) \quad (3.31)$$

$$\det A = C_u^2(-1)(1 + T_m s + T_e T_m s^2)$$

kde $T_e = \frac{L_m}{R_m}$ - elektromagnetická časová konštanta

$$T_m = \frac{J R_m}{C_u^2} - \text{elektromechanická časová konštanta}$$

Potom výsledný tvar rovnice (3.30) je

$$\begin{aligned} I(s) &= \frac{A_{11}}{\det A} U(s) + \frac{A_{21}}{\det A} M_z(s) \\ \omega(s) &= \frac{A_{12}}{\det A} U(s) + \frac{A_{22}}{\det A} M_z(s) \end{aligned} \quad (3.32)$$

Dielčie prenosové funkcie JM je možné potom definovať nasledovne

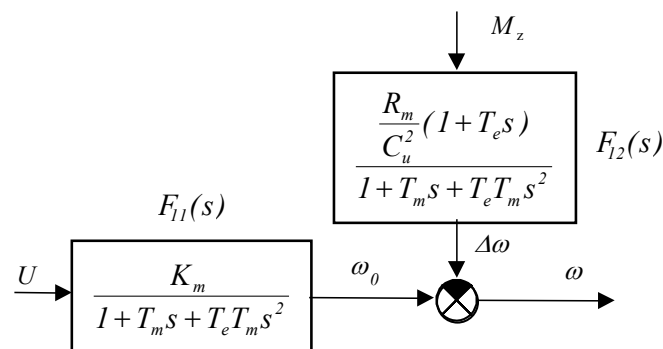
$$\begin{aligned} F_{21}(s) &= \frac{I(s)}{U(s)} = \frac{A_{11}}{\det A}, \quad F_{22}(s) = \frac{I(s)}{M_z(s)} = \frac{A_{21}}{\det A} \\ F_{11}(s) &= \frac{\omega(s)}{U(s)} = \frac{A_{12}}{\det A}, \quad F_{12}(s) = \frac{\omega(s)}{M_z(s)} = \frac{A_{22}}{\det A} \end{aligned} \quad (3.33)$$

Po úprave môžeme dostať prenosové funkcie JM v tvare

$$\text{Prenos riadenia pre uhlovú rýchlosť: } F_{11}(s) = \frac{\omega(s)}{U(s)} = \frac{K_m}{1 + T_m s + T_m T_e s^2} \quad (3.34)$$

kde $K_m = \frac{I}{C_u}$ - zosilnenie JM

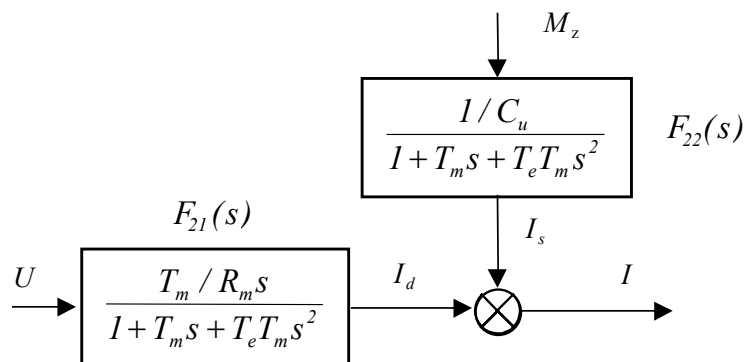
$$\text{Prenos poruchy pre uhlovú rýchlosť } F_{12}(s) = \frac{\omega(s)}{M_z(s)} = -\frac{\frac{R_m}{C_u^2}(1 + T_e s)}{1 + T_m s + T_m T_e s^2} \quad (3.35)$$



Obr. 3.16 Bloková schéma modelu JM s prenosovými funkciami pre výstupnú veličinu uhlovú rýchlosť

$$\text{Prenos riadenia pre prúd } F_{21}(s) = \frac{I(s)}{U(s)} = \frac{T_m s / R_m}{1 + T_m s + T_m T_e s^2} \quad (3.36)$$

$$\text{Prenos poruchy pre prúd } F_{22}(s) = \frac{I(s)}{M_z(s)} = \frac{I / C_u}{1 + T_m s + T_m T_e s^2} \quad (3.37)$$



Obr. 3.17 Bloková schéma modelu JM s prenosovými funkciami pre výstupnú veličinu prúd kotvy

Polynóm menovateľov prenosových funkcií určuje charakteristický polynóm JM. Ak platí: $T_m \gg 4T_e$ potom JM má jednoduché reálne záporné póly. Póly je možné vypočítať z nasledovnej kvadratickej rovnice

$$\begin{aligned}
 I + T_m s + T_m T_e s^2 &= (I + T_1 s)(I + T_2 s) = T_1 T_2 (s + p_1)(s + p_2) \\
 T_m &= T_1 + T_2 \quad T_e T_m = T_1 T_2 \\
 T_{1,2} &= \frac{T_m}{2} \pm \sqrt{\frac{T_m^2}{4} - T_e T_m}
 \end{aligned} \tag{3.38}$$

Prechodové charakteristiky uhlovej rýchlosti a prúdu pre prípad, že JM má jednoduché póly je možné vyjadriť v analytickom tvare z prenosových funkcií (3.34) a (3.36)

$$\begin{aligned}
 \omega(t) &= K_m \left\{ I + \frac{T_1}{T_2 - T_1} e^{-\frac{t}{T_1}} - \frac{T_2}{T_2 - T_1} e^{-\frac{t}{T_2}} \right\} U_{-1} \\
 i_d(t) &= \frac{T_m}{R_m} \left\{ \left(\frac{I}{T_1 - T_2} \right) \left(e^{-\frac{t}{T_1}} - e^{-\frac{t}{T_2}} \right) \right\} U_{-1}
 \end{aligned} \tag{3.39}$$

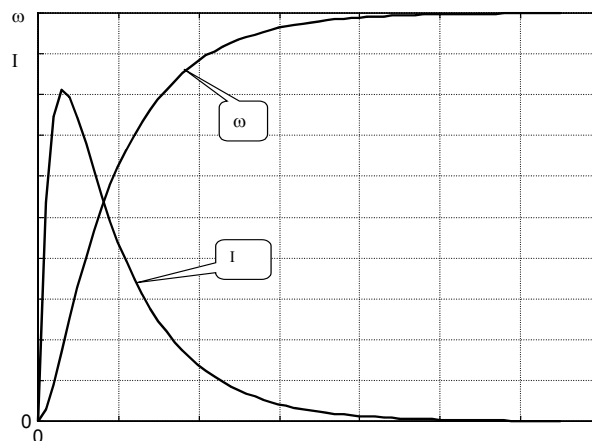
kde U_{-1} je veľkosť skoku napätia kotvy.

Ak platí $T_m \ll 4T_e$ potom charakteristický polynóm má komplexné združené póly.

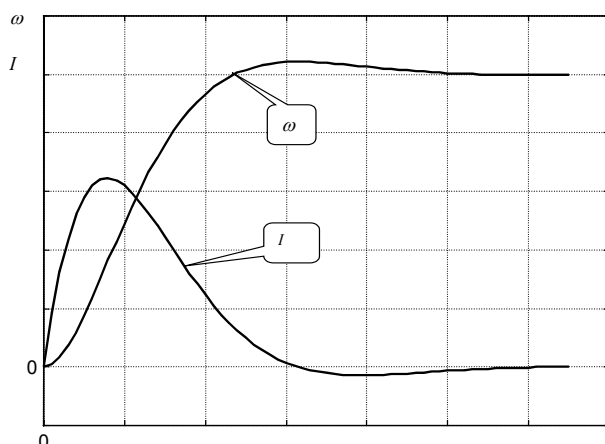
$$\begin{aligned}
 I + T_m s + T_m T_e s^2 &= I + 2bTs + T^2 s^2 = (\omega_0^2 + 2b\omega_0 s + s^2) \omega_0^{-2} \\
 T_m &= 2bT, \quad T_e T_m = T^2, \quad T = \frac{I}{\omega_0}
 \end{aligned} \tag{3.40}$$

Podobne aj prechodové charakteristiky uhlovej rýchlosti a prúdu pre prípad, že JM má komplexné združené póly sa dajú vyjadriť v analytickom tvare

$$\begin{aligned}
 \omega_0(t) &= K_m \left\{ I - \frac{I}{\beta} e^{-b\omega_0 t} \sin(\omega_0 \beta t + \Theta) \right\} U_{-1} \\
 i_d(t) &= \frac{T_m}{R_m} \left\{ \frac{\omega_0}{\beta} e^{-b\omega_0 t} \sin(\omega_0 \beta t) \right\} U_{-1} \quad \text{kde } \beta = \sqrt{I - b^2}, \quad \Theta = \arctg \frac{\sqrt{I - b^2}}{b}
 \end{aligned} \tag{3.41}$$



Obr. 3.18 Prechodové charakteristiky uhlovej rýchlosti a prúdu pre $T_m \ll 4T_e, M_z = 0$



Obr. 3.19 Prechodové charakteristiky uhlovej rýchlosti a prúdu pre $T_m \gg 4T_e, M_z = 0$

3.3.4 Statický model JM s cudzím budením

Zo vzťahov pre dynamický model JM (3.18) až (3.20) platia pre obvod budenia a kotvy JM v ustálenom stave nasledujúce vzťahy

$$\begin{aligned} U_b &= R_b I_b, \quad \Phi = f(I_b) \\ U &= R_m I + U_i, \quad \text{kde } U_i = C' \Phi \omega \\ M_m &= C' \Phi I, \quad M_m = M_z \end{aligned} \quad (3.42)$$

Z rovníc (3.42) môžeme získať vzťah pre momentovú (riadiacu) charakteristiku JM

$$M_m = \frac{C' \Phi}{R_m} U - \frac{(C' \Phi)^2}{R_m} \omega \quad (3.43)$$

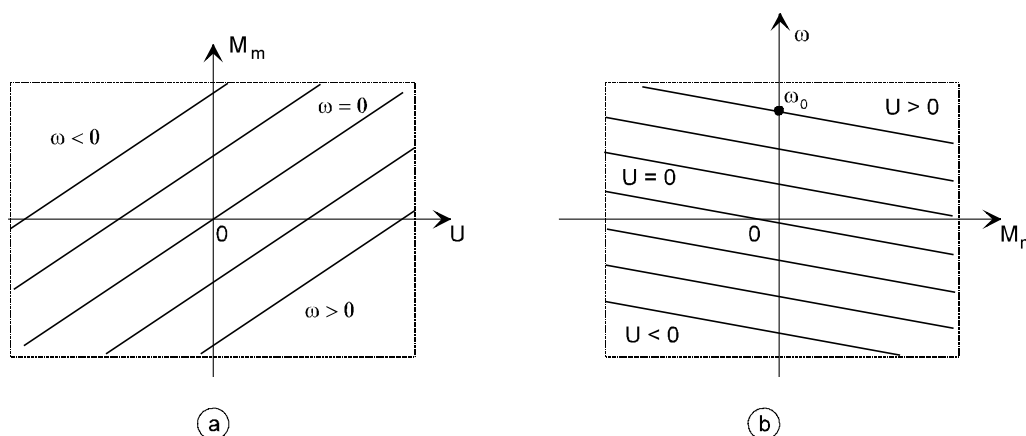
alebo záťažnú charakteristiku JM

$$\omega = \frac{I}{C' \Phi} U - \frac{R_m}{(C' \Phi)^2} M_m, \quad M_m = M_z \quad (3.44)$$

Ak riadením budiaceho napätia zabezpečíme konštantný magnetický tok $\Phi = konst$, potom momentové riadiace a záťažné charakteristiky sa upravujú na tvar

$$M_m = \frac{C_u}{R_m} U - \frac{C_u^2}{R_m} \omega, \quad \omega = \frac{I}{C_u} U - \frac{R_m}{C_u^2} M_m \quad (3.45)$$

Momentové charakteristiky JM s cudzím budením pre konštantný tok sú zobrazené na obr.3.20.



Obr. 3.20 a - momentová charakteristika JM, b - záťažná charakteristika JM pre $\Phi = \text{konst.}$

3.3.5 Kombinované riadenie JM s cudzím budením

JM s cudzím budením je možné riadiť zmenou napätia budenia alebo zmenou napätia kotvy

- $U = \text{variab.}, U_b = \text{konst.}$ ($\Phi = \text{konst.}$) základný spôsob riadenia
- $U = \text{konst.}, U_b = \text{variab.}$ režim odbudzovania motora
- $U = \text{variab.}, U_b = \text{variab.}$ všeobecný spôsob riadenia

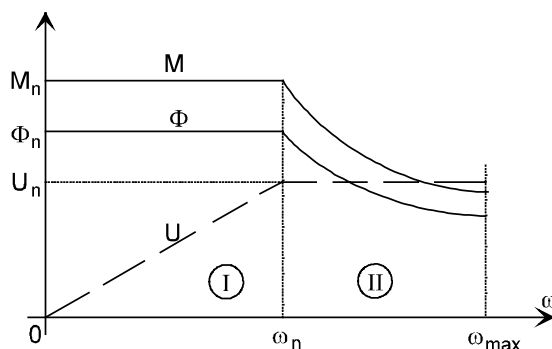
Kombinované riadenie JM s cudzím budením sa uplatňuje všade tam kde je potrebné rozšíriť regulačný rozsah rýchlosti nad nominálnu hodnotu, napr. pri realizácii servopohonov vretien obrábacích strojov. Riadenie uhlovej rýchlosti JM sa rozdeľuje do dvoch oblastí:

- **I.oblasť**: rozsah rýchlosti ω z intervalu $(0, \omega_n)$, $\Phi = \text{konst.}$, $U = \text{variab.}$ z intervalu $(0, U_n)$
- **II.oblasť**: rozsah rýchlosti ω z intervalu $(\omega_n, \omega_{\max})$, $U = U_n$, U_b je variabilné, zabezpečuje odbudzovanie JM.

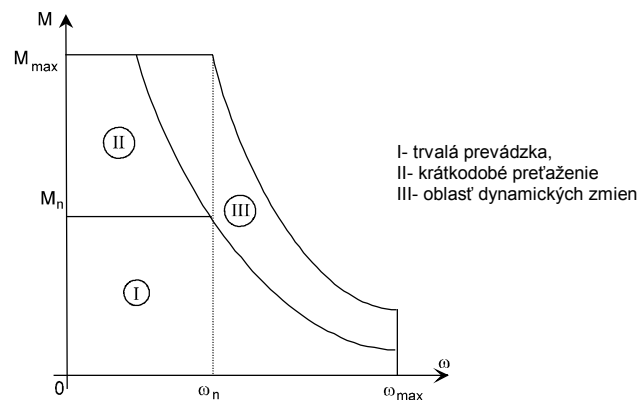
Vlastnosti kombinovaného riadenia je možné vyjadriť statickými charakteristikami JM na obr.3.21. Zaťažovacie charakteristiky motorov sú výrobcami rozšírené aj na dynamickú prevádzku. Na obr.3.22 je označená oblasť I - ako trvalá prevádzka, oblasť II je určená pre krátkodobé preťaženie motora a oblasť III - oblasť dynamických zmien.

Príklad parametrov JM s cudzím budením typ: 2SFT 80

$P_n = 0,96 \text{ kW}$, $M_n = 3,06 \text{ Nm}$, $M_{\max} = 18,35 \text{ Nm}$, $n_n = 3000 \text{ ot/min}$, $n_{\max} = 5000 \text{ ot/min}$,
 $U_n = 160 \text{ V}$, $I_n = 7,4 \text{ A}$, $U_{bn} = 180 \text{ V}$, $I_{bn} = 1,56 \text{ A}$, $J_m = 2,87 \cdot 10^{-3} \text{ kgm}^2$, $C_{un} = 0,44 \text{ Vs}$,
 $T_e = 1,5 \text{ ms}$, $T_m = 28,4 \text{ ms}$



Obr. 3.21 Statické charakteristiky JM pri kombinovanom riadení



Obr. 3.22 Statické charakteristiky zaťaženia JM v statickom a dynamickom režime

3.3.6 Jednosmerné motory s permanentnými magnetmi

Použitie magnetov v budiacich obvodoch JM s PM je výhodné najmä preto, že

- PM zabezpečujú konštantný magnetický tok
- nevznikajú Joulove straty budiaceho vinutia
- využitie priestoru je lepšie a konštrukcia viacpólových strojov je jednoduchšia
- magnetický obvod statora vychádza menší čím sa znižuje aj vonkajší priemer motora
- veľká momentová dynamická preťažiteľnosť $M_{max} \leq (5 - 10)M_n$,

nevýhody použitia PM

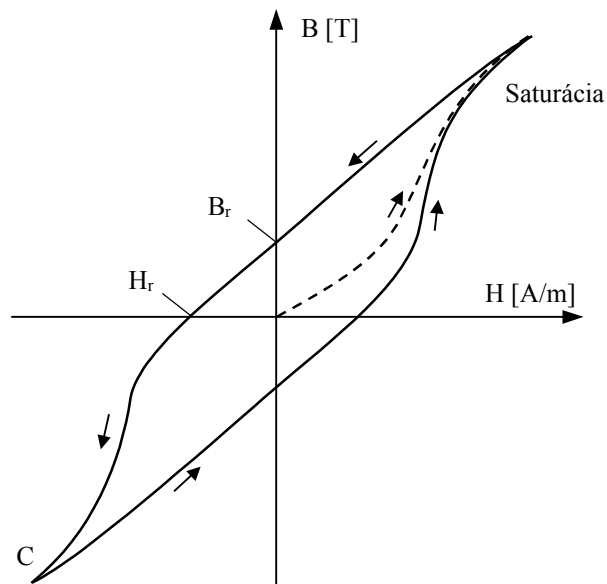
- nie je možné motor odbudzovať, rozsah rýchlosti obmedzený $\omega \leq \omega_n$, $U \leq U_n$
- obmedzenie výkonu rádovo $P_{max} = 10 kW$

Tvrde magnetické materiály PM – základné pojmy

Demagnetizačná charakteristika tvrdých magnetických materiálov

$$B = \mu H \quad (3.46)$$

- kde B - magnetická indukcia [T, Vs/m²]
 H - intenzita magnetického poľa [A/m]
 μ - permeabilita [Vs/A]



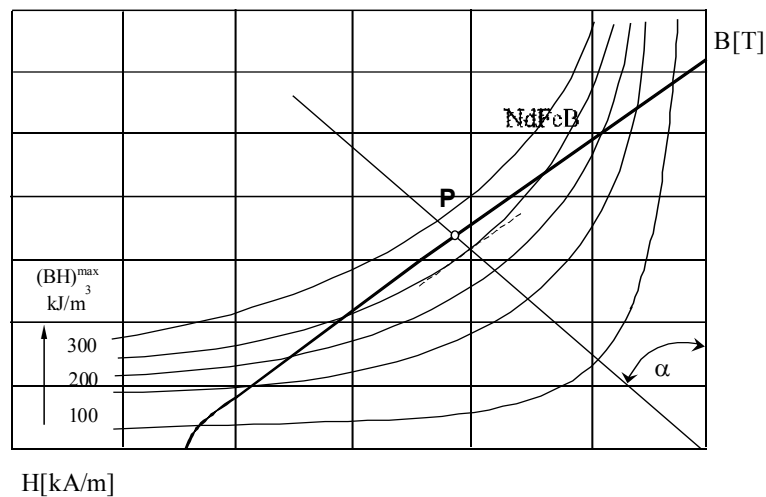
Obr. 3.23 Demagnetizačná charakteristika tvrdých magnetických materiálov

kde B_r - remanentná indukcia, H_c - koercitívna sila

Výber pracovného bodu na demagnetizačnej charakteristike

Pracovný bod na demagnetizačnej charakteristike volíme tak, aby sme dosiahli maximálnu možnú hustotu energie magnetického poľa:

$$(BH)_{max} = [kJ / m^3]$$

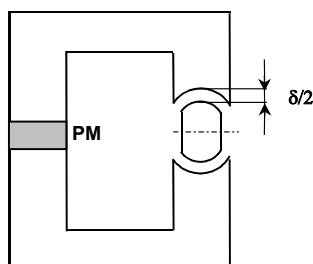


Obr. 3.24 Voľba pracovného bodu na demagnetizačnej charakteristike

Pre voľbu optimálnej veľkosti vzduchovej medzery magnetického obvodu približne platí

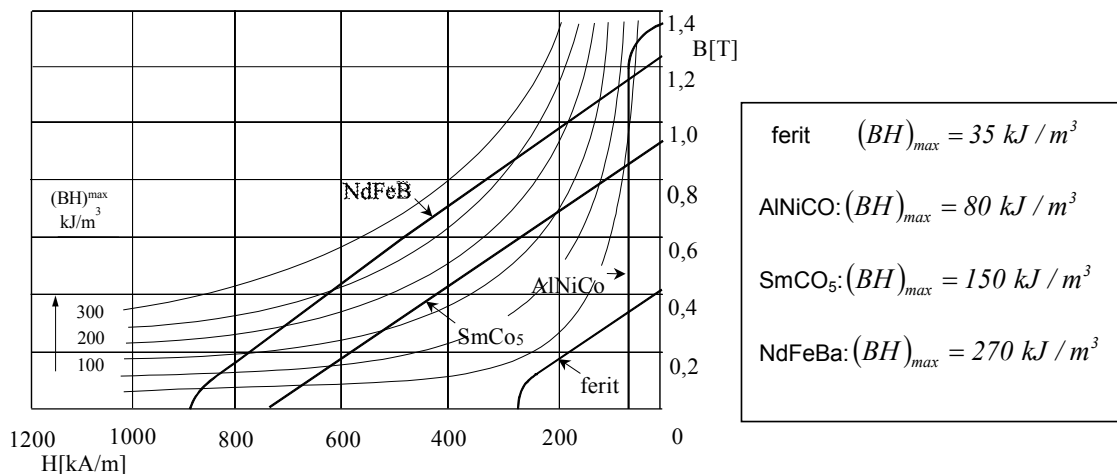
$$\delta \approx \operatorname{tg} \alpha \quad (3.47)$$

kde α je uhol, ktorý zvierajú priamka na demagnetizačnej charakteristike ako spojnice pracovného bodu s počiatkom súradnicového systému.



Obr. 3.25 Schéma magnetického obvodu s PM

Z demagnetizačných charakteristík obr.3.26 je vidno, že AlNiCo nie je vhodným magnetickým materiálom aj keď má najväčšiu remanenciu B_r . Najvhodnejším materiálom je zliatina NdFeB (neodym-železo-bor), jeho použiteľnosť je však obmedzená nižšou dovolenou pracovnou teplotou v porovnaní so zliatinou SmCO_5 (Samarium-Cobalt). Magnetické materiály sú približne pätnásťkrát drahšie ako ferity, ale je ich však za potreby na stroj s porovnateľnými parametrami približne trikrát menej. Stroj s PM so vzácnych zemín je teda menší a ľahší. Uspori sa ešte aj na ďalších aktívnych a konštrukčných materiáloch, takže nakoniec je takýto stroj len o niečo drahší ako stroj s feritovovými magnetmi.



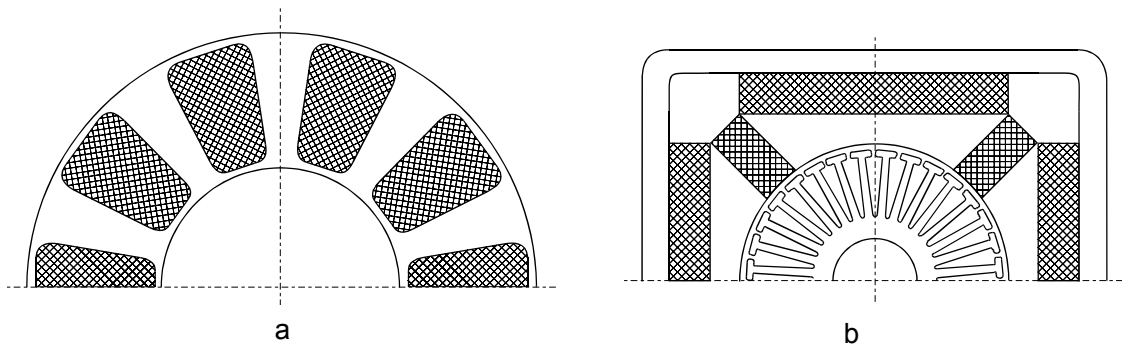
Obr. 3.26 Demagnetizačné charakteristiky najpoužívanejších tvrdých magnetických materiálov

Zásadne je možné rozdeliť jednosmerné motory s kotvou so železom a bez železa. Motory so železom sa vyrábajú s drážkovanou alebo hladkou kotvou zloženou z plechov kvôli obmedzeniu vírivých prúdov. Štvorcový tvar kostry statora umožňuje v rohoch výhodne umiestniť pomocné póly pre zlepšenie komutácie.

Motory s hladkou kotvou sa vyznačujú lepšou komutáciou vplyvom väčšej vzduchovej medzery (vplyv kotvy je potlačený) a menšou indukčnosťou cievok kotvy, takže pomocné póly nie sú potrebné. Rovnomernosť otáčania bude vyššia ako pri kotve s drážkami, pretože magnetický odpor medzi kotvou a statorom sa nemení. Prítomnosť železa v kotve síce zvyšuje moment zotrvačnosti a tým sa znižuje dynamika motora, ale na druhej strane sa zvyšuje tepelná zotrvačnosť, takže tieto motory sú odolné proti krátkodobému preťaženiu, ktoré nastáva väčšinou pri rozbehu a brzdení.

Motory s kotvou bez železa majú rotor zložený len z vodičov samonosne navinutých a lepených v tvare hrnca (HSM motory), s jeho dnom je spojený komutátor s klasickým prevedením. Statory sú kvôli uzatvoreniu magnetického obvodu dva (vnútorný a vonkajší), pričom magnety môžu byť umiestnené na obidvoch častiach statora. Vzhľadom na malý moment zotrvačnosti kotvy je možné dosiahnuť vysokých uhlových zrýchlení. Určité problémy sú s malou tepelnou zotrvačnosťou kotvy a zhoršeným odvodom Jouleových tepelných strát najmä pri nízkych otáčkach (v stave nakrátko). Vplyvom zaťaženia a nerovnomernému ohrevu dochádza k deformovaniu tvaru kotvy, čo pri malých vzduchových medzerách môže viesť k odieraniu kotvy o stator. Preto je potrebná cudzia ventilácia.

3.3.7 Príklady konštrukčného usporiadania PM v jednosmerných motoroch



Obr. 3.27 Rez jednosmerného motora s PM: a.) s diskovou kotvou, b.) valcovou kotvou

Jednosmerný diskový motor

Vinutie kotvy jednosmerného motora s diskovou kotvou je vyrobené technikou tlačných spojov. Vodiče nemusia byť izolované, čím sa podstatne zlepšuje chladenie kotvy. To umožňuje zvýšiť prúdovú hustotu vo vinutí. Kotva má vinutie natlačené po oboch stranách základovej dosky z tenkého izolačného materiálu. Pretože sú vodiče neizolované prítlačajú sa kefy priamo na vinutie kotvy. Krátka stavebná dĺžka vedie k malému zotrvačnému momentu rádovo $1 \cdot 10^{-5}$ až $1 \cdot 10^{-4}$ [kg.m²] čo umožňuje dosiahnutie vysokých uhlových zrýchlení. Pri nominálnych otáčkach 3 000 ot/min dosahuje motor menovitý moment 1,2 Nm.

Motory tohto typu vynikajú v dôsledku menšej indukčnosti rotora (100 μH) dobrou komutáciou, vysokou účinnosťou a veľkým špecifickým výkonom 70 W/kg.

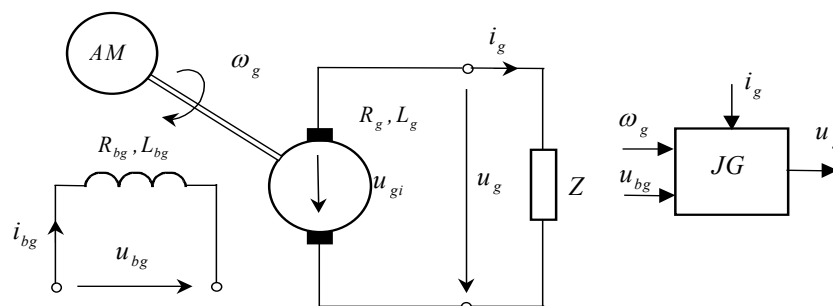
nevýhody JM s diskovou kotvou:

- mechanická komutácia a s ňou spojené opaľovanie, iskrenie a následné obmedzenie momentu pri vysokých otáčkach
- krátkodobá prúdová preťažiteľnosť motora s obmedzením $I^2 \cdot t$

Katalógové údaje jednosmerného servomotora HSM 150 s permanentnými magnetmi

$U_n = 24$ V, $n_n = 3650$ ot/min, otáčky naprázdno $n_0 = 4600$ ot/min, $M_n = 0,39$ Nm, $M_{\max} = 2,2$ Nm, $M_{Z0} = 0,013$ Nm suché trenie, $I_n = 8,5$ A, $P_n = 140$ W, $\eta_v = 70$ %, $J_m = 130$ gcm², $L_m = 90$ μH, $R_m = 0,65$ Ω pri 20 °C

3.4 Jednosmerný generátor s cudzím budením

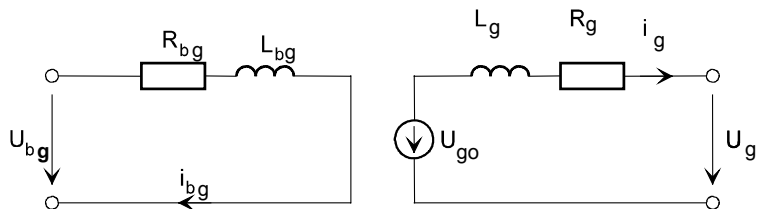


Obr. 3.28 Schéma zapojenia JG s cudzím budením, AM - asynchrónny motor, Z - záťaž

Jednosmerný generátor je štvorkvadrantový menič, umožňuje rekuperáciu energie do siete, elektrická energia sa cez AM vo forme mechanickej energie vracia naspäť.

3.4.1 Dynamický model jednosmerného generátora

Náhradná elektrická schéma budenia a kotvy JG je na obr.3.29.



Obr. 3.29 Náhradná elektrická schéma zapojenia budenia a kotvy JG

Elektromagnetický subsystém generátora obsahuje

- model obvodu budenia JG

$$u_{bg} = R_{bg} i_{bg} + \frac{d\phi_{bg}}{dt} \quad (3.48)$$

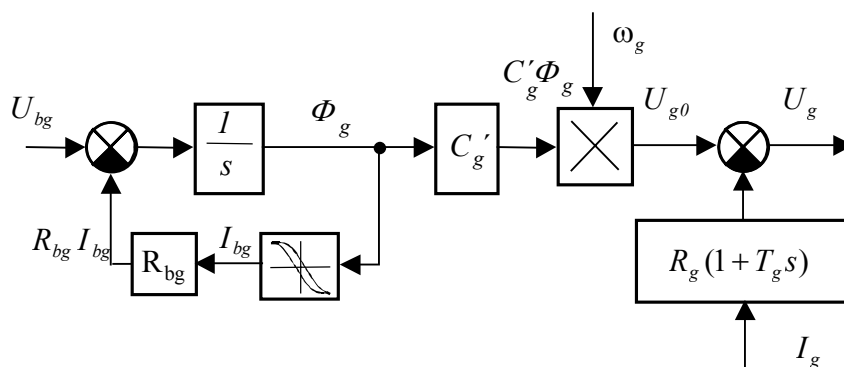
$$\phi_{bg} = f(i_{bg}) = \phi_g$$

Ak jednosmerný generátor má kompenzačné vinutia na potlačenie reakcie kotvy, potom magnetický tok budenia JG je totožný s tokom stroja.

- model obvodu kotvy (rotora) JG

$$u_{go} = R_g i_g + L_g \frac{di_g}{dt} + u_g \quad (3.49)$$

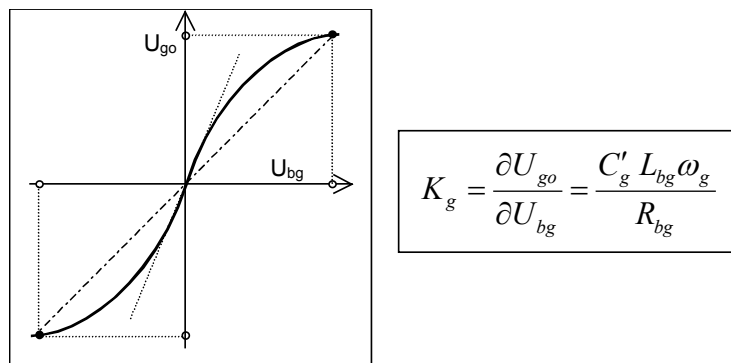
$$u_{go} = C'_g \phi_g \omega_g$$



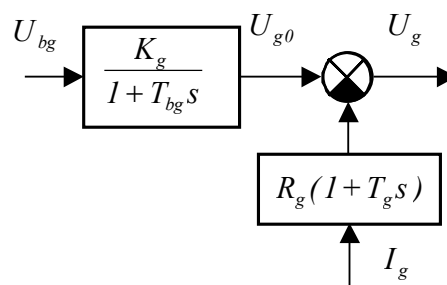
Obr. 3.30 Nelineárny model JG s cudzím budením

Predpokladáme lineárnu magnetizačnú charakteristiku JG, potom vzťahy (3.48) a (3.49) sa upravujú na tvar

$$\begin{aligned} \phi_{bg} &= N_{bg} \lambda i_{bg} = L_{bg} i_{bg} & u_{go} &= C'_g \phi_g \omega_g = C'_g \omega_g L_{bg} i_{bg} \\ N_{bg} \lambda &= L_{bg} = konst & \omega_g &= konst \end{aligned} \quad (3.50)$$



Obr. 3.31 Prevodová charakteristika JG (naprázdno)



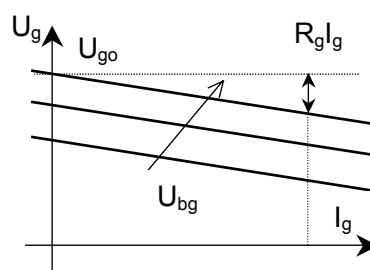
Obr. 3.32 Lineárny model JG s cudzím budením

Statický model JG získame z rovníc (3.48), (3.49)

$$\begin{aligned} U_{go} &= R_g I_g + U_g \\ U_{go} &= C'_g \phi_g \omega_g \\ U_{bg} &= R_{bg} I_{bg} \end{aligned} \quad (3.51)$$

Záťažná charakteristika JG je potom vyjadrená vzťahom

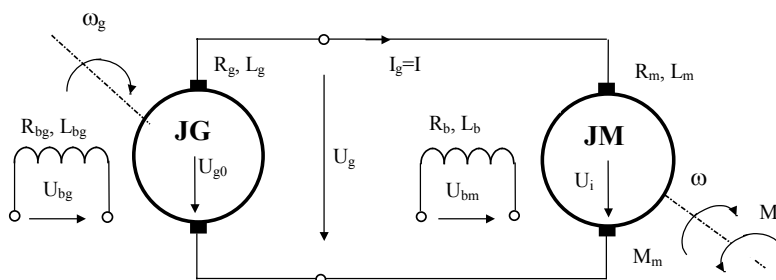
$$U_g = U_{go} - R_g I_g \quad (3.52)$$



Obr. 3.33 Záťažná charakteristika JG

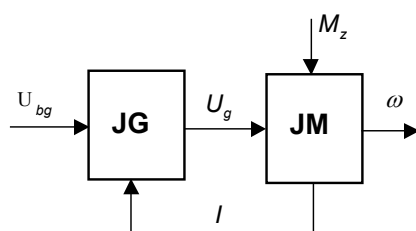
Príklad č. 3.1

Ovodiť dynamický model systému jednosmerný generátor - jednosmerný motor v zapojení JG - JM, (Ward-Leonardova skupina), schéma zapojenia je na obr.3.34.



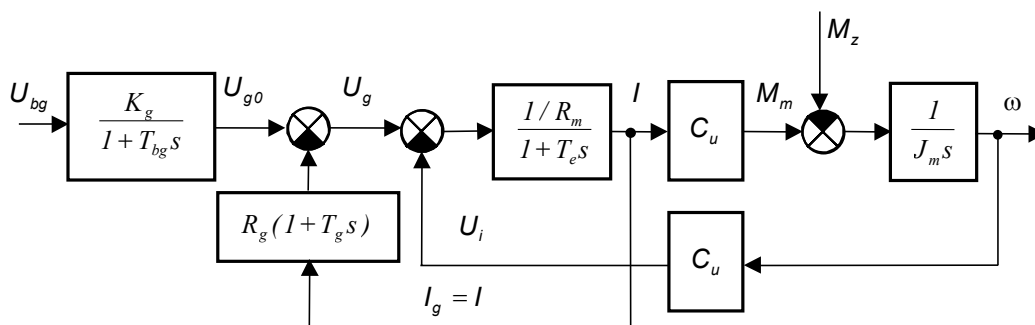
Obr. 3.34 Schéma zapojenia systému JG-JM (Ward-Leonardova skupina)

Systém JG-JM sa môže vyjadriť modelom, ktorý vyjadruje ich vzájomnú interakciu, obr.3.35.



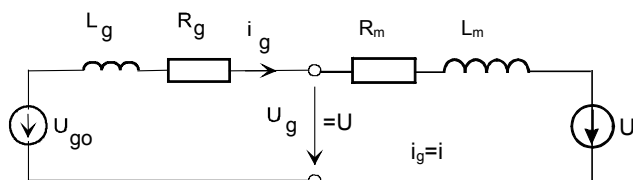
Obr. 3.35 Schéma riadenia systému JG-JM

Model systému JG-JM (obr.3.36) je možné zostaviť z dielčích blokových schém modelov JM obr.3.15 a JG obr.3.32.



Obr. 3.36 Bloková schéma modelu systému JG-JM zložená z dielčích modelov

Bloková schéma na obr.3.36 sa môže zjednodušiť zlučením impedancie R-L v obvode kotiev JG-JM:

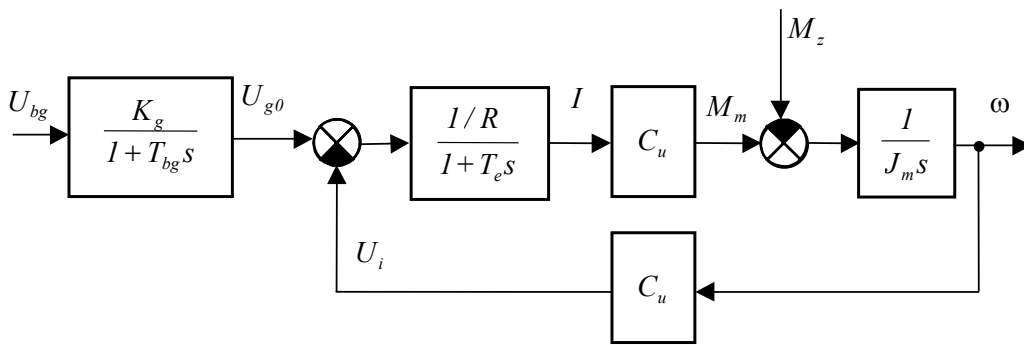


Obr. 3.37 Elektrická náhradná schéma zapojenia kotiev JG-JM

Z náhradnej elektrickej schémy vyplývajú pre obvod kotiev JG-JM nasledovné rovnice

$$u_{g0} = (R_g + R_m) i_g + (L_m + L_g) \frac{di_g}{dt} + u_i \quad (3.53)$$

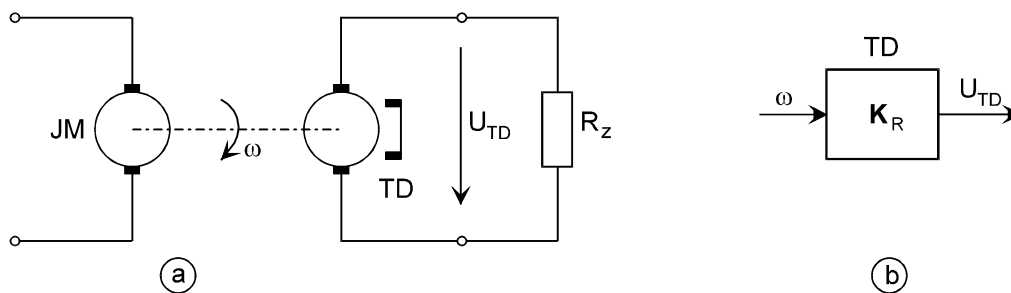
$$R = R_g + R_m, \quad L = L_m + L_g$$



Obr. 3.38 Bloková schéma systému JG-JM, interakcia s JG je zahrnutá v modeli JM

3.4.2 Jednosmerný generátor - tachodynamo

Pre regulačné účely má významné postavenie jednosmerný generátor s permanentnými magnetmi označovaný ako tachodynamo - TD. Z blokovej schémy a schémy zapojenia *obr.3.39* vyplýva, že TD predstavuje prevodník uhlová rýchlosť - napätie. Jeho základné prenosové vlastnosti sú vyjadrené zosilnením tachodynamu K_{TD} .



Obr. 3.39 a) Schéma zapojenia tachodynamu b.) prenosová funkcia tachodynamu

Zosilnenie tachodynamu môžeme vyjadriť buď v jednotkách [V/ot/min] alebo v SI jednotkách [Vs].

$$\begin{aligned} U_{TD} &= K_{TD}n \\ U_{TD} &= K_R\omega \end{aligned} \quad \text{potom} \quad K_{TD} = \frac{U_{TD}}{n} \quad \text{alebo} \quad K_R = \frac{U_{TD}}{\omega} \quad (3.54)$$

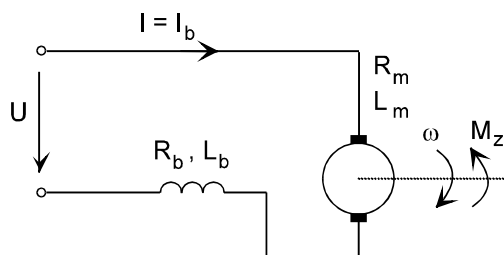
Prepočet medzi jednotlivými tvarmi zápisu zosilnenia tachodynamu vyjadruje vzťah

$$K_R = K_{TD} \frac{\pi}{30} \quad (3.55)$$

Zosilnenie tachodynamu je na štítku, napr.: K10A2, MEZ Náchod, má zosilnenie 20V/1000 ot/min. 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.

3.5 Sériový jednosmerný motor

Schéma zapojenia jednosmerného motora so sériovým budiacim vinutím je na *obr.3.40*. Budiace vinutie a vinutie kotvy je zapojené do série. Motor je napájaný a teda aj riadený z jediného zdroja napätia. V tomto prípade zmena polaroty napätia principiálne neumožňuje reverzáciu rýchlosti. Sériovým JM sa realizuje jednokvadrantový pohon. Zmena otáčania sa realizuje prepnutím budiaceho vinutia. V predchádzajúcich spôsoboch riadenia JM s cudzím budením sa reverzácia rýchlosti mohla uskutočniť zmenou polaroty napätia kotvy alebo budenia.

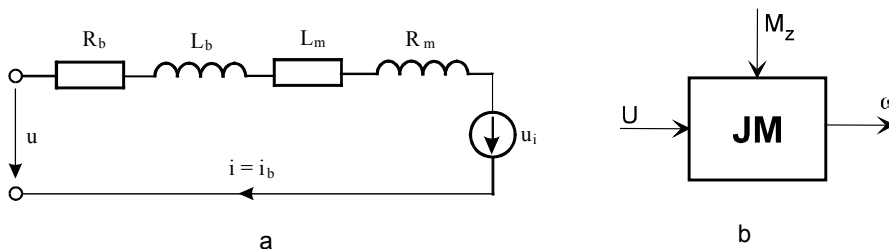


Obr. 3.40 Schéma zapojenia sériového JM

Prúd budiaceho obvodu sériového motoru je totožný s prúdom kotvy, platí vzťah

$$i_b = i \quad (3.56)$$

Dynamický model sériového motora s uvažovaním vzťahu (3.56) sa môže odvodiť pomocou náhradnej elektrickej schémy uvedenej na *obr.3.41*.

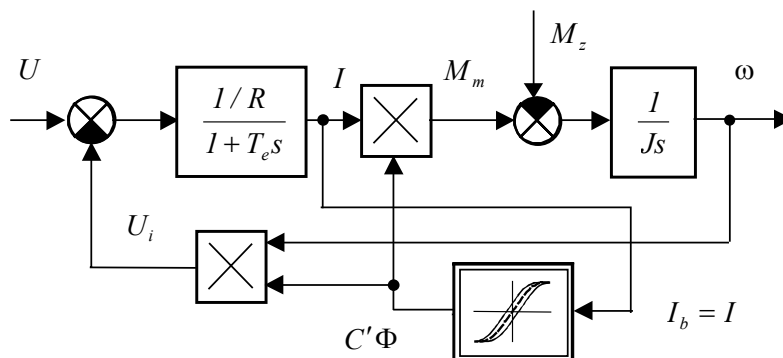


Obr. 3.41 a - Náhradná elektrická zapojenia schéma b - model riadenia sériového JM

$$\begin{aligned} u &= (R_m + R_b)i + (L_m + L_b)\frac{di}{dt} + u_i \\ \phi &= f(i), \quad u_i = C'\phi\omega, \quad M_m - M_z = M_d = J \frac{d\omega}{dt} \\ M_m &= C'\phi i \end{aligned} \quad (3.57)$$

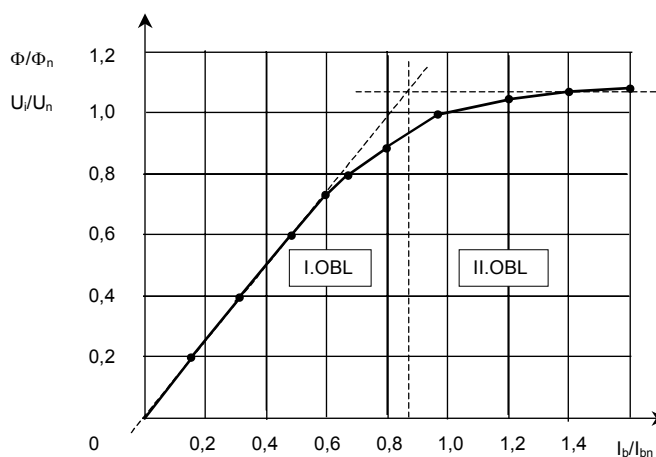
Ak zavedieme pre parametre modelu nasledovné označenie: $R = R_b + R_m$, $L = L_b + L_m$ potom pre spoločný elektrický obvod budenia a kotvy JM platí vzťah

$$u = Ri + L \frac{di}{dt} + u_i \quad (3.58)$$



Obr. 3.42 Bloková schéma nelineárneho modelu sériového JM

Magnetizačnú charakteristiku, ktorá vo všeobecnosti je nelineárna funkcia budiaceho prúdu, môžeme pre regulačné ciele nahradiť lineárnymi úsekmi, obr.3.43.



Obr. 3.43 Linearizácia magnetizačnej charakteristiky

Aproximácia magnetizačnej charakteristiky v I. a II. Oblasti je potom vyjadrená vzťahmi

$$\begin{aligned} I: \quad \Phi &= K_b I_b \\ II: \quad \Phi &= \Phi_{nas} = \text{konšt} \end{aligned} \quad (3.59)$$

Zo vzťahov (3.57) pre I.oblasť je možné vyjadriť momentovú riadiacu a záťažnú charakteristiku JM so sériovým budením

$$M_m = C'K_b I^2, \quad \text{záťažná charakteristika } \omega = \frac{U}{\sqrt{C'K_b M_m}} - \frac{R}{C'K_b} \quad (3.60)$$

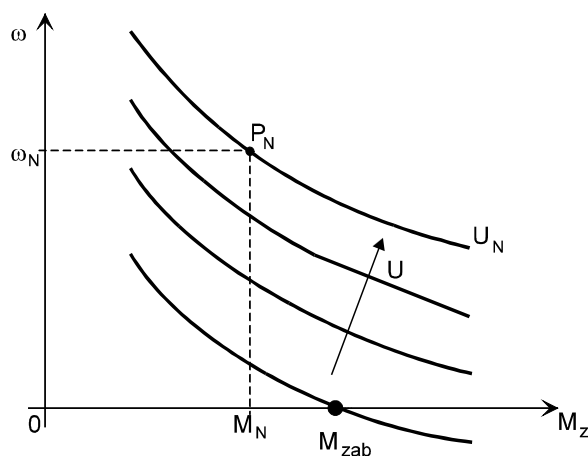
Záberový moment motora je vyjadrený zo vzťahu (3.60) pre $\omega = 0$ $M_{zab} = \frac{U^2}{R^2} C'K_b$

Záťažné charakteristiky sériového JM sú podľa odvodeného vzťahu zobrazené na obr.3.44.

Motor pri tomto spôsobe riadenia dosahuje maximálny moment pri nulovej rýchlosti otáčania rotora, tzv. záberový moment M_{zab} . Typickými aplikáciami sú štartér vznetového motora, trakčný pohon električiek, trolejbusov, vysokozdvížne vozíky.

Z priebehov záťažných charakteristík ďalej vyplýva, že pri znižovaní záťaže sa zvyšuje uhlová rýchlosť motora, v limitnom prípade až na nekonečne veľkú hodnotu. Sériový jednosmerný motor nemôže preto byť prevádzkovaný bez záťaženia. Z uvedených vzťahov vyplýva, že záťažné charakteristiky sú

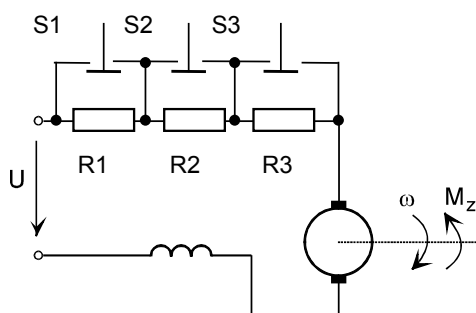
funkciou okrem napätia kotvy ako riadiacej veličiny funkciou aj nastaviteľného parametra odporu R . Táto vlastnosť sa využíva pri parametrickom riadení zmenou prídavného odporu.



Obr. 3.44 Zátťažné charakteristiky jednosmerného sériového motora

Príklad č. 3.2

Trakčný pohon električky, odporové riadenie uhlovej rýchlosti sériového JM



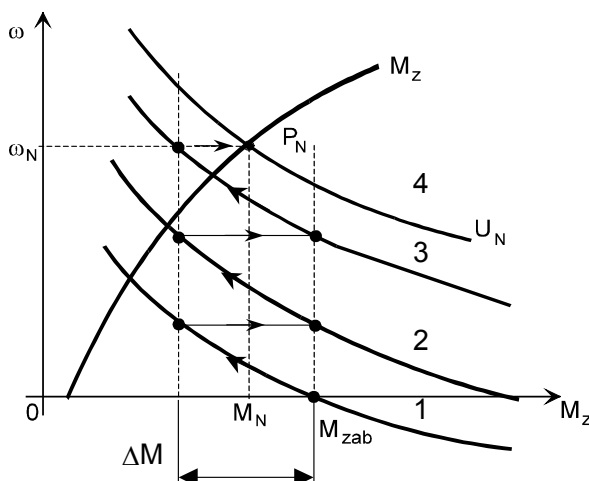
Obr. 3.45 Schéma zapojenia odporového riadenia rýchlosti sériového motora

Predpokladajme, že spínače $S1$, $S2$, $S3$ majú kľudový zopnutý stav, ktorému odpovedá hodnota logickej jednotky.

Tabuľka 3.1 Tabuľka stavov spínačov

	$S1$	$S2$	$S3$	R_p
1	1	1	1	$R1+R2+R3$
2	0	1	1	$R2+R3$
3	0	0	1	$R3$
4	0	0	0	0

Regulačné charakteristiky sériového motora zodpovedajúce tabuľke prepínania sú na obr.3.46.

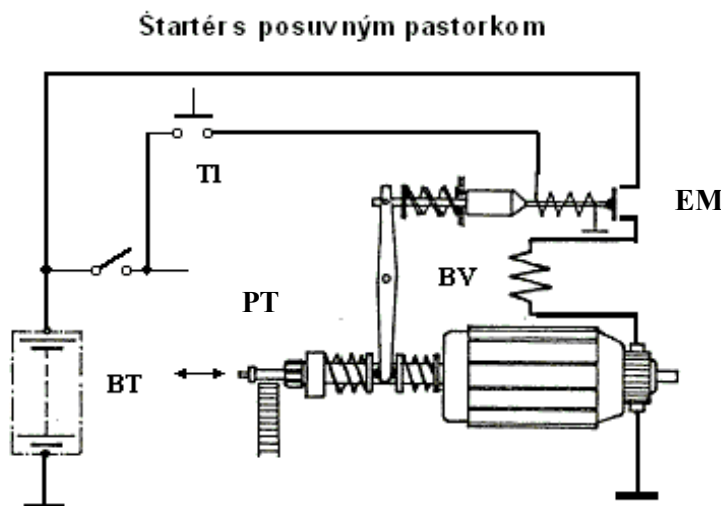


Obr. 3.46 Regulačné charakteristiky sériového motora pri odporovom riadení

Príklad č. 3.3

Štartér s elektromagnetickým zasúvaním pastorku.

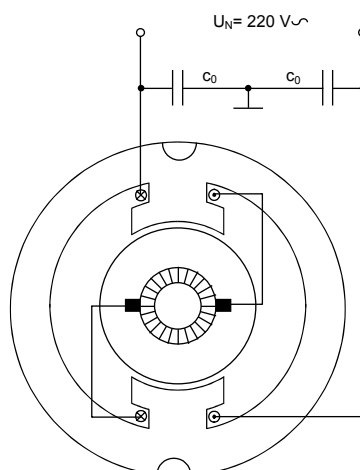
Na obr.3.47 je uvedená schéma štartéru, ktorý obsahuje BT - batériu, T1 - ovládacie tlačidlo štartéru, BV - budiace vinutie sériového motora, EM - elektromagnet, PT - pastorok. Po zapojení prúdu zasúva elektromagnet prostredníctvom dvojramennej páky a objímky pastorok do záberu. Jadro elektromagnetu je spojené s kontaktmi stýkača sériového motora. Pred koncom zdvihu dôjde k spojeniu silového obvodu motora a k roztočeniu štartéru. Ak je pri zasúvaní pastorok natočený zub proti zubu, stláča sa pružina pred objímkou a po zapojení prúdu dôjde k pootočeniu a zasunutiu pastorka do záberu.



Obr. 3.47 Štartér s posuvným pastorkom

3.5.1 Komutátorový motor

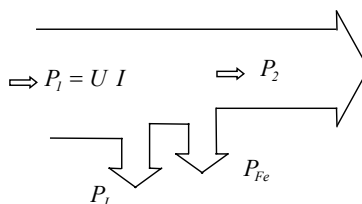
Sériový JM patrí do kategórie univerzálnych komutátorových motorov, t.j. motorov, ktoré môžu byť napájané aj zo striedavého jednofázového zdroja. Pre takéto aplikácie je potrebné konštrukčne zabezpečiť, odrušenie napájania kvôli zvýšenému iskreniu komutátora a znížiť straty v železe realizáciou magnetického obvodu statora z transformátorových plechov. Komutátorový motor môže dosiahnuť vysoké rýchlosti, rádovo až 10 000 ot/min. Schéma zapojenia komutátorového univerzálneho motora je na obr.3.48.



Obr. 3.48 Schéma zapojenia univerzálneho komutátorového motora

3.6 Model JM s uvažovaním strát v železe

V ďalšej časti si odvodíme model jednosmerného motora s cudzím konštantným budením s uvažovaním strát v železe v obvode kotvy. Vychádzame z modelu rozdelenia strát motora, ktorý je uvedený na obr.3.49.



Obr. 3.49 Model rozdelenia strát kotvy JM

P_1 - elektrický príkon kotvy JM,

$$P_1 = UI \quad (3.61)$$

P_2 -mechanický výkon

$$P_2 = M_m \omega \quad (3.62)$$

P_J - Joulove straty vo vinutí kotvy

$$P_J = R I^2 \quad (3.63)$$

P_{Fe} - straty v železe

$$P_{Fe} = k_n \omega \phi_2 + k_e \omega^2 \phi^2 \quad (3.64)$$

kde k_n – koeficient hysteréznych strát, k_e – koeficient strát vírivými prúdmi

V modeli sa neuvažujú mechanické straty v motore P_{sp} - (ventilátor, ložiská). Výkonová rovnica pre kotvu JM podľa obr.3.49 je potom vyjadrená vzťahom

$$P_1 = P_2 + P_J + P_{Fe} \quad (3.65)$$

Po dosadení sa upraví na tvar

$$UI = M_m \omega + R I^2 + P_{Fe} \quad (3.66)$$

Nech pre moment JM s konštantným buđením platí vzťah

$$\begin{aligned} M_m &= C_{um} I \\ U_i &= C_{u\omega} \omega \end{aligned} \quad (3.67)$$

a pre napätie kovy rovnica

$$U = RI + U_i \quad (3.68)$$

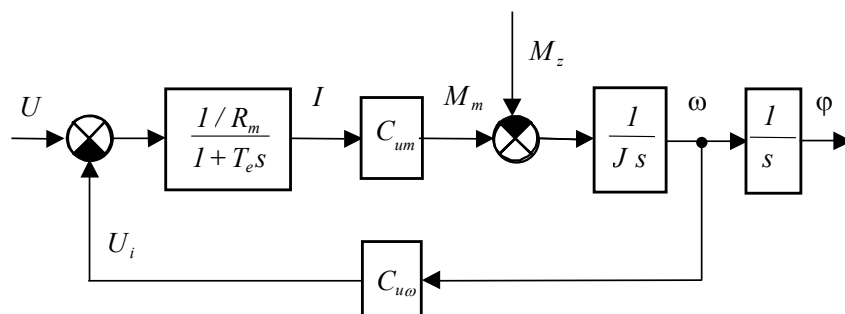
Rovnica (3.66) nadobudne tvar

$$\begin{aligned} U_i I + R I^2 &= M_m \omega + R I^2 + P_{Fe} \\ C_{u\omega} \omega I &= C_{um} I \omega + P_{Fe} \end{aligned} \quad (3.69)$$

Z bilančnej výkonovej rovnice je zrejmé, že len keď straty v železe sú nulové je napäťová konštanta je zhodná s momentovou konštantou.

$$P_{Fe} = 0 \text{ potom } C_{u\omega} = C_{um} \quad \begin{aligned} [C_{u\omega}] &= Vs \\ [C_{um}] &= Nm A^{-1} \end{aligned} \quad (3.70)$$

Ak straty v železe nie sú nulové $P_{Fe} > 0$, potom napäťová konštanta je väčšia ako momentová konštanta $C_{u\omega} > C_{um}$. V modeli JM s cudzím konštantným buđením sa započítaním strát v železe upravuje model elektromagnetického systému, obr.3.50.

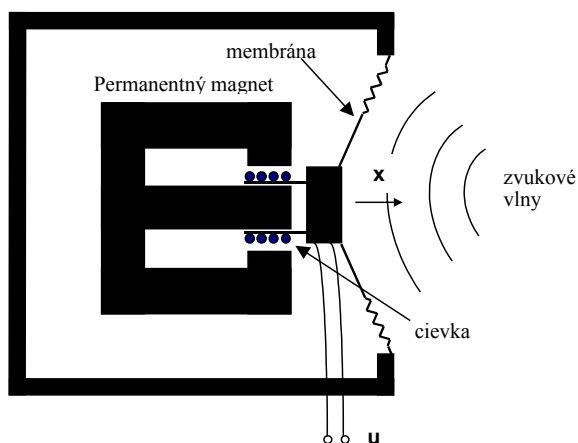


Obr. 3.50 Model JM s cudzím konštantným buđením s uvažovaním strát v železe

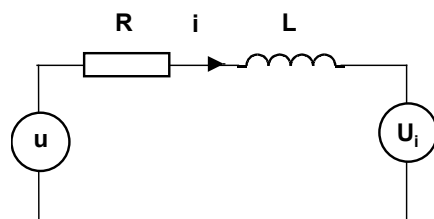
3.7 Elektromechanický systém s lineárnym pohybom

Okrem elektromechanických meničov kde dochádza k otáčavému pohybu vyskytujú sa aj meniče s lineárnym pohybom buď ako lineárne motory alebo elektroakustické meniče – reproduktory. V ďalšej časti odvodíme dynamický model takéhoto systému. Na obr.3.51. je uvedený rez reproduktora. Cievka, ktorá je pripevnená na membráne sa voľne pohybuje okolo strednej časti permanentného magnetu. Napájanie vinutia cievky je z výkonového zosilňovača.

Elektrický subsystém reproduktora je možné vyjadriť náhradnou schémou na obr.3.52. Cievka je charakterizovaná indukčnosťou L a odporom R .



Obr. 3.51 Schéma elektrodynamického reproduktora



Obr. 3.52 Náhradná elektrická schéma elektrodynamického reproduktora

$$u = Ri + L \frac{di}{dt} + u_i \quad (3.71)$$

$$u_i = K_e \frac{dx}{dt}$$

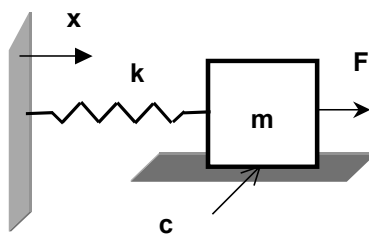
Reproduktor obsahuje aj mechanický subsystém, ktorý môžeme opísať podľa obr.3.53 pohybovou rovnicou

$$F - F_z = m \cdot \frac{d^2x}{dt^2}$$

$$F = K_f \cdot i \quad (3.72)$$

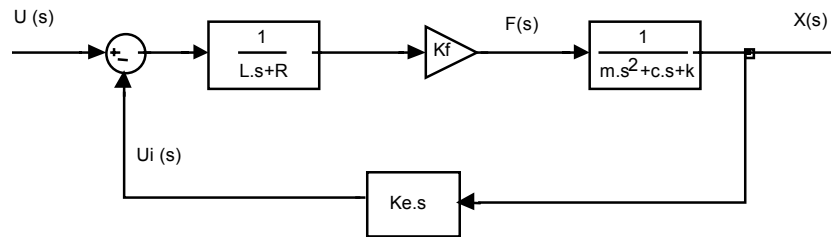
$$F_z = c \cdot \frac{d}{dt}x + k \cdot x$$

kde m je hmotnosť tvorená cievkou a membránou, k je pružnosť, c je tlmenie, K_f -konštanta



Obr. 3.53 Model mechanického podsystému reproduktora

Dynamický model reproduktora je možné vyjadriť blokovou schémou na obr.3.54 ako lineárneho dynamického systému 3. rádu alebo prenosovou funkciou sústavy (3.73).



Obr. 3.54 Dynamický model reproduktora vyjadrený programovou schémou v Simulinku

$$G(s) = \frac{X(s)}{U(s)} = \frac{K_f}{m \cdot L \cdot s^3 + (c \cdot L + m \cdot R) \cdot s^2 + (k \cdot L + c \cdot R + K_f \cdot K_e) \cdot s + k \cdot R} \quad (3.73)$$

3.8 Riadenie jednosmerného motora inverznou metódou

V tejto časti odvodíme algoritmus riadenia jednosmerného motora s konštantným budením JM inverznou metódou, ktorá umožňuje realizovať želané priebehy uhlovej rýchlosti, ktoré boli odvodené v predchádzajúcej kapitole, časti kinematika elektromechanických systémov. Algoritmus riadenia jednosmerného motora inverznou metódou je možné odvodiť z modelu jednosmerného motora s cudzím konštantným budením, ktorý je daný rovnicami

$$u = Ri + L \frac{di}{dt} + C_u \omega, \quad M_m - M_z = J \cdot \frac{d\omega}{dt} \quad \text{kde } M_m = C_u i \quad (3.74)$$

predpokladáme, že záťažný moment je známy a obsahuje viskóznou zložku trenia:

$$M_z = B' \omega \quad (3.75)$$

dosadením a úpravou získame napätia ako funkcie uhlovej rýchlosti a jej derivácií v tvare

$$u = \frac{L_m \cdot J_m}{C_u} \frac{d^2 \omega}{dt^2} + \frac{R_m J_m + L_m B'}{C_u} \frac{d\omega}{dt} + \frac{R_m B' + C_u^2}{C_u} \omega \quad (3.76)$$

ak zavedieme označenie koeficientov

$$a_2 = \frac{L_m \cdot J_m}{C_u}, \quad a_1 = \frac{R_m J_m + L_m B'}{C_u}, \quad a_0 = \frac{R_m B' + C_u^2}{C_u} \quad (3.77)$$

potom dostaneme výsledný vzťah pre napätie v tvare

$$u = a_2 \frac{d^2 \omega}{dt^2} + a_1 \frac{d\omega}{dt} + a_0 \omega \quad (3.78)$$

Princíp inverznej metódy riadenia JM je založený na predpoklade, že poznáme požadovaný priebeh uhlovej rýchlosti, jej prvej a druhej derivácie pričom medzi želanou a skutočnou rýchlosťou platí vzťah

$$\omega = \omega^*, \quad \frac{d\omega}{dt} = \frac{d\omega^*}{dt}, \quad \frac{d\omega^2}{dt^2} = \frac{d\omega^{*2}}{dt^2} \quad (3.79)$$

Ak sú známe parametre modelu JM potom vieme vypočítať požadovaný priebeh napätia kotvy JM zo vzťahu

$$u = u^* = a_2 \frac{d^2\omega^*}{dt^2} + a_1 \frac{d\omega^*}{dt} + a_0\omega^* \quad (3.80)$$

Aplikáciu metódy inverznej dynamiky si ukážeme na riešení dvoch základných úloh

- lichobežníkový profil rýchlosti
- „s“ profil uhlovej rýchlosti

Lichobežníkový profil rýchlosti

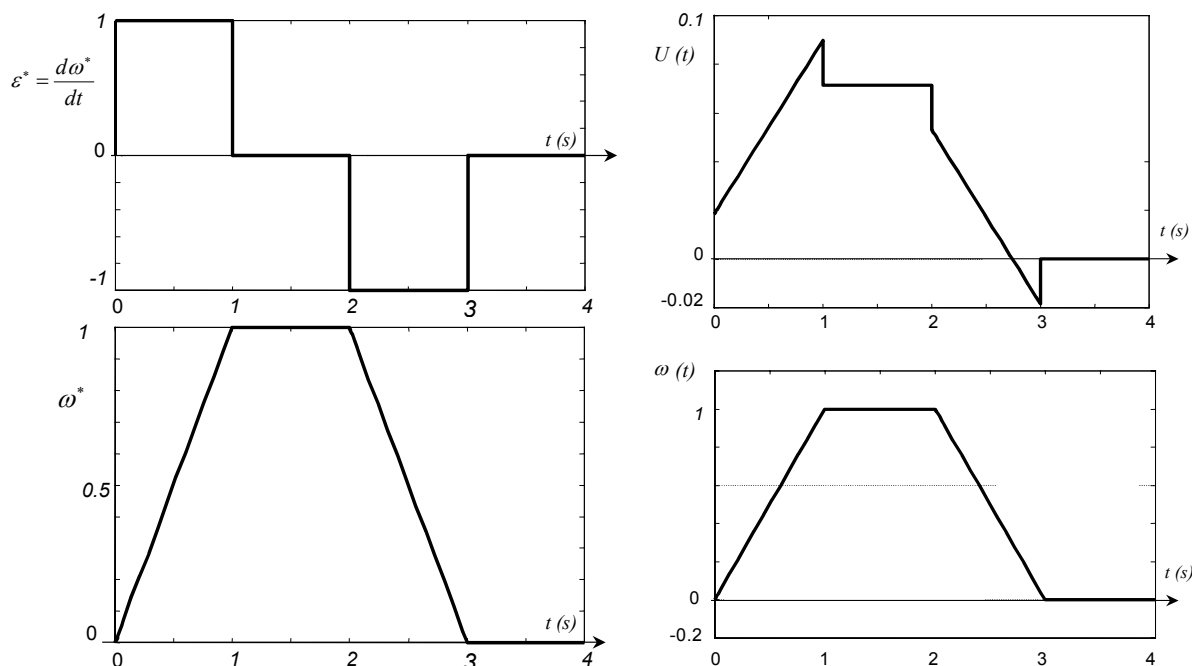
Lichobežníkový profil rýchlosti je podľa *obr.3.55a* určený generátorom želaných veličín požadovaným zrýchlením $\varepsilon^* = \frac{d\omega^*}{dt}$, a rýchlosťou ω^* . Pre napätie motora platí vzťah

$$u = u^* = a_1 \frac{d\omega^*}{dt} + a_0\omega^* \quad (3.81)$$

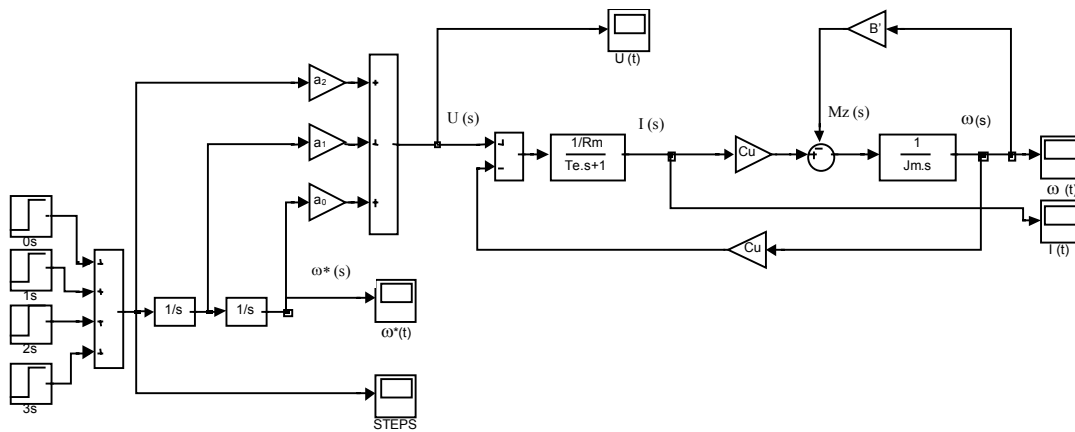
Výstupné veličiny generátora želaných veličín a jej derivácií sú zobrazené na *obr.3.55 a*.

Simulačný model riadenia JM inverznou metódou spolu s generátorom želaných hodnôt riadiacej veličiny je na *obr.3.56*.

Požadovaný priebeh napätia kotvy JM je určený podľa vzťahu (3.81) súčtom dvoch zložiek. Vzťah medzi riadiacim napätím u a výstupnou veličinou - uhlovou rýchlosťou pri aplikácii inverznej metódy riadenia lichobežníkového profilu rýchlosti získaný simuláciou je na *obr.3.55 b*.



Obr. 3.55 a - Priebehy veličín generátora želaných hodnôt lichobežníkový profil, b - priebeh riadiaceho napätia a skutočnej uhlovej rýchlosti JM

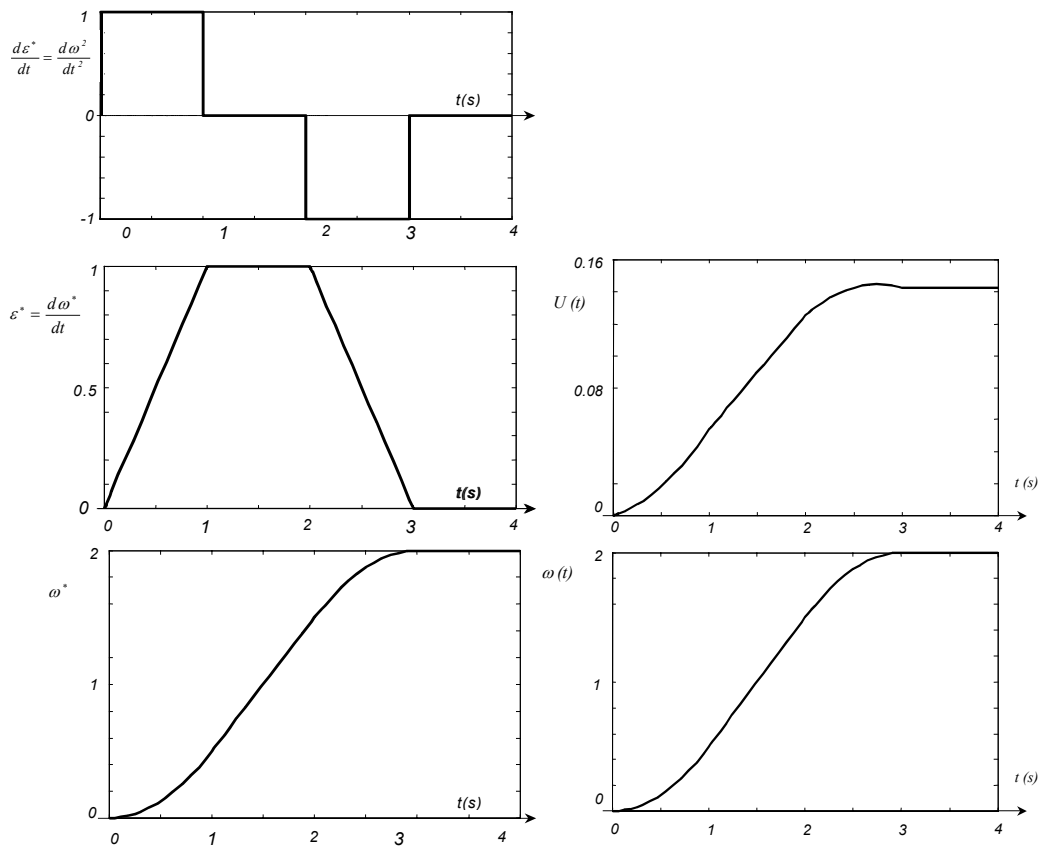


Obr. 3.56 Simulačný model riadenia JM inverznou metódou

S^{''} krivka

S^{''} krivka vyžaduje podľa obr.3.57 a generátor želanej veličiny, ktorý realizuje priebehy $\varepsilon^* = \frac{d\omega^*}{dt}$, $\frac{d\varepsilon^*}{dt}$, ω^* . Pre napätie JM platí vzťah (3.80).

Vzťah medzi riadiacim napätím u a výstupnou veličinou – uhlovou rýchlosťou pri aplikácii inverznej metódy riadenia „S^{''}“ krivky rýchlosti získaný simuláciou je na obr.3.57 b.



Obr. 3.57 a - Priebehy veličín generátora želaných hodnôt „s“ profil, b - priebeh riadiaceho napätia a skutočnej uhlovej rýchlosti JM

3.9 Identifikácia modelu jednosmerného motora

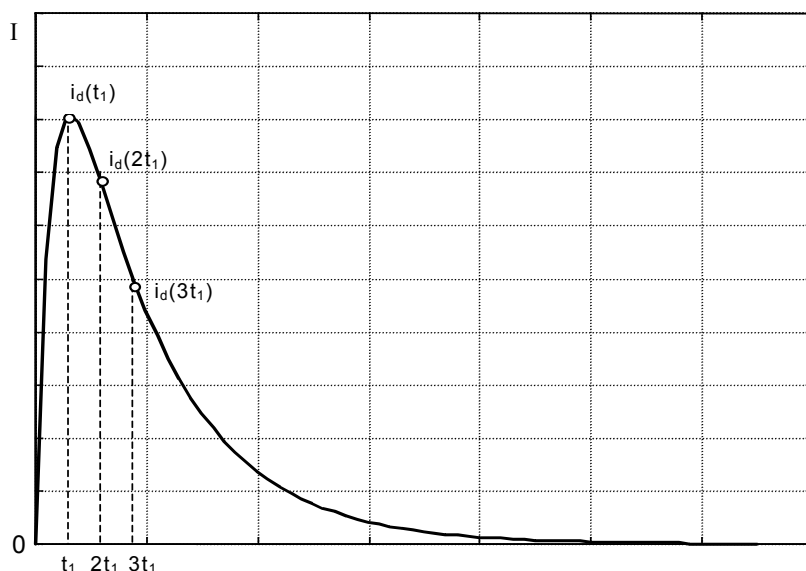
Identifikácia časových konštánt T_e , T_m z priebehu dynamickej zložky prúdu JM

- JM má jednoduché reálne záporné póly $T_m > 4T_e$

Prechodová charakteristika je v prípade jednoduchých pólov vyjadrená vzťahom

$$i_d(t) = \frac{T_m}{R_m} \frac{I}{T_1 - T_2} \left(e^{-\frac{t}{T_1}} - e^{-\frac{t}{T_2}} \right) U_{-1} \quad (3.82)$$

Z nameraného priebehu dynamickej zložky prúdu vyberieme vhodné vzorky tak, aby prvá vzorka vyhovovala podmienke $t_1 < t_e$, obr.3.58.



Obr. 3.58 Prechodová charakteristika dynamickej zložky prúdu $T_m > 4T_e$

Pre vzorky prúdu v časových okamihoch t_1, t_2, t_3 podľa vzťahu platí

$$\begin{aligned} i_d(t_1) &= A \left(e^{-\frac{t_1}{T_1}} - e^{-\frac{t_1}{T_2}} \right) \\ i_d(2t_1) &= A \left(e^{-\frac{2t_1}{T_1}} - e^{-\frac{2t_1}{T_2}} \right) \\ i_d(3t_1) &= A \left(e^{-\frac{3t_1}{T_1}} - e^{-\frac{3t_1}{T_2}} \right) \end{aligned} \quad (3.83)$$

po malej úprave dostaneme

$$\frac{i_d(2t_1)}{i_d(t_1)} = e^{-\frac{t_1}{T_1}} + e^{-\frac{t_1}{T_2}}, \quad \left[\frac{i_d(2t_1)}{i_d(t_1)} \right]^2 - \frac{i_d(3t_1)}{i_d(t_1)} = e^{-\frac{t_1}{T_1}} \cdot e^{-\frac{t_1}{T_2}} \quad (3.84)$$

Riešením rovníc dostaneme korene kvadratickej rovnice v tvare

$$s_{1,2} = \frac{I}{T_{1,2}} = \frac{\ln \left\{ \frac{i_d(2t_1)}{2i_d(t_1)} \pm \sqrt{\frac{i_d(3t_1)}{i_d(t_1)} - \frac{3}{4} \left[\frac{i_d(2t_1)}{i_d(t_1)} \right]^2} \right\}}{t_1} \quad (3.85)$$

pomocou vzťahu sú potom určené časové konštanty

$$T_m = T_1 + T_2, \quad T_e = \frac{T_1 T_2}{T_1 + T_2} \quad (3.86)$$

- charakteristický polynóm má komplexné združené póly: $T_m \langle 4T_e$

prechodová charakteristika je v prípade komplexných pólov vyjadrená vzťahom

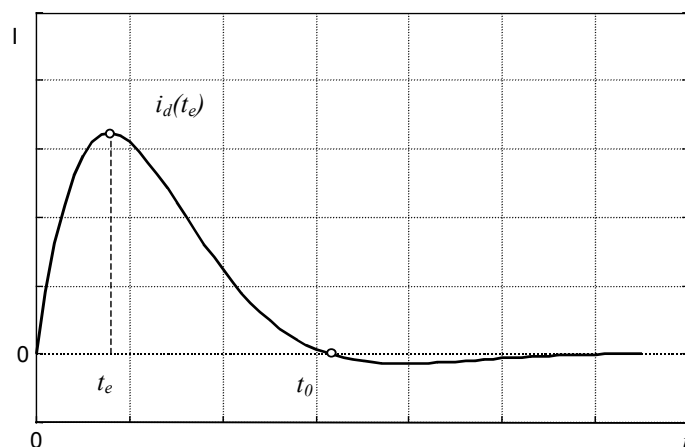
$$i_d(t) = \frac{T_m}{R_m} \left\{ \frac{\omega_0^2}{\beta} e^{-\alpha t} \sin(\beta t) \right\} U_{-1} \quad (3.87)$$

Z prechodovej charakteristiky (obr.3.59) pomerne jednoducho určíme dve charakteristické hodnoty prúdu:

1. pre $i_d(t) \rightarrow \max$ ak $\frac{di_d}{dt} = 0$, pre $t = t_e$ $\alpha = \frac{\pi}{t_0} \operatorname{ctg} \pi \frac{t_e}{t_0}$
2. v čase t_0 je $i_d(t) = 0$ platí: $\beta = \frac{\pi}{t_0}$

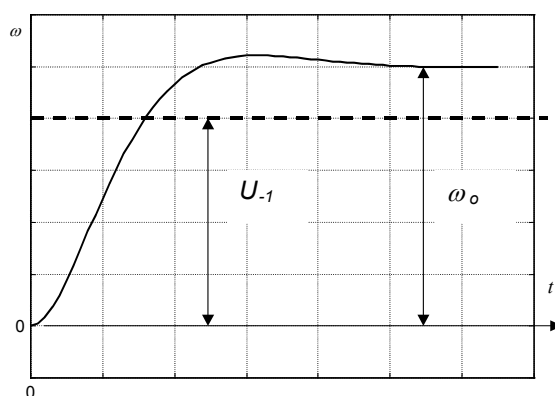
S uvážením predchádzajúcich vzťahov dostaneme výrazy, pomocou ktorých pre $T_m < 4T_e$ sa z dvoch charakteristických hodnôt času t_e, t_0 dajú vypočítať časové konštanty JM

$$T_e = \frac{t_0}{2\pi} \operatorname{tg} \pi \frac{t_e}{t_0} \quad T_m = \frac{t_0}{\pi} \sin 2\pi \frac{t_e}{t_0} \quad (3.88)$$



Obr. 3.59 Prechodová charakteristika dynamickej zložky prúdu $T_m < 4T_e$

Identifikácia zosilnenia jednosmerného motora K_m



Obr. 3.60 Prechodová charakteristika uhlovej rýchlosti JM

Z prechodovej charakteristiky z ustálených hodnôt je zosilnenie určené vzťahom

$$K_m = \frac{\omega_0}{U_{-1}} \quad (3.89)$$

Identifikácia momentu zotrvačnosti metódou dobehovej krivky

Metóda identifikácia momentu zotrvačnosti mechanického systému motor-záťaž vychádza z dynamickej rovnice systému

$$M_m - M_z = M_d = J \frac{d\omega}{dt} \quad (3.90)$$

$$J = \sum J_i = konst$$

kde: M_m je hnací moment (moment motora) [Nm]

M_z - brzdný, záťažný moment [Nm]

M_d - dynamický moment [Nm]

J - celkový moment zotrvačnosti mechanického systému [kgm^2]

ω - uhlová rýchlosť [rad/s]

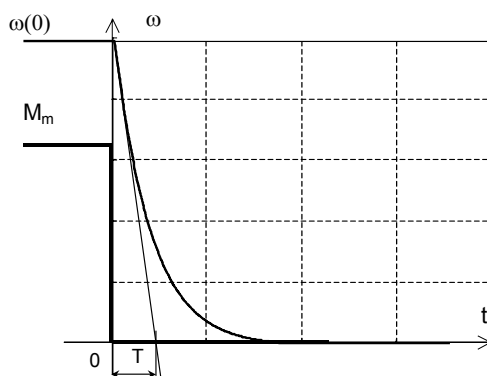
Predpokladajme, že moment záťaže je nepárnou symetrickou funkciou uhlovej rýchlosti. Obsahuje zložku suchého trenia M_{z0} a zložku viskózneho trenia B' . Potom platí nasledujúci vzťah

$$\begin{aligned} M_z &= M_z(\omega) = M_{z0} \operatorname{sgn} \omega + B' \omega \\ M_{z1} &= M_{z0} \operatorname{sgn} \omega \text{ platí pre } \omega \neq 0 \\ M_{z2} &= B' \omega \end{aligned} \quad (3.91)$$

M_{z0} - [Nm] suché trenie, B' - [Nms] viskózne lineárne trenie

Dobehová krivka obr.3.61 je prechodová charakteristika uhlovej rýchlosti mechanického systému, na ktorý v čase $t = 0$, prestane pôsobiť moment motora M_m . V čase $t = 0$ sa otáča mechanický systém ustálenou rýchlosťou ω_0 . Rovnica (3.90) nadobudne tvar

$$\begin{aligned} -M_z &= M_d = J \frac{d\omega}{dt} \\ M_z &= M_z(\omega) \end{aligned} \quad (3.92)$$



Obr. 3.61 Dobehová charakteristika systému JM-Z

Z prechodovej charakteristiky uvedenej na obr.3.61 je z rovnice (3.92) možné získať graficky hodnotu derivácie vo zvolenom pracovnom bode napr. v čase $t = 0$.

$$M_m(0) = M_z(0), \quad J = \frac{M_z(\omega_0)}{\left| \frac{d\omega}{dt} \right|_P} \text{ ak } \left| \frac{d\omega}{dt} \right|_{t=0} = \frac{\omega_0}{T} \quad (3.93)$$

potom

$$J = \frac{M_z(\omega_0)}{\omega_0} T \quad (3.94)$$

4. Polovodičové meniče pre jednosmerné motory

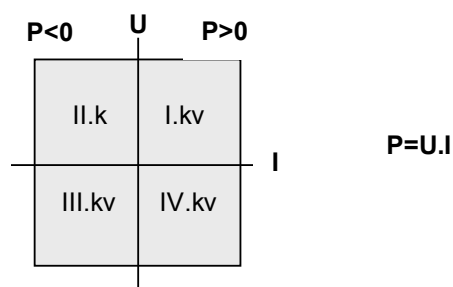
4.1 Klasifikácia meničov

Meniče, (výkonové zosilňovače) môžu byť rozdelené podľa princípu činnosti

- *rotačné*: elektrické stroje (JG)
- *statické*: elektrónkové, polovodičové, magnetické a iné

podľa režimu činnosti, obr. 4.1

- *jednokvadrantové* - menič je schopný pracovať len v jednom kvadrante (výstupný prúd i napätie sú jednej polarite), *nereverzačný menič*
- *dvojkvadrantové* - menič je schopný pripojiť na záťaž: napätie jednej polarite so zmenou smeru prúdu,
 - napätie oboch polarít bez možnosti zmeny smeru prúdu,
- *štvorkvadrantové* - výstupné napätie a prúd môžu byť oboch polarít - *reverzačný menič*

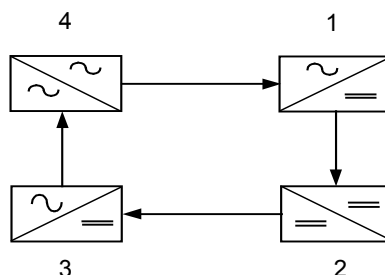


Obr. 4.1 Prevádzkové stavy elektrických meničov

4.2 Polovodičové meniče

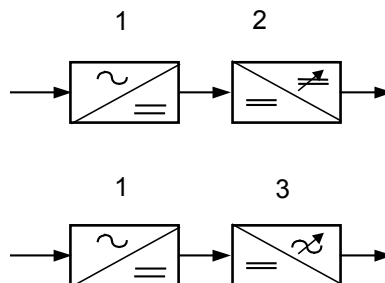
Výkonový polovodičový menič je určený na premenu druhu (parametrov) elektrickej energie. Podľa základnej funkcie sa meniče rozdeľujú na štyri druhy:

- *usmerňovač* - menič určený na premenu striedavého prúdu na jednosmerný prúd
- *striedač* - menič určený na premenu jednosmerného prúdu na striedavý
- *striedavý menič* - menič určený na premenu striedavého prúdu daných parametrov na striedavý prúd iných parametrov
- *jednosmerný menič* - menič určený na premenu veľkosti jednosmerného napätia.



Obr. 4.2 Základné druhy meničov: 1- usmerňovač, 2- jednosmerný menič, 3 - striedač, 4 - striedavý menič

Zložitejšie meniče sa obyčajne realizujú ako kaskádové zapojenie viacerých základných druhov meničov. Napríklad nepriamy polovodičový jednosmerný menič, ktorý vznikne kaskádovým zapojením usmerňovača (1) a jednosmerného meniča (2) alebo menič frekvencie vznikne zapojením (1+3).



Obr. 4.3 Kaskádové zapojenie základných druhov meničov

4.2.1 Výkonové polovodičové súčiastky v meničoch

Výkonové polovodičové súčiastky, ktoré sa používajú v meničoch, môžu byť

- **neriadené** - diódy
- **riadené** - tyristory, tranzistory

Neriadené polovodičové súčiastky pracujú nezávisle od riadiacich obvodov meniča. Riadené polovodičové súčiastky pracujú výlučne v spínacom režime. Z hľadiska riaditeľnosti ich môžeme ďalej rozdeliť na dve skupiny:

- **poloriadené**: tyristory, triaky. Riadiaci signál umožňuje iba zopnutie prvku a uvedenie do vodičového stavu.
- **plnoriadené**: GTO tyristory, bipolárne, unipolárne a IGBT tranzistory. Riadiaci signál umožňuje zopnutie a vypnutie prvku.

Označenie základných výkonových polovodičových prvkov je na obr. 4.4.

	DIÓDA
	TYRISTOR
	TRIAK
	TRANZISTOR NPN
	MOSFET TRANZISTOR
	IGBT TRANZISTOR

Obr. 4.4 Označenie základných výkonových polovodičových prvkov

Výkonové polovodičové súčiastky: diódy (VD), tyristory (VS), tranzistory (VT) sa skladajú sa z niekoľkých vrstiev rôzne "dotovaného" polovodičového materiálu, najčastejšie na báze monokryštálu kremíka typu P alebo N. Dvojice, štvorice, šesticie výkonových polovodičových súčiastok sa konštrukčne spájajú do kompletných modulov s bezpotenciálovou chladiacou základňou.

Výkonové polovodičové diódy VD sú dvojvrstvové jednopriechodové súčiastky s dvomi vývodmi: anódou - A a katódou - K. Úbytok napätia diódy pri menovitom prúde je 0,8 až 2V. Vyrábajú pre menovité prúdy 1000 A a menovité napätia 1000 V až do 10kV.

Tyristory VS sú štvorvrstvové trojpriechodové polovodičové súčiastky s tromi vývodmi: anódou - A, katódou - K a riadiacou elektródou (gate- G). Základné typy tyristorov sú:

- späťne záverné: SCR (Silicon Controlled Rectifier)
- späťne priepustné: RCT (Reverse Conducting Thyristor)
- vypínací: GTO (Gate-Turn-Off thyristor)
- optotyristor: LTT (Light-Trigger-Thyristor)
- poľom riadený: SITh (Static-Induction-Thyristor)

Výkonové tranzistory VT sú trojvrstvové dvojpriechodové polovodičové súčiastky so štruktúrou PNP alebo NPN. V spínacom režime sú schopné riadiť oveľa väčší výkon ako v spojitom režime. VT sa delia na:

- bipolárne (riadené prúdom bázy)
- unipolárne (riadené napätím alebo elektrickým poľom).

Zásadný rozdiel medzi tyristormi a tranzistormi je v tom, že zatiaľ čo tyristoru stačí na zopnutie krátky prúdový impulz, pri tranzistore treba na vedenie prúdu v obvode kolektor-emitor zabezpečiť trvalý prúd bázy, potrebuje zdroj riadiaceho prúdu - budič (driver). Výhody použitia tranzistorov: nepotrebuje komutačné obvody, zapínací a vypínací čas je krátky (rádovo 1 μ s).

$IGCT$ - *Integrate Gate Commutated Thyristor* má vodivosť GTO tyristora a spíniaci rýchlosť IGBT tranzistora ACS 1000 - (315 – 5000 kW) AM - 2,3 3,3 a 4,16 kV.

(viď. <http://www.abb.com/automation>).

Bipolárny výkonový tranzistor sa z technologických dôvodov sa vyrábajú výlučne tranzistory NPN. Používa sa v zapojení so spoločným emitorom kedy sa dosahuje najväčšie výkonové zosilnenie. Vyrábajú sa hybridnou alebo integrovanou technikou pre väčšie výkony v Darlingtonovom zapojení (kaskádové dvojstupňové zapojenie so spoločným kolektorom).

Unipolárny výkonový tranzistor $MOSFET$ (*Metal Oxid Semiconductor Field Effect Transistor*) sa skladá z niekoľko tisíc paralelných tranzistorov. Jeho výhodou je malý riadiaci výkon, veľká spíniaci rýchlosť a veľký vstupný odpor. Nevýhody sú dané väčším úbytkom napätia vo vodivom stave ako bipolárny tranzistor, väčšími stratami a veľkou citlivosťou na prepätie v obvode hradla.

$IGBT$ (*Integrated Gate Bipolar Transistor*), paralelné spojenie unipolárneho a bipolárneho tranzistora, ktorý po rýchlom zopnutí prúdu unipolárneho tranzistora sa zopne bipolárny tranzistor a prevezme záťažný prúd s malým úbytkom napätia.



Obr. 4.5 Vľavo: IGBT tranzistor 2500V/1200 ako jeden spínací prvok, vpravo: IGBT modul (obsahuje 6 spínacích prvkov) 2500V/700A

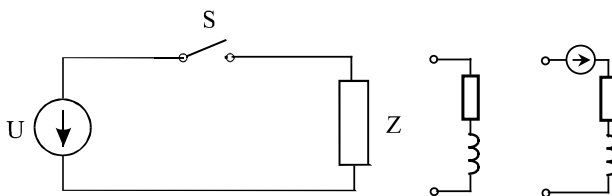
Dosahované parametre niektorých riadených spínačov (spínacích súčiastok) sú uvedené v tab.4.1 kde t_{off} - vypínací čas spínača; P_{max} - prenášaný výkon, f - spíniaci frekvencia meniča.

Tabuľka 4.1 Parametre vybraných spínacích súčiastok

	U[V]	I[A]	t_{off} [ms]	P_{max} [kVA]	f[kHz]
Tranzistory					
Bipolárny	1 400	800	15 - 25	480	0,5-5
MOSFET	100	28	0,3 - 5	14	5- 100
IGBT	1 200	600	1 - 4	360	2- 20
Tyristory					
GTO	4 500	4 000	10 - 25	4 500	0,2 - 1

4.2.2 Topológia výkonovej schémy polovodičového meniča

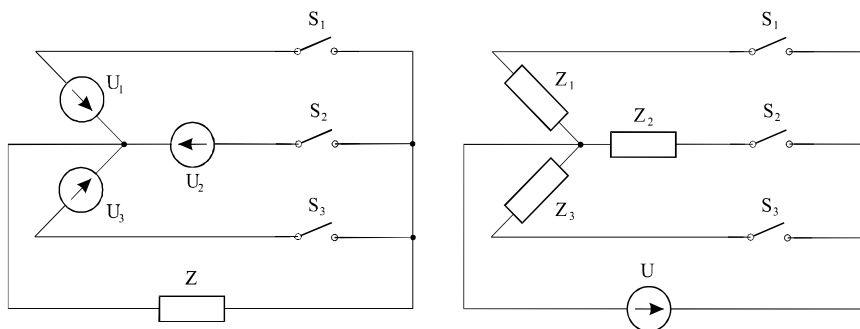
Výber schémy zapojenia meniča je určená režimom činnosti, výkonom, topológiou a regulačnými požiadavkami záťaže. Topológia výkonovej schémy (VS) určuje spôsob pripojenia napájacieho napätia k elektrickým ventilom a záťaži.



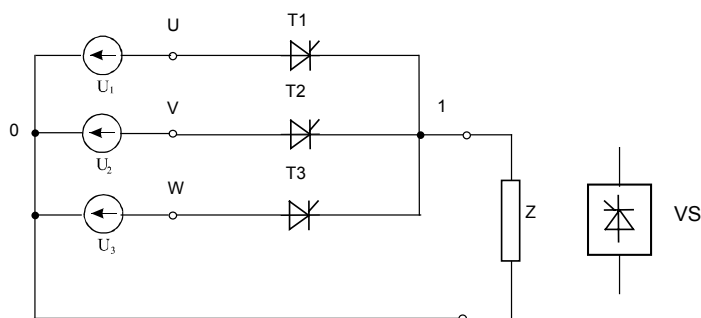
Obr. 4.6 Jednoduchý obvod so spínačom „S“ pracujúci do záťaže typu R-L

Výkonové schémy meničov sa delia na:

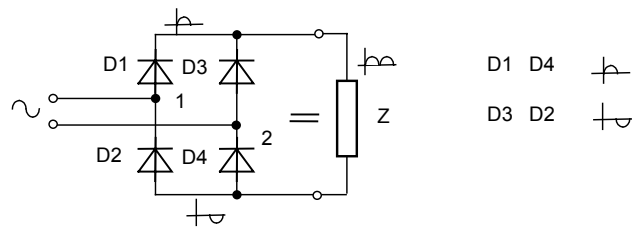
- uzlové (jednotaktné)
- mostíkové (dvojtaktné)



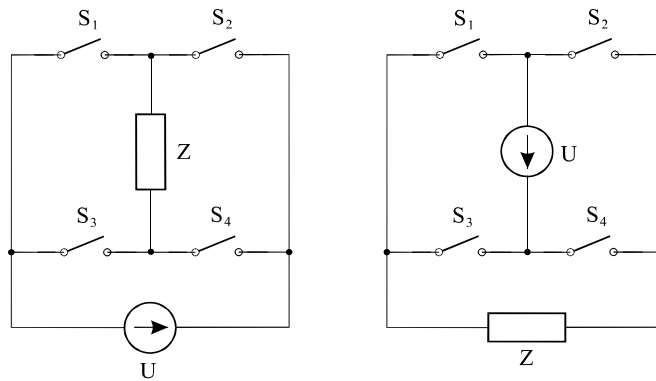
Obr. 4.7 Topológia trojimpulzového uzlového jednotaktného zapojenia meniča s deleným zdrojom a s delenou záťažou



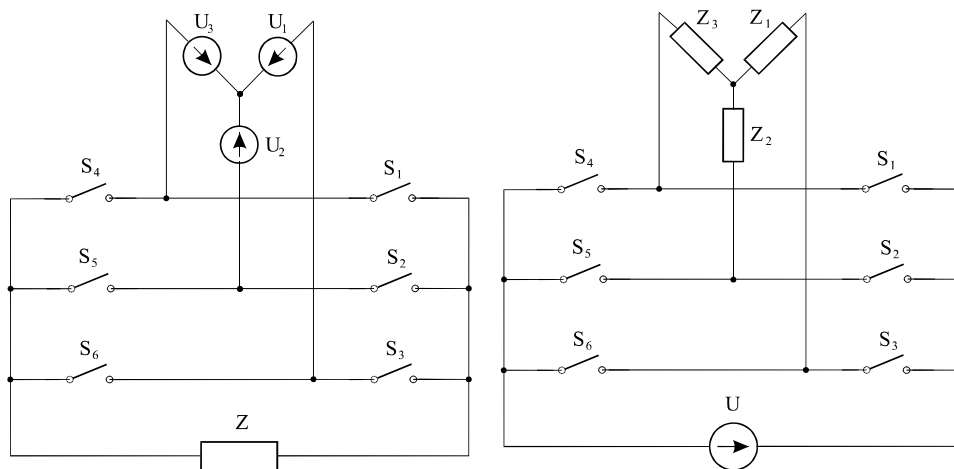
Obr. 4.8 Trojimpulzový riadený uzlový usmerňovač



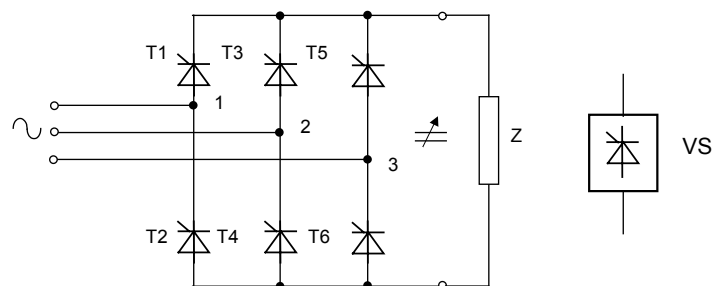
Obr. 4.9 Dvojimpulzový mostíkový neriadený usmerňovač (Grätzovo zapojenie)



Obr. 4.10 Topológia mostíkového dvojimpulzového meniča s deleným zdrojom a s delenou záťažou



Obr. 4.11 Topológia šesťimpulzového mostíkového dvojtaktného zapojenia meniča s deleným zdrojom a s delenou záťažou



Obr. 4.12 Šesťimpulzový mostíkový riadený usmerňovač

Meniče sa môžu napájať priamo zo sieťového napätia alebo z transformátora. Pomocou transformátora možno upraviť napätie potrebné pre záťaž, zväčšiť počet fáz (napr. pri 12- impulzových meničoch), galvanický oddeliť záťaž od siete, zmenšiť vplyv meniča na sieť a pod.

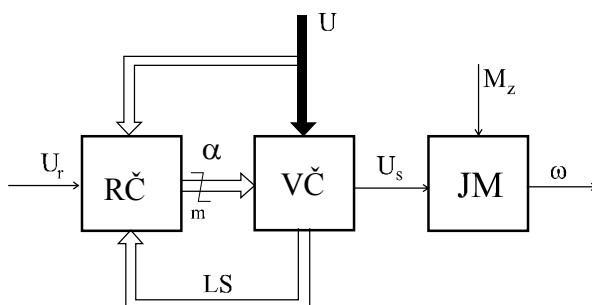
4.3 Tyristorové meniče s jednosmerným výstupom - riadené usmerňovače

Polovodičové meniče s jednosmerným výstupným napätím delíme do nasledujúcich kategórií:

- **Usmerňovače:** riadené (tyristorové, tranzistorové)
neriadené (diódové)
- **Impulzové meniče:** tyristorové, tranzistorové

V polovodičových meničoch s jednosmerným výstupom majú význačné postavenie tyristorové meniče. Tyristorové meniče – TM (riadené usmerňovače) sa používajú pre budiace obvody jednosmerných generátorov a motorov, pre napájanie kotvy jednosmerných motorov, v elektrochemickom priemysle (indukčný ohrev, elektrolyza), nabíjačky akumulátorov a pod.

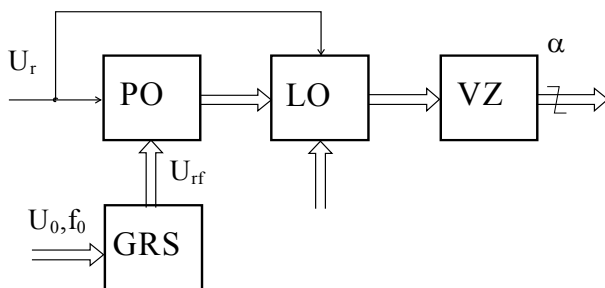
Principiálna schéma blokového usporiadania tyristorového meniča je na obr.4.13.



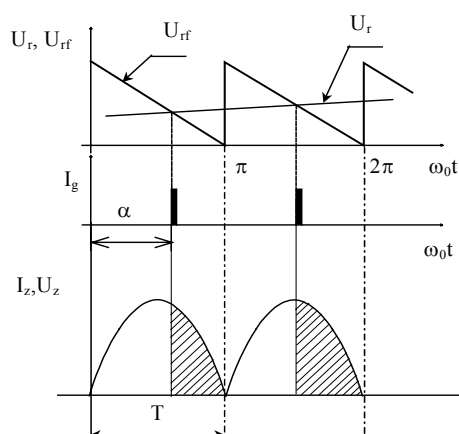
Obr. 4.13 Schéma blokového usporiadania tyristorového meniča, RČ - riadiaca časť meniča (generátor zapalovacích impulzov - GZI) a VČ - výkonová časť meniča.

Dôležitou časťou meniča je GZI kde sa generujú zapalovacie impulzy pre tyristory. Algoritmus činnosti riadiaceho obvodu je určený typom meniča (reverzačný, nereverzačný) a vlastnosťami záťaže do ktorej má menič pracovať. V súčasnej generácii GZI sú najrozšírenejšie mnohokanálové synchronne systémy, kde sa synchronizácia uskutočňuje synchronizáciou referenčného napätia u_{rf} so sieťovým. Blokovaná schéma GZI je na obr.4.14.

Pomocou referenčného signálu sa určuje fázový posun zapalovacích signálov tak, aby bol úmerný veľkosti riadiaceho signálu. Používa sa lineárne klesajúci alebo kosínusový priebeh referenčného napätia. Priebeh referenčného napätia bezprostredne ovplyvňuje statické charakteristiky meniča. Na obr.4.15 je uvedený časový priebeh signálov v jednej fáze GZI pre lineárne klesajúci referenčný signál.

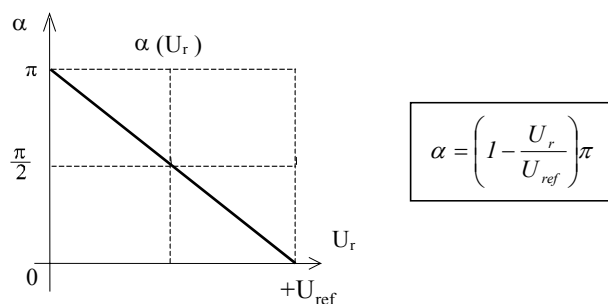


Obr. 4.14 Riadiaca časť TM, GRS - generátor referenčného signálu, PO - porovnávací obvod (komparátor), LO - logický obvod, VZ - výkonový zosilňovač riadiacich impulzov s galvanickým oddelením

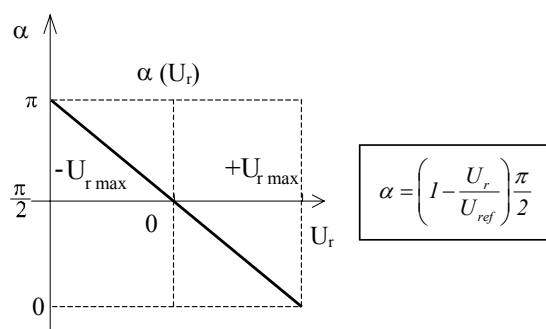


Obr. 4.15 Priebehy vnútorných veličín GZI

Prevodová charakteristika GZI s lineárne klesajúcim referenčným signálom sa môže vyjadriť podľa typu buď pre nereverzačný tyristorový menič obr.4.16 alebo reverzačný TM v tvare, obr.4.17.



Obr. 4.16 Prevodová charakteristika GZI pre nereverzačný TM



Obr. 4.17 Prevodová charakteristika GZI pre reverzačný TM

Statický model TM

Statické charakteristiky TM rozdeľujeme na *riadiace a záťažné*.

Výstupné veličiny (napätie, prúd) charakterizujú stredné hodnoty definované výrazom

$$U_s = \frac{1}{T} \int_0^T u(t) dt \quad \text{alebo} \quad I_s = \frac{1}{T} \int_0^T i(t) dt \quad (4.1)$$

Závislosť strednej hodnoty výstupného napätia U_s od riadiaceho napätia U_r alebo od uhla zapalovania α vyjadruje *riadiaca charakteristika*.

Stredná hodnota napätia TM pre oblasť neprerušovaných prúdov - ONP je vyjadrená vzťahom

$$U_s = U_{so} - R_N I_s - \Delta U_T \text{ kde } U_{so} = U_{som} \cos \alpha \text{ a } U_{som} = U_m \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} \quad (4.2)$$

kde: m - počet impulzov meniča, (počet usmerňovacích ciest)

U_m - amplitúda napätia pre uzlové schémy $U_m = 325,3 \text{ V}$, ($U_f = 230 \text{ V}$)
pre mostíkové schémy $U_m = 565,7 \text{ V}$, ($U_z = 400 \text{ V}$)

α - uhol otvorenia tyristorov (0 až 180°)

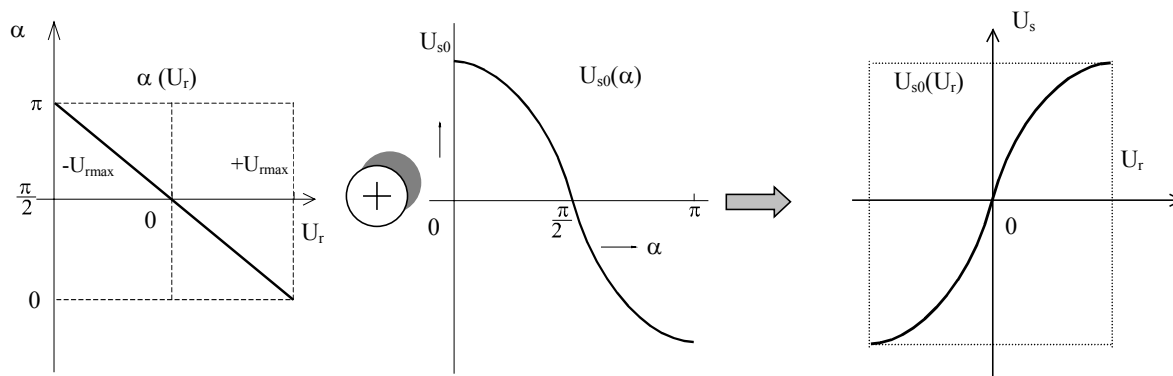
R_N - náhradný odpor meniča

ΔU_T - úbytok napätia na polovodičoch vo vodivom stave

U_{so} - výstupné napätie meniča naprázdno

I_s - výstupný záťažný prúd meniča

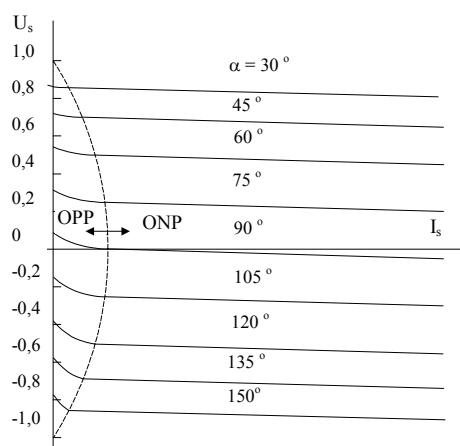
Zo vzťahu pre strednú hodnotu výstupného napätia meniča vyplýva, že je funkciou nielen riadiaceho napätia, ale aj funkciou záťažného prúdu. Riadiacu charakteristiku môžeme odvodiť podľa obr.4.18 len ako funkciu napätia $U_{so}(U_r)$. Amplitúda napätia U_{som} je daná topológiou výkonovej schémy meniča (počet impulzov meniča - m) a fázovým alebo združeným napätím napájacej siete. Typické hodnoty amplitúd napätia U_m pre nn rozvodnú sieť sú uvedené v texte.



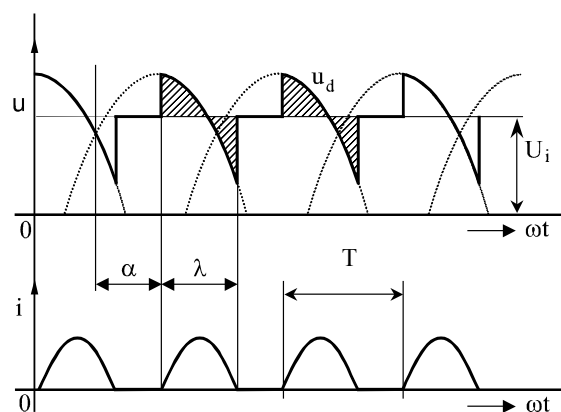
Obr. 4.18 Riadiaca charakteristika reverzačného TM

Vlastnosti TM pri zaťažení charakterizuje *záťažná charakteristika*, ktorá má v oblasti prerušovaných prúdov (OPP) nelineárny charakter, obr.4.19. V oblasti neprerušovaného prúdu (ONP) charakteristiky tyristorových meničov sú lineárne podobné ako pre jednosmerné generátory. V TM so sieťovou komutáciou je obmedzený uhol riadenia v invertorovom režime z dôvodu zlyhania komutácie na hodnotu približne $\alpha_{max} = 150^\circ$.

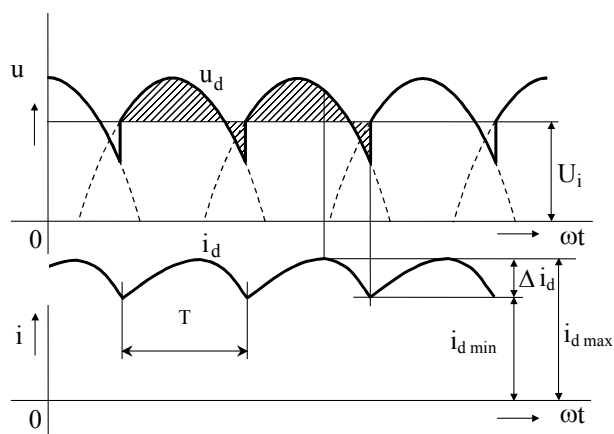
Invertorový režim meniča: pracovný režim meniča kedy TM je schopný pracovať so zápornou polovlnou napájacieho napätia. V tomto režime je schopný pri nezmenenej polarite prúdu rekuperovať energiu do siete. Pretože menič nemôže pracovať v tomto režime bez siete možno takýto menič nazvať invertorom vedeným sieťou.



Obr. 4.19 Záťažná charakteristika reverzačného TM



Obr. 4.20 Priebehy napätia a prúdu kotvy JM napájaného z trojimpulzového nereverzačného tyristorového meniča v oblasti prerušovaných prúdov OPP



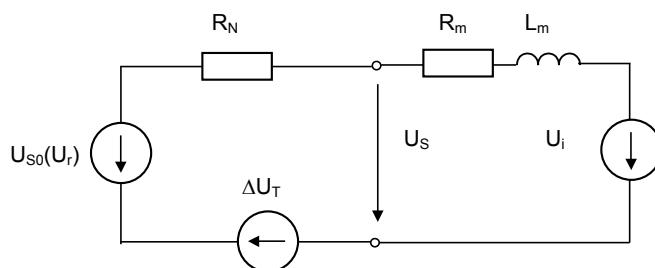
Obr. 4.21 Priebehy napätia a prúdu kotvy JM napájaného z trojimpulzového nereverzačného tyristorového meniča v oblasti neprerušovaných prúdov NPP

Kvalitatívne určenie oblasti prerušovaných a neprerušovaných prúdov je možné z priebehov prúdov a napätí meniča. Ak v stacionárnom režime prúd meniča je malý a počas taktu T klesne na nulu, menič pracuje v oblasti prerušovaných prúdov - OPP (pozri obr.4.20) a opačne, ak prúd meniča nadobúda veľkú hodnotu a neklesne na nulovú hodnotu, (pozri obr.4.21) menič pracuje v oblasti neprerušovaných prúdov - ONP.

Modely tyristorových meničov je možné vytvárať univerzálne alebo špecificky pre zvolený režim prevádzky. Z priebehov záťažnej charakteristiky meniča *obr.4.19* vyplýva, že pokiaľ menič spolu so záťažou pracuje v režime neprerušovaných prúdov tak sú charakteristiky prakticky lineárne. To je možné využiť pri zostavení modelu meniča zapojeného do kotvy jednosmerného motora.

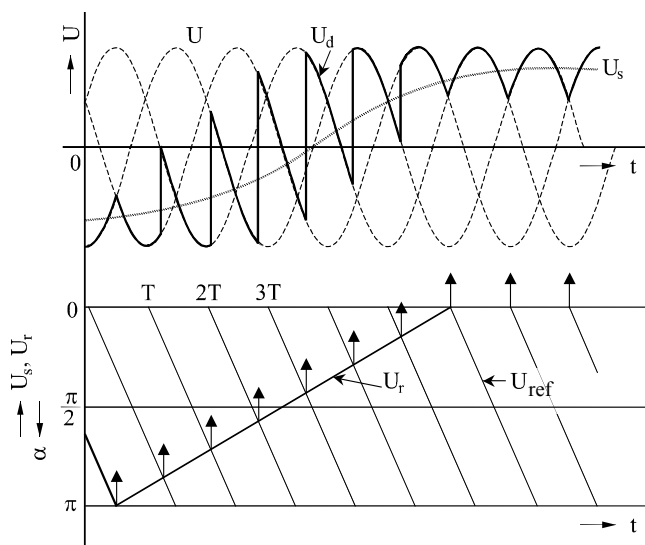
4.3.1 Model systému TM-JM pre oblasť neprerušovaných prúdov - ONP

Pri zostavovaní modelu systému TM-JM použijeme podobnú metodiku ako pri odvodzovaní modelu systému JG-JM uvedenej v kapitole 3.4. Systém TM-JM je možné vyjadriť náhradnou elektrickou schémou *obr.4.22*.



Obr. 4.22 Náhradná elektrická schéma systému TM-JM v ONP

Tyristorový menič je možné charakterizovať ako diskretnú nelineárnu sústavu. Poloriaditeľnosť tyristorov sa pre pomaly sa meniaci riadiaci signál, *obr.4.23* dá vyjadriť dopravným oneskorením T_d .



Obr. 4.23 Diskrétna činnosť tyristorového meniča pri lineárnej zmene riadiaceho napätia

Dopravné oneskorenie môžeme vyjadriť pomocou Pádeho radu:

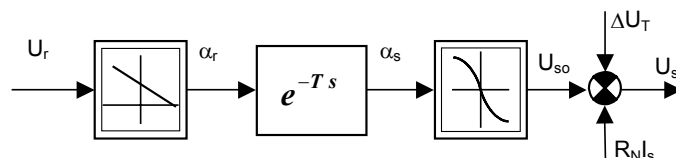
$$e^{-Ts} = \frac{e^{-\frac{T}{2}s}}{e^{\frac{T}{2}s}} = \frac{1 + \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n \left(\frac{T}{n!}s\right)^n \frac{1}{2}}{1 + \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{T}{n!}s\right)^n \frac{1}{2}} = \frac{1 - \frac{T}{2}s + \frac{T^2}{8}s^2 \dots}{1 + \frac{T}{2}s + \frac{T^2}{8}s^2 \dots} = \frac{1 - \frac{T}{2}s}{1 + \frac{T}{2}s} \cong \frac{1}{1 + \frac{T}{2}s} \quad (4.3)$$

V praxi sa najčastejšie využívajú len prvý člen menovateľa radu. Pre náhradu diskretnéj činnosti meniča potom platí vzťah

$$e^{-Ts} \cong \frac{1}{1 + \frac{T}{2}s} = \frac{1}{1 + T_d s} \quad \text{kde } T_d = \frac{T}{2}, \quad T = \frac{1}{mf_0} \quad (4.4)$$

kde T - veľkosť periódy, m - počet usmerňovacích ciest, f_0 - frekvencia siete (50 Hz, 60 Hz)

Prijatím uvedených predpokladov, môžeme vyjadriť model TM blokovou schémou na obr.4.24 ako nelineárnu spojitú sústavu.



Obr. 4.24 Dynamický nelineárny spojitý model TM

Nelineárny spojitý model TM môžeme následne linearizovať. Linearizáciu statickej riadiacej prevodovej charakteristiky je možné odvodiť zo vzťahu (4.2).

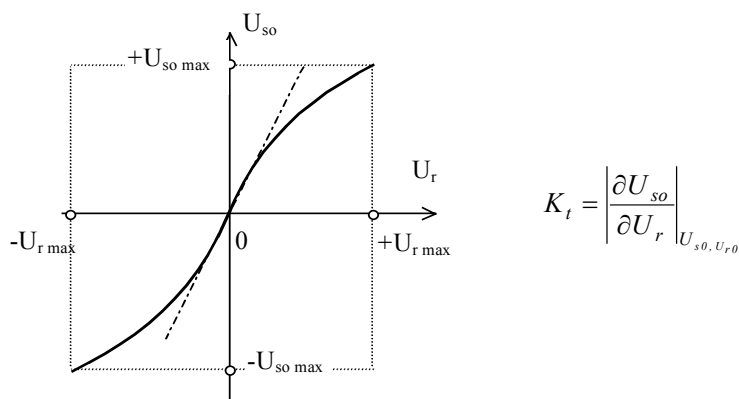
$$\Delta U_{so} = \frac{\partial U_{so}}{\partial \alpha} \frac{\partial \alpha}{\partial U_r} \Delta U_r = U_{som} (-\sin \alpha) \left(-\frac{\pi}{2U_{ref}}\right) \Delta U_r = U_{som} \frac{\pi}{2U_{ref}} \sin \alpha \Delta U_r \quad (4.5)$$

Zo vzťahu (4.5) je možné definovať diferenciálne zosilnenie meniča

$$K_{TM} = \frac{\partial U_{so}}{\partial U_r} = \frac{\Delta U_{so}}{\Delta U_r} = U_{som} \frac{\pi}{2U_{ref}} \sin \alpha \quad (4.6)$$

ak $\sin \alpha = 1 \Rightarrow K_{TM \max} = U_{som} \frac{\pi}{2U_{ref}}$

Voľbu zosilnenia vo zvolenom pracovnom bode ilustruje obr.4.25.



Obr. 4.25 Prevodová statická charakteristika tyristorového meniča

Linearizovaný spojitý náhradný model tyristorového meniča pre ONP vyjadrujú rovnice (4.4) a (4.6).

$$\frac{\Delta U_{so}}{\Delta U_r} = \frac{K_{TM}}{1 + T_d s} \quad (4.7)$$

Pre meniče napájané z nn siete je možné na základe vzťahov (4.2), (4.4) a (4.6) vypočítať charakteristické hodnoty modelu meniča

- *dopravné oneskorenie* T_d

$$T_d = \frac{T}{2}, \quad T = \frac{1}{mf_0}$$

$$f_0 = 50\text{Hz}$$

m	2	3	6
T_d [ms]	5	3,3	1,67

- *zosilnenie meniča* K_{TM}

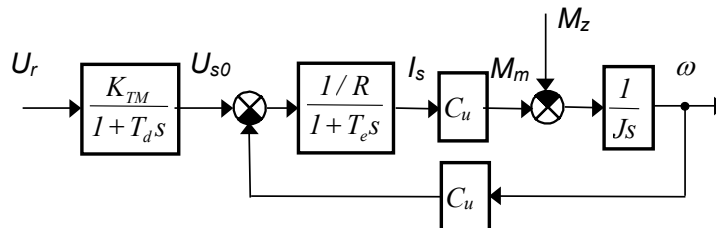
$$K_{TM\max} = U_{som} \frac{\pi}{2U_{ref}}$$

$$U_{ref} = 10V$$

m	2	3	6
K_{TM} [V/V]	32,5	42	84,5

Z uvedených vypočítaných hodnôt zosilnení a časovej konštanty môžeme urobiť uzáver, že so zväčšovaním počtu usmerňovacích ciest meniča sa zlepšujú dynamické vlastnosti meniča (zmenšuje sa časová konštanta T_d) a súčasne sa zvyšuje zosilnenie. Pre praktické použitie je potrebné doplniť informáciu o základných parametroch priemyselných meničov pre JM. Tyristorové dvojimpulzové meniče sa vyrábajú do výkonu cca 1 kW, trojimpulzové, šesťimpulzové meniče pokrývajú výkonový rad od 1 kW do 100 kW.

V porovnaní s náhradnou schémou na obr.4.22 sa pri zostavovaní linearizovaného modelu zanedbáva úbytok napätia na polovodičoch vo vodivom stave ΔU_T a náhradný odpor meniča R_N sa pripočítava k celkovému odporu kotvy sústavy TM-JM. V blokovej schéme sa vynechalo označenie veličín Δ , čo charakterizuje platnosť modelu len v okolí zvoleného pracovného bodu.



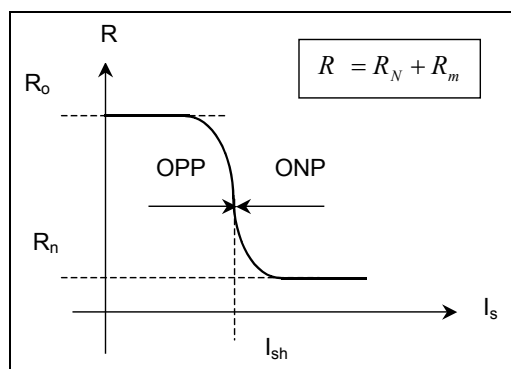
Obr. 4.26 Model systému TM-JM pre oblasť neprerušovaných prúdov – ONP

Nelineárny model sústavy TM-JM

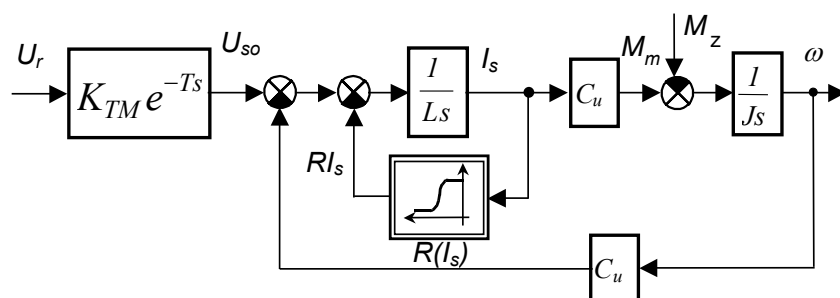
Nelineárny spojitý model sústavy TM-JM je možné vytvoriť za predpokladu, že uvažujeme funkčnú závislosť odporu meniča R_N od strednej hodnoty prúdu I_s podľa obr.4.27.

Model motora s uvažovaním nelineárnej závislosti celkového odporu v obvode kotvy JM sa s uvažovaním diskretnéj činnosti meniča môže zobrazit' modelom na obr.4.28. V nelineárnom modeli TM-JM sa výrazne mení časová konštanta obvodu kotvy JM, platí

$$T_e = \frac{L}{R} = \frac{L_m + L_N}{R_m + R_N} \text{ platí } T_{eOPP} \ll T_{eONP} \quad (4.8)$$



Obr. 4.27 Charakteristika odporu meniča R_N a odporu JM v závislosti od strednej hodnoty prúdu I_s



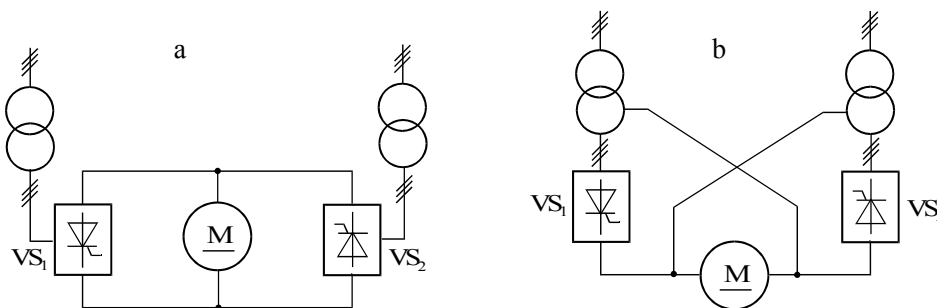
Obr. 4.28 Bloková schéma nelineárneho spojitého modelu systému TM-JM

Reverzačné tyristorové meniče pre JM

Reverzačné meniče ako už bolo spomenuté v predchádzajúcej kapitole sú štvorkvadrantové meniče a špeciálne upravené pre napájanie jednosmerných motorov. Podľa zapojenia výkonovej časti ventilových skupín polovodičového meniča s napájacím zdrojom sa rozdeľujú do troch skupín:

- antiparalelné meničové systémy
- krížové meničové systémy
- H - meničové systémy

Najčastejšie zapojenie výkonových skupín meniča je antiparalelné radenie, ktoré umožňuje realizovať meniče do výkonov rádo vo 100 kW. Krížové a H - meničové viacfázové systémy sú určené pre veľké meničové jednotky výkonu 1 MW.

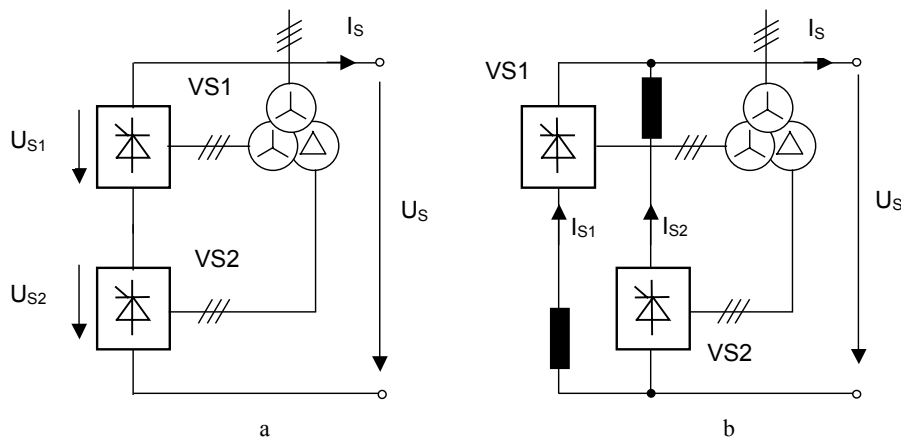


Obr. 4.29 a - Trojfázová antiparalelná schéma meniča v uzlovom zapojení, b - trojfázová mostíková schéma v antiparalelnom zapojení

Ventilové skupiny meničového systému môžu mať nesúčasné alebo súčasné riadenie tyristorov. Od spôsobu riadenia potom závisí existencia okruhových prúdov (okruhový prúd je prúd spoločný obidvom ventilovým skupinám).

Dvanásťimpulzové tyristorové meniče

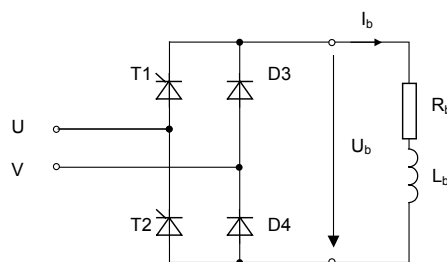
Pre oblasť aplikácií veľkých výkonov TM rádovo 1 až 100 MW sa používajú dvanásťimpulzové schémy zapojenia meničov. Ventilové šesťimpulzové skupiny sú napájané z transformátora, ktorý má dve sekundárne vinutia zapojené do trojuholníka a hviezdy. Ventilové skupiny môžu byť zapojené do série (napät'ové zapojenie) alebo paralelne (prúdové zapojenie).



Obr. 4.30 a - 12 impulzový TM: sériové zapojenie dvoch 6-imp. TM, b - paralelné zapojenie 6-imp. TM

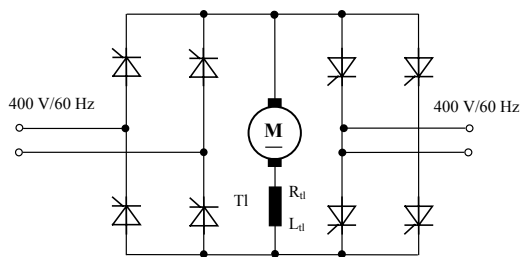
Tyristorové budiace jednotky

Tyristorové meniče sa používajú aj pre budiace obvody jednosmerných generátorov a motorov, v elektrochemickom priemysle (indukčný ohrev, elektrolyza), nabíjačky akumulátorov a pod. Výkonová časť meniča využíva mostíkovú schému zapojenia doplnenú o nulovú diódu, ktorá umožňuje pri R-L záťaži vybíjanie obvodu v prípade keď sú zatvorené tyristory.

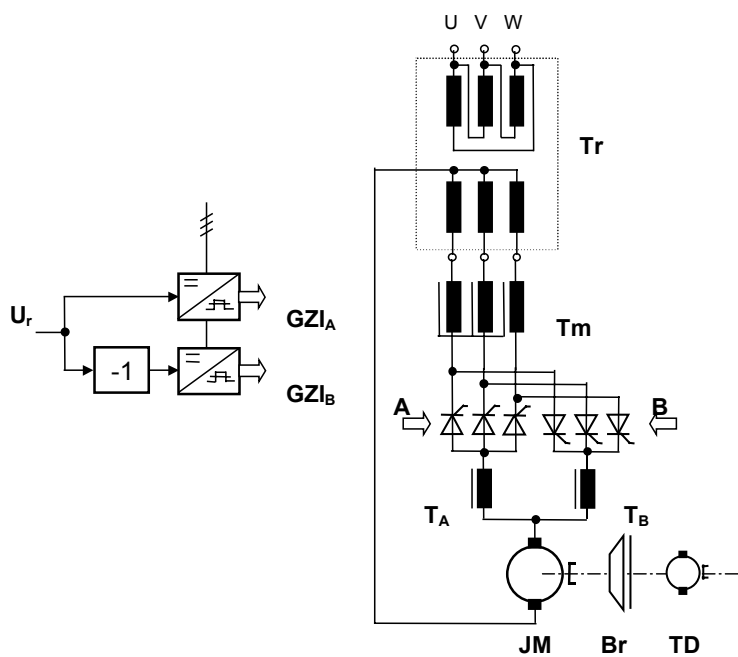


Obr. 4.31 Dvojimpulzový nereverzačný tyristorový menič s nulovou diódou

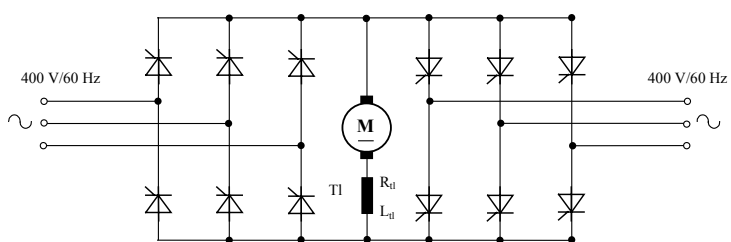
Príklady zapojení tyristorových meničov



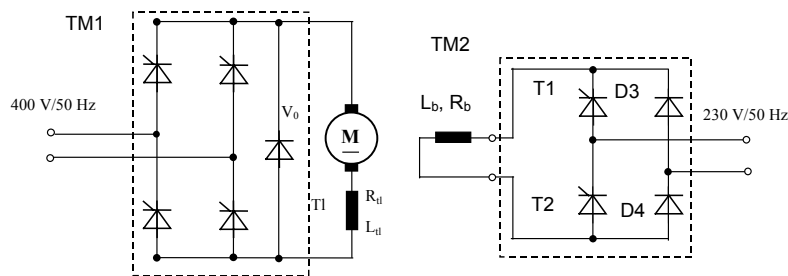
Obr. 4.32 Dvojimpulzový reverzačný TM



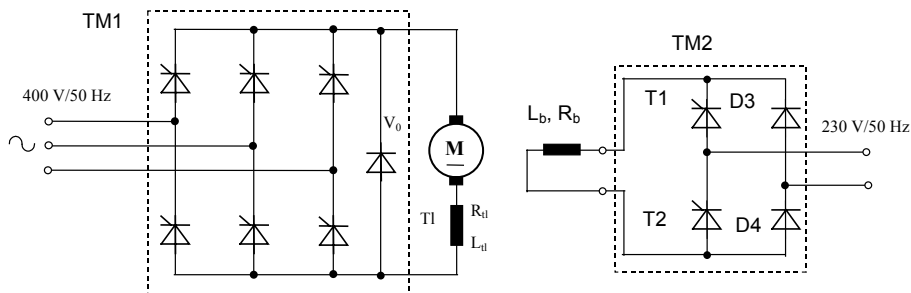
Obr. 4.33 Trojimpulzový reverzačný TM



Obr. 4.34 Šesťimpulzový reverzačný TM



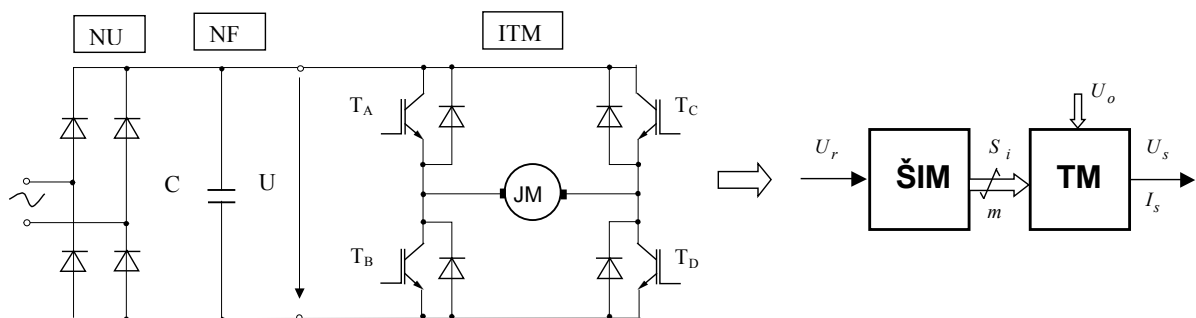
Obr. 4.35 TM1 - nereverzačný dvojimpulzový TM v obvode kotvy,
TM2 - nereverzačný dvojimpulzový TM v obvode budenia



Obr. 4.36 TM1 - nereverzačný šesťimpulzový TM v obvode kotvy,
TM2 - nereverzačný dvojimpulzový TM v obvode budenia

4.4 Tranzistorové impulzové meniče s jednosmerným výstupom

Pre napájanie kotvy jednosmerného motora do výkonov rádovo 10 kW sa uplatňujú tranzistorové meniče (TM) ako nepriame napät'ové jednosmerné meniče. Zapojenie tranzistorového meniča je uvedené na obr. 4.37, obsahuje neriadený usmerňovač - NU, napät'ový filter - NF a impulzový tranzistorový menič -ITM v mostíkovom zapojení (H - schéma).

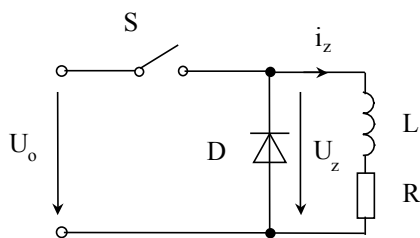


Obr. 4.37 Základné zapojenie systému tranzistorový menič - jednosmerný motor

Tranzistorový menič je riadený výkonový napät'ový alebo prúdový zosilňovač, využíva princíp riadenia strednej hodnoty výstupného signálu pomocou metódy šírkoimpulznej modulácie -ŠIM, anglický názov aj so skratkou je (PWM - pulse width modulation).

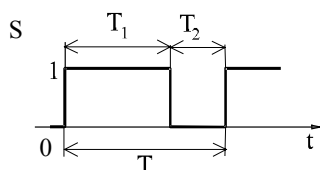
4.4.1 Základné metódy ŠIM

Princíp metódy je možné vysvetliť na činnosti ideálneho spínača S pracujúceho do RL záťaže s nulovou diódou na obr. 4.38.



Obr. 4.38 Náhradná jednopólová schéma impulzného meniča pracujúceho do R-L záťaže

Predpokladajme, že spínač pracuje v takte podľa priebehu na obr.4.39. Spínač je zopnutý v stave „1“ a vypnutý v stave „0“.

Obr. 4.39 Časový priebeh šírko modulovaného riadiaceho signálu, kde T –perióda, takt meniča, T_1 – čas, riadiaci signál je 1, T_2 – čas, riadiaci signál je 0

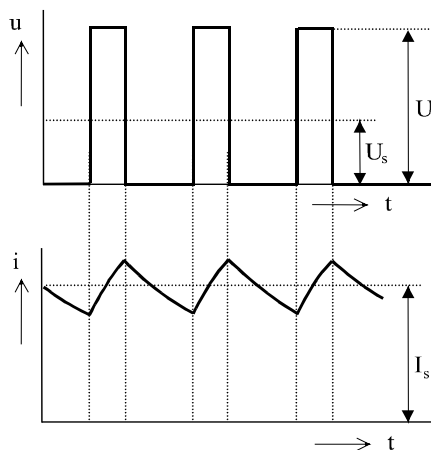
Zavedieme pojem plnenie

$$\gamma = \frac{T_1}{T}, \quad T_2 = T(1 - \gamma) \quad (4.9)$$

Zo vzťahu (4.9) môžeme definovať nasledovné základné metódy šírkoimpulznej modulácie:

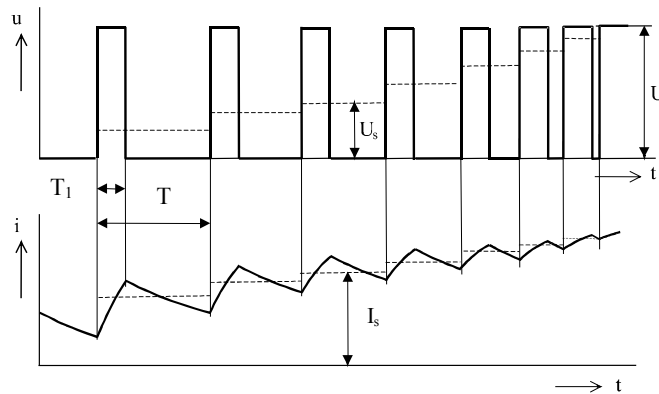
1. riadenie plnenia, obr.4.40

$$\gamma = \text{var} \text{ potom } T_1 = \text{var} \text{ a } T = \frac{1}{f} = \text{konst} \quad (4.10)$$

Obr. 4.40 Priebehy napätí a prúdov na RL záťaži pri napäťovej ŠIM, riadenie plnenia γ

2. frekvenčné riadenie, obr.4.41.

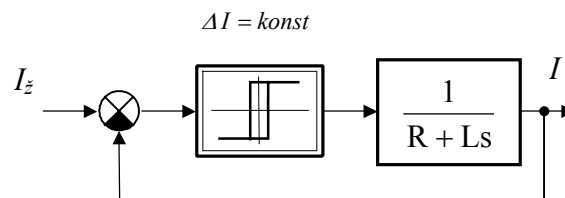
$$T_1 = \text{konst} \text{ a } T = \frac{1}{f} = \text{var} \quad (4.11)$$



Obr. 4.41 Priebehy napätia a prúdov na RL záťaži pri frekvenčnej metóde ŠIM

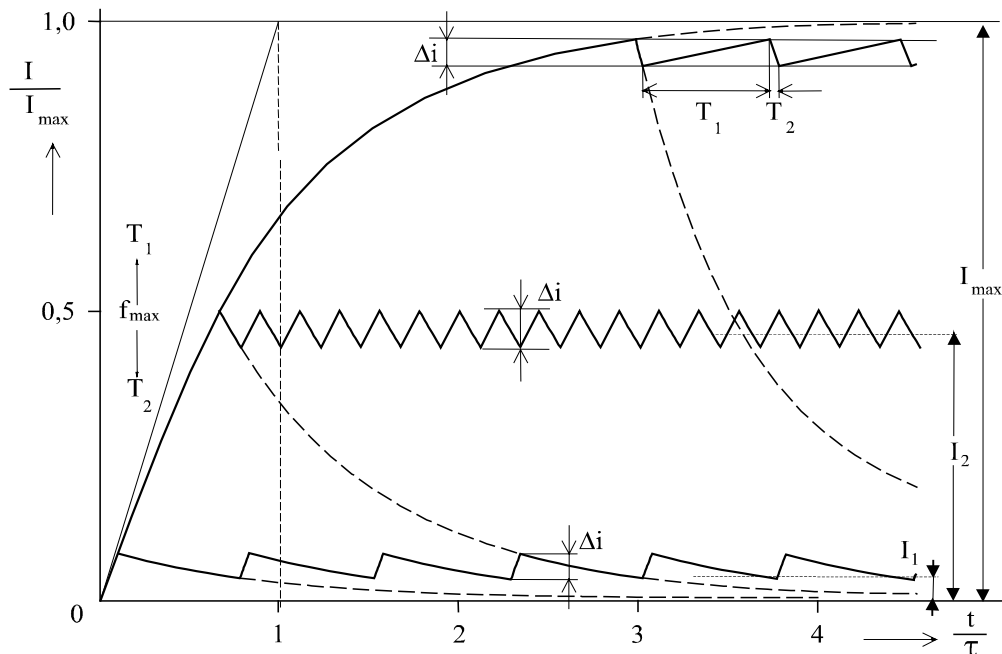
3. Prúdová ŠIM - so spätnou väzbou, obr.4.42 a obr.4.43.

$$\Delta I = \text{konst} \text{ potom } T_1 = \text{var} \quad T = \text{var} \quad (4.12)$$



Obr. 4.42 Zjednodušený model regulačného obvodu prúdu s hysteréznym regulátorom

Kvalitatívna analýza priebehov prúdu na obr.4.43 poukazuje na základné vlastnosti prúdovej ŠIM. V pomerných veličinách prúdu je najväčšia frekvencia kmitov pre hodnotu prúdu 0,5. Frekvencia kmitov prúdu sa od tejto hodnoty symetricky znižuje. Tento jav bude podrobnejšie analyzovaný v ďalšej časti.

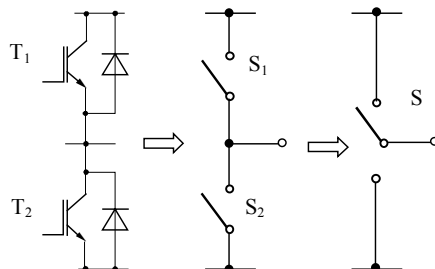


Obr. 4.43 Priebehy prúdov RL záťaži pre rôzne želané hodnoty prúdu pre $\Delta I = \text{konst}$

4.4.2 Náhradný model tranzistorového impulzného meniča

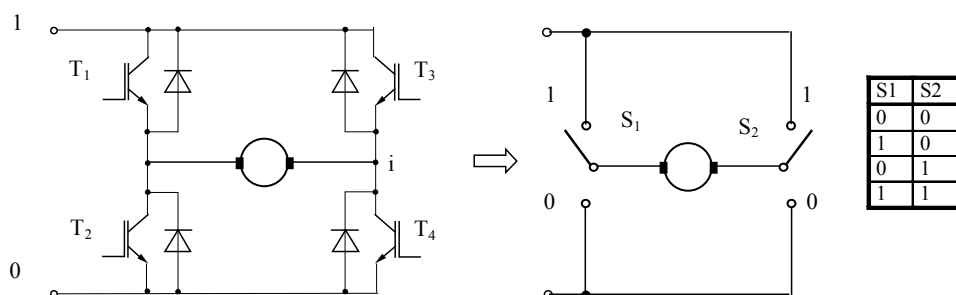
Zjednodušujúce predpoklady:

- Tranzistory a diódy sú ideálne ventily (majú ideálne spínacie vlastnosti)
- Zdroj napájacieho napätia je ideálny

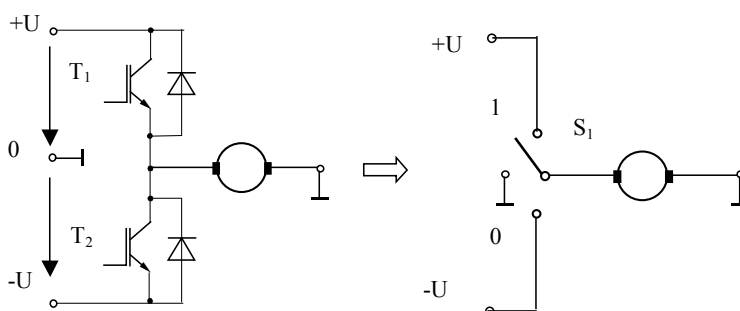


Obr. 4.44 Náhrada dvojice tranzistorov ideálnymi spínačmi

Zjednodušenie modelov dvojice spínačov jedným prepínacím znamená aj redukciiu spínacích stavov. Spínače S₁ a S₂ môžu byť napr. súčasne aktívne v stave „1“ alebo pasívne v stave „0“, takéto režimy sa pri náhrade jedným spínačom vylučujú.



Obr. 4.45 Náhradný logický model tranzistorového meniča, dvojtaktná schéma zapojenia



Obr. 4.46 Náhradný logický model tranzistorového meniča, jednotaktná schéma zapojenia

4.4.3 Základné spôsoby riadenia štvorkvadrantového impulzového meniča

Metódy ŠIM sú ďalej určené spôsobom spínania výkonových spínačov.

- úplný (obojsmerný) bipolárny
- úplný (obojsmerný) unipolárny

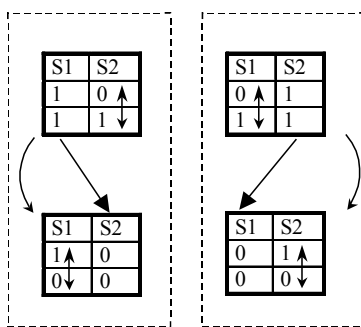
Úplný: reverzácia prúdu vplyvom indukovaného napätia U_i je možná

- *Bipolárny*: v jednom takte meniča sa na záťaži objavuje napätie oboch polarít.

S1	S2
1	0
0	1

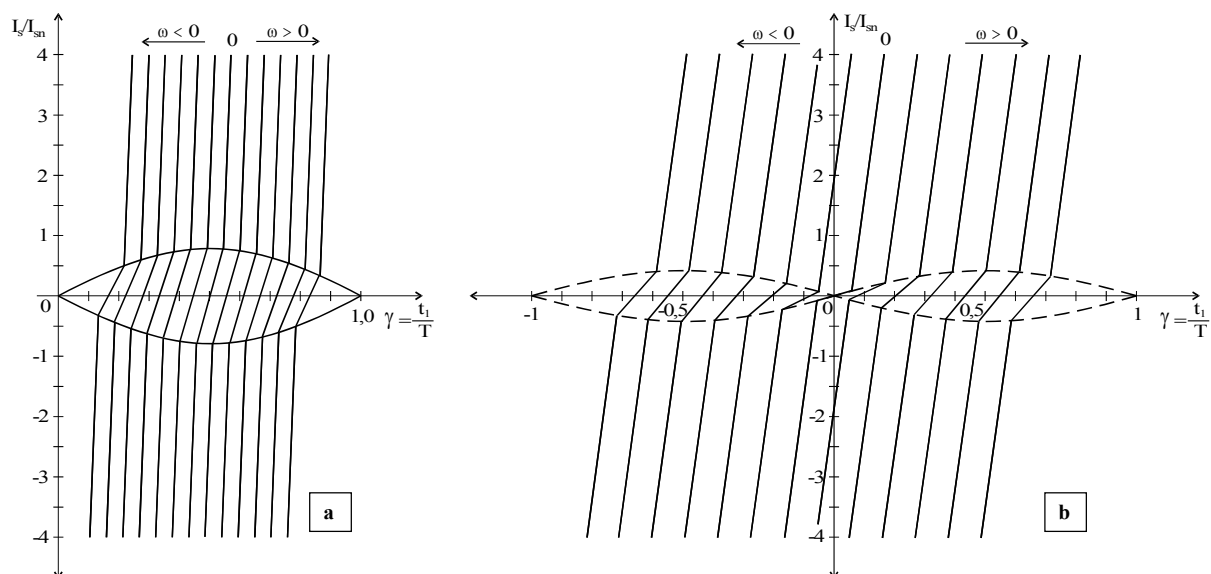
Obr. 4.47 Stav prepínačov pri úplnom bipolárnom riadení

- *Unipolárny*: pri danej polarite riadiaceho signálu je v jednom takte meniča T na záťaži počas času T_1 len napätie jednej polarity alebo nulové počas času T_2



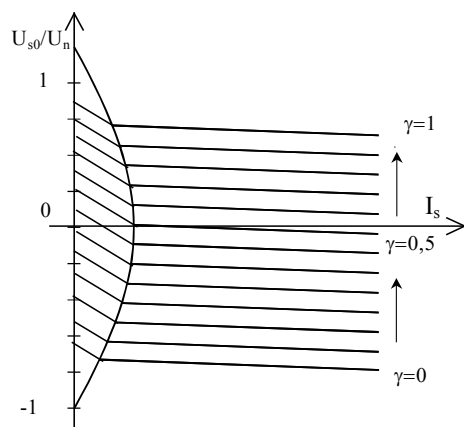
Obr. 4.48 Stav prepínačov pri úplnom unipolárnom riadení

Statické charakteristiky meniča sú výrazne ovplyvnené spôsobom spínania výkonových spínačov meniča. Ako príklad uvedieme riadiace charakteristiky meniča pre bipolárne a unipolárne riadenie, obr.4.49.



Obr. 4.49 Riadiace charakteristiky meniča a- s úplným bipolárnym riadením, b- s úplným unipolárnym riadením

Statické charakteristiky sú funkciou plnenie γ ako vnútornej riadiacej veličiny. V charakteristikách sú oddelené čiarkovanou čiarou oblasti neprerušovaných a prerušovaných prúdov. Oproti tyristorovým meničom je oblasť prerušovaných prúdov s ohľadom na podstatne vyššiu frekvenciu ŠIM meniča výrazne menšia a pri zostavovaní modelov tranzistorového meniča sa prakticky zanedbáva. Typická záťažná charakteristika tranzistorového meniča pri úplnom bipolárnom riadení je na obr.4.50.

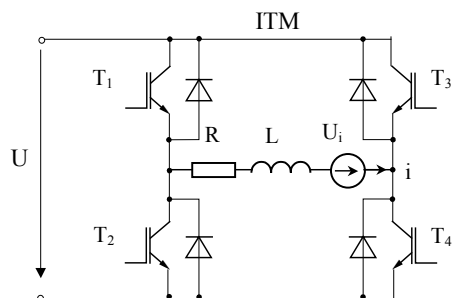


Obr. 4.50 Zátžná charakteristika tranzistorového meniča pri bipolárnom riadení

4.4.4 Analýza tranzistorového meniča s unipolárnym riadením

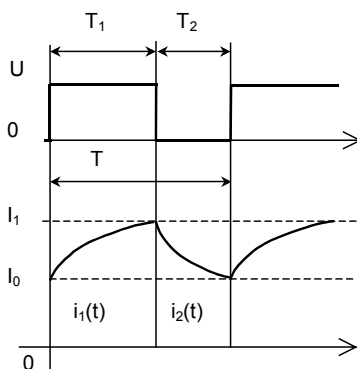
Analýzu výkonového obvodu meniča, obr.4.51 je možné uskutočniť za uvedených zjednodušujúcich predpokladov

- tranzistory a diódy sú ideálne ventily
- zdroj napájacieho napätia je ideálny
- indukované napätie sa počas jednej periódy (taktu) nemení, predpokladáme konštantné otáčky a magnetický tok JM
- odpor R a indukčnosť L sú konštantné



Obr. 4.51 Schéma zapojenia tranzistorového impulzného meniča

Po dobu zopnutia T_1 tranzistorov T_1, T_4 v diagonále mostu platia pre obvod kotvy, podľa obr.4.52 v ustálenom periodickom stave nasledovné vzťahy



Obr. 4.52 Priebehy prúdu v obvode kotvy JM v ustálenom periodickom režime pri unipolárnom spôsobe riadenia spínania tranzistorov

$$U = Ri_1 + L \frac{di_1}{dt} + U_i \quad \text{platí pre interval: } t \in (0, T_1) \quad (4.13)$$

$$0 = Ri_2 + L \frac{di_2}{dt} + U_i \quad \text{platí pre interval: } t \in (0, T_2) \quad T_2 = T - T_1 \quad (4.14)$$

Časový priebeh prúdu v intervaloch T_1 a T_2 sa získa riešením rovníc (4.13), (4.14)

$$i_1(t) = \frac{U - U_i}{R} \left(1 - e^{-\frac{t}{T_e}} \right) + I_0 e^{-\frac{t}{T_e}} \quad \text{kde } T_e = \frac{L}{R} \quad (4.15)$$

$$i_2(t) = -\frac{U_i}{R} \left(1 - e^{-\frac{t}{T_e}} \right) + I_1 e^{-\frac{t}{T_e}} \quad (4.16)$$

Počiatkové hodnoty prúdov I_0 a I_1 je možné vypočítať z rovníc (4.15), (4.16) ak dosadíme pre $i_1 = I_1$ ak $t = T_1$ pre $i_2 = I_0$ ak $t = T_2$

$$I_0 = \frac{\frac{U}{R} e^{-\frac{T_2}{T_e}} \left(1 - e^{-\frac{T_1}{T_e}} \right) - \frac{U_i}{R} \left(1 - e^{-\frac{T}{T_e}} \right)}{1 - e^{-\frac{T}{T_e}}} \quad (4.17)$$

$$I_1 = \frac{\frac{U}{R} \left(1 - e^{-\frac{T_1}{T_e}} \right) - \frac{U_i}{R} \left(1 - e^{-\frac{T}{T_e}} \right)}{1 - e^{-\frac{T}{T_e}}} \quad (4.18)$$

Zvlnenie prúdu je potom vyjadrené rozdielom počiatkových hodnôt prúdov I_0 a I_1

$$\Delta I = I_1 - I_0 = \frac{\frac{U}{R} \left(1 - e^{-\frac{T_1}{T_e}} \right) \left(1 - e^{-\frac{T_2}{T_e}} \right)}{1 - e^{-\frac{T}{T_e}}} \quad (4.19)$$

Zvlnenie prúdu je pre danú periódu spínania tranzistorov T funkciou času zopnutia T_1 . Maximálnu hodnotu zvlnenia určíme z podmienky:

$$\frac{d\Delta I}{dt} = 0 \quad \text{Táto podmienka je splnená pre } T_1 = T_2 = T / 2 \quad (4.20)$$

$$\Delta I_{max} = \frac{\frac{U}{R} \left(1 - e^{-\frac{T}{2T_e}} \right)^2}{1 - e^{-\frac{T}{T_e}}} \quad (4.21)$$

$$\text{Ak } T_e \gg T \text{ potom } 1 - e^{-\frac{T}{2T_e}} \cong \frac{T}{2T_e}, \quad 1 - e^{-\frac{T}{T_e}} \cong \frac{T}{T_e} \quad (4.22)$$

Vzťahy (4.22) predstavujú náhradu exponenciálnej funkcie smernicou dotýčnice v čase $t = 0$.

$$\text{Potom } \Delta I_{max} = \frac{\frac{U}{R} \left(1 - e^{-\frac{T}{2T_e}} \right)^2}{1 - e^{-\frac{T}{T_e}}} = \frac{U}{R} \frac{\left(\frac{T}{2T_e} \right)^2}{\frac{T}{T_e}} = \frac{UT}{4RT_e} \quad (4.23)$$

Zo vzťahu (4.19) vyplýva, že pre zvlnenie prúdu pri unipolárnom riadení dosadením podmienky (4.22) je možné odvodiť približný vzťah pre veľkosť zvlnenia prúdu

$$\Delta I = \frac{U}{R} \frac{\left(1 - e^{-\frac{T_2}{T_e}} \right) \left(1 - e^{-\frac{T_1}{T_e}} \right)}{1 - e^{-\frac{T}{T_e}}} = \frac{U}{R} \frac{\frac{T_2}{T_e} \frac{T_1}{T_e}}{\frac{T}{T_e}} = \frac{U}{RTT_e} T_1 T_2 \quad (4.24)$$

$$\text{alebo po náhrade vzťahom (4.22) je } \Delta I = \frac{UT}{RT_e} \gamma (1 - \gamma) \quad (4.25)$$

$$\text{ak } \gamma = \frac{1}{2} \text{ potom } \Delta I = \Delta I_{max} = \frac{UT}{4RT_e} \quad (4.26)$$

Vzťah (4.25) doplnením (4.26) upravíme na tvar v pomerných veličinách

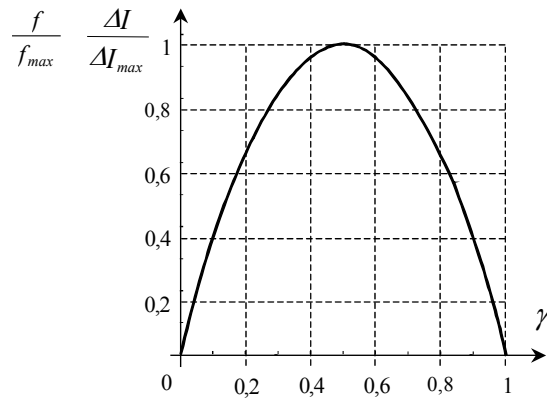
$$\frac{\Delta I}{\Delta I_{max}} = 4\gamma(1 - \gamma) \quad (4.27)$$

Podobne je možné upraviť vzťah pre frekvenciu spínania tranzistorov

$$f = \frac{1}{T} = \frac{U}{L\Delta I} \gamma (1 - \gamma) \quad \text{alebo} \quad \frac{f}{f_{max}} = 4\gamma(1 - \gamma) \quad (4.28)$$

$$f_{max} = \frac{U}{4L\Delta I}$$

Vzťah (4.27), (4.28) zobrazuje charakteristika na obr.4.53.



Obr. 4.53 Charakteristika v pomerných veličinách zvlnenia prúdu a frekvencie meniča ako funkcia plnenia

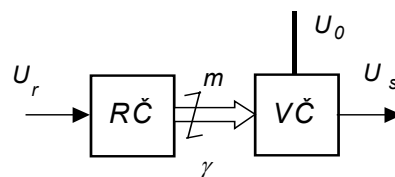
Pri bipolárnom riadení je dvojnásobné zvlnenie prúdu.

$$\Delta I = \frac{2UT}{RT_e} \gamma(1-\gamma) \quad (4.29)$$

4.4.5 Dynamický model tranzistorového meniča

Dynamický model tranzistorového meniča sa posudzuje spolu so záťažou, ktorú tvorí v jednosmerných servopohonoch kotva JM. Vzájomná interakcia TM-JM sa prejavuje v tvare záťažných charakteristík, ktoré v oblasti malých prúdov sú značne nelineárne. Podobne ako pri záťažných charakteristikách tyristorových meničov s prirodzenou komutáciou aj v statických charakteristikách TM sa vyskytuje oblasť prerušovaných a neprerušovaných prúdov. Oblasť prerušovaných prúdov je však s ohľadom na podstatne vyššiu spínaciu frekvenciu tranzistorov oveľa menšia ako pri tyristorových meničoch a preto sa pri zostavovaní dynamických modelov zanedbáva.

Dynamický model tranzistorového meniča je podľa obr.4.54 zložený z modelu riadiaceho člena - RČ obsahujúci blok ŠIM a z modelu výkonovej časti meniča - VČ. Kvalitatívne sa model tranzistorového meniča zhoduje s modelom tyristorového meniča odvodený v predchádzajúcej časti. Podstatné rozdiely sú v dynamike meniča.



Obr. 4.54 Model tranzistorového meniča

Pre regulačné účely sa využíva najčastejšie lineárny spojitý model TM v tvare:

$$F(s) = \frac{U_s(s)}{U_r(s)} = \frac{K_{TM}}{1 + T_d s} \quad (4.30)$$

kde: K_{TM} - zosilnenie tranzistorového meniča,
 T_d - dopravné oneskorenie vyjadrené vzťahom

$$T_d = \frac{T}{2} \text{ kde } T = \frac{1}{f} \quad (4.31)$$

kde T je takt - perióda meniča, f - frekvencia ŠIM, spínacia frekvencia meniča.

Pri hodnotách frekvencie spínania IGBT tranzistorov v rozsahu rádovo 1 až 10 kHz, časová konštanta meniča T_d dosahuje hodnotu 0,5 – 0,05 ms.

Príklad č. 4.1

Odvodit' dynamický model reverzačného tranzistorového meniča s bipolárnym úplným riadením pre riadiacu charakteristiku meniča uvedenú na obr.4.55.

Tranzistorový menič využíva napäťovú ŠIM, $T = konst$, $T_1 = var.$, $\gamma = var.$ Pre strednú hodnotu výstupného napätia podľa obr.4.55 platí:

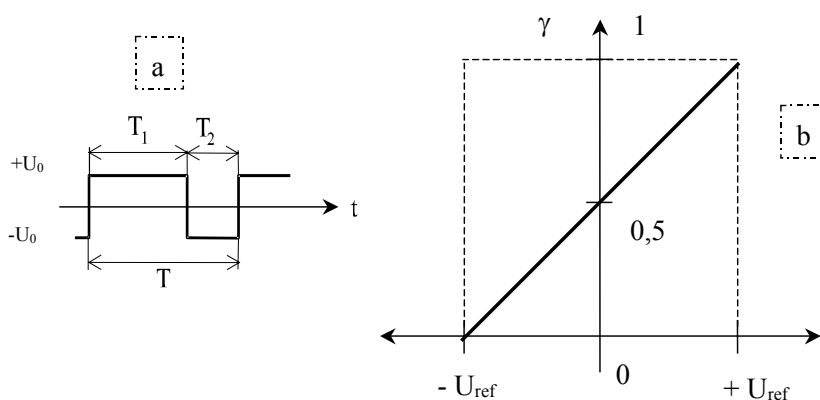
$$U_s = \frac{I}{T} \int_{-U_0}^{+U_0} u dt = \frac{U_0}{T} \left(\int_0^{T_1} dt - \int_{T_1}^T dt \right) = U_s = \frac{U_0}{T} (T_1 - T + T_1) \quad (4.32)$$

$$\text{Stredná hodnota výstupného napätia meniča } U_s = 2U_0(\gamma - 0,5) \quad (4.33)$$

$$\text{Riadiaca charakteristika podľa obr.4.55 je } \gamma = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{u_r}{U_{ref}} \right) \quad (4.34)$$

Zosilnenie meniča sa môže vypočítať pomocou vzťahu (4.35) dosadením vzťahov (4.33) a (4.34).

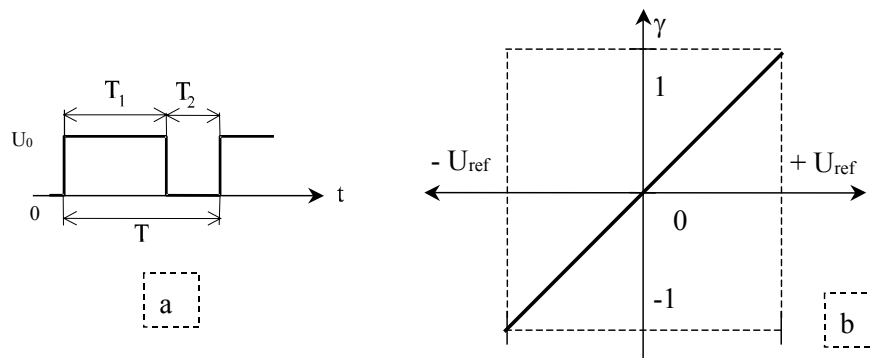
$$K_{TM} = \frac{\partial U_s}{\partial U_r} = \frac{\partial U_s}{\partial \gamma} \frac{\partial \gamma}{\partial U_r} = \frac{U_0}{U_{ref}} \quad \boxed{K_{TM} = \frac{U_0}{U_{ref}}} \quad (4.35)$$



Obr. 4.55 a - priebeh výstupného napätia, b - riadiaca charakteristika meniča pri bipolárnom riadení

Príklad č. 4.2

Odvodit' dynamický model reverzačného tranzistorového meniča s unipolárnym úplným riadením pre riadiacu charakteristiku meniča uvedenú na obr.4.56.



Obr. 4.56 a –pribeh výstupného napätia, b -riadiaca charakteristika meniča pri unipolárnom riadení

$$U_s = \frac{I}{T} \int_0^{+U_0} u dt = \frac{U_0}{T} T_1 \text{ potom } U_s = U_0 \gamma \quad (4.36)$$

$$\text{Stredná hodnota výstupného napätia meniča } U_s = U_0 \gamma \quad (4.37)$$

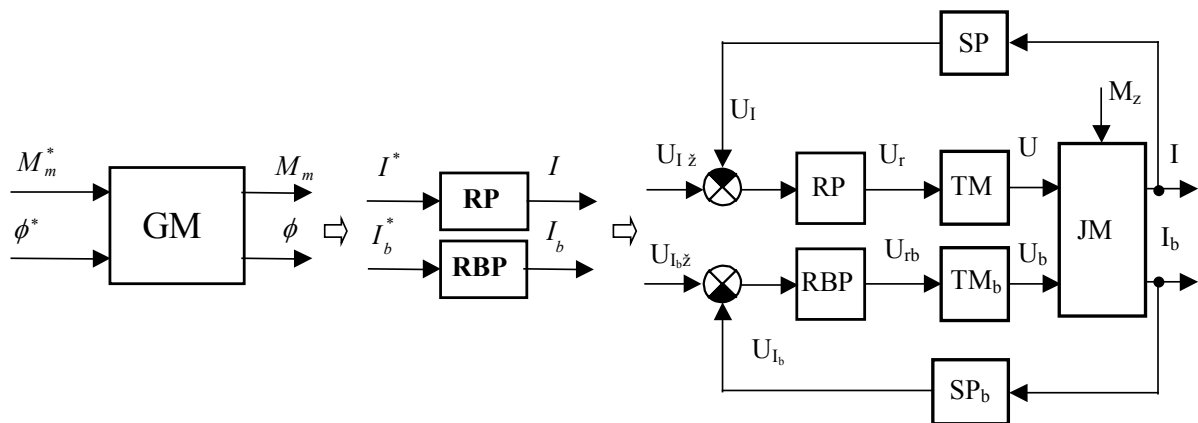
$$\text{Riadiaca charakteristika podľa obr.4.56 je } \gamma = \frac{u_r}{U_{ref}} \quad (4.38)$$

$$K_{TM} = \frac{\partial U_s}{\partial U_r} = \frac{\partial U_s}{\partial \gamma} \frac{\partial \gamma}{\partial U_r} = \frac{U_0}{U_{ref}} \quad (4.39)$$

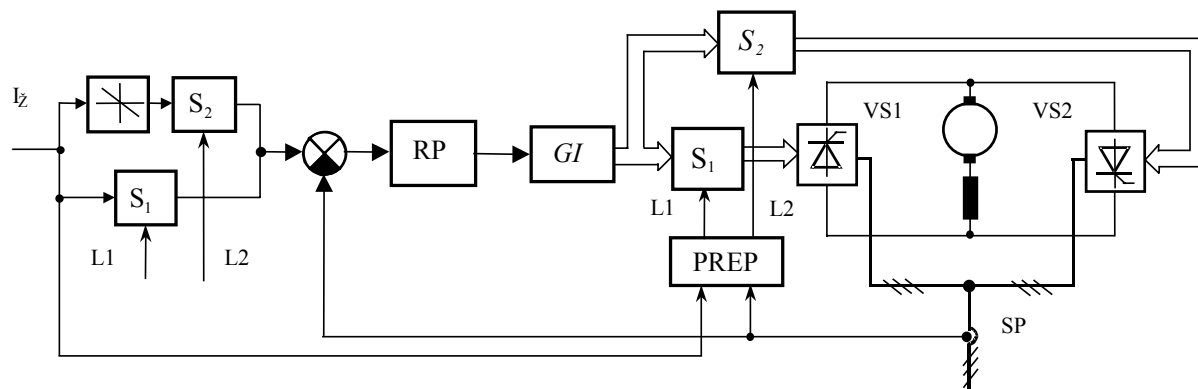
4.5 Generátor elektromagnetického momentu servopohonov s jednosmernými motormi

Základnú štruktúru regulačných obvodov súčasnej generácie jednosmerných servopohonov tvorí generátor elektromagnetického momentu, ktorý je realizovaný regulačnými obvodmi prúdu kotvy s regulátorom RP a regulátorom budiaceho prúdu - RBP, obr.4.57. Pre JM s konštantným magnetickým tokom sa realizácia generátora elektromagnetického momentu zjednodušuje a postačuje regulačný obvod prúdu kotvy. Regulačný obvod prúdu vytvára v pracovnej oblasti kde nedochádza k obmedzeniu napätia meniča prúdový regulovaný zdroj, pričom sa potláčajú nelineárne charakteristiky meniča a zmeny elektrických parametrov obvodu kotvy JM.

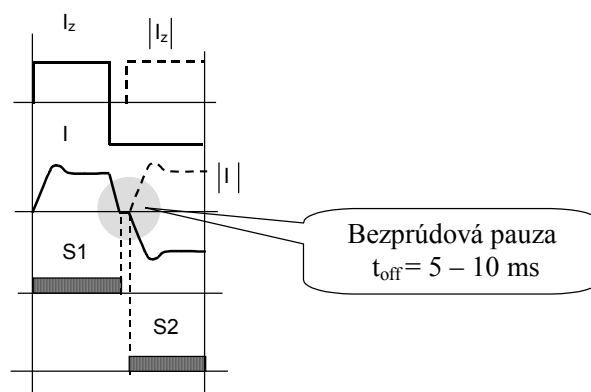
V tyristorových meničoch *bez okruhových prúdov*, obr.4.58 sú riadiace impulzy pripojené vždy len na jednu ventilovú skupinu - *nesúčasné riadenie*. Prepínanie riadiacich impulzov medzi skupinami zabezpečuje logický obvod, ktorý na základe veľkosti prúdu a polarity riadiaceho signálu rozhoduje o prepínaní riadiacich impulzov. Menič obsahuje regulačný obvod prúdu s regulátorom prúdu RP. Zaujímavé je riešenie snímač prúdu - SP. Snímač ako systém je snímač absolútnej hodnoty prúdu. Využíva sa princíp merania prúdu pomocou prúdových transformátorov na napájacej strane meniča. Aby regulačný obvod prúdu mal zabezpečenú zápornú spätnú väzbu je potrebné vhodne meniť polaritu želananej hodnoty prúdu.



Obr. 4.57 Bloková schéma generátora momentu v jednosmerných servopohonoch

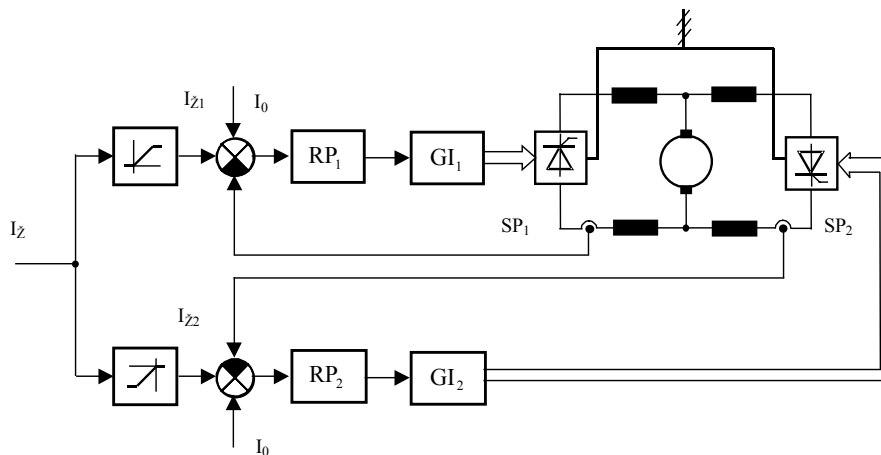


Obr. 4.58 Reverzačný 6-impulzový menič s nesúčasným riadením s regulátorom prúdu



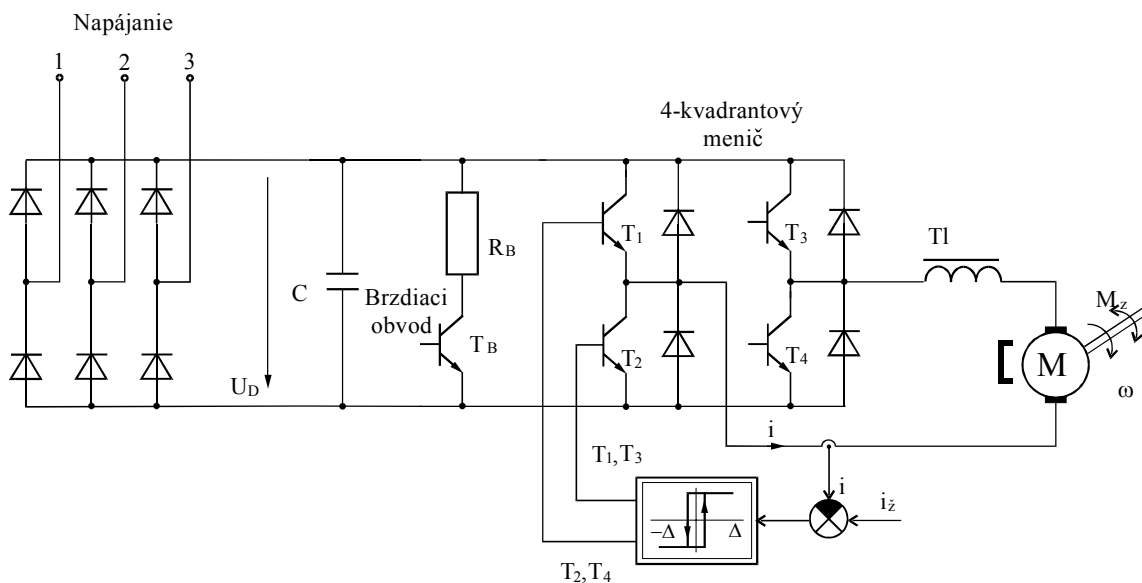
Obr. 4.59 Činnosť prepínacej logiky reverzačného 6-impulzového menič s nesúčasným riadením

Reverzačný menič s okruhovými prúdmi obr.4.60 vyžaduje, aby každá ventilová skupina mala svoje autonómne riadenie, t.j. obsahuje svoj generátor impulzov a regulačný obvod prúdu. Snímače prúdu s galvanickým oddelením sú osadené na jednosmernej strane priamo vo vetvách ventilových skupín. Veľkosť okruhového prúdu I_o sa nastavuje v sumačnom člene regulátorov. Želaná hodnota prúdu I_z sa vetví podľa polaritu do dvoch kanálov.

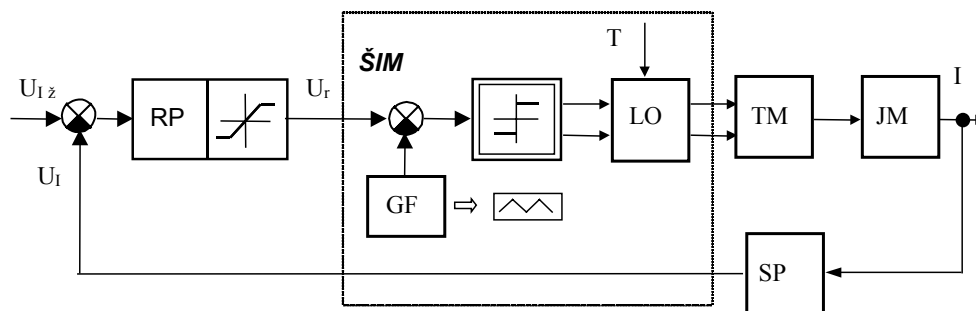


Obr. 4.60 Reverzačný 6-impulzový menič so súčasným riadením s regulátormi prúdu

Príklad realizácie generátora elektromagnetického momentu systému tranzistorový menič – jednosmerný motor a hysteréznym regulátorom prúdu je uvedený na obr.4.61 a s lineárnym regulátorom prúdu (napr. PI) a napäťovou ŠIM je uvedený na obr.4.62.



Obr. 4.61 Regulačný obvod prúdu systému TM-JM s releovým regulátorom



Obr. 4.62 Regulačný obvod prúdu s lineárnym RP (napr. PI) a napäťovou ŠIM

Prenosové vlastnosti generátora momentu charakterizuje regulačný obvod prúdu - ROP systému TM-JM. Zjednodušením prenosovej funkcie ROP sústavou 1.rádu získame vzťah

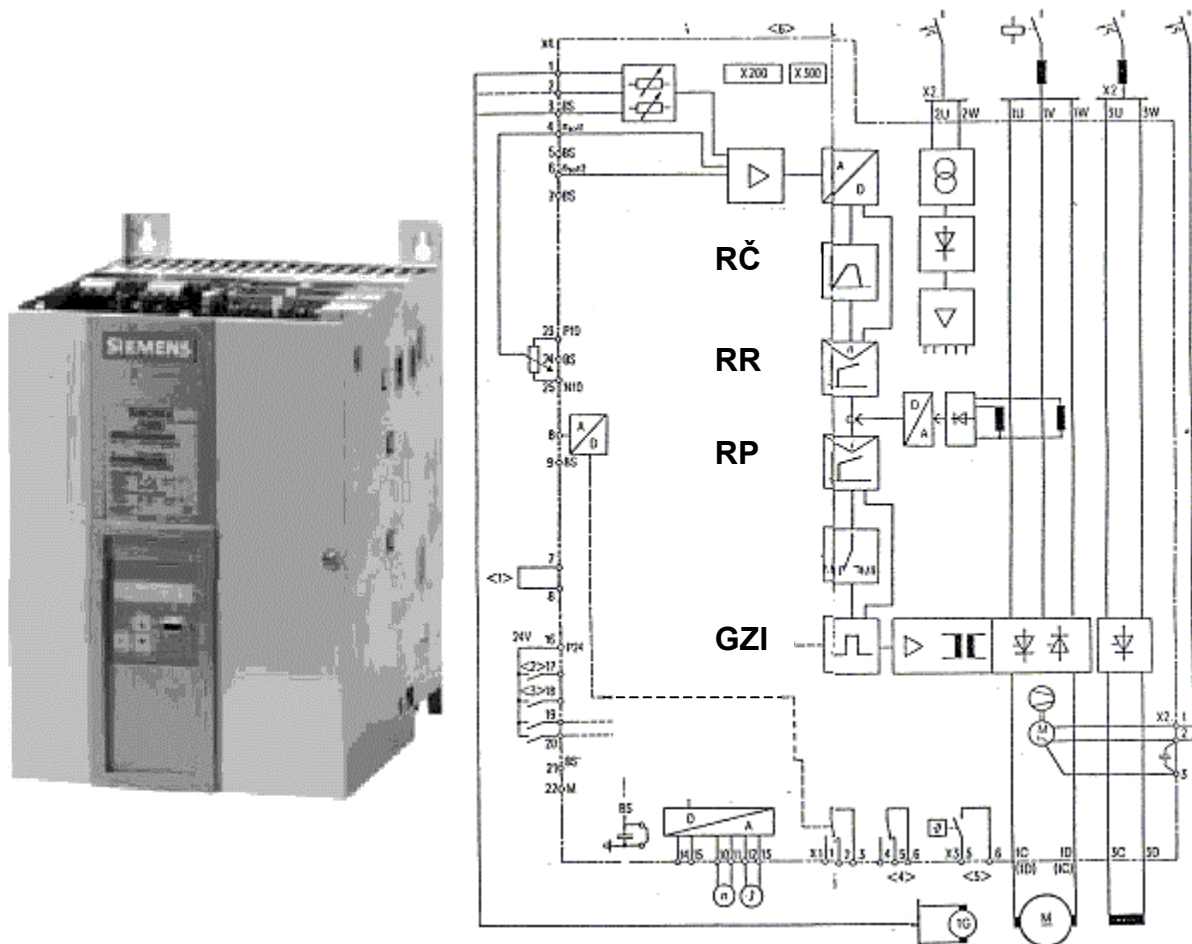
$$\frac{I(s)}{U_{\Sigma}(s)} = \frac{I/K_I}{1+T_n s}, \quad T_e = \frac{L}{R} = \frac{L_m + L_N}{R_m + R_N} \quad (4.40)$$

kde K_I je zosilnenie snímača prúdu

T_n - náhradná časová konštanta regulačného obvodu prúdu.

Kvalitu regulačného obvodu prúdu určuje náhradná časová konštanta T_n alebo frekvenčné pásmo priepustnosti f_o , vyjadrené vzťahom (4.40). Pásmo priepustnosti ROP tyristorových systémov dosahuje hodnoty rádovo 100 Hz. Naopak tranzistorové systémy sú podstatne rýchlejšie a pásmo priepustnosti dosahuje hodnoty 1 až 10 kHz. Regulačný obvod prúdu v štandardných aplikáciách servopohonov je doplnený o regulačný obvod rýchlosti.

Príklady priemyselných meničov: Simoreg DC MASTER Rad 6RA70 tyristorový štvorkvadrantový menič určený pre napájanie jednosmerných motorov v rozsahu výkon od 6 kW do 1900 kW, napájanie 3 AC 400 V, obsahuje mikroprocesorové riadenie.



Obr. 4.63 vľavo - Pohľad na menič Simoreg., vpravo - bloková schéma meniča

Legenda: RČ - rozbehový člen, rampa, RR - regulátor rýchlosti, RP - regulátor prúdu, GZI - generátor zapalovacích impulzov

5. Asynchrónne motory

Striedavé točivé stroje (motory a generátory) delíme do dvoch základných skupín:

1. Asynchrónne (indukčné) motory (AM)
 - Podľa konštrukcie rotora:
 - s fázovým rotorom (krúžkový motor)
 - s kotvou nakrátko
 - Podľa napájacieho zdroja alebo usporiadania statorového vinutia:
 - jednofázové
 - dvojfázové
 - trojfázové
2. Synchronné motory (SM)
 - Budené motory
 - s hladkým rotorom
 - s vyjadrenými pólmi
 - Motory s permanentnými magnetmi (SMPM)
 - Bezkefóvé motory (BDCM- brushless direct current motor)
 - krokové motory
 - Nebudené SM
 - reluktančné motory.

5.1 Princíp činnosti asynchrónnych motorov

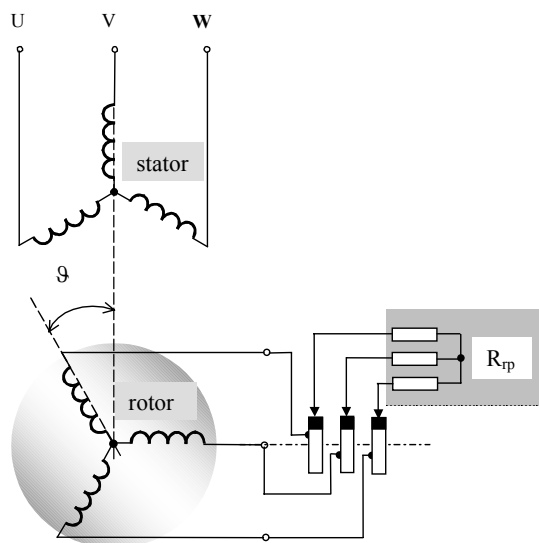
Asynchrónne stroje sú najrozšírenejšie točivé elektrické stroje. Väčšinou sa používajú ako motory, len malá časť sa používa ako asynchrónne generátory, napr. pre malé vodné generátory. Asynchrónne motory sa vyrábajú pre výkony rádovo od 10 W do 10 MW pre otáčky až do 10^6 min^{-1} .

Asynchrónny motor je z elektrického hľadiska transformátor, zložený s primárneho (statorového) a sekundárneho (rotorového) vinutia. Od transformátora sa líši v tom, že vinutia motora sú uložené v dvoch oddelených železných jadrách, medzi ktorými je vzduchová medzera. Rotor je uložený v ložiskách a vzhľadom na stator sa otáča. Rotor býva konštruovaný dvomi spôsobmi. Asynchrónny motor s fázovým rotorom má rotor realizovaný podobne ako stator viacfázovými vinutiami, najčastejšie ako trojfázové vinutie. Vývody vinutia sú na kolektore. Uvedeným zapojením je možné zapájať do série s vinutím regulačné odpory a tým meniť celkový odpor rotora, *obr. 5.1*.

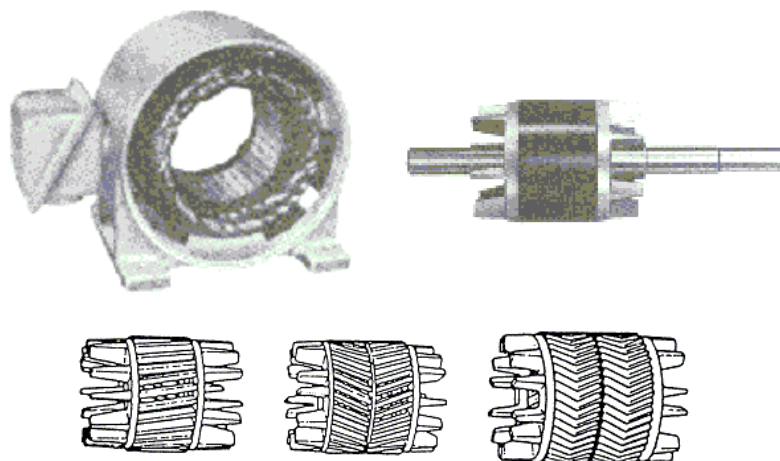
Častejšie býva rotor zhotovený v podobe kotvy nakrátko *obr. 5.2*, ktorý sa skladá z medených alebo hliníkových tyčí spojených čelnými kruhmi. Pri veľkých výrobných sériách je rotorové vinutie pod tlakom priamo vstreknuté z roztaveného hliníka. AM s kotvou nakrátko vzhľadom na svoju jednoduchosť a robustnosť patria medzi najspolahlivejšie motory.

Pripojením statorového vinutia na striedavý symetrický zdroj vzniká vo vzduchovej medzere otáčavé magnetické pole a v rotore sa indukuje napätie. V rotorových vinutiach tečie prúd. Vzájomným pôsobením poľa a prúdu sa vyvolávajú silové účinky a tým vzniká v rotore otáčavý moment. Prenášaný výkon na hriadeľ motora je úmerný uhlovej rýchlosti otáčavého poľa a momentu.

Rozdiel výkonu otáčavého poľa a mechanického výkonu sa stratí vo forme elektrických strát. Výkon možno prenášať na rotor len dovedy, kým vinutie rotora bude pretínať magnetické siločiarly otáčavého poľa. Rotor sa teda musí otáčať menšou alebo väčšou uhlovou rýchlosťou ako je rýchlosť poľa (podsynchronnou alebo nadsynchronnou rýchlosťou). V synchronnom chode sa vo vinutí rotora nebude indukovať napätie a moment motora bude rovný nule. Často sa tomuto stroju hovorí indukčný, pretože jeho činnosť sa zakladá na indukčných zákonoch.



Obr. 5.1 Schéma AM s fázovým rotorom



Obr. 5.2 Pohľad na rozobratý AM s s kotvou nakrátko

Uhlová rýchlosť otáčavého elektrického poľa sa označuje ako *synchronná uhlová rýchlosť* ω_s a je určená pomocou sieťovej frekvencie f_s vzt'ahom

$$\omega_s = 2\pi f_s \quad (5.1)$$

Ak ω je *elektrická uhlová rýchlosť rotora*, potom rozdiel uhlovej synchronnej elektrickej uhlovej rýchlosti a rýchlosti rotora určuje sklzovú uhlovú rýchlosť

$$\omega_{sl} = \omega_s - \omega \quad (5.2)$$

Medzi *mechanickou uhlovou rýchlosťou* ω_m a elektrickou platí nasledujúci vzt'ah

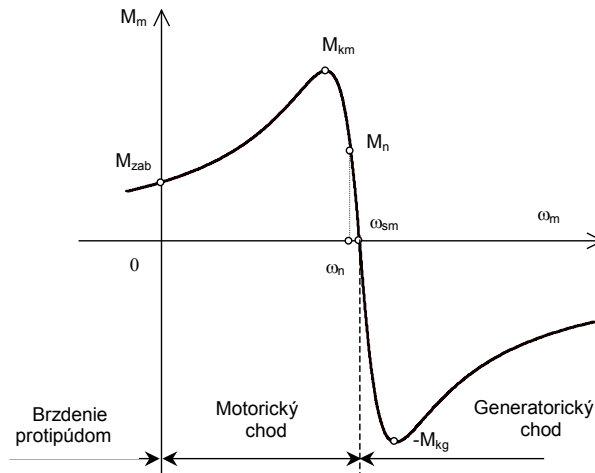
$$\omega = p' \omega_m \quad (5.3)$$

kde p' je počet pólových dvojíc

Sklz je definovaný ako bezrozmerná veličina

$$s = \frac{\omega_s - \omega}{\omega_s} = 1 - \frac{\omega}{\omega_s} \quad (5.4)$$

Základné prevádzkové stavy AM určuje momentová charakteristika, obr. 5.3.



Obr. 5.3 Momentová charakteristika AM v závislosti na uhlovej rýchlosti rotora

Momentová charakteristika AM určuje tri charakteristické oblasti

1. motorický chod: $0 < \omega < \omega_s, P > 0$
2. generatorický chod: $\omega > \omega_s, P < 0$
3. brzdenie protiprúdom: $\omega < 0, P < 0$.

Statická momentová charakteristika na obr. 5.3 má ďalšie významné pracovné body

- záberový moment M_{zab} , moment motora pri nulovej rýchlosti,
- nominálny moment M_n , (nominálny prúd I_n), určuje nominálne zaťaženie pri nominálnej hodnote rýchlosti,
- nominálne otáčky n_n (nominálna uhlová rýchlosť ω_n).
- maximálny moment M_{max} , pomer M_{max}/M_n určuje momentovú preťažiteľnosť,
- moment zvratu, maximálny moment v motorickom chode M_{mk} , v generatorickom chode M_{gk}

Vzťah medzi otáčkami a uhlovou rýchlosťou je daný výrazom

$$n = \omega \frac{30}{\pi}, \quad [ot/min; s^{-1}] \quad (5.5)$$

Z katalógových a štítkových parametrov AM majú význam najmä tieto veličiny

$$\text{nominálny moment} \quad M_n = \frac{30P_n}{\pi n_n} \quad [Nm, W, ot/min] \quad (5.6)$$

$$\text{činný elektrický výkon} \quad P_{en} = \sqrt{3}U_n I_n \cos \varphi_n \quad [W, V, A,] \quad (5.7)$$

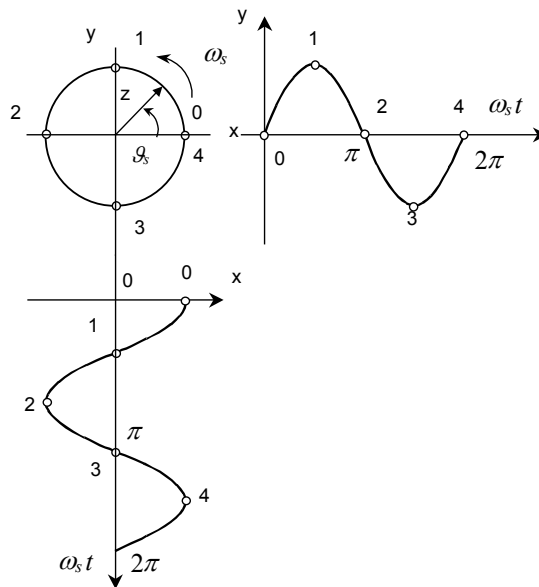
$$\text{nominálna účinnosť} \quad \eta_n = \frac{P_n}{P_{en}} \quad [W, W] \quad (5.8)$$

kde P_n je nominálny výkon, n_n - nominálne otáčky, U_n - nominálne združené napätie, I_n - nominálny fázový prúd, $\cos \varphi_n$ - nominálny účinník motora, φ - fázový posun medzi napätím a prúdom.

5.1.1 Vznik kruhového otáčavého poľa

Vznik kruhového rovinného otáčavého poľa tvorí fyzikálny základ striedavých strojov. Pre názornú predstavu treba vychádzať z toho, že rovinu tvorí priečny rez stroja. Pre vytvorenie kruhového poľa je potrebné generovať dva budiace signály, ktoré sú fázové posunuté o 90° pôsobiace v smere osi x a y , obr.5.4.

$$\begin{aligned} u_x &= u_m \cos \omega_s t \\ u_y &= u_m \sin \omega_s t \end{aligned} \quad (5.9)$$



Obr. 5.4 Vznik otáčavého poľa v rovine $x - y$

Pre zavedenie ďalších pojmov je vhodné stotožniť rovinu $x-y$ s komplexnou rovinou, kde x je reálna os a y je imaginárna os komplexnej roviny. Budiace signály u_x , u_y sú zložky rovinného časovo premenlivého vektora vyjadreného v kartézskych súradniciach vzťahom

$$\hat{u} = u_x + j u_y = u_m (\cos \omega_s t + j \sin \omega_s t) \quad (5.10)$$

alebo v polárnych súradniciach

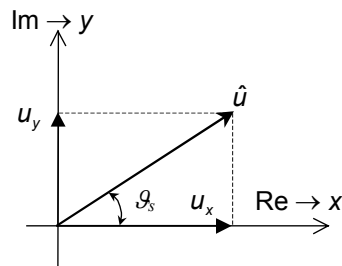
$$\hat{u} = u_m e^{j\omega_s t} = u_m e^{j\vartheta_s}, \quad \vartheta_s = \int \omega_s dt \quad (5.11)$$

kde ϑ_s je argument vektora, u_m - modul vektora.

Vo všeobecnosti platia nasledovné vzťahy pre vyjadrenie argumentu a modulu vektora.

$$\vartheta_s = \arctg \frac{u_y}{u_x}, \quad u_m = \sqrt{u_x^2 + u_y^2} \quad (5.12)$$

Vektor napätia je možné zobrazit' v komplexnej rovine, obr.5.5.



Obr. 5.5 Vektorový diagram vektora napätia

Ekvivalentné kruhové pole môžeme vytvoriť nielen dvojfázovým symetrickým systémom, ale aj trojfázovým alebo m - fázovým systémom napätí alebo prúdov. Otáčavé kruhové pole sa môže vytvoriť m -fázovým symetrickým systémom napätí kde $m \geq 2$, $m = 2, 3, 5, 7$ (vynechávajú sa párne násobky čísla 2, 3, 5, 7). Trojfázový symetrický systém napätí nech je vyjadrený vzťahom

$$\begin{aligned} u_a &= U_m \cos(\vartheta_s) \\ u_b &= U_m \cos(\vartheta_s - 120^\circ) \text{ kde } \vartheta_s = \int \omega_s dt \\ u_c &= U_m \cos(\vartheta_s + 120^\circ) \end{aligned} \quad (5.13)$$

Nech $\hat{I}_a, \hat{I}_b, \hat{I}_c$ sú jednotkové vektory definované vzťahmi

$$\begin{aligned} \hat{I}_a &= 1 \\ \hat{I}_b &= 1 \cdot \hat{a} = e^{j120^\circ} = \cos 120^\circ + j \sin 120^\circ = -\frac{1}{2} + j \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \hat{I}_c &= 1 \cdot \hat{a}^2 = e^{j240^\circ} = \cos 240^\circ + j \sin 240^\circ = -\frac{1}{2} - j \frac{\sqrt{3}}{2} \end{aligned} \quad (5.14)$$

Vektor napätia získame ak hodnoty fázových napätí(5.13) vynásobíme príslušnými jednotkovými vektormi (5.14) a následne ich sčítame,

$$\begin{aligned} \hat{u} &= 1(u_a + \hat{a} \cdot u_b + \hat{a}^2 \cdot u_c) = u_a + \left(-\frac{1}{2} + j \frac{\sqrt{3}}{2}\right) u_b + \left(-\frac{1}{2} - j \frac{\sqrt{3}}{2}\right) u_c \\ \hat{u} &= u_x + j u_y \rightarrow u_x = u_a - \frac{1}{2}(u_b + u_c), u_y = \frac{\sqrt{3}}{2}(u_b - u_c) \end{aligned} \quad (5.15)$$

Pre symetrickú trojfázovú sústavu napätí platí vzťah

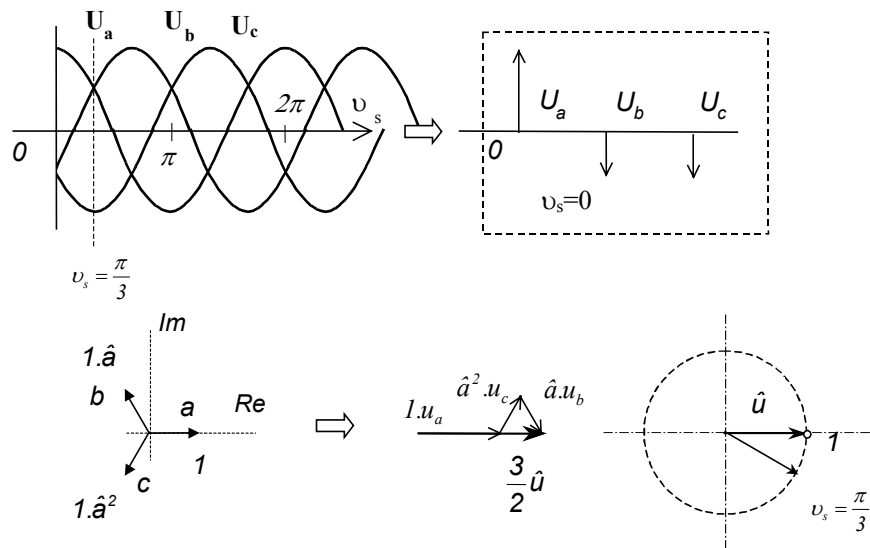
$$\begin{aligned} u_a + u_b + u_c &= 0 \\ u_a &= -u_b - u_c \end{aligned} \quad (5.16)$$

Dosadením vzťahu (5.16) do (5.15) získame výsledné vzťahy pre transformované zložky trojfázového symetrickej sústavy napätí (5.13) do dvojfázového systému.

$$u_x = \frac{3}{2}u_a$$

$$u_y = \frac{\sqrt{3}}{2}(u_b - u_c)$$
(5.17)

Cieľom transformácie trojfázovej sústavy veličín na dvojfázovú môžu byť ďalšie požiadavky, ktoré charakterizujú špecifické vlastnosti transformácie. Pre tieto ciele je potrebné zovšeobecniť vzťahy pre lineárnu transformáciu (5.15) kde namiesto jednotkového vektora „1“ zavádzame jeho hodnotu „k“.



Obr. 5.6 Grafický spôsob určenia vektora napätia pomocou vzťahov (5.13) a (5.14)

Všeobecný vzťah pre lineárnu transformáciu z 3/2

$$\hat{z} = k(z_a + \hat{a}z_b + \hat{a}^2z_c) \text{ požiadavka symetrie } z_a + z_b + z_c = 0$$
(5.18)

V teórii elektrických strojov sa používajú najmä nasledovné kritéria:

- ekvivalencia reálnej zložky vektora transformovanej veličiny s veličinou fázy "a"

$$Re(\hat{z}) = z_a$$
(5.19)

ak $k = \frac{2}{3}$ potom sa trojfázový systém veličín (5.18) dá pretransformovať na ekvivalentný dvojfázový systém pomocou transformácie označovanej ako

priama Clarkova transformácia (3/2)

$$\hat{z} = \frac{2}{3}(z_a + \hat{a}z_b + \hat{a}^2z_c), \quad \hat{a} = e^{j120^\circ}$$
(5.20)

alebo v zložkovom tvare

$$z_x = z_a$$

$$z_y = \frac{\sqrt{3}}{3}(z_b - z_c)$$
(5.21)

Spätná Clarkova transformácia z (2/3)

$$\begin{aligned}
 z_a &= z_x \\
 z_b &= -\frac{1}{2}z_x + \frac{\sqrt{3}}{2}z_y \\
 z_c &= -\frac{1}{2}z_x - \frac{\sqrt{3}}{2}z_y
 \end{aligned}
 \tag{5.22}$$

- ekvivalencia výkonov

$$P[a, b, c] = P[x, y] \tag{5.23}$$

vtedy je koeficient vo vzťahu (5.18) $k = \sqrt{\frac{2}{3}}$

Príklad č. 5.1

Vypočítať zložky vektora napätia trojfázovej sústavy (5.13) pomocou priamej Clarkovej transformácie.

Zo vzťahu (5.21) vyplýva pre transformované zložky napätia

$$\begin{aligned}
 u_x &= u_a \\
 u_y &= \frac{\sqrt{3}}{3}(u_b - u_c)
 \end{aligned}$$

Výpočet je zameraný len na zložku u_y , kde je potrebné vypočítať rozdiel napätí $u_b - u_c$

$$u_b - u_c = U_m \cos(\vartheta - 120^\circ) - U_m \cos(\vartheta + 120^\circ)$$

pomocou vzťahu pre súčet trigonometrických funkcií

$$\cos(\alpha \pm \beta) = \cos \alpha \cos \beta \mp \sin \alpha \sin \beta$$

dostaneme po úprave

$$\begin{aligned}
 u_b - u_c &= U_m (\cos \vartheta \cos 120^\circ + \sin \vartheta \sin 120^\circ - \cos \vartheta \cos 120^\circ + \sin \vartheta \sin 120^\circ) \\
 u_b - u_c &= U_m 2 \sin 120^\circ \sin \vartheta = U_m 2 \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} = U_m \sqrt{3} \sin \vartheta
 \end{aligned}$$

Transformovaná zložka dvojfázového sústavy napätí u_y je

$$u_y = \frac{1}{\sqrt{3}} \sqrt{3} U_m \sin \vartheta = u_m \sin \vartheta$$

Výsledné zložky vektora napätia sú

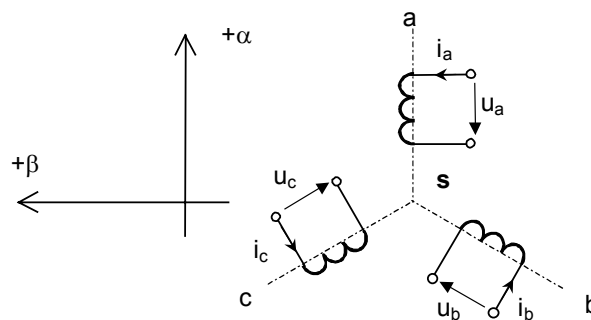
$$\begin{aligned}
 u_x &= u_m \cos \vartheta \\
 u_y &= u_m \sin \vartheta
 \end{aligned}$$

Transformáciou ľubovoľnej m - symetrickej sústavy napätí je možné získať ekvivalentnú dvojfázovú sústavu napätí. Táto vlastnosť transformácie sa v ďalšej časti využije pri odvodení dynamického modelu asynchrónneho motora.

5.1.2 Súradnicové systémy

Súradnicový systém m - fázových veličín striedavého motora môže byť viazaný – orientovaný buď na časti stroja (stator, rotor) alebo čo sa už ťažšie chápe aj na vektor stavových veličín motora (magnetický tok, prúd, napätie), ktoré sa otáčajú synchronnou uhlovou rýchlosťou v rovine tvoriacu priechy rezu stroja. Základné súradnicové systémy sú:

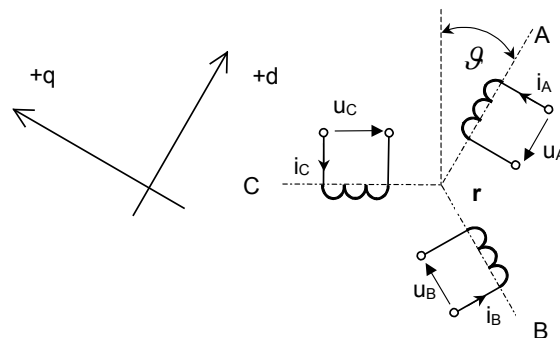
" s " súradnicový systém, pevne viazaný na stator $s \rightarrow (\alpha, \beta)$ sa nazýva tiež stacionárny systém, pretože sa neotáča jeho uhlová rýchlosť otáčania je $\omega_k = 0$, obr.5.7.



Obr. 5.7 Súradnicový systém pevne spojený so statorom " s "

" r " súradnicový systém pevne spojený s rotorom $r \rightarrow (d, q)$, obr.5.8 je otočený oproti statorovému súradnicovému systému o uhol ϑ , otáča sa uhlovou rýchlosťou

$$\omega_k = \frac{d\vartheta}{dt} = \omega \quad (5.24)$$



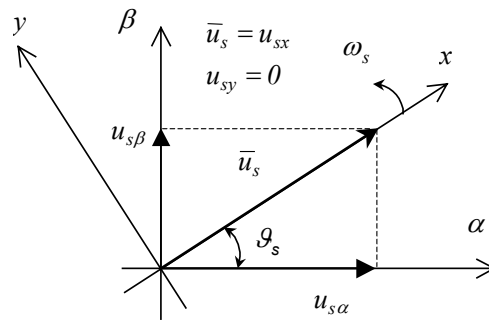
Obr. 5.8 Súradnicový systém pevne spojený s rotorom " r "

" w_k " súradnicový systém orientovaný na vektory stavových veličín $\hat{u}_s, \hat{i}_s, \hat{\psi}_s, \hat{\psi}_r$ $\omega_k \rightarrow (1,2)$ je otočený oproti statorovému súradnicovému systému o uhol ϑ_k , otáča sa rýchlosťou ω_k .

Príklad č. 5.2

Zobrazte vektorovým diagramom orientáciu súradnicového systému na vektor stavového napätia \hat{u}_s .

$$\text{platí} \quad \begin{aligned} \hat{u}_s &= u_{sx} = u_s \\ u_{sy} &= 0 \end{aligned}$$



Obr. 5.9 Súradnicový systém orientovaný na vektor statorového napätia

Voľba súradnicových systémov:

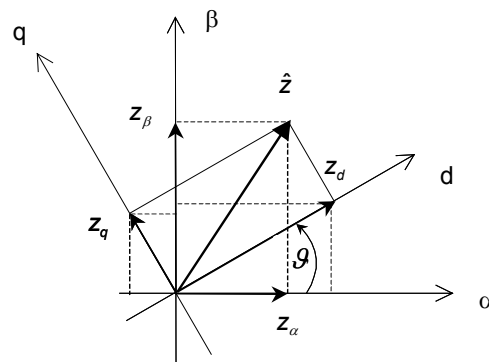
$$\omega_k = 0, \rightarrow "s" \rightarrow (\alpha, \beta)$$

$$\omega_k = \omega, \rightarrow "r" \rightarrow (d, q)$$

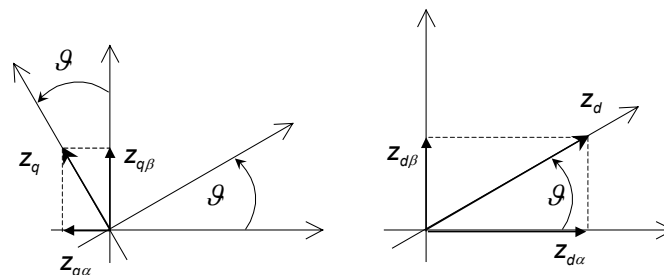
$$\omega_k = \omega_s, \rightarrow "w_s" \rightarrow (1, 2)$$

5.1.3 Transformácia pootočením - Parkova transformácia

Zavedenie rôznych súradnicových systémov vyžaduje riešiť úlohu ich vzájomného vzťahu. Pre odvodenie takéhoto vzťahu vyriešime úlohu transformácie vektora z zo súradnicového systému "r" do "s". Transformácie vektora z zo súradnicového systému "r" do "s" sa môže zobrazit' v grafickej forme vektorovým diagramom obr.5.10.



Obr. 5.10 Transformácia vektora z zo súradnicového systému "r" do "s"



Obr. 5.11 Výpočet zložiek vektora z zo súradnicového systému "r" do "s"

Zložky vektora z_α , z_β sa dajú vyjadriť pomocou obr.5.10 a obr.5.11 v súradnicovom systéme "s" ako súčet zložiek v pozdĺžnej osi „ α “ a v priečnej osi „ β “.

$$\begin{aligned} z_\alpha &= z_{d\alpha} - z_{q\alpha} & z_{q\alpha} &= z_q \sin \vartheta & z_{d\alpha} &= z_d \cos \vartheta \\ z_\beta &= z_{d\beta} + z_{q\beta} & z_{q\beta} &= z_q \cos \vartheta & z_{d\beta} &= z_d \sin \vartheta \end{aligned} \quad \text{kde} \quad (5.25)$$

Po dosadení a úprave dostaneme výsledné transformačné vzťahy pre výpočet zložiek vektora z zo súradnicového systému "r" do "s"

$$\begin{aligned} z_\alpha &= z_d \cos \vartheta - z_q \sin \vartheta \\ z_\beta &= z_d \sin \vartheta + z_q \cos \vartheta \end{aligned} \quad (5.26)$$

Transformačné vzťahy, ktoré označujeme ako transformáciu pootočením alebo podľa autora Parkovou transformáciou, sa dajú s využitím vzťahov pre komplexnú premennú upraviť zo zložkového do vektorového tvaru.

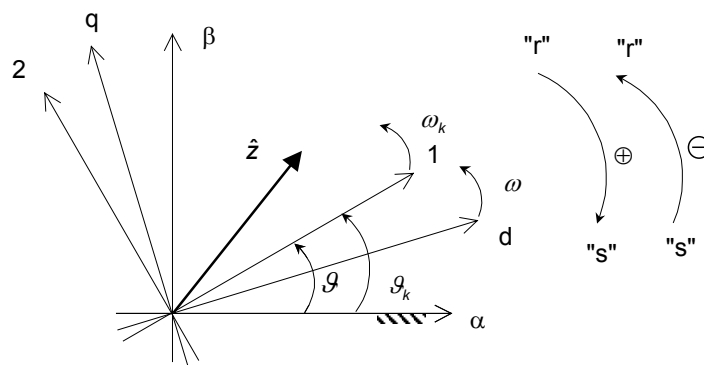
$$\begin{aligned} \hat{z}^{(s)} &= \hat{z}^{(r)} e^{j\vartheta} \\ \hat{z}^{(r)} &= \hat{z}^{(s)} e^{-j\vartheta} \end{aligned} \quad (5.27)$$

V štruktúrach dynamického riadenia AM riadenia budeme označovať transformáciu pootočením ako blok *vektor-rotátor*. Transformáciou pootočením môžeme zovšeobecniť aj na súradnicový systém "w_k", ktorý je natočený oproti súradnicovému systému "s" o uhol ϑ_k a otáča sa uhlovou rýchlosťou ω_k , obr.5.12. Transformácia pootočením je potom vyjadrená vzťahom (5.28).

$$\begin{aligned} \hat{z}^{(s)} &= \hat{z}^{(w_k)} e^{j\vartheta_k} \\ \hat{z}^{(w_k)} &= \hat{z}^{(s)} e^{-j\vartheta_k} \end{aligned} \quad (5.28)$$

Transformáciu na základe uvedených vzťahov vieme rozšíriť na prevod z ľubovoľne zvoleného systému napr. z „r“ do „w_k“.

$$\hat{z}^{(w_k)} = \hat{z}^{(r)} e^{-j(\vartheta_k - \vartheta)} \quad (5.29)$$



Obr. 5.12 Vzťah súradnicových systémov

Na obr.5.12 je označený smer transformácie šípkou. Ak je transformácia v smere otáčania sa hodinových ručičiek napr. (z „r“ do „s“) tak je znamienko exponentu vo vzťahu (5.27) + a naopak.

5.1.4 Dynamický model asynchrónneho motora

Pre zostavenie dynamického modelu AM sú prijaté nasledovné zjednodušujúce predpoklady, ktoré vychádzajú z teórie elektrického stroja.

- trojfázové vinutia statora a, b, c
- trojfázové vinutia rotora A, B, C
- statorové a rotorové vinutia sú zapojené do hviezdy

- trojfázové vinutia statora a rotora sú súmerné
- vzduchová medzera medzi statorom a rotorom je rovnomerná (konštantná)
- magnetizačná charakteristika je lineárna
- straty v železe sa zanedbávajú

Náhradná elektrická schéma zapojenia modelu trojfázového AM je zobrazená na obr. 5.13. Elektromagnetický podsystem AM môžeme opísať na základe zjednodušujúcich podmienok a náhradnej elektrickej schémy obr. 5.13. Pre jednotlivé vinutia statora rotora platia vzťahy

$$u_k = R_k i_k + \frac{d\psi_k}{dt} \quad (5.30)$$

$$k = a, b, c, A, B, C$$

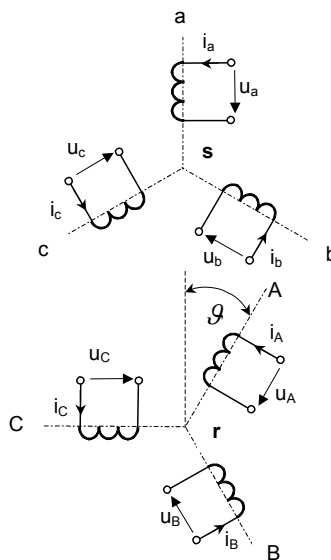
kde u_k je svorkové napätie k-tého vinutia, i_k - prúd k-teho vinutia
 ψ_k - spriahnutý magnetický tok k-teho vinutia, R_k - činný odpor k-teho vinutia.

Pre spriahnutý magnetický tok platí vzťah:

$$\psi_k = \sum_k L_{kj} i_j \quad (5.31)$$

Napr. pre spriahnutý magnetický tok statorového vinutia fázy a vyplýva vzťah

$$\psi_a = L_{aa} i_a + L_{ab} i_b + L_{ac} i_c + L_{aA} i_A + L_{aB} i_B + L_{aC} i_C \quad (5.32)$$



Obr. 5.13 Náhradná elektrická schéma AM s trojfázovým statorovým a rotorovým vinutím

Pre odpory a indukčnosti za predpokladu symetrie vinutí platia vzťahy

$$\begin{aligned} R_a = R_b = R_c = R_s & \quad L_{aa} = L_{bb} = L_{cc} = L_{s1} & \quad L_{ab} = L_{ac} = L_{bc} = -M_s \\ R_A = R_B = R_C = R_r & \quad L_{AA} = L_{BB} = L_{CC} = L_{r1} & \quad L_{AB} = L_{AC} = L_{BC} = -M_r \end{aligned} \quad (5.33)$$

Vzájomné indukčnosti medzi statorovými a rotorovými vinutiami sú funkciami uhla natočenia rotora ν .

$$\begin{aligned} L_{aA} &= L_{Aa} = L_{bB} = L_{Bb} = L_{cC} = L_{Cc} = M \cos(\nu) \\ L_{aB} &= L_{Ba} = L_{bC} = L_{Cb} = L_{cA} = L_{Ac} = M \cos\left(\nu + \frac{2\pi}{3}\right) \\ L_{aC} &= L_{Ca} = L_{bA} = L_{Ab} = L_{cB} = L_{Bc} = M \cos\left(\nu - \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (5.34)$$

5.1.5 Dynamický model trojfázového asynchrónneho motora s kotvou nakrátko

V ďalšej časti sa zameriame na odvodenie dynamického modelu AM s kotvou nakrátko, ktorý budeme posudzovať predovšetkým z hľadiska regulačných vlastností. Pri úprave základných rovníc trojfázového AM použijeme lineárnu transformáciu z 3/2 (5.20) na systém statorových rovníc (5.30)

$$\begin{aligned} /u_a &= R_s i_a + \frac{d\psi_a}{dt} / \frac{2}{3} \\ /u_b &= R_s i_b + \frac{d\psi_b}{dt} / \frac{2}{3} \hat{a} \Rightarrow \hat{u}_s^{(s)} = R_s \hat{i}_s^{(s)} + \frac{d\hat{\psi}_s^{(s)}}{dt} \\ /u_c &= R_s i_c + \frac{d\psi_c}{dt} / \frac{2}{3} \hat{a}^2 \end{aligned} \quad (5.35)$$

Horným indexom „s“ označujeme príslušnosť vektora stavových veličín k statorovému súradnicovému systému. Podobne upravíme aj rotorové rovnice (5.30). Pre rotorové rovnice platí $u_A = u_B = u_C = 0$

$$\begin{aligned} /0 &= R_r i_A + \frac{d\psi_A}{dt} / \frac{2}{3} \\ /0 &= R_r i_B + \frac{d\psi_B}{dt} / \frac{2}{3} \hat{a} \Rightarrow 0 = R_r \hat{i}_r^{(r)} + \frac{d\hat{\psi}_r^{(r)}}{dt} \\ /0 &= R_r i_C + \frac{d\psi_C}{dt} / \frac{2}{3} \hat{a}^2 \end{aligned} \quad (5.36)$$

Horným indexom „r“ označujeme príslušnosť vektora stavových veličín k rotorovému súradnicovému systému. Stavové veličiny vyjadrené pomocou vektorov $\hat{u}_s, \hat{i}_s, \hat{\psi}_s$ sú v komplexnej rovine spriahnutej so statorom, v tzv. „s“ rovine. Stavové veličiny vyjadrené pomocou vektorov $\hat{u}_r, \hat{i}_r, \hat{\psi}_r$ sú v komplexnej rovine spriahnutej s rotorom, v tzv. „r“ rovine.

$$\hat{u}_s^{(s)} = R_s \hat{i}_s^{(s)} + \frac{d\hat{\psi}_s^{(s)}}{dt} \quad 0 = R_r \hat{i}_r^{(r)} + \frac{d\hat{\psi}_r^{(r)}}{dt} \quad (5.37)$$

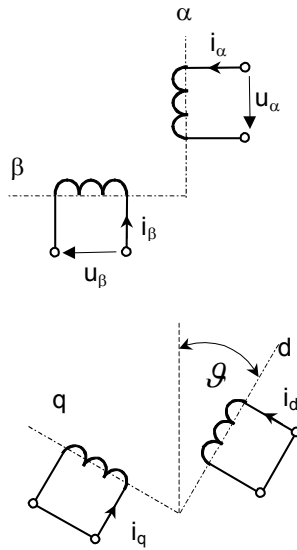
Spriahnuté magnetické toky statora a rotora sa po transformácii dajú vyjadriť v tvare

$$\begin{aligned} \hat{\psi}_s^{(s)} &= L_s \hat{i}_s^{(s)} + L_m e^{j\nu} \hat{i}_r^{(r)} \\ \hat{\psi}_r^{(r)} &= L_m e^{-j\nu} \hat{i}_s^{(s)} + L_r \hat{i}_r^{(r)} \end{aligned} \quad (5.38)$$

Náhradná elektrická schéma dvojfázového modelu AM vyjadrená rovnicami (5.37) je uvedená na obr.5.14. Indukčnosti vo vzťahoch (5.38) sa dajú vyjadriť v nasledovnom tvare

$$\begin{aligned} L_s &= L_{s\sigma} + L_m \\ L_r &= L_{r\sigma} + L_m \end{aligned} \quad (5.39)$$

kde $L_{s\sigma}, L_{r\sigma}$ sú rozptylové indukčnosti statora, resp. rotora, L_m - hlavná magnetizačná indukčnosť stroja



Obr. 5.14 Ekvivalentná dvojfázová náhradná elektrická schéma AM z rovníc (5.37)

Model AM je možné upraviť tak, aby stavové veličiny boli vyjadrené v jedinom súradnicovom systéme. Využívame pri tom všeobecné transformačné vzťahy pootočením (5.28). Vzťahy pre magnetický tok statora a rotora (5.38) pretransformujeme do jedného súradnicového systému. Výsledný tvar rovníc nezávisí od voľby súradnicového systému

$$\begin{aligned} \hat{\psi}_s^{(s)} &= L_s \hat{i}_s^{(s)} + L_m \hat{i}_r^{(s)} \\ \hat{\psi}_r^{(s)} &= L_m \hat{i}_s^{(s)} + L_r \hat{i}_r^{(s)} \end{aligned} \quad (5.40)$$

Úpravou rotorovej rovnice (5.37) pomocou transformačných vzťahov získame model elektromagnetický systému AM v súradnicovom systéme „s“, vzťah pre moment motora, ktorý je súčasťou modelu a bude odvodený neskôr.

$$\begin{aligned} 0 &= R_r \hat{i}_r^{(s)} e^{-j\vartheta} + \frac{d}{dt} (\hat{\psi}_r^{(s)} e^{-j\vartheta}) \\ \frac{d}{dt} (\hat{\psi}_r^{(s)} e^{-j\vartheta}) &= \frac{d}{dt} (\hat{\psi}_r^{(s)}) e^{-j\vartheta} + \hat{\psi}_r^{(s)} e^{-j\vartheta} \frac{d}{dt} (-j\vartheta), \quad \frac{d}{dt} (-j\vartheta) = -j\omega \\ 0 &= R_r \hat{i}_r^{(s)} + \frac{d\hat{\psi}_r^{(s)}}{dt} - j\omega \hat{\psi}_r^{(s)} \end{aligned} \quad (5.41)$$

Model elektromagnetického systému AM v súradnicovom systéme „s“

$$\begin{aligned}\hat{u}_s^{(s)} &= R_s \hat{i}_s^{(s)} + \frac{d\hat{\psi}_s^{(s)}}{dt} \\ 0 &= R_r \hat{i}_r^{(s)} + \frac{d\hat{\psi}_r^{(s)}}{dt} - j\omega \hat{\psi}_r^{(s)}\end{aligned}\quad (5.42)$$

Model elektromagnetického systému AM v súradnicovom systéme „r“

Podobne sa dá odvodiť model elektromagnetického systému AM v súradnicovom systéme „r“

$$\begin{aligned}\hat{u}_s^{(r)} &= R_s \hat{i}_s^{(r)} + \frac{d\hat{\psi}_s^{(r)}}{dt} + j\omega \hat{\psi}_s^{(r)} \\ 0 &= R_r \hat{i}_r^{(r)} + \frac{d\hat{\psi}_r^{(r)}}{dt}\end{aligned}\quad (5.43)$$

Vzťah pre elektromagnetický moment motora, ktorý dopĺňa model elektromagnetického systému sa môže odvodiť z rovníc pre výkon AM nezávisle od voľby súradnicového systému.

$$p(t) = \frac{3}{2} p' \Re(\hat{u}_s \cdot \hat{i}_s^*) + \frac{3}{2} p' \Re(\hat{u}_r \cdot \hat{i}_r^*) \quad (5.44)$$

Po dosadení rovníc (5.43) získame po úprave výraz

$$p(t) = \frac{3}{2} \Re \left[\left(R_s \hat{i}_s + \frac{d\hat{\psi}_s}{dt} \right) \hat{i}_s^* \right] + \frac{3}{2} \Re \left[\left(R_r \hat{i}_r + \frac{d\hat{\psi}_r}{dt} - j\omega \hat{\psi}_r \right) \hat{i}_r^* \right] \quad (5.45)$$

Vzťah pre výkon môžeme rozdeliť na tri zložky,

$$p(t) = p_J(t) + p_{mag}(t) + p_e(t) \quad (5.46)$$

pre ktoré potom platia vzťahy

$$\text{Joulove straty} \quad p_J(t) = \frac{3}{2} \Re(R_s i_s^2 + R_r i_r^2) \quad (5.47)$$

$$\text{vnútorný magnetický výkon} \quad p_{mag} = \frac{3}{2} \Re \left(\frac{d\hat{\psi}_s}{dt} \hat{i}_s^* + \frac{d\hat{\psi}_r}{dt} \hat{i}_r^* \right) \quad (5.48)$$

$$\text{elektromagnetický výkon} \quad p_e(t) = \frac{3}{2} \Re(-j\omega \hat{\psi}_r \hat{i}_r^*) \quad (5.49)$$

kde ω_m je mechanická uhlová rýchlosť rotora pre ktorú platí $\omega = p' \omega_m$

Ak $p' = 1$ potom $\omega = \omega_m$. Zo vzťahu pre elektromagnetický výkon sa môže odvodiť elektromagnetický moment motora ako podiel výkonu k mechanickej uhlovej rýchlosti.

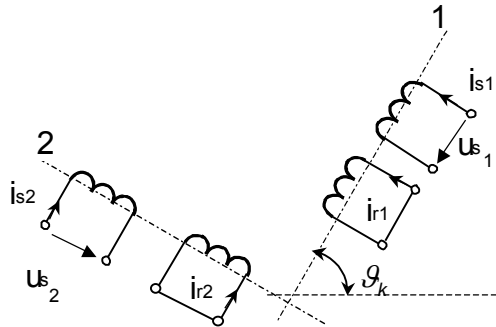
$$M_m = \frac{P_e}{\omega_m} = \frac{3}{2} \Re(-j\hat{\psi}_r i_r^*) \quad (5.50)$$

Vzťah pre moment motora sa môže rozšíriť s uvažovaním počtu pólových dvojíc

$$M_{m p' \neq 1} = p' M_{m p'=1} = \frac{3}{2} p' \Re(-j\hat{\psi}_r i_r^*) = \frac{3}{2} p' \Im(\hat{\psi}_s^* \hat{i}_s) \quad (5.51)$$

Dynamický model AM v súradnicovom systéme „ w_k “

Pre ďalšiu prácu z modelom AM je vhodné rovnice motora zapísať vo všeobecnom tvare pre súradnicový systém „ w_k “. Náhradná elektrická schéma v spoločnom súradnicovom systéme súčasne potvrdzuje, že v modeli sa transformáciou zrušila väzba medzi príslušnými zložkami statorových a rotorových veličín, obr.5.15.



Obr. 5.15 Ekvivalentná dvojfázová náhradná elektrická schéma asynchrónneho motora v súradnicovom systéme „ w_k “

Kompletný model elektromagnetického systému AM v súradnicovom systéme „ w_k “ je potom vyjadrený rovnicami

$$\begin{aligned} \hat{u}_s^{(w_k)} &= R_s \hat{i}_s^{(w_k)} + \frac{d\hat{\psi}_s^{(w_k)}}{dt} + j\omega_k \hat{\psi}_s^{(w_k)} \\ 0 &= R_r \hat{i}_r^{(w_k)} + \frac{d\hat{\psi}_r^{(w_k)}}{dt} + j(\omega_k - \omega) \hat{\psi}_r^{(w_k)} \\ M_m &= \frac{3}{2} p' \frac{L_m}{L_r} \Im(\hat{\psi}_r^{*(w_k)} \hat{i}_s^{(w_k)}) \end{aligned} \quad (5.52)$$

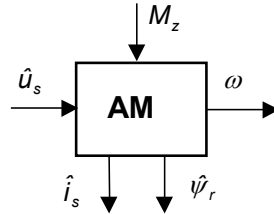
Model mechanického systému AM je nezávislý na type motora, platí základná pohybová rovnica v tvare

$$\begin{aligned} M_m - M_z &= J \frac{d\omega_m}{dt} \\ \omega &= p' \omega_m \\ \omega &= \frac{d\vartheta}{dt} \end{aligned} \quad (5.53)$$

5.1.6 Dynamický model AM s kotvou nakrátko v rovine „s“: (α, β)

Príklad č. 5.3

Odvodit' „simulačný“ prúdovo-tokový model AM ak stavové veličiny sú: $\hat{i}_s, \hat{\psi}_r$



Obr. 5.16 Bloková schéma modelu AM

V ďalšej časti vynecháme v rovniciach horné indexy označujúce príslušnosť stavových veličín k súradnicovému systému. V statorových a rotorových rovniciach v posledných členoch je súradnicový systém vyjadrený hodnotou uhlovej rýchlosti ω_k . Po úprave sa model zjednoduší

$$\begin{aligned} \hat{u}_s &= R_s \hat{i}_s + \frac{d\hat{\psi}_s}{dt} + j\omega_k \hat{\psi}_s \\ 0 &= R_r \hat{i}_r + \frac{d\hat{\psi}_r}{dt} + j(\omega_k - \omega) \hat{\psi}_r \\ M_m &= \frac{3}{2} p' \frac{L_m}{L_r} \Im(\hat{\psi}_r^* \hat{i}_s), \quad M_m - M_z = J \frac{d\omega_m}{dt}, \quad \omega = p' \omega_m \end{aligned} \quad (5.54)$$

Pre model AM v súradnicovom systéme „s“ je $\omega_k = 0$. Statorové a rotorové rovnice z modelu AM (5.54) sa upravujú na tvar:

$$\hat{u}_s = R_s \hat{i}_s + \frac{d\hat{\psi}_s}{dt} \quad (5.55)$$

$$0 = \frac{R_r}{L_r} \hat{\psi}_r - R_r \frac{L_m}{L_r} \hat{i}_s + \frac{d\hat{\psi}_r}{dt} - j\omega \hat{\psi}_r \quad (5.56)$$

Požadovaný stavový model AM má obsahovať vnútorné stavové veličiny $\hat{i}_s, \hat{\psi}_r$. Z uvedených vzťahov vyplýva, požiadavka nahradiť stavové veličiny $\hat{i}_r, \hat{\psi}_s$. Vo všeobecnosti môžeme vyjadriť nasledovné vzťahy

$$\begin{aligned} \hat{i}_r &= f_1(\hat{i}_s, \hat{\psi}_r) \\ \hat{\psi}_s &= f_2(\hat{i}_s, \hat{\psi}_r) \end{aligned} \quad (5.57)$$

Z rovníc pre magnetické toky môžeme získať uvedené vzťahy

$$\hat{\psi}_r = L_r \hat{i}_r + L_m \hat{i}_s \quad \text{z toho} \quad \hat{i}_r = \frac{1}{L_r} \hat{\psi}_r - \frac{L_m}{L_r} \hat{i}_s \quad (5.58)$$

$$\hat{\psi}_s = L_s \hat{i}_s + L_m \hat{i}_r \quad \text{z toho} \quad \hat{\psi}_s = \frac{L_m}{L_r} \hat{\psi}_r + \sigma L_s \hat{i}_s \quad (5.59)$$

Dosadením do rotorovej rovnice (5.56) za vektor prúdu rotora vzt'ah (5.58) po úprave dostaneme

$$\frac{d\hat{\psi}_r}{dt} = -\frac{R_r}{L_r}\hat{\psi}_r + R_r\frac{L_m}{L_r}\hat{i}_s + j\omega\hat{\psi}_r \quad (5.60)$$

ak zavedieme operátor $\frac{d}{dt} = s$ potom uvedená rovnica nadobudne tvar

$$\begin{aligned} \hat{\psi}_r \frac{1}{T_r}(1 + T_r s) &= \frac{L_m}{T_r}\hat{i}_s + j\omega\hat{\psi}_r \\ \hat{\psi}_r &= \frac{L_m}{1 + sT_r}(\hat{i}_s + j\omega\hat{\psi}_r \frac{T_r}{L_m}) \end{aligned} \quad (5.61)$$

kde $T_r = \frac{L_r}{R_r}$ je časová konštanta rotora

Úpravou statorovej rovnice (5.55) dosadením za vektor toku statora vzt'ah (5.59) dostaneme,

$$\hat{u}_s = R_s\hat{i}_s + \frac{d}{dt}\left(\frac{L_m}{L_r}\hat{\psi}_r + \sigma L_s\hat{i}_s\right) = R_s\hat{i}_s + \frac{L_m}{L_r}\frac{d\hat{\psi}_r}{dt} + \sigma L_s\frac{d\hat{i}_s}{dt} \quad (5.62)$$

Statorovú rovnicu môžeme upraviť do normálneho tvaru ak nahradíme deriváciu magnetického toku rotora vzt'ahom (5.60)

$$\begin{aligned} \hat{u}_s &= R_s\hat{i}_s + \frac{L_m}{L_r}\left(-\frac{R_r}{L_r}\hat{\psi}_r + R_r\frac{L_m}{L_r}\hat{i}_s + j\omega\hat{\psi}_r\right) + \sigma L_s\frac{d\hat{i}_s}{dt} \\ \hat{u}_s &= R_s\hat{i}_s + R_r\frac{L_m^2}{L_r^2}\hat{i}_s + \sigma L_s\frac{d\hat{i}_s}{dt} - \frac{L_m}{L_r}\frac{R_r}{L_r}\hat{\psi}_r + j\omega\frac{L_m}{L_r}\hat{\psi}_r \\ \text{potom } \frac{d\hat{i}_s}{dt} &= \frac{1}{\sigma L_s}\left[\hat{u}_s - R_l\hat{i}_s + \frac{L_m}{L_r}\frac{R_r}{L_r}\hat{\psi}_r - j\omega\frac{L_m}{L_r}\hat{\psi}_r\right] \end{aligned} \quad (5.63)$$

kde $R_l = R_s + R_r\frac{L_m^2}{L_r^2}$ je náhradný odpor modelu AM. Zavedením operátora $\frac{d}{dt} = s$ do statorových rovníc (5.63) získame upravený tvar rovníc

$$\begin{aligned} \hat{u}_s &= R_l(1 + T_l s)\hat{i}_s - \frac{k_r}{T_r}\hat{\psi}_r + j\omega k_r\hat{\psi}_r \\ \text{alebo } \hat{i}_s &= \frac{1}{R_l(1 + T_l s)}\left(\hat{u}_s + \frac{k_r}{T_r}\hat{\psi}_r - j\omega k_r\hat{\psi}_r\right) \\ \text{kde } T_l &= \frac{\sigma L_s}{R_l}, \quad T_r = \frac{L_r}{R_r}, \quad k_r = \frac{L_m}{L_r} \end{aligned} \quad (5.64)$$

Rozpísaním do zložkového tvaru a vyjadrením zložiek statorového prúdu dostaneme vzt'ahy

$$\hat{u}_s = R_l(1 + T_l s)\hat{i}_s - \frac{k_r}{T_r}\hat{\psi}_r + j\omega k_r \hat{\psi}_r$$

$$\text{alebo } \hat{i}_s = \frac{1}{R_l(1 + T_l s)} \left(\hat{u}_s + \frac{k_r}{T_r}\hat{\psi}_r - j\omega k_r \hat{\psi}_r \right) \quad (5.65)$$

$$\text{kde } T_l = \frac{\sigma L_s}{R_l}, \quad T_r = \frac{L_r}{T_r}, \quad k_r = \frac{L_m}{L_r}$$

$$i_{s\alpha} = \frac{1}{R_l + L'_s s} \left(u_{s\alpha} + \frac{k_r}{T_r} \psi_{r\alpha} + k_r \psi_{r\beta} \omega \right)$$

$$i_{s\beta} = \frac{1}{R_l + L'_s s} \left(u_{s\beta} + \frac{k_r}{T_r} \psi_{r\beta} - k_r \psi_{r\alpha} \omega \right) \quad (5.66)$$

Podobne sa rozpíše vektorová rovnica pre rotorový obvod (5.61)

$$\psi_{r\alpha} = \frac{L_m}{1 + sT_r} \left(i_{s\alpha} - \omega \psi_{r\beta} \frac{T_r}{L_m} \right)$$

$$\psi_{r\beta} = \frac{L_m}{1 + sT_r} \left(i_{s\beta} + \omega \psi_{r\alpha} \frac{T_r}{L_m} \right) \quad (5.67)$$

Vzťah pre moment motor modelu AM (5.54) sa tak isto môže rozpísať do zložkového tvaru

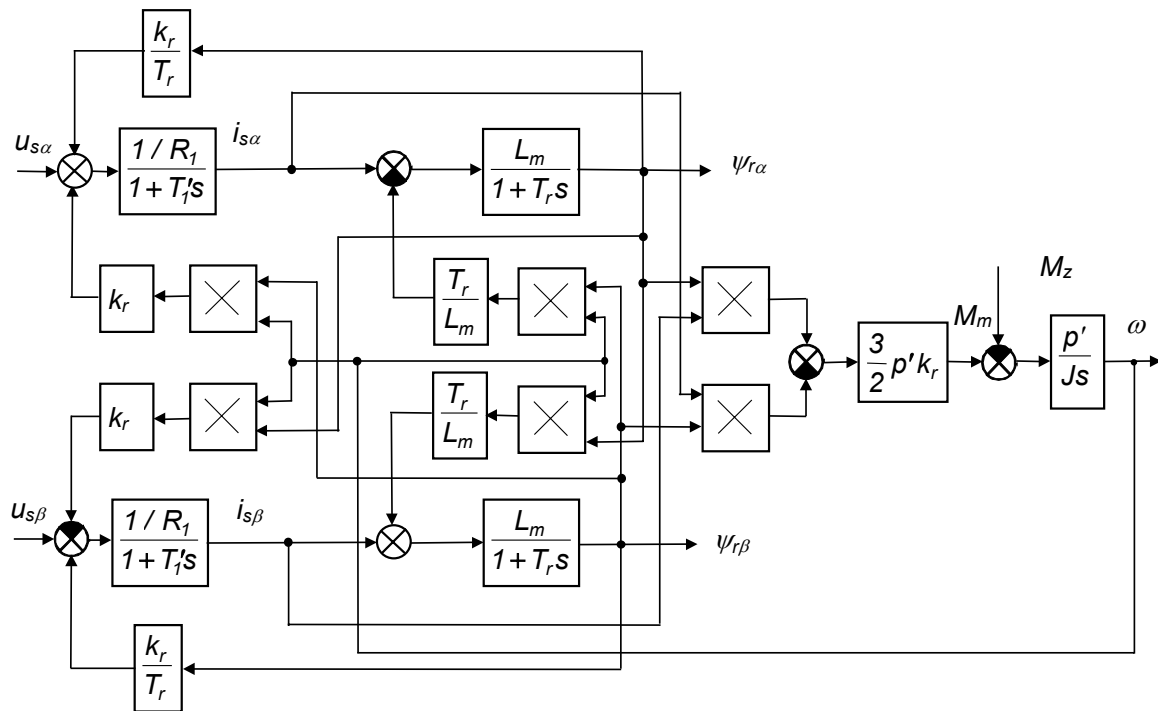
$$M_m = \frac{3}{2} p' \frac{L_m}{L_r} \Im(\hat{\psi}_r^* \hat{i}_s) = \frac{3}{2} p' \frac{L_m}{L_r} (\psi_{r\alpha} i_{s\beta} - \psi_{r\beta} i_{s\alpha}) \quad (5.68)$$

Model motora je kompletný doplnením pohybovej rovnice

$$M_m - M_z = J \frac{d\omega_m}{dt}, \quad \omega = p' \omega_m \quad (5.69)$$

Model AM so stavovými premennými $\hat{i}_s, \hat{\psi}_r$ v súradnicovom systéme “s” je možné vyjadriť blokovo schémou, *obr.5.17*.

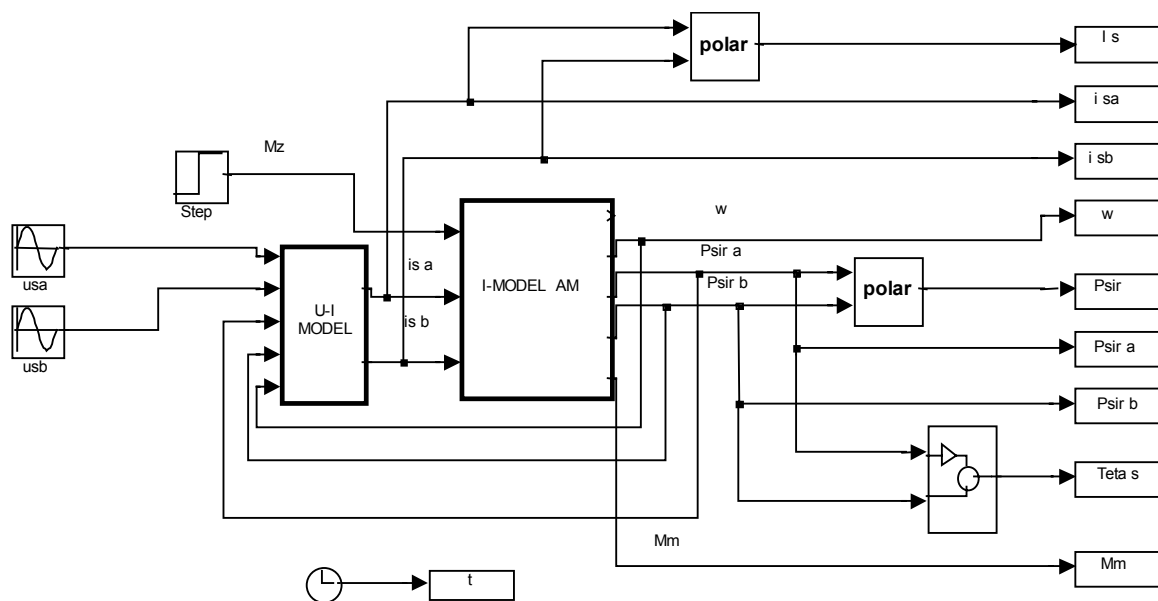
Z rovníc alebo aj z blokovej schémy *obr.5.17* môžeme kvalitatívne analyzovať základné dynamické vlastnosti modelu. Model AM s kotvou nakrátko je nelineárny dynamický systém 5. rádu. Model využijeme ako základ pre tvorbu počítačového simulačného modelu, ktorý nám umožní overovať základné regulačné vlastnosti hlavne pri frekvenčne-amplitúdovom riadení AM.



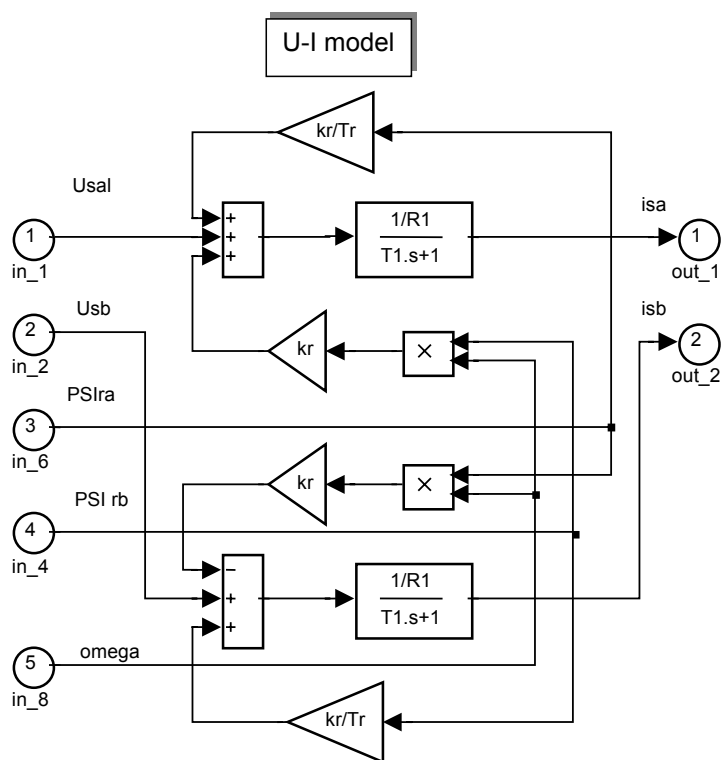
Obr. 5.17 Bloková schéma modelu AM v súradnicovom systéme (α, β) , stavové veličiny sú: $\hat{i}_s, \hat{\psi}_r$

5.2 Experimentálne vyšetrovanie dynamických vlastností AM

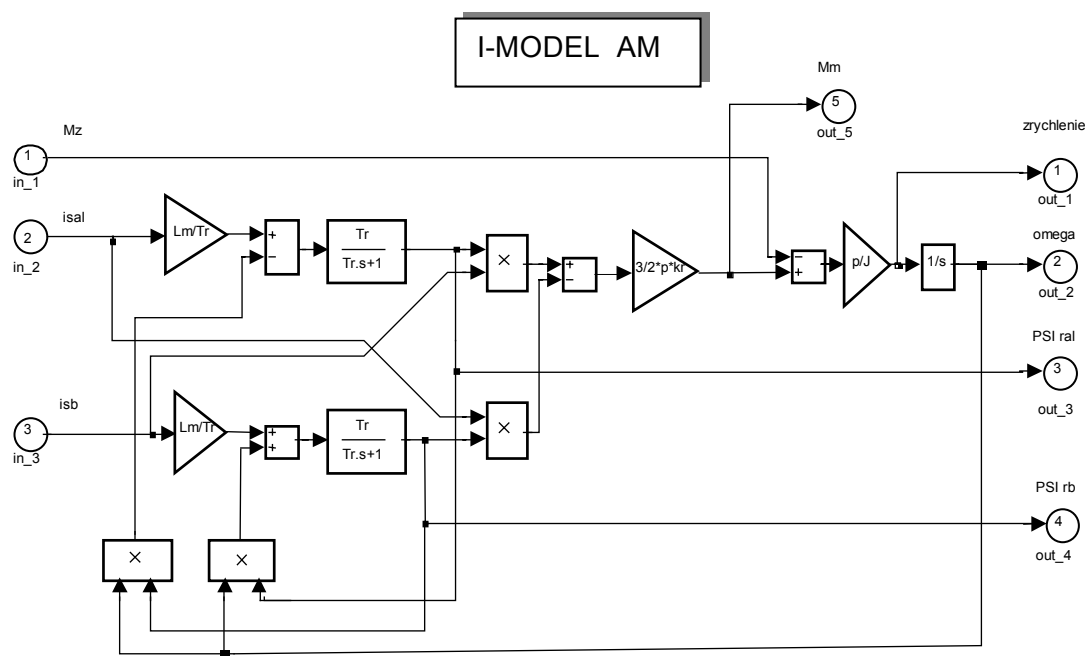
Vyšetrovanie dynamických vlastností AM je možné len s využitím prostriedkov počítačovej simulácie. V predchádzajúcej časti sme odvodili model, ktorého bloková schéma na obr.5.17 tvorí základ simulačného modelu. Počítačový model je zostavený v programe Matlab - Simulink, obr.5.18. V Simulinku sa zostavuje program pomocou funkčných blokov, ktoré sú zhodné s blokmi, ktoré sme zaviedli v tejto práci. Kvôli prehľadnosti môžeme zdefinovať vnútorné modely U-I model, obr.5.19 a I - model, obr.5.20.



Obr. 5.18 Schéma celkového modelu AM pomocou bloku v programe Matlab - Simulink

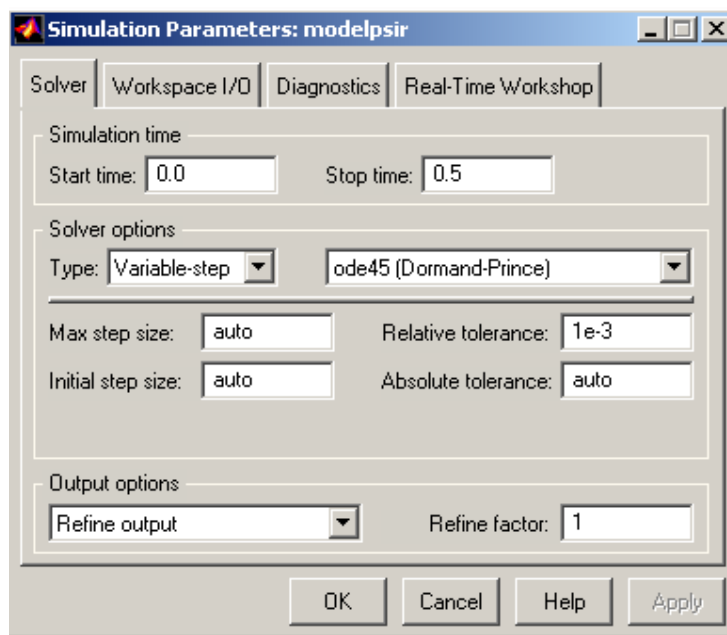


Obr. 5.19 Schéma dielčieho modelu AM označený ako U-I model



Obr. 5.20 Schéma dielčieho modelu AM označený ako I model

Pri simulácii je veľmi dôležité vhodné nastavenie parametrov simulácie. Zvolené parametre simulácie sú na obr.5.21.



Obr. 5.21 Zvolené parametre simulácie zobrazené v okne

Príklad č. 5.4

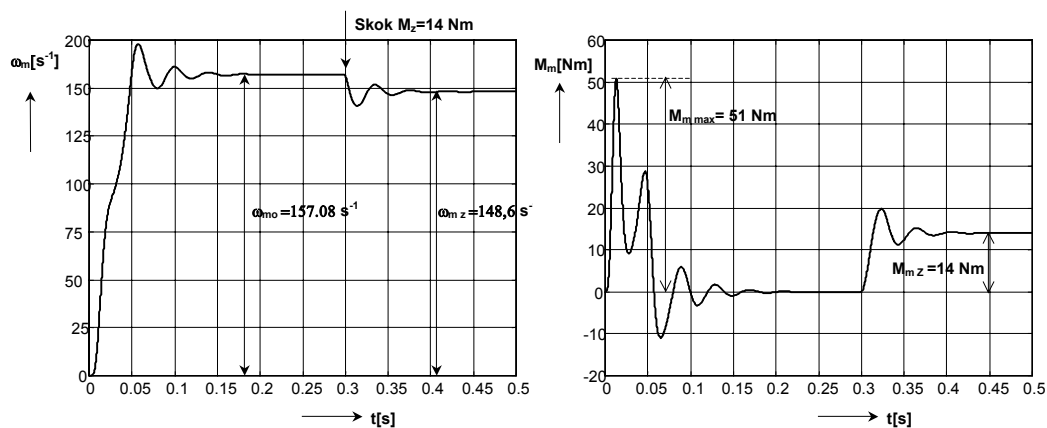
Overiť základné dynamické vlastnosti motora

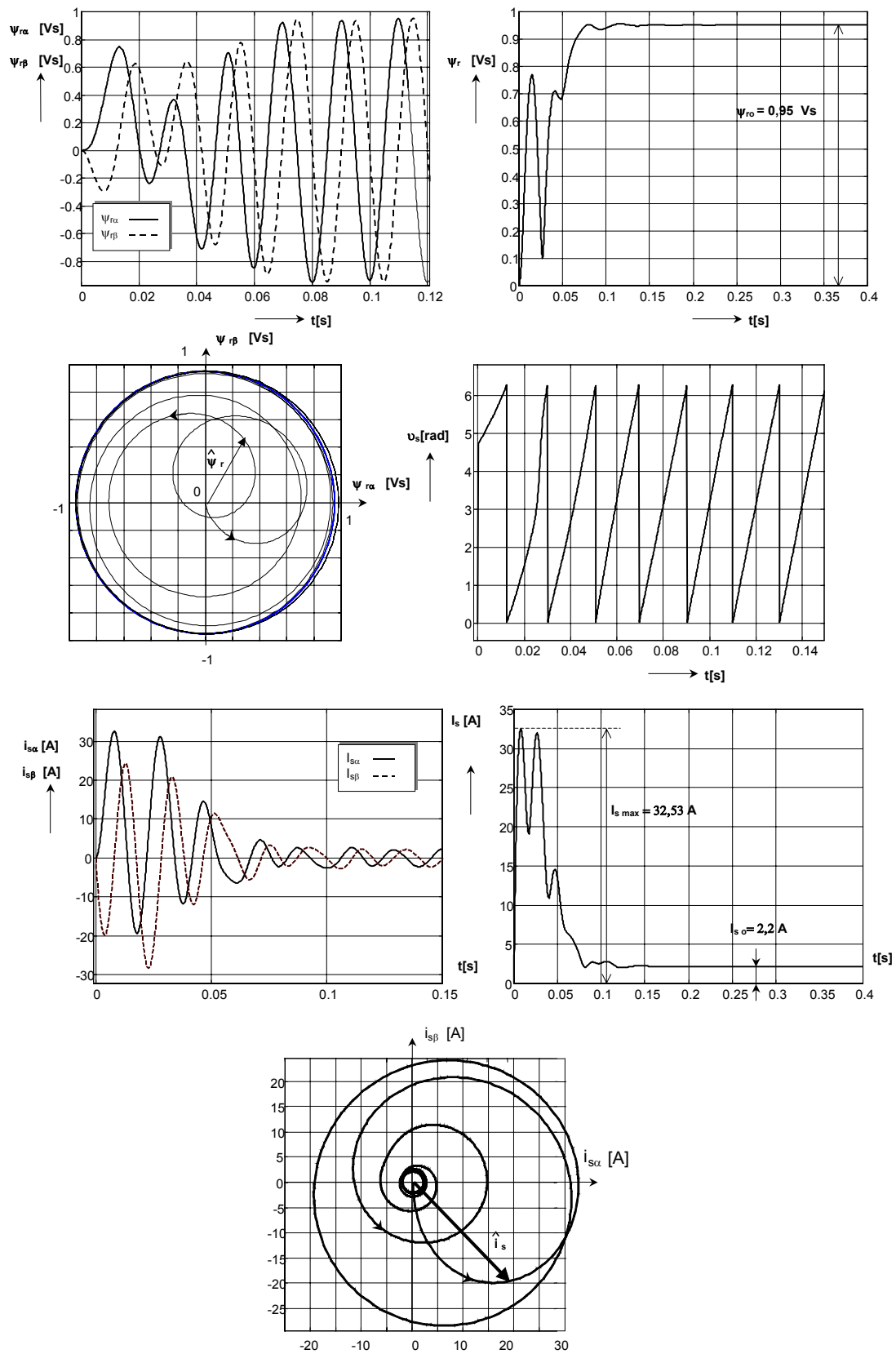
1. pripojenie na sieť (skoková zmena u_s)
2. skoková zmena M_z po rozbehu AM v rozsahu 0 až M_n

Parametre AM:

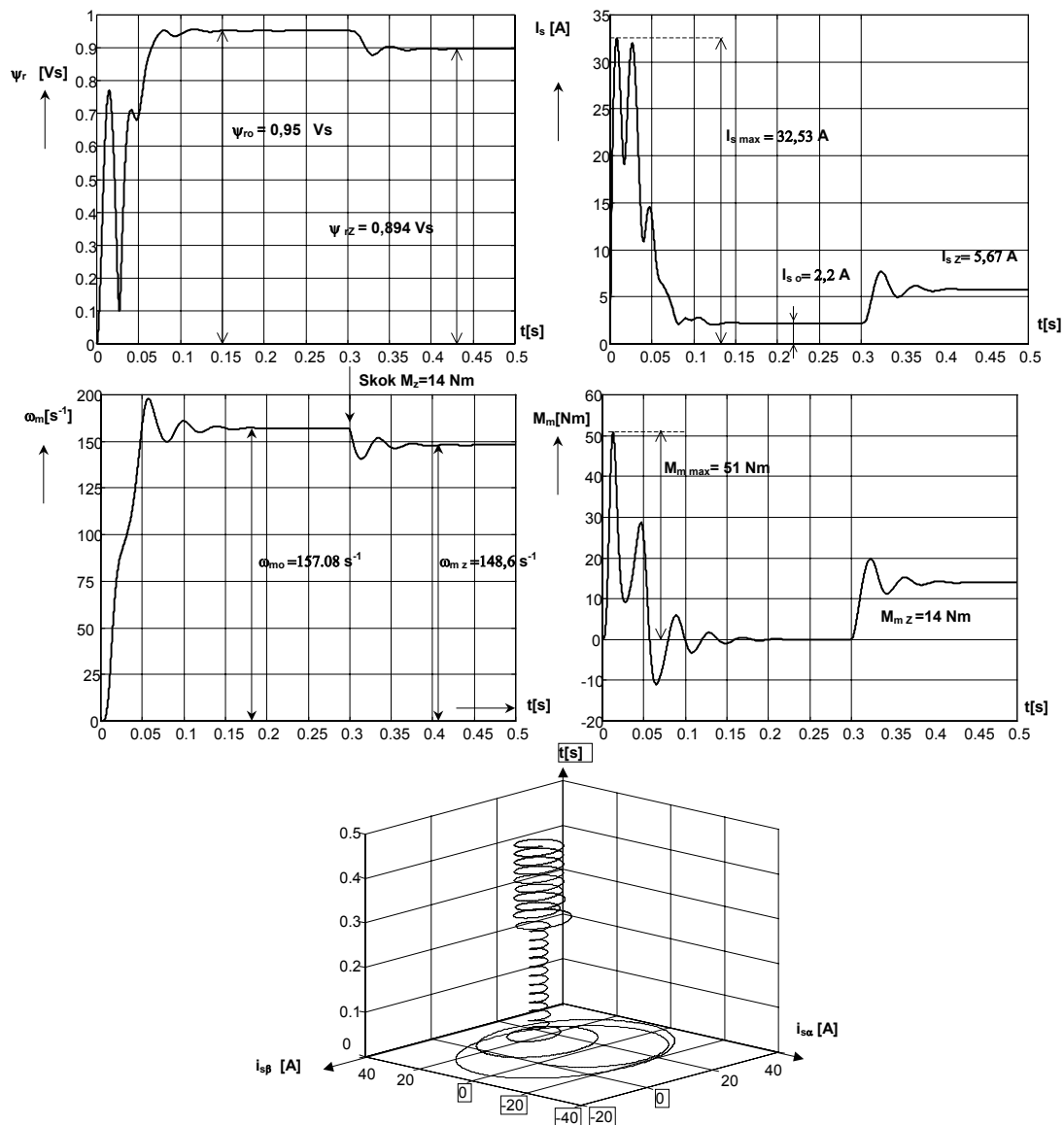
$P_n = 2,2 \text{ kW}$, $p' = 2$, $M_n = 14,0 \text{ Nm}$, $I_n = 4,6 \text{ A}$, $U_n = 220 \text{ V}$, $f_s = 50 \text{ Hz}$, $L_m = 440 \text{ mH}$, $T_s = 176 \text{ ms}$, $T_r = 147 \text{ ms}$, ($T_s = L_s/R_s$, $T_r = L_r/R_r$), $R_s = 2.6 \text{ } \Omega$, $R_r = 3.1 \text{ } \Omega$, $L_r = 0,456 \text{ H}$, $L_s = 0,458 \text{ H}$, $J = 0,0067 \text{ kgm}^2$

Výsledky počítačovej simulácie sú zobrazené na nasledujúcich obrázkoch.





Obr. 5.22 Priebehy veličín AM pri priamom pripojení na sieť $U_n = 220V$, $f_s = 50$ Hz, $M_z = 0$



Obr. 5.23 Priebehy veličín AM pri priamom pripojení na sieť $U_n = 220V$, $f_s = 50\text{ Hz}$, skok $M_z = 14\text{ Nm}$

5.3 Stacionárny (statický) model AM

$$\hat{u}_s = u_s e^{j\vartheta_u}, \quad \vartheta_u = \int \omega_s dt + \vartheta_{u0} \quad (5.70)$$

$$\text{ak } \omega_s = \text{konst} \rightarrow \vartheta_u = \omega_s t \text{ potom } \hat{U}_s = U_s e^{j\omega_s t} \quad (5.71)$$

kde vektor napätia \hat{U}_s sa označuje v teórii striedavých prúdov ako *fázor*.

Pre AM v stacionárnom režime platí, že všetky stavové veličiny (fázory) sa nezávisle na počiatkových podmienkach otáčajú tou istou kruhovou frekvenciou: *synchronnou frekvenciou*. Stacionárny model AM získame zo všeobecného dynamického modelu (5.52) ak pre uhlovú rýchlosť súradnicového systému platí

$$\omega_k = \omega_s = \Omega_s = konst \quad (5.72)$$

Potom

$$\begin{aligned} \hat{U}_s &= R_s \hat{I}_s + j\Omega_s \hat{\Psi}_s \\ 0 &= R_r \hat{I}_r + j\Omega_{sl} \hat{\Psi}_r \quad \text{kde } \Omega_{sl} = \Omega_s - \Omega \end{aligned} \quad (5.73)$$

$$\begin{aligned} M_m &= \frac{3}{2} p' \Im(\hat{I}_s \hat{\Psi}_s^*) \\ M_m &= M_z \end{aligned} \quad (5.74)$$

Náhradná elektrická schéma (tzv. T- schéma) sa dá zostaviť úpravou rovníc (5.73). Zavedením pojmu magnetizačný prúd do vzťahov pre magnetické toky.

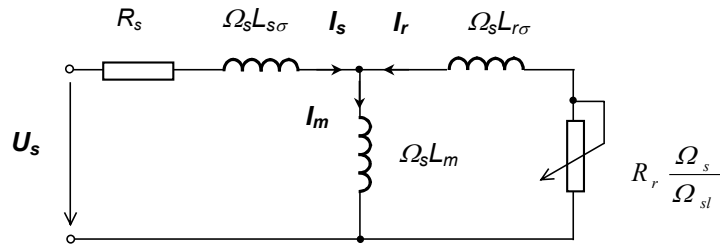
$$\begin{aligned} \hat{I}_m &= \hat{I}_s + \hat{I}_r \quad \text{po dosadení} & \hat{\Psi}_s &= L_{s\sigma} \hat{I}_s + L_m \hat{I}_m \\ & & \hat{\Psi}_r &= L_{r\sigma} \hat{I}_r + L_m \hat{I}_m \end{aligned} \quad (5.75)$$

Upravené rovnice majú tvar

$$\hat{U}_s = R_s \hat{I}_s + j\Omega_s (L_{s\sigma} \hat{I}_s + L_m \hat{I}_m) \quad (5.76)$$

$$\left[0 = R_r \hat{I}_r + j\Omega_{sl} (L_{r\sigma} \hat{I}_r + L_m \hat{I}_m) \right] \frac{\Omega_s}{\Omega_{sl}} \quad (5.77)$$

$$0 = R_r \hat{I}_r \frac{\Omega_s}{\Omega_{sl}} + j\Omega_s (L_{r\sigma} \hat{I}_r + L_m \hat{I}_m)$$



Obr. 5.24 Náhradná elektrická schéma AM v stacionárnom režime

Príklad č. 5.5

Vypočítať stacionárnu závislosť modulu statorového toku $\Psi_s = f(I_s, \Omega_s, \Omega_{sl})$

V rovnici (5.73) môžeme vylúčiť magnetický tok a prúd rotora pomocou vzťahov (5.78)

$$\begin{aligned} \hat{I}_r &= \frac{1}{L_m} \hat{\Psi}_s - \frac{L_s}{L_m} \hat{I}_s \quad \text{a} \quad \hat{\Psi}_r = \frac{L_r}{L_m} (\hat{\Psi}_s - L'_s \hat{I}_s) \\ \text{kde } L'_s &= \sigma L_s, \quad \sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} \end{aligned} \quad (5.78)$$

Po dosadení a úprave rotorovej rovnice získame vzťah

$$0 = \frac{R_r}{L_m} \hat{\Psi}_s - R_r \frac{L_s}{L_m} \hat{I}_s + j\Omega_{sl} \left(\frac{L_r}{L_m} \hat{\Psi}_s - L_s \sigma \frac{L_r}{L_m} \hat{I}_s \right) \quad (5.79)$$

$$\hat{I}_s \left(R_r \frac{L_s}{L_m} + j\Omega_{sl} L_s \sigma \frac{L_r}{L_m} \right) = \hat{\Psi}_s \left(\frac{R_r}{L_m} + j\Omega_{sl} \frac{L_r}{L_m} \right) \quad (5.80)$$

$$\hat{I}_s L_s \left(\frac{R_r}{L_r} + j\Omega_{sl} \sigma \right) \frac{L_r}{L_m} = \hat{\Psi}_s \left(\frac{R_r}{L_r} + j\Omega_{sl} \right) \frac{L_r}{L_m} \quad (5.81)$$

$$\hat{I}_s L_s (1 + j\Omega_{sl} T_{r\sigma}) \frac{R_r}{L_r} = \hat{\Psi}_s (1 + j\Omega_{sl} T_r) \frac{R_r}{L_r} \quad (5.82)$$

$$\hat{\Psi}_s = \frac{1 + j\Omega_{sl} T_{r\sigma}}{1 + j\Omega_{sl} T_r} L_s \hat{I}_s \quad \text{alebo} \quad \hat{I}_s = \frac{\hat{\Psi}_s}{L_s} \frac{1 + j\Omega_{sl} T_r}{1 + j\Omega_{sl} T_{r\sigma}} \quad (5.83)$$

kde $T_r = \frac{L_r}{R_r}$ - časová konštanta rotora, $T_{r\sigma} = \frac{\sigma L_r}{R_r}$ - rozptylová časová konštanta rotora

Zo vzťahu pre vektor magnetického toku úpravou získame vzťah pre modul vektora

$$\Psi_s = \sqrt{\hat{\Psi}_s \hat{\Psi}_s^*} = L_s I_s \sqrt{\frac{1 + \Omega_{sl}^2 T_{r\sigma}^2}{1 + \Omega_{sl}^2 T_r^2}} \quad (5.84)$$

Zo vzťahu (5.84) nie je problém získať vzťah pre modul statorového prúdu v tvare

$$I_s = \frac{\Psi_s}{L_s} \sqrt{\frac{1 + \Omega_{sl}^2 T_r^2}{1 + \Omega_{sl}^2 T_{r\sigma}^2}} \quad (5.85)$$

Príklad č. 5.6

Vypočítať v stacionárnom režime závislosť momentu $M_m = f(\Psi_s, \Omega_s, \Omega_{sl})$.

Výpočet je jednoduchý, keď do vzťahu pre moment motora dosadíme za vektor prúdu výraz zo vzťahu (5.83).

$$M_m = \frac{3}{2} p' \Im(\hat{I}_s \hat{\Psi}_s^*) \quad \text{dosadením} \quad M_m = \frac{3}{2} p' \frac{\Psi_s^2}{L_s} \Im \left(\frac{(1 - j\Omega_{sl} T_{r\sigma})(1 + j\Omega_{sl} T_r)}{1 + \Omega_{sl}^2 T_r^2} \right) \quad (5.86)$$

Po úprave

$$M_m = \frac{3}{2} p' \frac{L_m^2}{R_r L_s^2} \frac{\Omega_{sl}}{1 + \Omega_{sl}^2 T_{r\sigma}^2} \Psi_s^2 \quad (5.87)$$

Zo vzťahu (5.87) možno konštatovať, že moment motora je funkciou len sklzovej uhlovej rýchlosti a modulu magnetického toku. Moment motora pre takto definované stavové veličiny nie je závislý od statorovej uhlovej rýchlosti. Táto vlastnosť sa využíva pri frekvenčne-amplitúdovom riadení AM.

$$M_m = f(\Omega_{sl}, \Psi_s) \quad (5.88)$$

Z analýzy momentovej charakteristiky možno konštatovať, že ide o nepárnu symetrickú funkciu, ktorá má extrém. Extrém sa dosahuje pre hodnotu sklzovej uhlovej rýchlosti

$$\Omega_{slk} = \frac{1}{T_{r\sigma}} = \frac{1}{T_r \sigma}, \quad \sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} \quad (5.89)$$

potom hodnota maximálneho momentu je daná výrazom

$$M_k = \frac{3}{2} p' \Psi_s^2 \frac{L_m^2}{2L_s^2 \sigma L_r} = \frac{3}{4} p' \cdot \frac{L_m^2}{L_s (L_s L_r - L_m^2)} \Psi_s^2 \quad (5.90)$$

Bez detailného odvodenia uvedieme ešte niekoľko zaujímavých vzťahov

- závislosť $M_m = f(U_s, \Omega_s, \Omega_{sl})$

$$M_m = K_m U_s^2 \frac{T_r \Omega_{sl}}{(R_s - \Omega_s \Omega_{sl} L_s \sigma T_r)^2 + (\Omega_{sl} T_r R_s + \Omega_s L_s)^2} \quad (5.91)$$

$$K_m = \frac{3}{2} p' \frac{L_m^2}{L_r}$$

Pri analýze pohonu v ustálenom stave potrebujeme vypočítať hodnotu sklzovej uhlovej rýchlosti pre danú hodnotu statorového napätia, frekvencie a momentu záťaže. Hľadaná sklzová uhlová rýchlosť je definovaná koreňmi kvadratickej rovnice, ktorú je možné odvodiť zo vzťahu (5.91). Grafický spôsob určenia priesečníkov momentových charakteristík motora a záťaže je naznačený na obr.5.25.

$$M_m = K_m U_s^2 \frac{T_r \Omega_{sl}}{(R_s - \Omega_s \Omega_{sl} L_s \sigma T_r)^2 + (\Omega_{sl} T_r R_s + \Omega_s L_s)^2}$$

$$K_m = \frac{3}{2} p' \frac{L_m^2}{L_r}$$

$$(R_s - \Omega_s \Omega_{sl} L_s \sigma T_r)^2 + (\Omega_{sl} T_r R_s + \Omega_s L_s)^2 = \frac{K_m U_s^2 T_r \Omega_{sl}}{M_m}$$

$$M_m [R_s^2 - 2R_s \Omega_s \Omega_{sl} L_s \sigma T_r + (\Omega_s \Omega_{sl} L_s \sigma T_r)^2] + [(\Omega_{sl} T_r R_s)^2 + 2\Omega_{sl} T_r R_s \Omega_s L_s + (\Omega_s L_s)^2] - \frac{K_m U_s^2 T_r \Omega_{sl}}{M_m} = 0$$

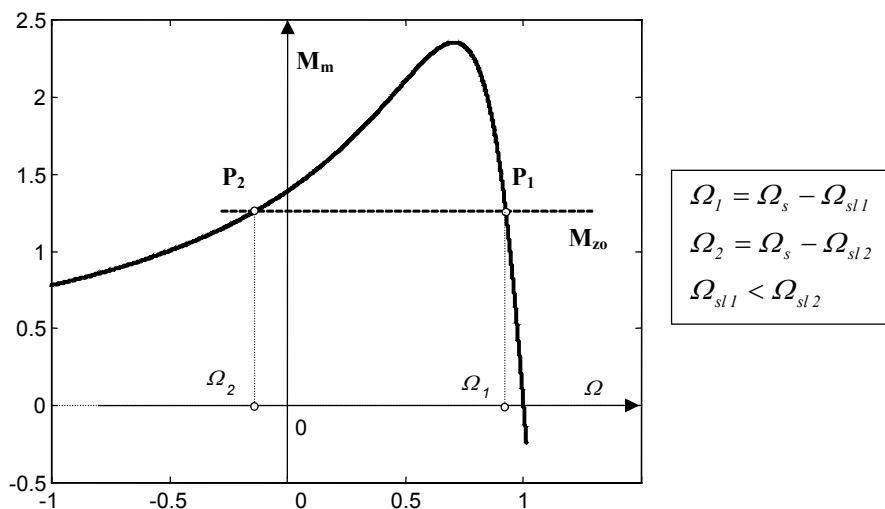
$$a\Omega_{sl}^2 + b\Omega_{sl} + c = 0$$

$$a = T_r^2 (R_s^2 + \sigma^2 \Omega_s^2 L_s^2)$$

$$b = 2\Omega_s L_s T_r R_s (1 - \sigma) - \frac{T_r K_m U_s^2}{M_m}$$

$$c = R_s^2 + \Omega_s^2 L_s^2$$

$$\Omega_{sl1,2} = \frac{-b \pm \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a} \quad (5.92)$$



Obr. 5.25 Grafický spôsob určenia priesečníkov momentových charakteristik motora a záťaže

- závislosť $\Psi_s = f(U_s, \Omega_s, \Omega_{sl})$

$$\Psi_s = L_s I_s \sqrt{\frac{1 + \Omega_{sl}^2 T_{r\sigma}^2}{1 + \Omega_{sl}^2 T_r^2}} = U_s L_s \sqrt{\frac{1 + \Omega_{sl}^2 T_{r\sigma}^2}{(R_s - \Omega_s \Omega_{sl} L_s T_{r\sigma})^2 + (\Omega_{sl} T_r R_s + \Omega_s L_s)^2}} \quad (5.93)$$

6. Riadenie AM

6.1 Riadenie uhlovej rýchlosti asynchrónneho motora

Uhlová rýchlosť - otáčky AM sa môže riadiť:

- zmenou počtu pólov: napr. 2/4, 4/6, tento spôsob riadenia vyžaduje konštrukčné usporiadanie statorových vinutí,
- zmenou odporu v obvode rotora (len AM s fázovým vinutím),
- riadením sklzového výkonu (len AM s fázovým rotorom),
- riadením statorového napätia - zmenou amplitúdy napätia pri konštantnej frekvencii napájacej siete, napr. $f_s = 50$ Hz,
- frekvenčne - amplitúdové riadenie.

6.1.1 Riadenie uhlovej rýchlosti AM s fázovým vinutím zmenou odporu rotora

Rotorový odpor sa môže meniť zmenou prídavného odporu R_{rp} . Zo vzťahov pre momentové charakteristiky vyplýva, že zmena odporu R_r má vplyv len na hodnotu kritického sklzu, pričom hodnota maximálneho momentu zostáva zachovaná. Zmenou odporu R_r sa mení tvrdosť momentových charakteristík a tým aj regulačný rozsah otáčok v stabilnej časti momentovej charakteristiky. Vzťah pre moment motora (5.91) sa upraví na tvar

$$M_m = \frac{3}{2} p' U_s^2 \frac{s R_r \frac{X_m^2}{\Omega_s}}{\left[R_s R_r + s (X_m^2 - X_s X_r) \right]^2 + \left[R_r X_s + s R_s X_r \right]^2} \quad (6.1)$$

kde $s = \frac{\Omega_{sl}}{\Omega_s}$, $X = \Omega_s L$

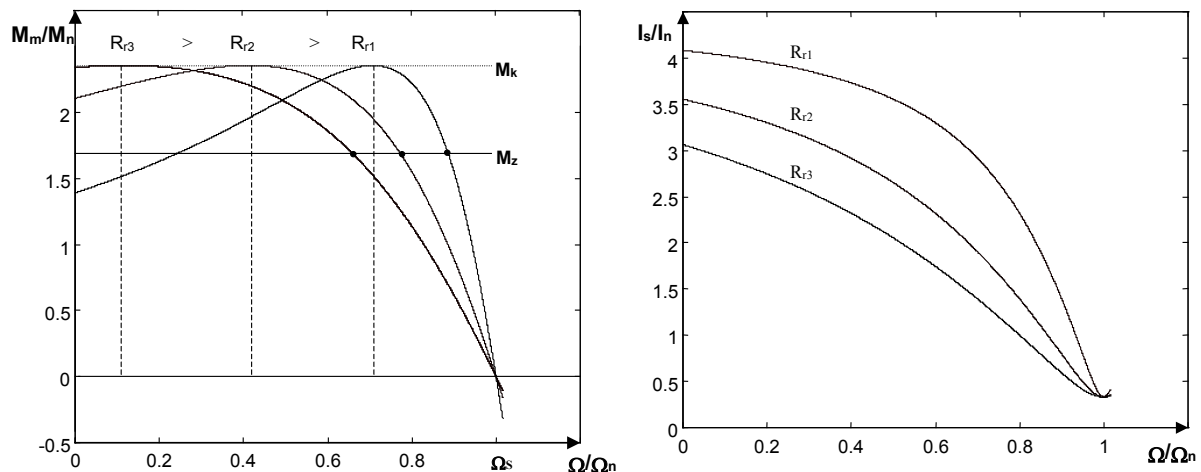
Pre hodnotu sklzu (6.2) je potom maximálna hodnota momentu (6.3).

$$s_k = R_r G \quad \text{kde} \quad G = \pm \sqrt{\frac{R_s^2 + X_s^2}{(X_m^2 - X_s X_r)^2 + R_s^2 X_r^2}} \quad (6.2)$$

$$M_{mk} = \frac{3}{2} p' U_s^2 \frac{G \frac{X_m^2}{\Omega_s}}{\left[R_s + G (X_m^2 - X_s X_r) \right]^2 + \left[X_s + G R_s X_r \right]^2} \quad (6.3)$$

Kritická hodnota sklzu podľa (6.2) je priamo úmerná hodnote odporu rotora. Maximálna hodnota momentu, (6.3) nezávisí od odporu rotora ako v prípade momentu ako funkcie statorového toku.

Prídavným odporom sa zvyšujú straty a znižuje sa účinnosť motora. Otáčky motora v otvorených rýchlostných servopohonoch závisia od záťažného momentu. Riadenie otáčok AM zmenou odporu rotora sa používa hlavne pri plynulom rozbehu a brzdení, napr. pre pohony žeriavov ako aj pri riadení vysokonapätových motoroch pomocou podsynchronnej kaskády.

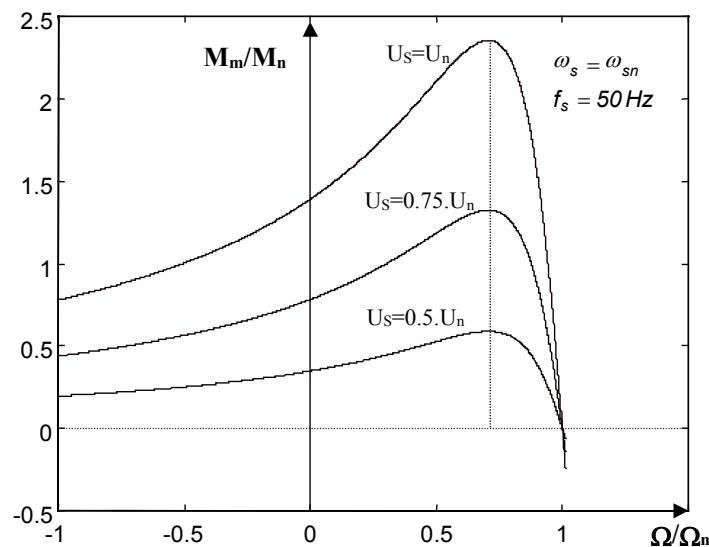


Obr. 6.1 Momentové a prúdové charakteristiky AM pre rôzne hodnoty rotorového odporu R_r .

6.1.2 Riadenie zmenou statorového napätia

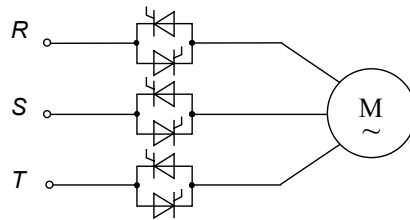
Riadenie zmenou statorového napätia U_s sa používa vtedy keď je potrebné znížiť záberový prúd I_{s0} alebo znížiť záberový moment. Pri spúšťaní AM je záberový prúd priamo úmerný statorovému napätiu a záberový moment je úmerný s kvadrátom napätia. Momentové charakteristiky AM pre rôzne hodnoty statorového napätia (6.4) sú zobrazené na obr.6.2.

$$M_m = K_m U_s^2 \frac{T_r \Omega_{sl}}{(R_s - \Omega_s \Omega_{sl} L_s \sigma T_r)^2 + (\Omega_{sl} T_r R_s + \Omega_s L_s)^2} \quad \text{kde } K_m = \frac{3}{2} p' \frac{L_m^2}{L_r} \quad (6.4)$$



Obr. 6.2 Momentové charakteristiky AM pre rôzne hodnoty statorového napätia a konštantnej statorovej frekvencie $f_s = \text{konst.}$

Tento spôsob riadenia sa používa v zariadeniach označovanými názvom SOFTSTART "mäkký štart". Riadením sa dajú redukovať nároky na energetickú sieť a na systém ochrán motora. S výhodou sa používa tento spôsob riadenia napr. v hydrosystémoch kde čerpadlo pracuje do protitlaku a pri náhlom vypnutí čerpadla by došlo k prudkému zatvoreniu spätnej klapky. Postupným znižovaním napätia, motor nestráca moment naraz, ale postupne a spätná klapka sa zatvára pomalšie, bez nárazu. Riadením statorového napätia sa môže zlepšiť účinník a znížiť straty motora.



Obr. 6.3 Príklad zapojenie napäťového meniča s fázovým riadením tyristorov SOFTSTART

6.1.3 Frekvenčne - amplitúdové riadenie

Frekvenčne - amplitúdové riadenie otáčok je univerzálny spôsob riadenia AM s kotvou nakrátko. Umožňuje dosahovať požadované statické a dynamické charakteristiky pohonu v ľubovoľnom regulačnom rozsahu s požadovanou momentovou preťažiteľnosťou. Podľa spôsobu riadenia rozlišujeme

- **Statické riadenie:** skalárne
- **Dynamické riadenie:** vektorové alebo priame riadenie momentu a toku (direct torque and flux control DTFC)

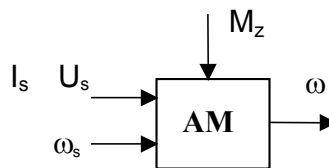
Podľa typu riadiacej veličiny rozlišujeme

- frekvenčne - napäťové riadenie
- frekvenčne - prúdové riadenie

Skalárne frekvenčne - amplitúdové riadenie

Skalárne riadenie sa používa v dynamicky menej náročnejších servopohonoch napr. pohonoch čerpadiel, kompresorov ventilátorov a pod. Riadenie zabezpečuje požadované pracovné (záťažné) charakteristiky pohonu. Pri skalárnom riadení AM sú dve riadiace veličiny modul napätia U_s alebo prúdu I_s a satorová uhlová frekvencia ω_s , platí

$$\hat{U}_s = U_s e^{j\omega_s t}, \hat{I}_s = I_s e^{j\omega_s t} \quad (6.5)$$

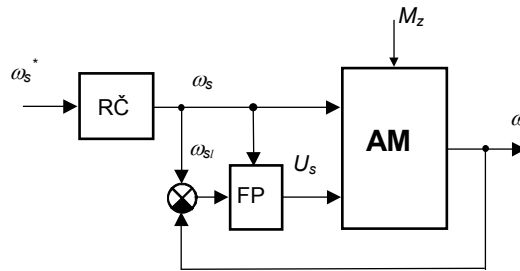


Obr. 6.4 Bloková schéma riadenia asynchrónneho motora s kotvou nakrátko

Podobne ako u jednosmerných, tak aj pri striedavých rychlostných servopohonov majú dôležité postavenie algoritmy riadenia zabezpečujúce *konštantný magnetický tok*. Umožňujú získať pri ľubovoľných otáčkach rovnaké momentové charakteristiky asynchrónneho motora ako pri napájaní zo siete. Algoritmus skalárneho riadenia modulu satorového napätia alebo prúdu má všeobecný tvar vyjadrený vzťahom (6.6), ako nelineárnej funkcie satorovej a sklzovej uhlovej rýchlosti Ω_s, Ω_{sl} a parametrov motora „par“. Realizácia je na obr. 6.5 označená blokom funkčný prevodník - FP.

$$U_s = f(\Omega_s, \Omega_{sl}, par)_{X=konst} \text{ alebo } I_s = f(\Omega_s, \Omega_{sl}, par)_{X=konst} \quad (6.6)$$

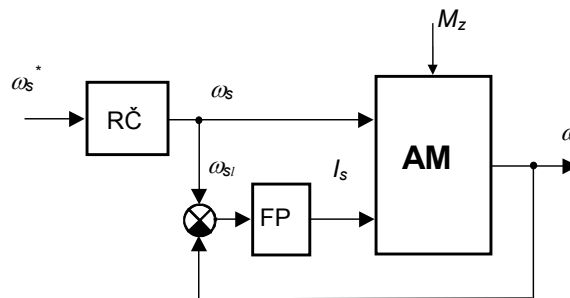
Požiadavky na statické charakteristiky systému možno vo všeobecnosti splniť len v uzavretých regulačných obvodoch, pretože charakteristiky nezávisia len od riadiacich, ale aj poruchových a výstupných veličín: momentu záťaže, uhlovej rýchlosti. Na obr.6.5 a obr.6.6 je FP - funkčný prevodník určujúci algoritmus riadenia satorového napätia a RČ je rozbehový člen (rampa).



Obr. 6.5 Riadiaca štruktúra uzatvoreného systému frekvenčne-napätového skalárneho riadenia AM

Funkčný prevodník satorového napätia - FP pre konštantný magnetický tok statora $U_s = U_s(\Omega_s, \Omega_{sl})_{\Psi_s = konst}$ je vyjadrený vzťahom (6.7)

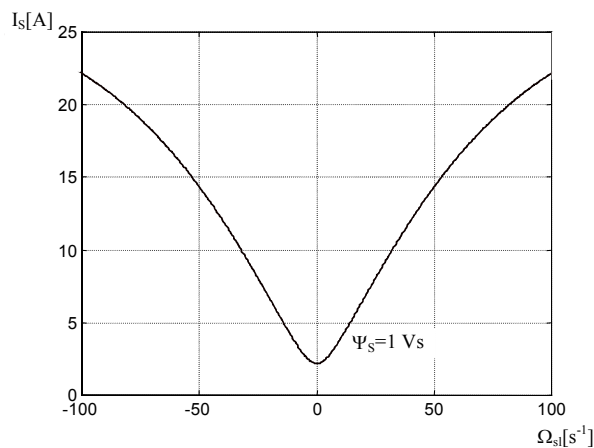
$$U_s = \frac{\Psi_s}{L_s} \sqrt{\frac{(R_s - \Omega_s \Omega_{sl} L_s T_{r\sigma})^2 + (\Omega_{sl} T_r R_s + \Omega_s L_s)^2}{1 + \Omega_{sl}^2 T_{r\sigma}^2}} \quad (6.7)$$



Obr. 6.6 Riadiaca štruktúra uzatvoreného systému frekvenčne-prúdového skalárneho riadenia AM

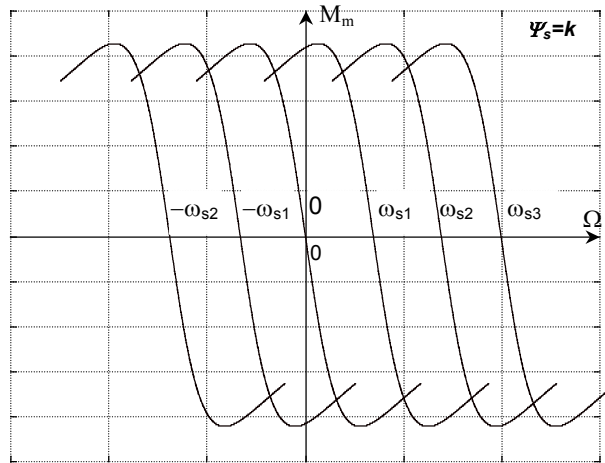
Funkčný prevodník satorového prúdu FP pre konštantný magnetický tok statora $I_s = I_s(\Omega_{sl})_{\Psi_s = konst}$ je vyjadrený vzťahom (6.8), priebeh závislosti modulu satorového prúdu na sklze je na obr.6.7.

$$I_s = \frac{\Psi_s}{L_s} \sqrt{\frac{1 + \Omega_{sl}^2 T_r^2}{1 + \Omega_{sl}^2 T_{r\sigma}^2}}, \quad T_{r\sigma} = \sigma T_r, \quad T_r = \frac{L_r}{R_r} \quad (6.8)$$



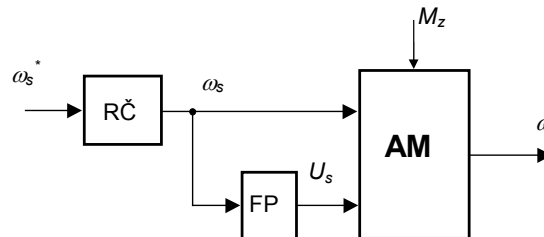
Obr. 6.7 Charakteristika funkčného prevodníka prúdu

Uzatvorené systémy riadenia tým, že zabezpečujú požiadavku konštantného toku v stacionárnom režime, vytvárajú sieť momentových charakteristík AM nezávislých od voľby statorovej frekvencie napätia, obr.6.8. Rýchlostný servopohon s AM dosahuje pri takomto riadení presnosť riadenia uhlovej rýchlosti nezávisle od voľby pracovného bodu.



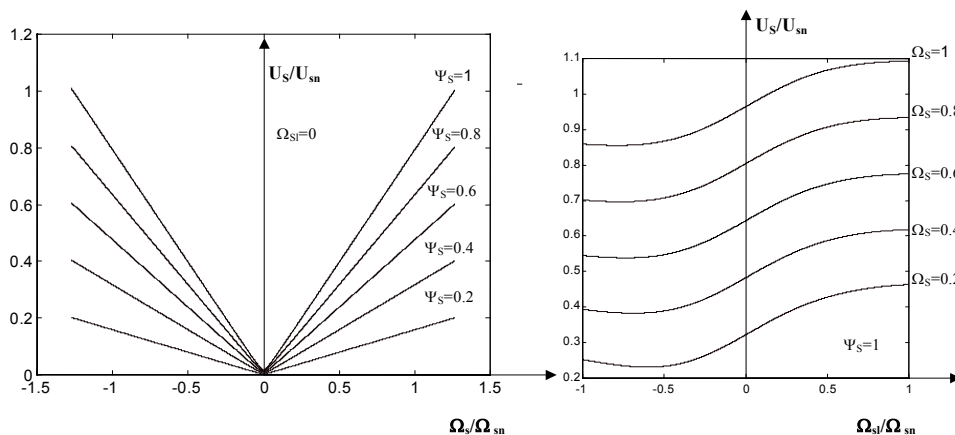
Obr. 6.8 Momentové charakteristiky AM s kotvou nakrátko pre $\Psi_s = konst$

Pri riešení úloh, v ktorých je známa záťažná charakteristika, je možné dosiahnuť požadované vlastnosti aj v *otvorených systémoch* riadením statorového napätia. Pevnou väzbou medzi riadiacimi veličinami je dvojparametrová regulácia nahradená jednoparametrovou pomerovou reguláciou.



Obr. 6.9 Otvorený systém frekvencne-napätového skalárneho riadenia

Požiadavku $\Psi_s = konst.$ možno zabezpečiť zjednodušením funkčného prevodníka, ktorý je vyjadrený vzťahom (6.7) a priebehmi na obr.6.10.



Obr. 6.10 charakteristika $U_s(\Omega_s)$ pre $\Omega_{sl} = konst.$, b - charakteristika $U_s(\Omega_s)$, $\Psi_s = konst.$ Veličiny sú vyjadrené v pomerných veličinách

Z uvedených priebehov je možné odvodiť jednoduchý algoritmus riadenia napätia pre

$$\text{ak } \Omega_{sl} = 0 \text{ potom } U_s = U_{s0} + k|\Omega_s| \quad (6.9)$$

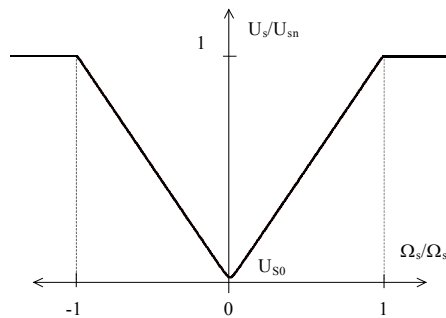
$$\text{ak } \Omega_{sl} = 0, \Omega_s = 0 \text{ potom zo vzťahu (6.7) je } U_{s0} = \frac{\Psi_s}{L_s} R_s \quad (6.10)$$

$$\text{Platí vzťah (5.73) } \hat{U}_s = R_s \hat{I}_s + j\Omega_s \hat{\Psi}_s \quad (6.11)$$

$$\text{ak } R_s I_s \ll \Omega_s \Psi_s \text{ potom pre } \psi_s = \psi_{sn} \text{ je } k = \Psi_{sn} = \frac{U_{sn}}{\Omega_{sn}}$$

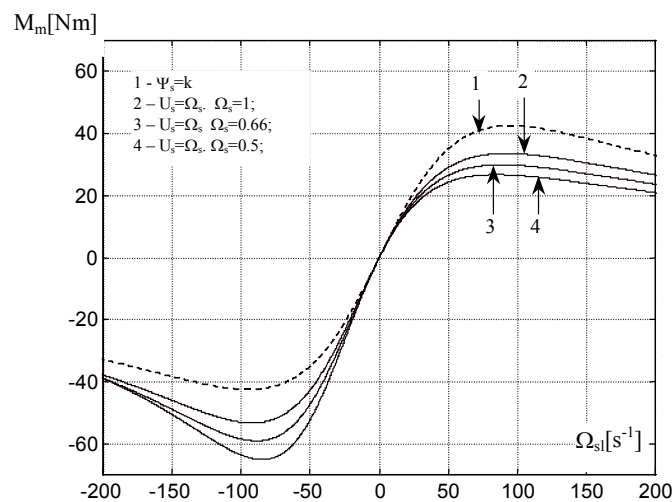
Algoritmus riadenia napätia vyjadruje závislosť napätia od statorovej frekvencie len v rozsahu do nominálnych hodnôt Ω_{sn} . Nad nominálnu hodnotu meníme zákon riadenia podľa vzťahu (6.12).

$$\begin{aligned} 0 \leq \Omega_s \leq \Omega_{sn} &\rightarrow U_s = U_{s0} + k|\Omega_s| \\ \Omega_s > \Omega_{sn} &\rightarrow U_s = U_{sn} \end{aligned} \quad (6.12)$$



Obr. 6.11 Grafický priebeh algoritmu riadenia statorového napätia

Zjednodušením algoritmu riadenia napätia sa ovplyvnia momentové charakteristiky predovšetkým v oblasti malých hodnôt statorových frekvencií kde sa znižuje hodnota kritického momentu.

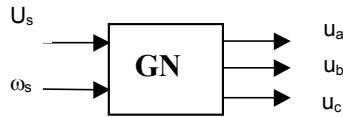


Obr. 6.12 Momentové charakteristiky AM pri realizácii rôznych algoritmov frekvencie-amplitúdového riadenia

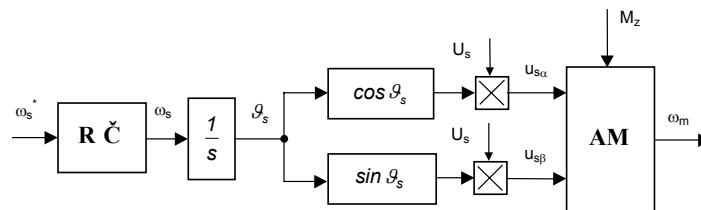
Okrem zákona na konštantný magnetický tok sa môže aplikovať zákon na minimum strát v motore, maximálnu účinnosť alebo konštantnú hodnotu $\cos\varphi = \text{konst}$, kvadratický funkčný prevodník a pod.

Generátor napätia

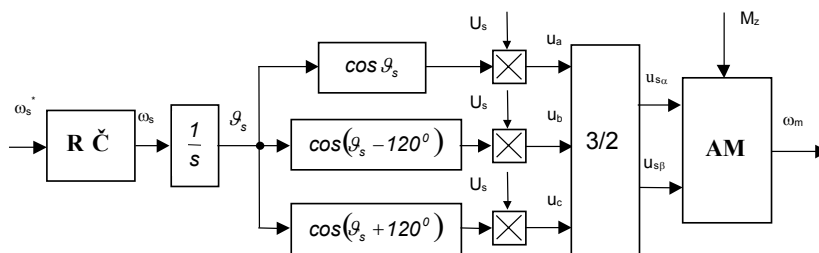
Generátor napätia predstavuje ideálnu realizáciu polovodičového meniča frekvencie. Model uvedený v tejto časti využijeme predovšetkým pri počítačovej simulácii frekvenčne-amplitúdového riadenia AM. Pri zostavovaní modelu vychádzame z riadiacej štruktúry *obr. 6.9*.



Obr. 6.13 Bloková schéma riadiacej štruktúry modelu trojfázového generátora napätia



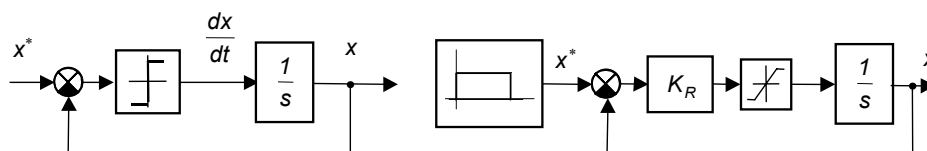
Obr. 6.14 Simulačný model dvojfázového generátora napätia



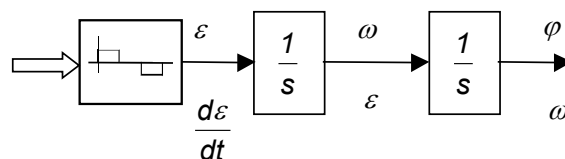
Obr. 6.15 Simulačný model trojfázového generátora napätia

Rozbehový člen - rampa

Rozbehový člen upravuje želanú veličinu (statorovú frekvenciu) podľa požiadaviek na kinematické, ale aj stavové veličiny AM v dynamickom režime. Podľa metodiky uvedenej v kapitole 2.2.3 môžeme navrhnúť modely základných typov rozbehových členov uvedených na *obr. 6.16* a *obr. 6.17*.

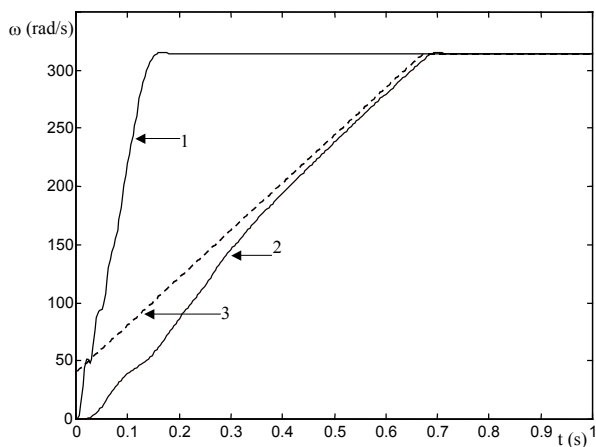


Obr. 6.16 Model lineárneho spätnoväzobného rozbehového člena

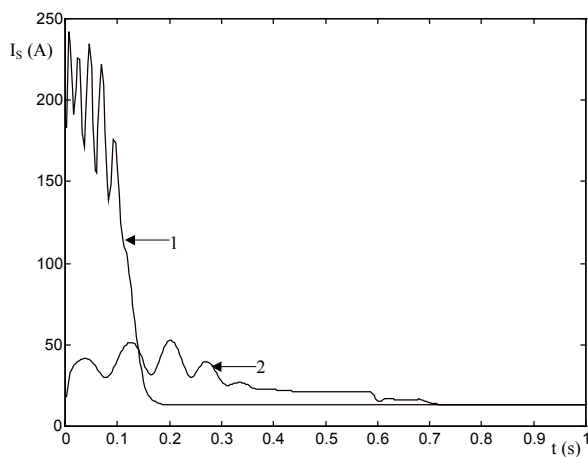


Obr. 6.17 Model otvoreného rozbehového člena „S“ krivky

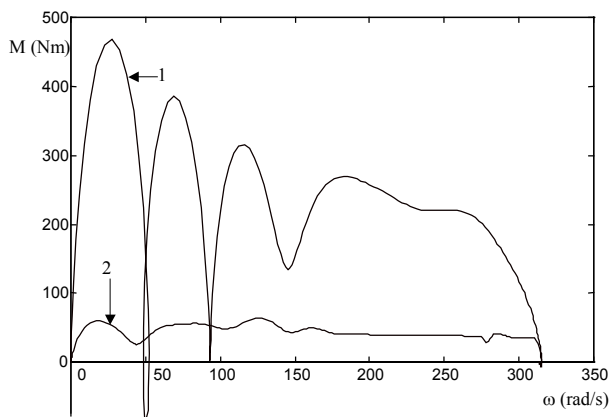
Vplyv rozbehového člena na prechodové charakteristiky AM je možné dokumentovať priebehmi uvedenými na obr.6.18.



Obr. 6.18 Prechodová charakteristika uhlovej rýchlosti AM 1 - bez rozbehového člena, 2 - pomocou rozbehového člena, 3- rozbehový člen (rampa)



Obr. 6.19 Priebeh prúdu pri rozbehu AM 1 - bez rozbehového člena, 2 - s rozbehovým členom



Obr. 6.20 Dynamická momentová charakteristika motora 1 - bez rozbehového člena 2 - s rozbehovým členom

6.2 Dynamické riadenie asynchrónnych motorov

Dynamické riadenie AM delíme na:

- a/ *vektorové riadenie (frekvenčne-napätové a frekvenčne-prúdové)*
- b/ *priame riadenie momentu a magnetického toku (DTFC - direct torque and stator flux control)*

Dynamické riadenie umožňuje dosahovať vysokú presnosť riadenia elektromechanických veličín (moment, rýchlosť, poloha) v dynamických a statických režimoch. Uplatňuje sa predovšetkým v náročnejších polohových a rýchlostných servopohonoch obrábacích strojov, robotov, dopravných prostriedkov a pod. Pri dynamickom riadení riadiaci modul musí navyše zabezpečovať aj realizáciu generátora elektromagnetického momentu, identifikáciu parametrov motora a záťaže, samonastavovanie parametrov regulátorov, napr. regulátora rýchlosti.

Dynamické riadenie sa môže realizovať:

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

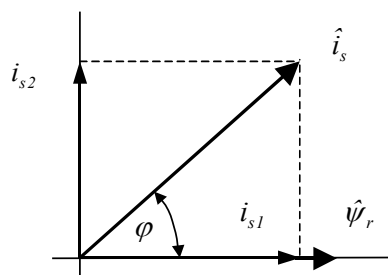
Princípy dynamického (vektorového) riadenia, ktoré publikovali začiatkom 70. rokov F. Blaschke, K. Hasse spôsobili prelom v oblasti metód riadenia striedavých motorov. Cieľom vektorového frekvenčne-amplitúdového riadenia je dosiahnuť priame riadenie momentu a magnetického toku AM. Pojem "*vektorové riadenie*" vychádza zo skutočnosti, že pri takomto spôsobe je riadenou veličinou modul aj fáza vektora statorového napätia alebo prúdu AM. Vektorové riadenie vychádza zo všeobecnej analógie medzi jednosmernými a striedavými motormi.

Vektor stavových veličín striedavého stroja (napätia, prúdu, magnetického toku) zaviedli K. Kovacs -I. Rác v práci [7] koncom 50-tych rokov. Metódy vektorového riadenia využívajú orientáciu súradnicového systému na vektor magnetického toku statora, rotora alebo magnetického toku vo vzduchovej medzere. Rozdiely vyplývajúce z voľby súradnicového systému (referenčného vektora magnetického toku) sa prejavujú v dynamike a citlivosti na zmeny parametrov regulačnej štruktúry. Princíp dynamického (vektorového) riadenia je možné zjednodušene interpretovať zo vzťahu pre elektromagnetický moment asynchrónneho motora - AM, ktorý je určený vektorovým súčinom vektora magnetického toku rotora a statorového prúdu:

$$M_m = k_m \left| \hat{\Psi}_r \times \hat{i}_s \right|_z \quad \text{kde} \quad k_m = \frac{3}{2} p' \frac{L_m}{L_r} \quad (6.13)$$

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

$$M_m = k_m \Psi_r i_s \sin \varphi \quad (6.14)$$

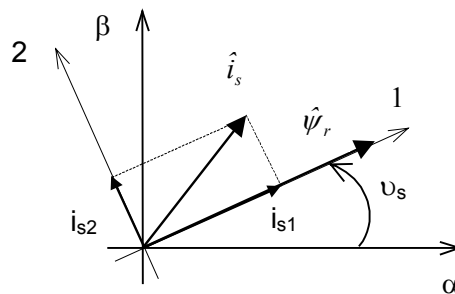


Obr. 6.21 Vektorový diagram statorového prúdu a magnetického toku rotora

Vektor statorového prúdu má vo zvolenom súradnicovom systéme (1,2) zložky i_{s1} a i_{s2} . Z vektorového diagramu *obr.6.21* 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 umožňujú dosiahnuť analogický model riadenia AM ako pre JM s cudzím budením. Budiaci prúd predstavuje zložka i_{s1} , označovaná ako *tokotvorná* zložka a prúd kotvy reprezentuje *momentotvorná* zložka statorového prúdu i_{s2} .

Maximálnu hodnotu momentu pri daných obmedzeniach veľkosti toku a prúdu je možné podľa vzťahu (6.14) dosiahnuť vtedy keď vektor prúdu je kolmý na vektor magnetického toku a uhol φ dosiahne hodnotu 90° . Táto vlastnosť sa dá využiť len vtedy keď zložka prúdu i_{s1} je nulová. Zložka prúdu $i_{s1}=0$ len pri riadení synchronných motorov s permanentnými magnetmi. Regulačné vlastnosti AM vyšetrujeme z dynamického modelu AM v súradnicovom systéme (1,2) orientovanom na vektor magnetického toku rotora.

$$\begin{aligned}\omega_k &= \omega_s, \\ \hat{\psi}_r &= \psi_{r1} = \psi_r, \psi_{r2} = 0\end{aligned}\quad (6.15)$$



Obr. 6.22 Vektorový diagram stavových veličín AM

Vektor magnetického toku rotora podľa *obr.6.22* je natočený oproti statorovému systému o uhol ν_s .

Prúdový model AM orientovaný na vektor magnetického toku rotora

Princíp vektorového riadenia je možné odvodiť z modelu riadenia AM orientovaného na vektor magnetického toku. Pre rotorový obvod s prihliadnutím orientácie toku (6.15) platí

$$\frac{d\psi_r}{dt} = -\frac{R_r}{L_r}\psi_r + L_m \frac{R_r}{L_r}\hat{i}_s - j\omega_{sl}\psi_r \quad (6.16)$$

Rozpísaním vektorovej rovnice (6.16) do zložkového tvaru získame z reálnej zložky „1“ vzťah pre modul toku

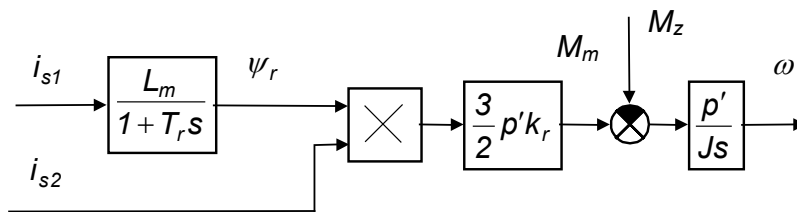
$$\psi_r = \frac{L_m}{1 + T_r s} i_{s1} \quad (6.17)$$

a z imaginárnej zložky „2“ vzťah pre sklz ω_{sl} alebo zložku prúdu i_{s2}

$$\omega_{sl} = R_r \frac{L_m}{L_r} \frac{i_{s2}}{\psi_r}, \quad i_{s2} = \frac{L_r}{R_r L_m} \psi_r \cdot \omega_{sl} \quad (6.18)$$

Podobne sa upraví aj vzťah pre moment motora

$$M_m = \frac{3}{2} p' \frac{L_m}{L_r} \psi_r i_{s2} \quad (6.19)$$



Obr. 6.23 Bloková schéma modelu riadenia AM orientovaného na vektor magnetického toku rotora

Dynamický model riadenia AM vyjadrený rovnicami (6.16) až (6.19) doplnený pohybovou rovnicou, charakterizuje bloková schéma na obr.6.23.

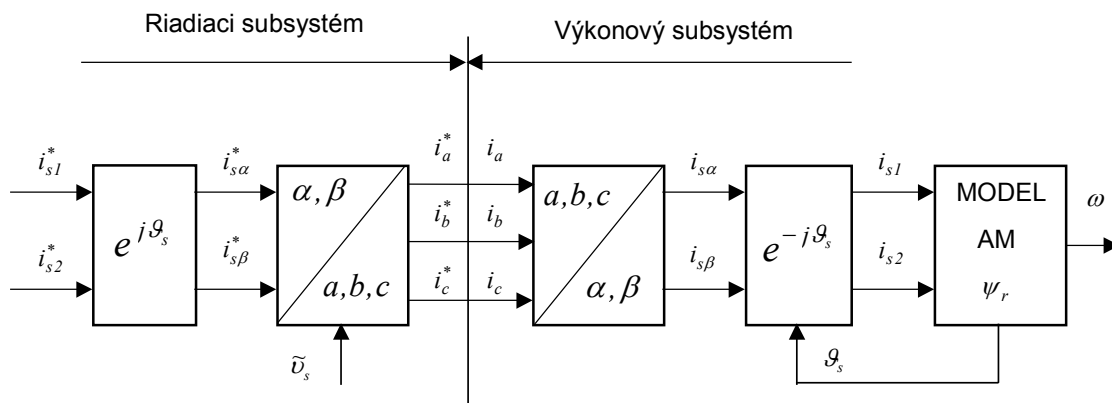
Dynamický model na obr.6.23 charakterizuje základné vlastnosti vektorového frekvenčne-prúdového riadenia AM, ktoré sú analogické vlastnostiam JM. Riadiace veličiny, zložky statorového prúdu i_{s1} , i_{s2} AM nie sú však priamo riaditeľné (nie sú ani merateľné) ako analogické veličiny JM (prúd kotvy a budenia). V ďalšej časti odvodíme princíp vektorového riadenia striedavých motorov.

Princíp vektorového riadenia AM

Princíp prúdového vektorového riadenia vychádza z predpokladu, že vieme pomocou regulačných obvodov AM vnucovať požadované hodnoty želaných veličín zložiek prúdov, kedy platí

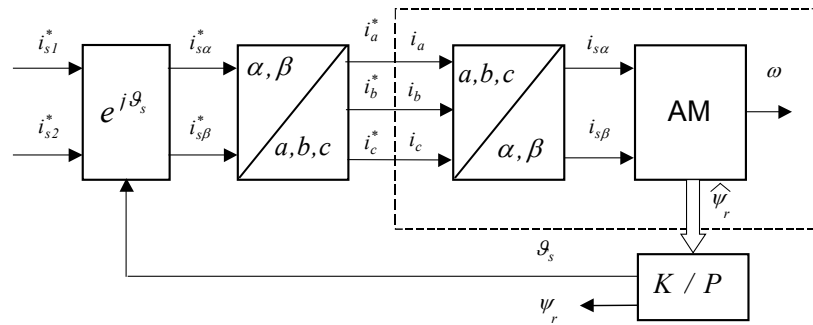
$$\begin{aligned} i_{s1}^* &\rightarrow i_{s1} \\ i_{s2}^* &\rightarrow i_{s2} \end{aligned}$$

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.6.24. Systém spracovania veličín je, ako možno vidieť obrázku, založený na transformáciách, z 3/2 alebo 2/3 - ktoré sme v predchádzajúcej časti uviedli ako Clarkovu transformáciu a transformáciu pootočením – Parkovej transformácii. Transformácia pootočením vyžaduje znalosť polohy vektora magnetického toku rotora, uhol $\tilde{\vartheta}_s$.



Obr. 6.24 Transformácia stavových premenných pri vektorovom riadení

Princíp vektorového riadenia je založený na nepriamom meraní alebo pozorovaní vektora magnetického toku rotora obr.6.25. Na obrázku je blokom K/P označený prevodník z kartézskoho do polárneho súradnicového systému.



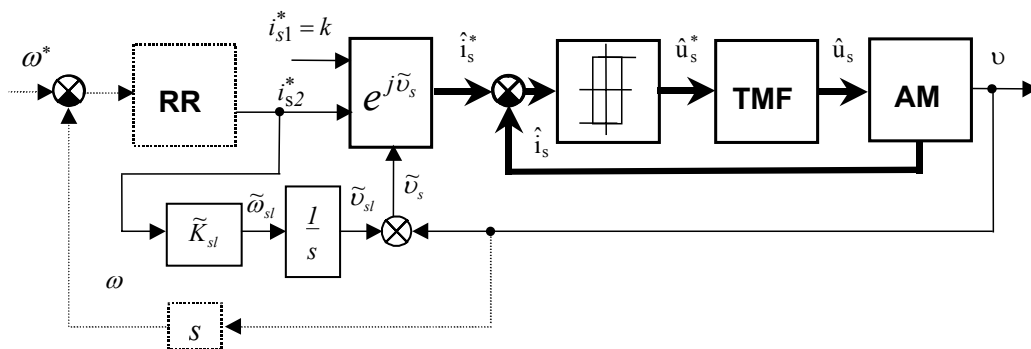
Obr. 6.25 Principiálna schéma vektorového frekvenčne-prúdového riadenia AM

Zložky vektora magnetického toku rotora, statora nie sú priamo merateľné veličiny. Podľa spôsobu vyhodnotenia magnetického toku sa využívajú dva základné spôsoby dynamického (vektorového) riadenia:

- nepriame vektorové riadenie,
- priame vektorové riadenie.

Nepriame vektorové riadenie

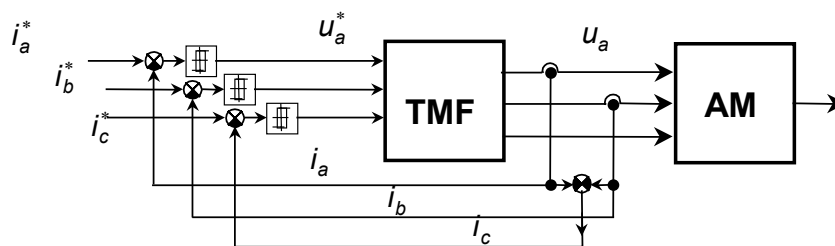
Pri nepriamom vektorovom riadení AM sa využíva princíp dopredného frekvenčne-prúdového riadenia obr.6.26, najčastejšie pre konštantnú hodnotu magnetického toku, kde blok TMF - predstavuje tranzistorový menič frekvencie. Frekvenčne-prúdové riadenie je realizované pomocou regulačných obvodov fázových prúdov. Konkrétne riešenie je uvedené na obr.6.27.



Obr. 6.26 Bloková schéma realizácie nepriameho vektorového riadenia AM pre $i_{s1} = konst$

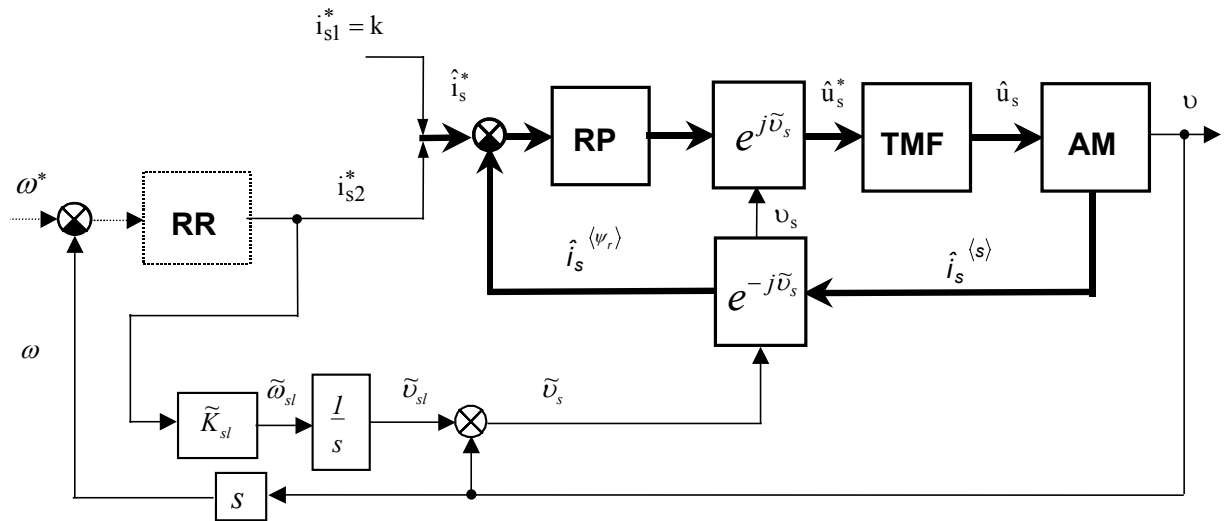
Regulačné obvody fázových prúdov obsahujú nelineárne - hysterézne regulátory. Jediným nastaviateľným parametrom regulátorov je veľkosť hysterézie, ktorá určuje hodnotu zvlnenia prúdu. V systéme sa predpokladá, že postačuje merať len dva z troch fázových prúdov. Keďže platí

$$i_a + i_b + i_c = 0 \text{ potom } i_c = -i_a - i_b \quad (6.20)$$



Obr. 6.27 Realizácia hysteréznych regulátorov fázových prúdov systému TMF - AM

Nová štruktúra nepriameho vektorového riadenia vychádza zo stavového prúdového riadenia v súradnicovom systéme zviazanom s vektorom magnetického toku rotora a je uvedená na obr. 6.28.



Obr. 6.28 Nepriame vektorové riadenie so stavovými regulátormi prúdu i_{s1} , i_{s2}

Pre obidve schémy riadenia sa zo vzťahu (6.18) dá vypočítať pozorovaná sklzová uhlová rýchlosť $\tilde{\omega}_{sl}$. Zo vzťahu (6.17) platí pre želanú hodnotu toku vzťah

$$\psi_r^* = \tilde{L}_m i_{s1}^* \quad (6.21)$$

$$\text{Potom } \tilde{\omega}_{sl} = \frac{\tilde{L}_m}{\tilde{T}_r \psi_r^*} i_{s2}^*, \text{ ak } \tilde{K}_{sl} = \frac{\tilde{L}_m}{\tilde{T}_r \psi_r^*} = \frac{I}{\tilde{T}_r i_{s1}^*} \text{ potom } \tilde{\omega}_{sl} = \tilde{K}_{sl} i_{s2}^*, \quad (6.22)$$

\tilde{K}_{sl} je za predpokladu $i_{s1}^* = konst.$ konštanta. Polohu vektora magnetického toku rotora \tilde{v}_s na obr. 6.26 určuje vzťah

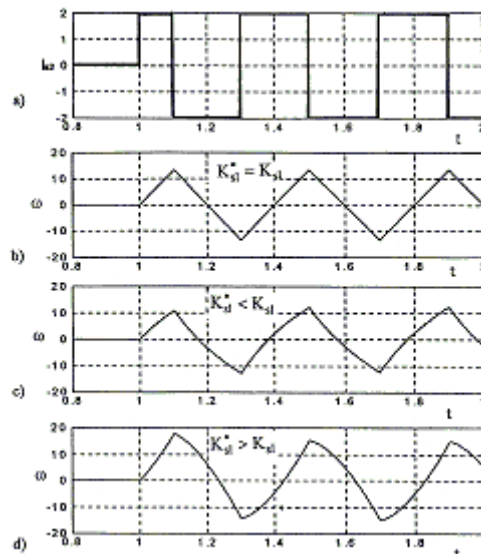
$$\tilde{v}_s = v + \int \tilde{\omega}_{sl} dt \quad (6.23)$$

kde v je uhol natočenia rotora.

Vyhodnotenie sklzovej uhlovej rýchlosti vychádza z predpokladu pozorovania časovej konštanty rotora \tilde{T}_r . V prípade ak nie je správne nastavená konštanta \tilde{K}_{sl} prejaví sa to v zhoršenej dynamike generátora momentu. Vzťah medzi želanou M_m^* a skutočnou hodnotou momentu M_m vyjadruje prenosová funkcia

$$\frac{\Delta M_m(s)}{\Delta M_m^*(s)} = a \frac{I + T_r s}{I + T_r^* s}, \quad a = \frac{T_r}{T_r^*} \quad (6.24)$$

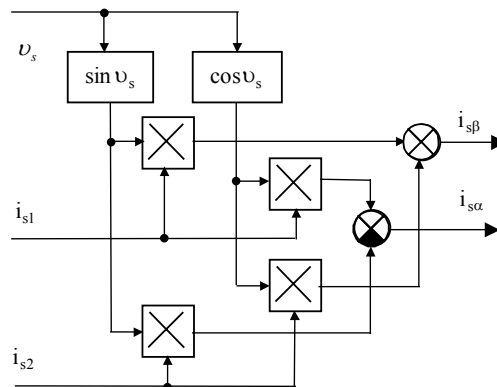
Prenosová funkcia (6.24) kvalitatívne vyjadruje dynamické vlastnosti generátora momentu v okolí zvoleného pracovného bodu. Využíva sa pri experimentálnom nastavovaní parametra \tilde{K}_{sl} . Z priebehov na obr. 6.29 vyplýva, že experimentálne nastavovanie konštanty je možné realizovať pomocou skokových zmien želané hodnoty zložky prúdu i_{s2} . Z pozorovania charakteru uhlovej rýchlosti, môžeme potom jednoduchým experimentom nastaviť požadovanú hodnotu sklzovej konštanty \tilde{K}_{sl} .



Obr. 6.29 Experimentálne nastavovanie konštanty \tilde{K}_{sl}

Na záver si podrobnejšie analyzujeme realizáciu transformácie riadiacich veličín i_{s1} , i_{s2} do statorového súradnicového systému pomocou bloku, ktorý je označovaný ako "vektor-rotátor". V blokovej schéme na obr.6.26 je transformácia vyjadrená vo vektorovom alebo v zložkovom tvare:

$$\hat{i}_s = \hat{i}_s e^{j\theta_s} \Rightarrow \begin{aligned} i_{s\alpha} &= i_{s1} \cos \theta_s - i_{s2} \sin \theta_s \\ i_{s\beta} &= i_{s1} \sin \theta_s + i_{s2} \cos \theta_s \end{aligned} \quad (6.25)$$

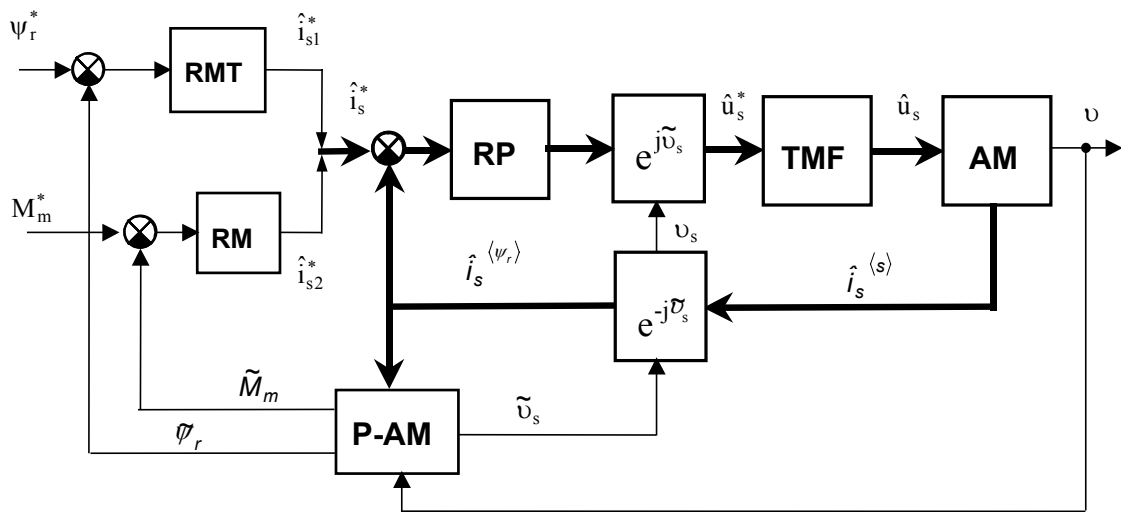


Obr. 6.30 Bloková schéma realizácie vektor-rotátora (6.25)

Realizácia vektor-rotátora "čakala" na vhodné technické prostriedky. V súčasnosti aplikáciou signálových procesorov (DSP) a monolitických mikropočítačov sa môžu realizovať v reálnom čase všetky požadované algoritmy vektorového riadenia obr.6.30.

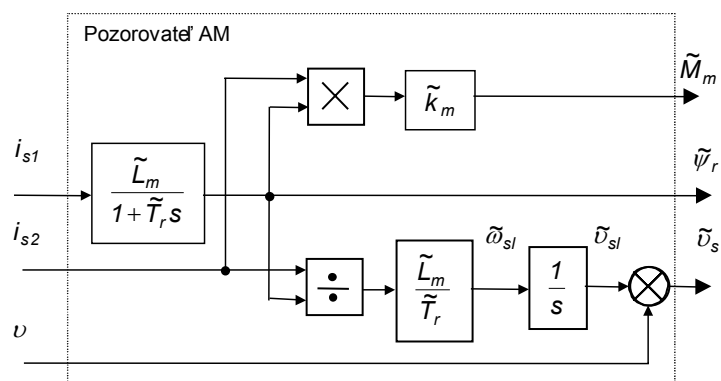
Priame vektorové riadenie AM

Pri priamom vektorovom riadení sa využíva spätnoväzbové riadenie momentu a toku. Blokovaná schéma generátora momentu AM obsahuje regulátor momentu RM, regulátor magnetického toku RMT a lineárne, najčastejšie PI, regulátory momentovej i_{s2} a tokovej zložky prúdu i_{s1} .



Obr. 6.31 Bloková schéma generátora momentu pri priamom vektorovom riadení

Štruktúra regulačných obvodov je zložitejšia v porovnaní s nepriamym vektorovým riadením. Spät-noväzbové riadenie momentu, toku a satorového prúdu zvyšuje presnosť riadenia a súčasne zvyšuje robustnosť systému voči zmenám parametrov. Pozorovateľ stavu AM predstavuje dynamický model AM v súradnicovom systéme (1,2), ktorý je parametricky závislý prakticky len na časovej konštante rotora T_r je vyjadrený blokovou schémou na obr.6.32. Veličiny označené horným indexom „vlnkou“ predstavujú pozorované veličiny a parametre AM.



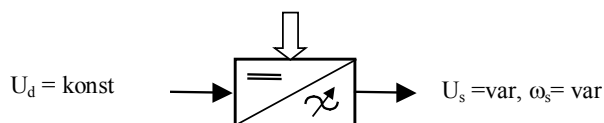
Obr. 6.32 Pozorovateľ stavu AM s priamym meraním polohy rotora

7. Polovodičové meniče pre striedavé motory

7.1 Základné delenie meničov frekvencie

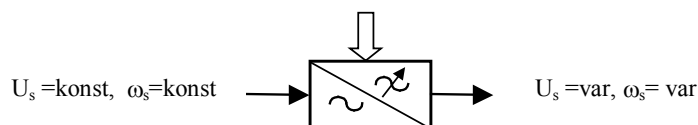
Polovodičové meniče pre striedavé motory rozdeľujeme do dvoch základných kategórií:

- striedač (*striedač frekvencie*) - menič určený na premenu jednosmerného prúdu na striedavý prúd



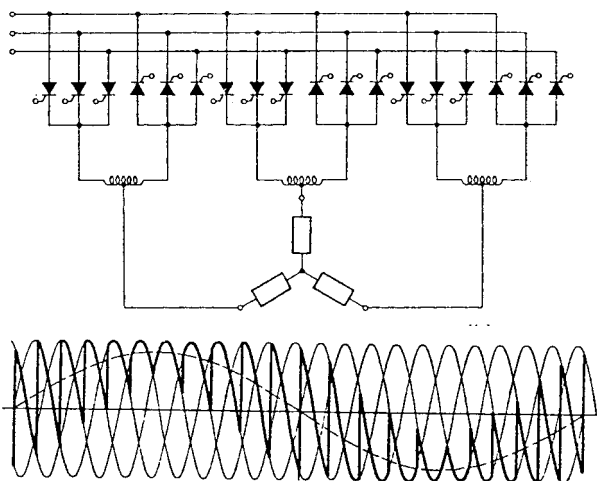
Obr. 7.1 Základné označenie striedača frekvencie

- striedavý menič (*cyklokonvertor*) - menič určený na premenu striedavého prúdu daných parametrov na striedavý prúd iných parametrov



Obr. 7.2 Základné označenie priameho striedavého meniča - cyklokonvertora

Príklad zapojenia cyklokonvertora spolu s priebehom výstupného napätia je zobrazený na obr. 7.3.

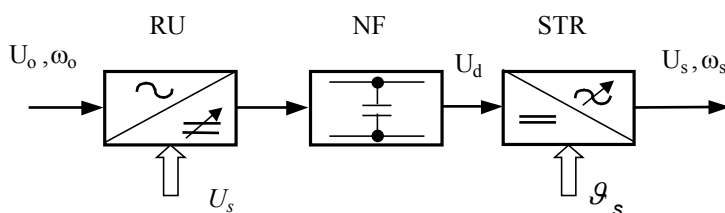


Obr. 7.3 Výkonová schéma zapojenia 18-tyristorového cyklokonvertora

7.2 Napät'ové meniče frekvencie

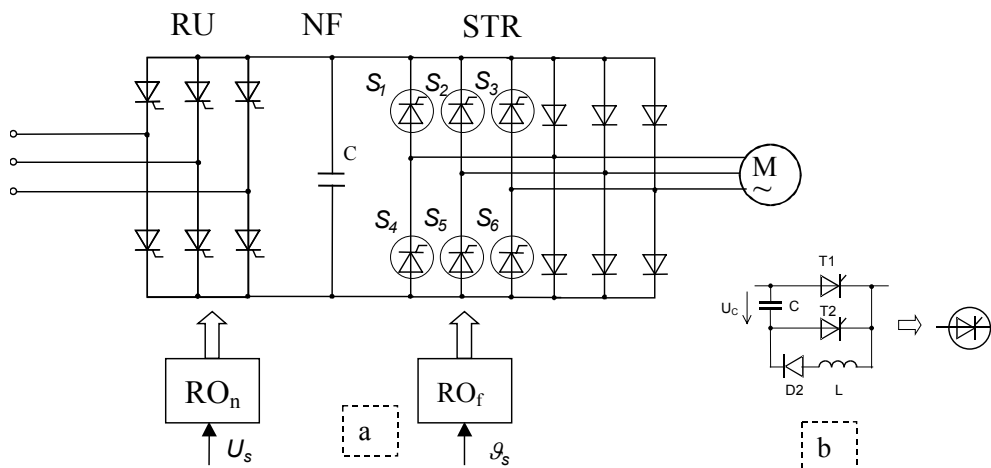
- s amplitúdovou reguláciou napätia
- so šírko-impulznou moduláciou napätia ŠIM

7.2.1 Napät'ové meniče frekvencie s amplitúdovou reguláciou napätia



Obr. 7.4 Nepriamy napät'ový menič frekvencie

Napät'ový tyristorový menič frekvencie s amplitúdovou reguláciou napätia *obr.7.4* obsahuje riadený tyristorový usmerňovač - *RU*, napät'ový filter - *NF* a tyristorový striedač frekvencie - *STR* s uhlom vodivosti 180° . Riadenie amplitúdy výstupného signálu zabezpečuje blok riadenia napätia RO_n , riadeného usmerňovača a frekvencie blok RO_f tyristorového striedača frekvencie, *obr.7.5*. Amplitúda a frekvencia sa riadi oddelene v dvoch výkonových jednotkách. Symbolom S_1 až S_6 sú na obrázku označené bloky plnoriadených tyristorov.



Obr. 7.5 a - Výkonová schéma napät'ového TMF s amplitúdovou reguláciou napätia b - plnoriadený tyristor s paralelnou kapacitnou komutáciou, T1-hlavný tyristor T2- pomocný tyristor

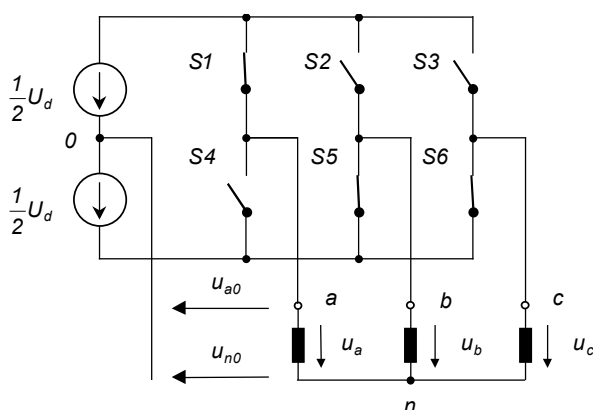
Logický model striedača napätia, *obr.7.6* uvažuje ideálne spínače S_1 až S_6 , ktoré spínajú jednosmerné napätie U_d . Algoritmus spínania spínačov S_1 až S_6 vychádza z nasledujúcich pravidiel:

1.pravidlo: spínače v diagonále nemôžu byť súčasne zopnuté

$$\begin{aligned} S1 &= \overline{S4} \\ S2 &= \overline{S5} \\ S3 &= \overline{S6} \end{aligned} \quad (7.1)$$

2.pravidlo: dvojica spínačov generuje napätie príslušnej fázy, ktoré sú vzájomne posunuté o 120°

$$\begin{aligned} S1, S4 &\Rightarrow \text{fáza } a \\ S2, S5 &\Rightarrow \text{fáza } b \\ S3, S6 &\Rightarrow \text{fáza } c \end{aligned} \quad (7.2)$$



Obr. 7.6 Logický model striedača napätia

Výstupné napätia striedača tvoria nesymetrickú trojfázovú sústavu

$$\begin{aligned} u_{a0} &= u_{an} + u_{n0} \\ u_{b0} &= u_{bn} + u_{n0} \\ u_{c0} &= u_{cn} + u_{n0} \end{aligned} \quad (7.3)$$

kde symetrické zložky výstupného napätia sú definované

$$\begin{aligned} u_{an} &= u_a \\ u_{bn} &= u_b \\ u_{cn} &= u_c \end{aligned} \quad (7.4)$$

a jednosmerná zložka napätia je určená vzťahom

$$u_{n0} = \frac{1}{3}(u_{a0} + u_{b0} + u_{c0}) \quad (7.5)$$

Fázové symetrické napätia sa po úprave dajú vyjadriť vzťahmi:

$$\begin{aligned} u_{an} &= u_{a0} - u_{n0} = \frac{1}{3}(2u_{a0} - u_{b0} - u_{c0}) \\ u_{bn} &= u_{b0} - u_{n0} = \frac{1}{3}(2u_{b0} - u_{c0} - u_{a0}) \\ u_{cn} &= u_{c0} - u_{n0} = \frac{1}{3}(2u_{c0} - u_{a0} - u_{b0}) \end{aligned} \quad (7.6)$$

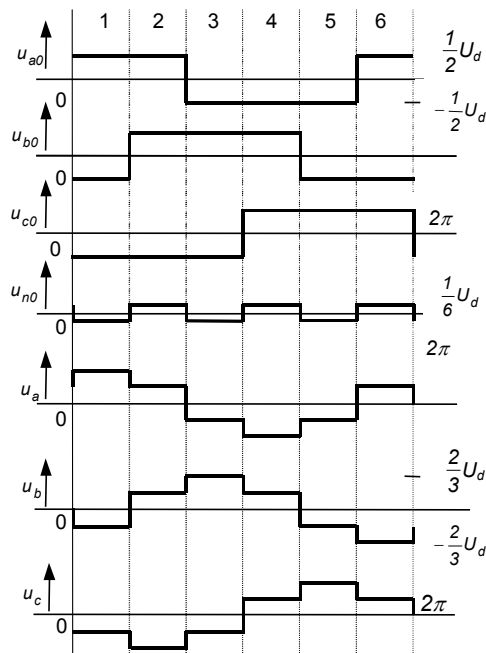
Pri amplitúdovej regulácii sa tvar napätia zachováva, mení sa len jeho veľkosť. Znamená to, že harmonická skladba napätia je rovnaká v celej oblasti frekvencií meniča. Pre jednotlivé harmonické zložky fázových napätí na obr. 7.7 platí:

$$u_v = \frac{4}{\pi} \left\{ \int_0^{\pi/6} \frac{2}{3} U_d \cos v x dx + \int_{\pi/6}^{\pi/2} \frac{1}{3} U_d \cos v x dx + \right\} \quad (7.7)$$

Pretože časový priebeh napätia je symetrický podľa časovej a napät'ovej osi, napätia obsahujú len nepárne harmonické zložky. Vzhľadom na šesťosovú symetriu obsahujú napätia len harmonické deliteľné tromi (tab.7.1).

$$\nu = 6k + 1$$

$$\text{kde } k = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \quad \text{potom } u_\nu = \frac{4}{3\pi\nu} U_d \left(\sin \nu \frac{\pi}{6} + \sin \nu \frac{\pi}{2} \right) \quad (7.8)$$



Obr. 7.7 Priebehy výstupných napätí striedača frekvencie pri amplitúdovom riadení

Tabuľka 7.1

ν	1	5	7	11	13	17	19	23	25
u_ν	0,637	0,127	0,091	0,058	0,049	0,037	0,033	0,025	0,0219

Amplitúda 1.harmonickej je

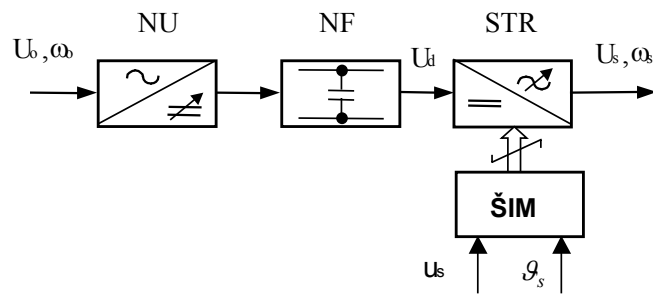
$$U_1 = \frac{2}{\pi} = 0,637 U_d \quad (7.9)$$

Maximálna veľkosť stupňovitého napätia, ktoré zodpovedá veľkosti vektora napätia je

$$U_{max} = \frac{2}{3} U_d \text{ ale } U_1 < U_{max} \quad (7.10)$$

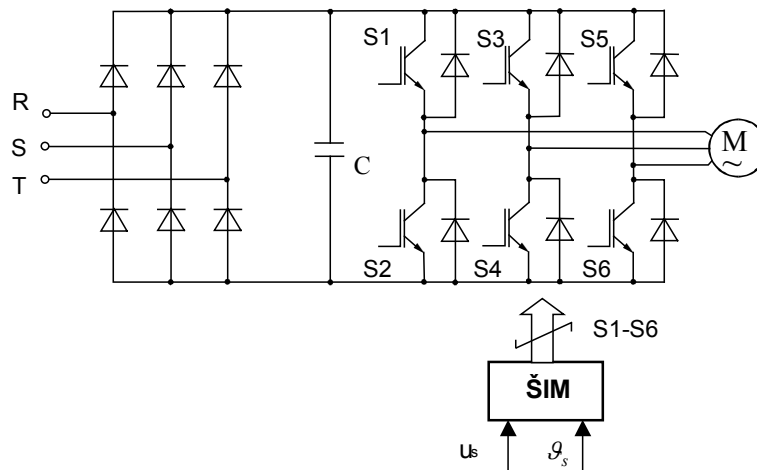
7.2.2 Napät'ové meniče frekvencie so šírko-impulznou moduláciou napätia - ŠIM

Napät'ové meniče frekvencie so ŠIM obsahujú podľa blokovej schémy na obr.7.8 nasledovné funkčné bloky: *NU* - neriadený usmerňovač, *NF* - napät'ový filter, *STR* - striedač frekvencie, *ŠIM* - blok realizujúci šírko-impulznú moduláciu.



Obr. 7.8 Bloková schéma napät'ového TMF so šírko-impulznou moduláciou napätia

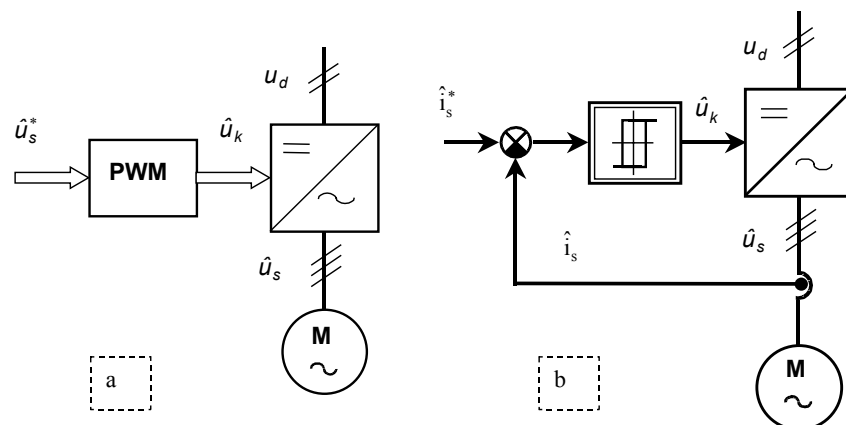
Príklad zapojenia napät'ového tranzistorového meniča frekvencie je uvedený na obr.7.9. Výkonová schéma meniča obsahuje vstupný šesťimpulzový neriadený usmerňovač napájaný trojfázového nn napájacieho zdroja, jednosmerný medziobvod tvorí filtračný kondenzátor C a na výstupe je zapojený tranzistorový striedač frekvencie so šiestimi spínačmi S1-S6. Riadenie amplitúdy a frekvencie trojfázového výstupného signálu striedača frekvencie zabezpečuje blok ŠIM.



Obr. 7.9 Výkonová schéma zapojenia napät'ového tranzistorového meniča frekvencie

7.2.3 Základné metódy riadenia tranzistorového striedača

Základné metódy riadenia tranzistorového striedača frekvencie sa delia na napät'ové a prúdové metódy šírko-impulznej modulácie ŠIM. Princíp metód je uvedený na obr.7.10.



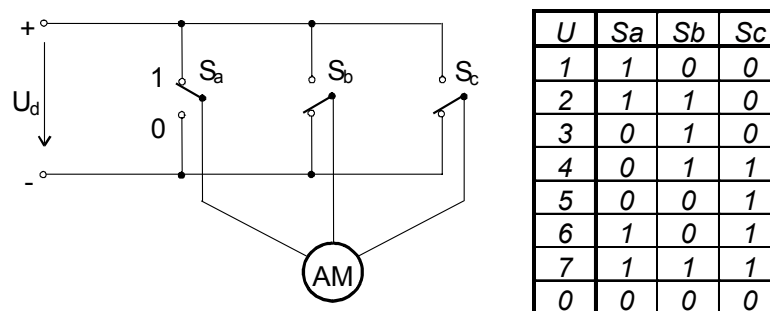
Obr. 7.10 a - Napät'ová ŠIM bez spätnej väzby, b - prúdová spätňoväzbová ŠIM

Základné metódy napäťovej ŠIM:

- sínusová ŠIM, komparačná metóda (porovnávanie nosného a modulačného signálu)
- metóda priestorového vektora
- metóda eliminácie harmonických

Metódy ŠIM vychádzajú z predpokladu, že riadenie amplitúdy a frekvencie výstupného napätia mení sa realizuje len riadením striedača ako impulzného systému.

Princíp riadenia je možné vysvetliť zo zjednodušeného modelu striedača frekvencie *obr.7.11*, ktorý je daný logickým stavom troch spínačov s_a, s_b, s_c . Stav spínačov sú definované tabuľkou prepínania, ktorá definuje 6 aktívnych a dva pasívne stavy.



Obr. 7.11 Zjednodušený logický model striedača napätia, vpravo - tabuľka prepínania stavov spínačov

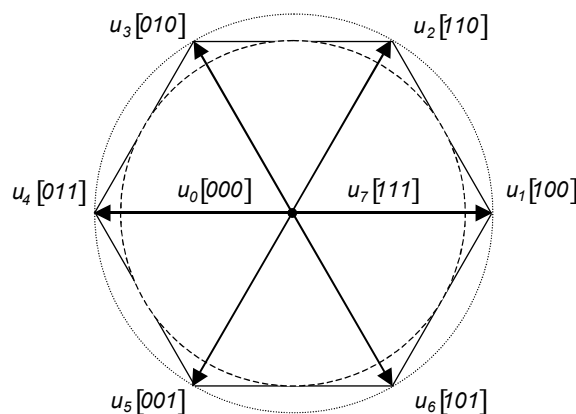
Stavy spínačov súčasne definujú výstupný vektor napätia striedača frekvencie vektor statorového napätia, *obr.7.12*. Vektor statorového napätia sa potom dá vyjadriť vzťahom

$$\hat{u}_s = \hat{u}_k \text{ kde } \hat{u}_k = \frac{2}{3} U_d e^{j(k-1)\pi/3} \text{ pre } k=1,2,\dots,6 \quad (7.11)$$

$$\hat{u}_k = 0 \text{ pre } k=0,7$$

Poznámka: pre jednotlivé aktívne stavy spínačov môžeme priradiť v komplexnej rovine nasledovné jednotkové vektory

$$\begin{aligned} s_a &\rightarrow 1 \\ s_b &\rightarrow 1 \cdot \hat{a} \text{ kde } \hat{a} = e^{j120} \\ s_c &\rightarrow 1 \cdot \hat{a}^2 \end{aligned} \quad (7.12)$$



Obr. 7.12 Zobrazenie vektora statorového napätia podľa tabuľky stavov

• Sínusová napäťová ŠIM

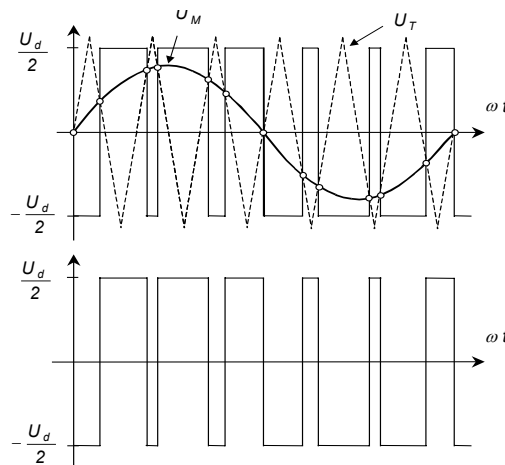
Princíp metódy je uvedený na *obr. 7.13*. Nosný trojuholníkový signál U_T sa porovnáva (komparuje) so sínusovým modulačným signálom frekvencie f_M . Modulačný signál U_M reprezentuje želanú hodnotu fázového napätia. Na výstupe komparátora dostaneme dvojhodnotový signál, ktorému je možné jednoducho priradiť stav príslušného spínača danej fázy. Kvalitatívne výstup komparátora určuje šírko-impulzne modulovaný výstupný signál zo striedača frekvencie.

Spôsob realizácie napäťovej ŠIM je uvedený na *obr. 7.14*. Bloková schéma obsahuje blok lineárnej transformácie z 2/3, ktorá umožňuje upraviť vstupný želaný vektor napätia \hat{u}_s^* na trojfázovú sústavu želaných napätí u_a^*, u_b^*, u_c^* . Ďalej schéma obsahuje generátor nosného signálu z konštantnou amplitúdou U_T a podľa výberu metódy ŠIM (asynchrónna, synchronná) sa definuje frekvencia nosného signálu f_T nasledovne

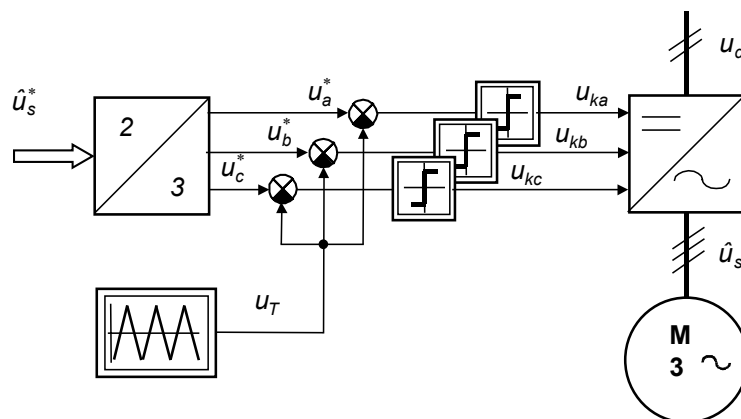
$$\text{asynchrónna ŠIM } f_T = \text{konst}, \quad f_T / f_M \neq \text{konst} \quad (7.13)$$

$$\text{synchronná ŠIM } f_T = \text{var}, \quad f_T / f_M = N \quad (7.14)$$

Pri synchronnej ŠIM sa frekvencia nosného signálu f_T mení v závislosti od modulačného signálu s frekvenciou f_M podľa vzťahu (7.14). Vo vzťahu je N je celé kladné číslo väčšie ako 1. Nosný signál je sfázovaný s modulačným signálom.



Obr. 7.13 Princíp synchronnej ŠIM



Obr. 7.14 Bloková schéma realizácie napäťovej sínusovej ŠIM

Podľa obr.7.13 amplitúda prvej harmonickej výstupného napätia meniča frekvencie bude:

$$U_{s1} = U_M \frac{U_d}{2U_T} \quad (7.15)$$

kde U_{s1} - amplitúda 1.harmonickej výstupného napätia meniča (amplitúda 1.harmonickej fázového satorového napätia)

U_M - amplitúda modulačného signálu

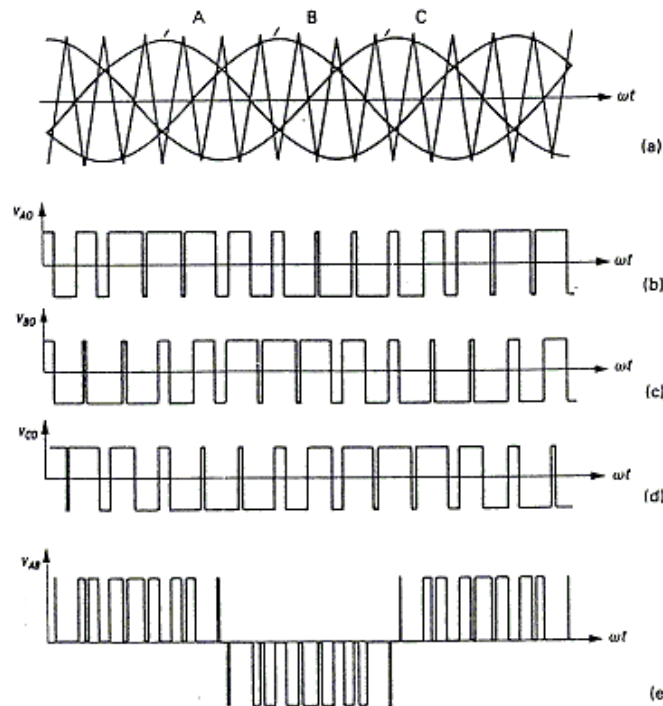
U_T - amplitúda nosného signálu

U_d - jednosmerné napájacie napätie striedača frekvencie

Pre kvantitatívne posudzovanie charakteristických vlastností rôznych druhov modulácií je vhodné zaviesť pojem modulačný index - m. Modulačný index je definovaný pomerom amplitúd modulačného signálu k nosnému signálu.

$$m = \frac{U_M}{U_T} \quad (7.16)$$

Konkrétny príklad vzťahu modulačného a nosného signálu dokumentu obr.7.15.



Obr. 7.15 Vzťah modulačných signálov trojfázovej sústavy napätí k nosnému signálu

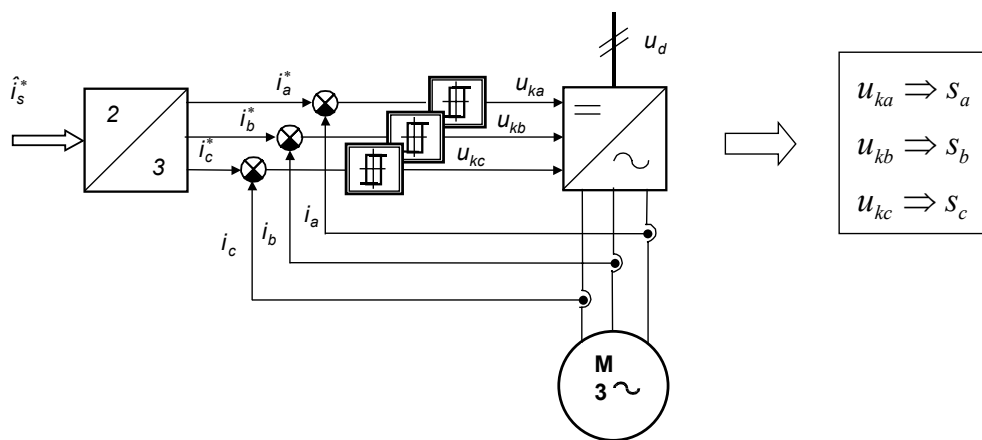
Kvalita výstupného napätia je závislá od pomeru frekvencií nosného k modulačnému signálu. Čím je väčší pomer tým sa znižuje vplyv vyšších harmonických v záťaži. Vzhľadom na typ záťaže, reprezentuje ju impedancia motora, ktorá ma charakter R-L záťaže, znižuje sa amplitúda a zvyšuje sa frekvencia harmonických výstupného napätia. Zväčšovaním frekvencie nosného signálu sa zvyšuje spínacia frekvencia polovodičových spínačov striedača frekvencie a tým sa zvyšujú jeho komutačné straty. V prípade ak nosný signál nie je synchronizovaný s modulačným vznikajú subharmonické kmity. Ich vplyv rastie so znižovaním pomeru nosnej frekvencie ku modulačnej, spôsobujú zvýšenie strát motora, hluku a vibrácií. Pre praktické aplikácie sa dodržiava v zásade požiadavka, pomer nosná/modulačná frekvencia bol väčší ako 9.

$$f_T / f_M > 9$$

V súčasnej generácii tranzistorových meničov frekvencie s IGBT tranzistormi sa dosahuje spínacia frekvencia meniča rádovo 1 až 10 kHz. S ohľadom priemyselnej aplikácie meničov kde výstupná frekvencia meniča je v rozsahu do 200 Hz, vyhovuje asynchrónna ŠIM v celom regulačnom rozsahu.

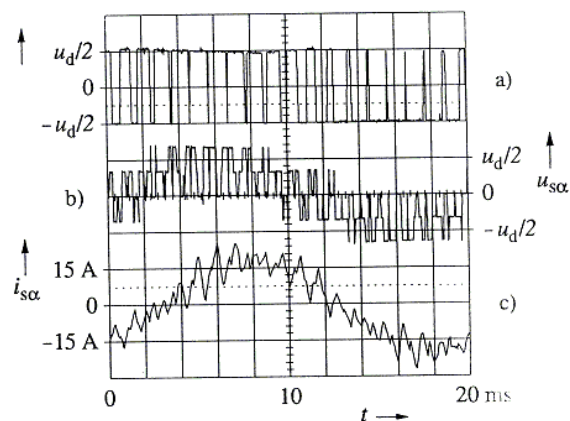
- **Prúdová ŠIM so spätnou väzbou**

Prúdová ŠIM so spätnou väzbou obsahuje pre trojfázový systém tri regulačné obvody fázových prúdov s nelineárnym regulátorom s hysteréznou charakteristikou. Veľkosť hysterézie, podobne ako aj pri aplikácii v jednosmerných systémoch, určuje zvlnenie striedavého prúdu. Regulačné schéma obsahuje blok lineárnej transformácie z 2/3, ktorá umožňuje upraviť vstupný želaný vektor statorového prúdu \hat{i}_s^* na trojfázovú sústavu želaných prúdov i_a^*, i_b^*, i_c^* . Výstupné signály z regulátorov majú dvojhodnotový charakter a priamo určujú spínacie stavy v príslušnej vetve, pozri obr. 7.16.



Obr. 7.16 Bloková schéma realizácie prúdovej sinusovej ŠIM so spätnou väzbou

Priebehy reálnych napätí a statorového prúdu TMF je zobrazený na obr. 7.17.



Obr. 7.17 Priebehy napätí a prúdov z reálneho tranzistorového meniča frekvencie

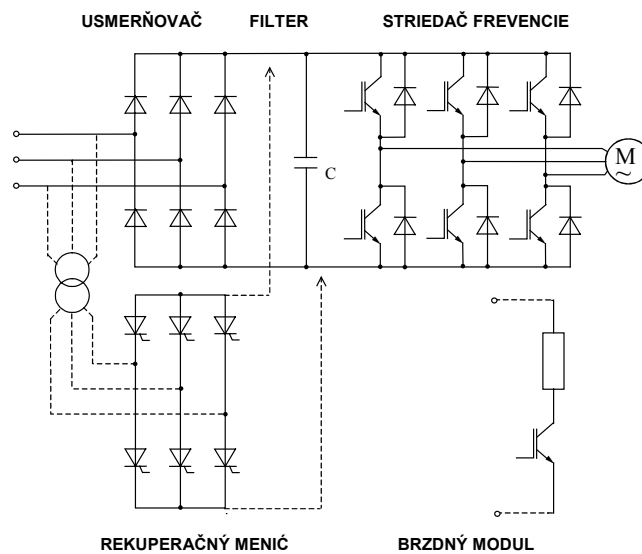
7.2.4 Tranzistorové meniče frekvencie pre striedavé motory

V oblasti priemyselnej automatizácie v posledných desiatich rokoch zaznamenávajú striedavé servopohony najvyššiu dynamiku nárastu. Priemyselné aplikácie riadenia pohybu sú reprezentované univerzálnymi priemyselnými pohonmi čerpadiel, kompresorov, ventilátorov, servosystémami robotov, číslicovo riadených obrábacích strojov a pod. Veľká pozornosť vývojových pracovísk a výrobcov je venovaná striedavým pohonom s asynchrónnymi a synchronnými motormi. Pohony s AM sú schopné

vďaka aplikácii nových metód riadenia v plnej miere konkurovať jednosmerným servopohonom aj v oblasti polohových systémov pre dynamicky náročné aplikácie ako napr. pre navíjačky, valcovacie stolice, letné nožnice.

Polovodičový menič frekvencie sa realizuje v rozsahu výkonov do rádovo 100 kW ako napäťový tranzistorový menič frekvencie. Základné zapojenie výkonovej časti je na obr. 7.18. Menič obsahuje:

- neriadený diódový dvojimpulzový (pre malé výkony rádovo 1 kW) alebo šesťimpulzový usmerňovač pre stredné výkony
- napäťový filter s filtračným kondenzátorom C
- tranzistorový striedač frekvencie
- rekuperačné jednotky
- vstupné a výstupné filtračné jednotky



Obr. 7.18 Základné zapojenie výkonovej časti tranzistorového meniča frekvencie

Výkonová časť meniča môže byť rozšírená o nasledovné *rekuperačné jednotky* zabezpečujúce vracanie mechanickej energie z motora do meniča alebo aj do napájacej siete

- brzdňý modul zabezpečuje dynamické brzdenie premenou (marením) elektrickej energie na teplo v brzdnom odporníku v jednosmernom medziobvode, využíva sa pre menšie výkony jednosmerných pohonov s obmedzenými požiadavkami na brzdenie motora
- rekuperačný najčastejšie tyristorový riadený usmerňovač pracujúci v invertorovom (striedačovom) režime, vracia buď priamo alebo pomocou transformátora (autotransformátora) energiu do siete, využíva sa len pre veľké výkonové jednotky s častým brzdením (reverzáciou otáčok).

Brzdenie jednosmerným prúdom motora je najjednoduchší spôsob dynamického brzdenia, nevyžaduje žiadne prídavné technické zriadenie, realizuje sa vhodným spínaním tranzistorov striedača frekvencie, nevýhodou je, že odvádzaná energia pri brzdení pohonu zohrieva motor.

Výkonová jednotka meniča môže obsahovať ďalej filtračné jednotky znižujúce obsah vyšších harmonických napájacej siete:

- na vstupnej strane sieťového napájania vstupný odrušovací RFI filter
- na výstupnej strane motorové tlmivky

Výkonové elektronické prvky (diódy, tranzistory, tyristory) sú realizované ako bezpotenciálové výkonové moduly, tranzistorové IGBT moduly môžu obsahovať aj aktívne ochrany proti dynamickému preťaženiu, umožňujú realizovať modulačné frekvencie rádovo 1 až 10 kHz..

Riadiaca jednotka meniča je realizovaná pomocou mikroprocesorových modulov umožňujúcich realizovať nasledujúce funkcie:

- šírkoimpulzná modulácia ŠIM (PWM), využíva sa na generovanie riadiacich algoritmov pre striedač frekvencie, ktorým sa realizuje výkonový trojfázový generátor napätia s premenlivou amplitúdou a frekvenciou. Kvalita výstupného signálu je daná výberom vhodnej metódy ŠIM, ktorá je charakterizovaná modulačným indexom (určuje maximálnu hodnotu výstupného napätia), frekvenciou ŠIM a obsahom vyšších harmonických (ovplyvňuje účinnosť a veľkosť akustického šumu motora, vysokofrekvenčné rušenie a pod.)
- napäťové frekvenčne amplitúdové riadenie AM, statické (skalárne riadenie) označované ako *Volt/Hertz (V/H) metóda riadenia*. Uplatňuje sa v menej náročných aplikáciách, predovšetkým v otvorených rýchlostných pohonoch (*bez snímača uhlovej rýchlosti*).

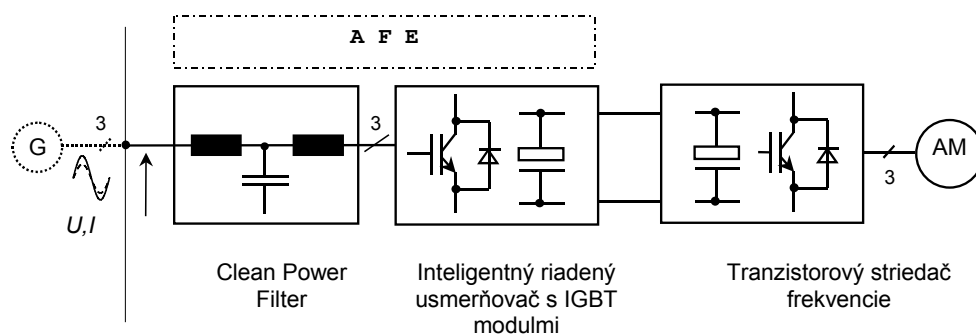
Riadiaci modul pre skalárne riadenie realizuje:

- funkčný prevodník U/f (lineárny alebo nelineárny - kvadratický)
- rozbehový člen (rampa) programový modul, ktorý definuje časový priebeh želanej statorovej frekvencie (nastavuje strmosť rozbehovej a dobehovej rampy)
- obmedzenie prevádzkových veličín (frekvencia, napätie, prúd)
- ochranu a istenie meniča (prepäťová, podpäťová ochrana, výpadok siete, tepelná ochrana, prúdové preťaženie, ochrana proti skratu medzi fázami, zemné spojenie)
- technologický regulátor PID s programové nastaviteľnými parametrami
- programovateľné vstupy a výstupy
- ovládanie z interného alebo externého ovládacieho panelu
- komunikácia s vonkajšími zariadeniami, s nadradeným riadiacim systémom
- aplikačné makrá (knihnice programov)

V oblasti priemyselnej automatizácie majú striedavé servopohony stále najvyššiu dynamiku nárastu. Priemyselné aplikácie riadenia pohybu sú reprezentované univerzálnymi priemyselnými pohonmi čerpadiel, kompresorov, dopravníkov, ventilátorov, inteligentnými servopohonmi robotov, číslicovo riadených obrábacích strojov, polohovacích, baliacich a polygrafických strojov a vysokonapätových pohonov veterných elektrární, skúšobných motorov, odstrediviek v cukrovaroch a lodných pohonov.

Inteligentné servopohony v koncepcii moderných zariadení umožňujú decentralizáciu a modulárnu koncepciu zariadení napr.: polygrafických strojov - tlačiarenských liniek, baliacich liniek, dopravníkových a drevoobrábacích strojov. Modulárne konštruované stroje umožňujú vyššiu flexibilitu, inteligentné meniče preberajú úlohy procesného riadenia a rozširujú sa aj technologické funkcie meničov o funkciu elektronickej prevodovky, elektronickej vačky a pod.

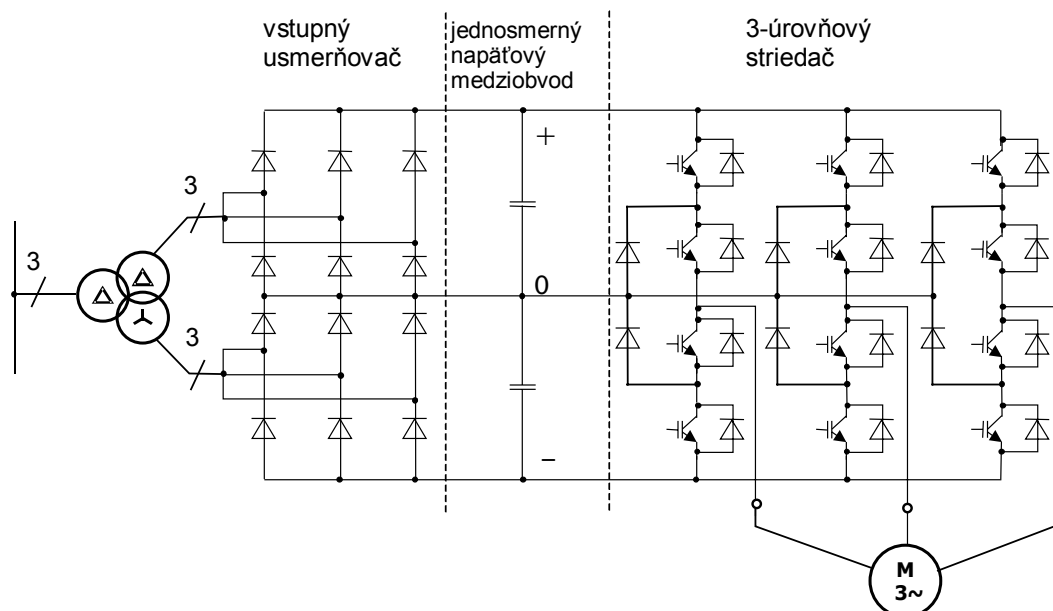
Efektívne riešenie kompatibility meniča so sieťou je náhrada diódového usmerňovača tzv. štvorkvadrantovým meničom, niekedy označovaným tiež pojmom kompatibilný usmerňovač alebo AFE - active Front End, *obr. 7.19*. Je to v podstate striedač pracujúci so ŠIM prevážne v usmerňovačovom režime doplnený vstupným filtrom označený na obrázku ako "Clean Power Filter". Výhodou tohoto meniča je nielen možnosť vracať energiu do siete, ale najmä obmedziť jalový výkon usmerňovača a zabezpečiť sínusový priebeh prúdu odoberaný zo siete. Prúd odoberaný zo siete je totiž vďaka ŠIM len veľmi málo zaťažený vyššími harmonickými. Cena frekvenčného meniča s uvedeným vstupným usmerňovačom je však podstatne vyššia ako cena meniča so vstupným diódovým usmerňovačom.



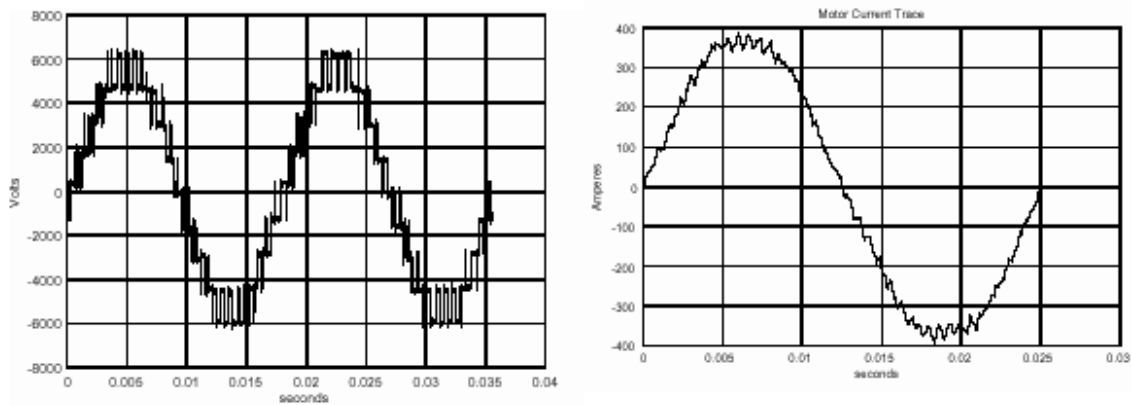
Obr. 7.19 Bloková schéma meniča frekvencie rozšírená vstupný blok AFE

Vďaka zdokonaľovaniu technológie polovodičových prvkov pre meniče veľkých výkonov s napätiami nad 1 000 V – najmä prvkov GTO, IGBT a IGCT – sa vo veľkej miere začína uplatňovať frekvenčne riadený pohon s asynchrónnym motorom aj v tejto oblasti. Napriek tomu sa však pri meničoch pre napätie nad 1 000 V vyskytujú určité špecifiká. Z hľadiska zákazníka je nepriaznivá predovšetkým ich vysoká cena. Táto skutočnosť vedie k zisteniu, že vysokonapäťový frekvenčný menič je možné efektívne použiť až pre pohony s výkonmi nad 1 MW. Rozšírenie frekvenčných meničov v oblasti nad 3 000 V však bránili i technické problémy so sériovým radením prvkov GTO a IGBT.

Zapojenie, ktoré uvedený nedostatok odstraňuje, sa nazýva *trojúrovňový (trojbodový) striedač* obr.7.20. Pre čo najnižšie zaťaženie motora je výkonová časť meniča tvorená trojúrovňovým spínaním. Znamená to, že na svorky motora môže byť zapojených päť rozličných úrovní združeného napätia. Toto jemne odstupňované spínanie vytvára spolu s výkonným riadením a impulznou moduláciou optimalizovanou na čo najnižšie straty motora v zásade sínusový priebeh prúdu motora. Znamená to minimálnu pulzáciu točivého momentu na hriadeli motora a nízke straty motora. Sieťovo je optimalizovaný aj vstupný usmerňovač meniča. Štandardné vyhotovenie je vybavené s 12-pulzným diódovým usmerňovačom a vo väčšine prípadov spĺňa všetky požiadavky smerujúce na účinník a obsah vyšších harmonických. Pri ešte vyšších nárokoch je možné použitie 24-pulzných vstupných usmerňovačov.



Obr. 7.20 Schéma zapojenia vysokonapäťového polovodičového meniča frekvencie



Obr. 7.21 Priebehy výstupného napätia a prúdu vysokonapätového polovodičového meniča frekvencie

V súčasnosti možno charakterizovať dva smery vo vývoji technických a úžitkových **parametroch** riadiacej jednotky meniča

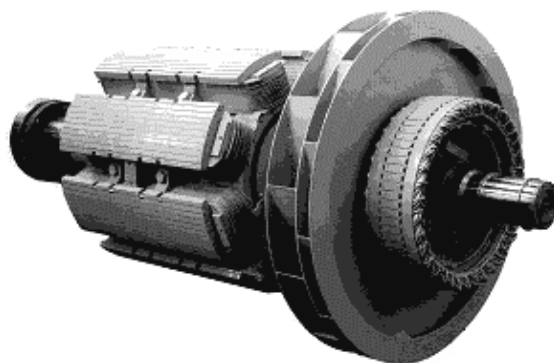
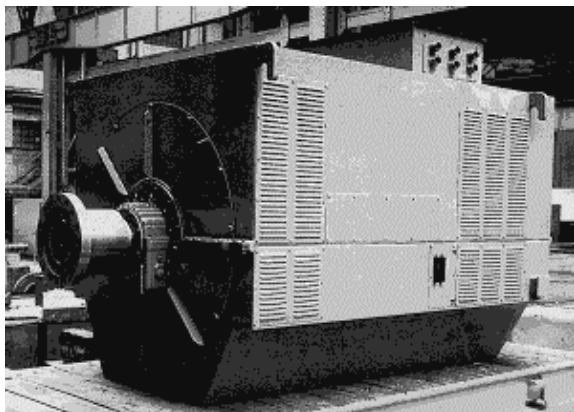
- Čo najjednoduchšia parametrizácia meniča pri jeho nasadzovaní v prevádzke v menej náročných aplikáciách: **plug and play** (nasad' a pracuj)
- Možnosť zákaznickeho softvéru a špeciálnych funkcií v meničoch pre najnáročnejšie aplikácie. Ako príklad možno uviesť **BICO technológiu**.

Vnútna štruktúra meničov nie je pevne nadefinovaná výrobcom. Pozostáva z funkčných blokov, ktoré sú navzájom prepájané binárnymi signálmi (BINECTORS) a konektormi (CONNECTORS). Prepájanie sa realizuje programovo pomocou parametrov.

8. Synchronné motory

Synchronné stroje t. j. synchronné motory (SM) a synchronné generátory (SG) sa delia podľa konštrukcie do nasledovných kategórií:

- Budené stroje
 - s hladkým rotorom
 - s vyjadrenými pólmi

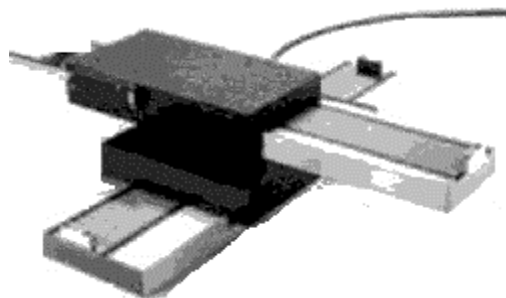


Obr. 8.1 Synchronný generátor s bezkefovým budením 3A256-08H 3250kVA, 11 000 V, 50 Hz, 750 min⁻¹

- Motory s permanentnými magnetmi (SMPM)
 - motory s elektronickým komutátorom (BDCM- brushless direct current motor)
 - krokové motory

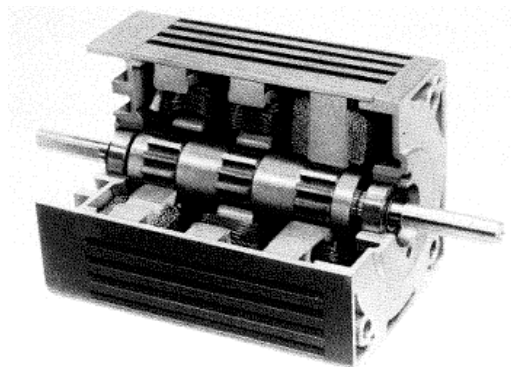


Obr. 8.2 Trojfázové synchronné motory s permanentnými magnetmi



Obr. 8.3 Aplikácia lineárnych krokových motorov na x-y pololohovadlo

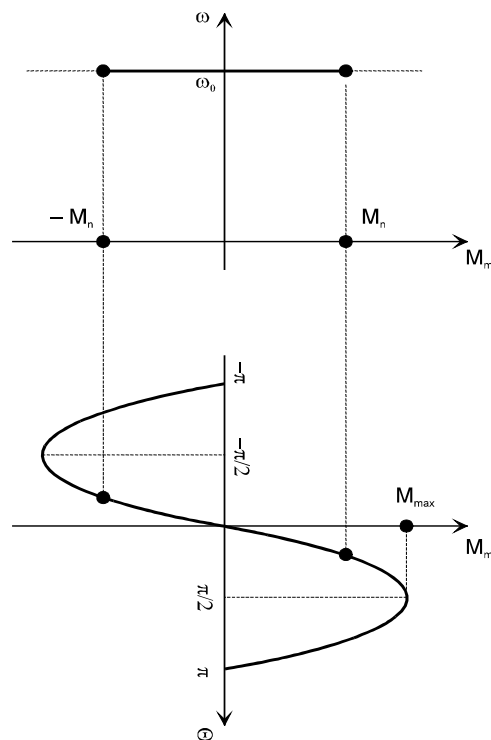
- Nebudené SM
- reakčné (reluktančné) motory.



Obr. 8.4 Rez reakčného krokového motora s deleným rotorom

8.1 Dynamický model SM v súradnicovom systéme (d,q)

Pri odvodzovaní matematických modelov synchrónneho motora s vyjadrenými pólmi, budem uvažovať stroj, ktorý má trojfázové statorové vinutie. Rotorové budiace vinutie je napájané cez kolektor jednosmerným prúdom, ktoré vytvára magnetický tok rotora. Rotor sa otáča v ustálenom stave synchrónne s otáčavým elektrickým poľom. Pri zaťažení SM sa oneskoruje uhol natočenia rotora ϑ oproti otáčavému elektrickému poľu ϑ_s o uhol, ktorý sa označuje ako záťažný uhol θ . Typický priebeh tejto závislosti je na obr.8.5

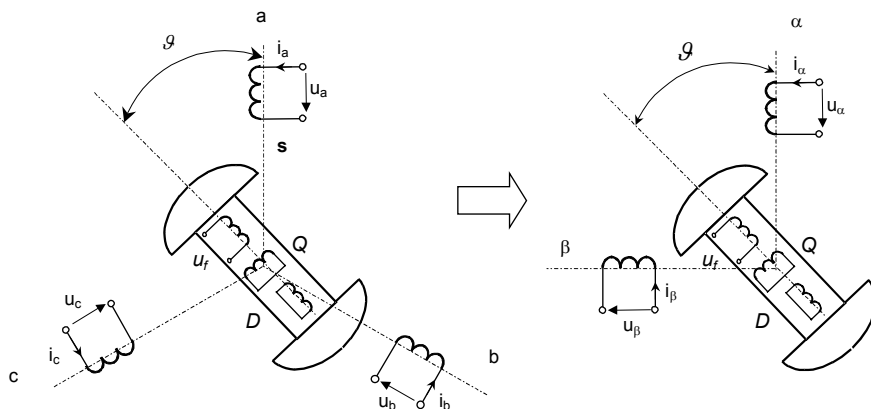


Obr. 8.5 Vzťah synchronizačnej a momentovej charakteristiky SM

Synchrónny stroj môže mať budenie realizované ako bezkrúžkové, obr.8.1. Vtedy je budiace vinutie napájané cez transformátorovú väzbu striedavým prúdom, ktorý je usmernený diódovým usmerňovačom umiestnenom na rotore.

Pre odvodenie dynamického modelu SM platia obdobné zjednodušujúce predpoklady ako pre asynchrónny motor s výnimkou vzduchovej medzery medzi statorom a rotorom. Vzduchová medzera nie je rovnomerná, rotor je konštrukčne usporiadaný v tvare kotvy, ktorá má rôznu magnetickú vodivosť, pričom v pozdĺžnej osi d je vzduchová medzera menšia ako v priečnej osi q , obr.8.6. Na odvodenie matematického modelu SM využijeme náhradnú elektrickú schému dvojpólového SM s trojfázovým statorovým vinutím a, b, c. Rotor, ktorý má tvar kotvy obsahuje

- *budiace vinutie (flux)* – „f“ orientované v smere pozdĺžnej osi rotora
- *tlmiace vinutia*, v smere pozdĺžnej osi rotora „D“ a druhé v smere priečnej osi rotora. „Q“. Tlmiace vinutia sú v náhradnej schéme reprezentované vinutiami nakrátko.

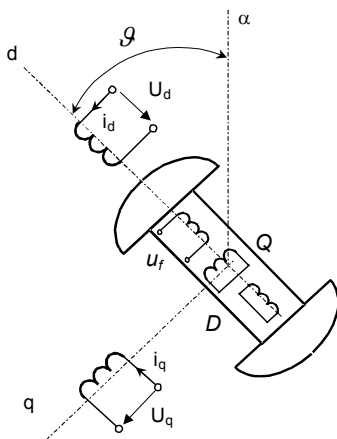


Obr. 8.6 Náhradné schémy trojfázového a dvojfázového dvojpólového SM

Otáčavé magnetické pole vyvolané trojfázovým systémom môže byť vytvorené aj ekvivalentným dvojfázovým systémom (α, β) , obr.8.6.

V náhradnej schéme sú zložky vektora statorového napätia a prúdu statora sú znázornené v statorovom súradnicovom systéme (α, β) . Pri otáčaní rotora, t.j. pri variabilnej hodnote uhla natočenia ϑ , sa však mení magnetická väzba medzi statorovými a rotorovými vinutiami. Táto vlastnosť sa môže v modeli odstrániť len transformáciou statorového systému rovníc do rotorového. Tým vytvoríme fiktívne statorové vinutia d, q spojené s rotorom. Medzi vinutiami rotora a fiktívnymi vinutiami d, q je potom pevná magnetická väzba (nie je závislá od uhla natočenia rotora). V ustálených stavoch budú napätia a prúdy fiktívnych statorových vinutí konštantné veličiny. Statorové veličiny, prúdy a napätia sa tak transformujú na jednosmerné veličiny. Tým sa výpočet prechodných dejov podstatne zjednodušuje.

Dynamický model synchronného motora s vyjadrenými pólmi je preto vhodné vyjadriť v rotorovom súradnicovom systéme roviny d, q .



Obr. 8.7 Elektrická schéma dvojfázového SM v rotorovom súradnicovom systéme d, q

Striedavý stroj, ktorý má rovnomernú vzduchovú medzeru medzi statorom a rotorom má vlastnosti homogénneho stroja. Takýto striedavý stroj je asynchrónny motor. Vzťahy pre magnetické toky homogénneho stroja sú symetrické. Ich tvar nie je závislý na voľbe súradnicového systému. Napr. pre statorový tok v súradnicovom systéme d, q platí vzťah

$$\hat{\psi}_s = L_s \hat{i}_s + L_m \hat{i}_r \quad \text{v zložkovom tvare} \quad \begin{cases} \psi_{sd} = L_s i_{sd} + L_m i_{rd} \\ \psi_{sq} = L_s i_{sq} + L_m i_{rq} \end{cases} \quad \text{kde } L_s = L_m + L_{s\sigma} \quad (8.1)$$

Vzťahy pre magnetické toky SM nie sú symetrické. Synchronný motor s vyjadrenými pólmi má rôznu magnetickú vodivosť smere osi „d“ a „q“. Pokiaľ v smere osi „d“ pre zložky magnetických tokov platia vzťahy

$$\begin{aligned} \psi_d &= L_d i_d + L_{df} i_f + L_{dD} i_D \\ \psi_f &= L_{df} i_d + L_f i_f + L_{fD} i_D \\ \psi_D &= L_{dD} i_d + L_{fD} i_f + L_D i_D \end{aligned} \quad (8.2)$$

pre os „q“ nadobúdajú vzťahy pre zložky magnetických tokov tvar

$$\begin{aligned} \psi_q &= L_q i_q + L_{qQ} i_Q \\ \psi_Q &= L_{qQ} i_q + L_Q i_Q \end{aligned} \quad (8.3)$$

Indukčnosti modelu synchronného stroja možno za uvedených podmienok nesymetrie zjednodušiť zavedením hlavných a rozptylových indukčností pre os „d“ a zvlášť pre os „q“

$$\begin{aligned} L_{md} &= L_{df} = L_{dD} = L_{fD} & L_{mq} &= L_{qQ} \\ \text{v osi „d“} \quad L_f &= L_{md} + L_{f\sigma} & \text{a v osi „q“} \quad L_q &= L_{mq} + L_{q\sigma} \\ L_d &= L_{md} + L_{d\sigma} & L_Q &= L_{mq} + L_{Q\sigma} \\ L_D &= L_{md} + L_{D\sigma} \end{aligned} \quad (8.4)$$

kde L_{md}, L_{mq} sú hlavné indukčnosti v osi d a q

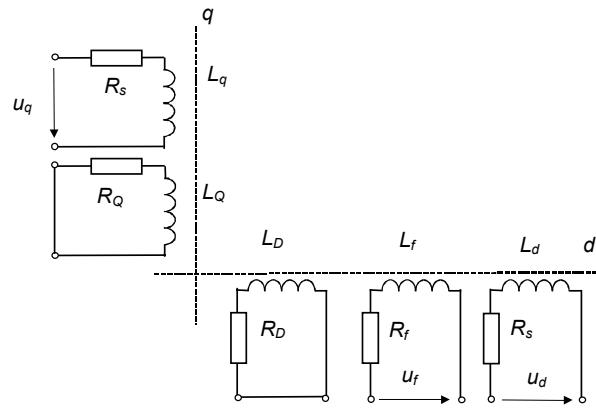
$L_{f\sigma}, L_{d\sigma}, L_{D\sigma}$ - sú rozptylové indukčnosti v osi d

$L_{q\sigma}, L_{Q\sigma}$ - sú rozptylové indukčnosti v osi q

Po úprave, vzťahy pre zložky vektorov magnetických tokov je možné zapísať prehľadne v maticovom tvare

$$\begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_f \\ \psi_D \\ \psi_q \\ \psi_Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & L_{md} & L_{md} & 0 & 0 \\ L_{md} & L_f & L_{md} & 0 & 0 \\ L_{md} & L_{md} & L_D & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_q & L_{mq} \\ 0 & 0 & 0 & L_{mq} & L_Q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_f \\ i_D \\ i_q \\ i_Q \end{bmatrix} \quad (8.5)$$

Elektromagnetický systém motora obsahuje elektrické rovnice statorového a rotorového obvodu, ktoré sa môžu jednoducho odvodiť z náhradnej elektrickej schémy obr.8.8.

Obr. 8.8 Náhradné schéma zapojenia vinutí buďného SM v súradnicovom systéme d, q

Elektromagnetický systém SM obsahuje rovnicu pre statorový obvod,

$$\hat{u}_s = R_s \hat{i}_s + \frac{d\hat{\psi}_s}{dt} + j\omega \hat{\psi}_s \quad \text{v zložkovom tvare} \quad \begin{aligned} u_d &= R_s i_d + \frac{d\psi_d}{dt} - \omega \psi_q \\ u_q &= R_s i_q + \frac{d\psi_q}{dt} + \omega \psi_d \end{aligned} \quad (8.6)$$

V označení zložiek vektora statorového napätia, prúdu a magnetického toku synchronného motora vynechávame dolný index „s“.

Rovnice pre rotorový obvod v osi d je to rovnica budiaceho vinutia,

$$u_f = R_f i_f + \frac{d\psi_f}{dt} \quad (8.7)$$

z rovníc tlmiacich vinutí v osi „D“ a „Q“

$$0 = R_D i_D + \frac{d\psi_D}{dt}, \quad 0 = R_Q i_Q + \frac{d\psi_Q}{dt} \quad (8.8)$$

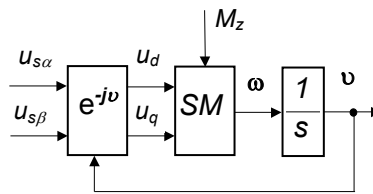
a rovnice pre elektromagnetický moment.

$$M_m = \frac{3}{2} p' \Im(\hat{i}_s \hat{\psi}_s^*) = \frac{3}{2} p' (\psi_d i_q - \psi_q i_d) \quad (8.9)$$

Mechanický systém je vyjadrený pohybovou rovnicou

$$\begin{aligned} M_m - M_z &= J \frac{d\omega_m}{dt} \\ \omega &= p' \omega_m \\ \mathcal{G} &= p' \mathcal{G}_m \end{aligned} \quad (8.10)$$

Dynamický model SM v súradnicovom systéme (d,q) je vyjadrený systémom rovníc (8.5) až (8.10). V prípade ak potrebujeme vyšetrovať dynamické vlastnosti synchronného motora pri riadení zmenou statorových napätí je možné model upraviť pomocou bloku transformácie pootočením do súradnicového systému (α,β) , obr.8.9.

Obr. 8.9 Model SM v súradnicovom systéme (α, β)

Dynamický model synchronného motora odvodený v predchádzajúcej časti je univerzálny a môže sa jednoducho upraviť aj pre model synchronného generátora.

8.2 Dynamický model synchronného generátora - alternátora

Model synchronného generátora získame z modelu SM, rovnice (8.5) až (8.10), zmenou orientácie smeru prúdu v statore a momentu generátora.

$$u_d = -R_s i_d + \frac{d\psi_d}{dt} - \omega \psi_q \quad (8.11)$$

$$u_q = -R_s i_q + \frac{d\psi_q}{dt} + \omega \psi_d$$

$$-M_g + M_z = J_G \frac{d\omega}{dt} \quad (8.12)$$

V napäťových rovniciach (8.11) definujeme indukované napätie, ktoré má dve zložky: pohybovú a transformačnú.

$$e_d = \frac{d\psi_d}{dt} - \omega \psi_q \quad (8.13)$$

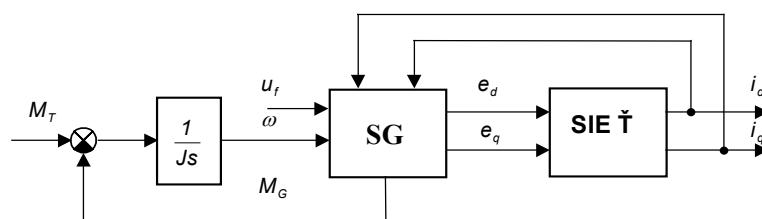
$$e_q = +\frac{d\psi_q}{dt} + \omega \psi_d$$

potom platí:

$$\begin{aligned} e_d &= u_d + R_s i_d \\ e_q &= u_q + R_s i_q \end{aligned} \quad (8.14)$$

Dynamický model synchronného generátora je možné rozšíriť o zdroj mechanickej energie napr. vodnej alebo plynovej turbíny. V pohybovej rovnici (8.12) premenná označená ako M_z sa nahradí označením M_T . Moment zotrvačnosti mechanickeho systému je rozšírený podľa vzťahu (8.15) o moment zotrvačnosti turbíny J_T .

$$J = J_T + J_G \quad (8.15)$$



Obr. 8.10 Bloková schéma modelu systému turbína - synchronný generátor

8.3 Dynamické riadenie synchronných motorov s permanentnými magnetmi

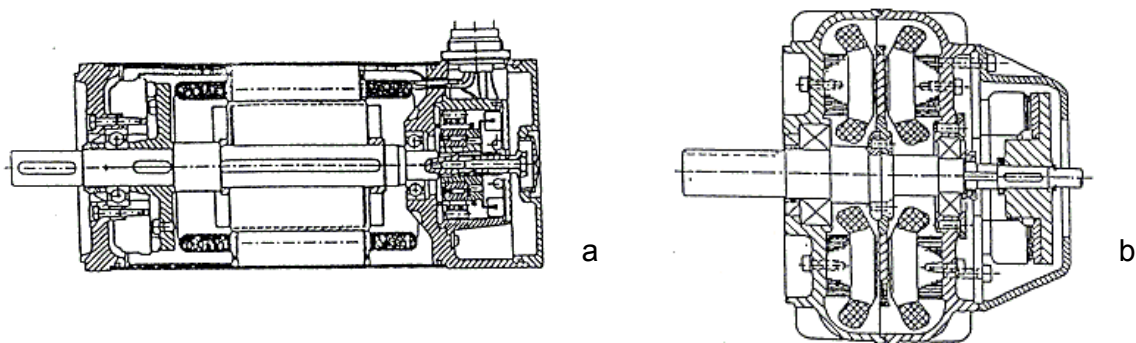
V oblasti striedavých servopohonov majú výrazné postavenie servopohony so synchronnými motormi s permanentnými magnetmi SMPM. Využívajú sa hlavne v oblasti polohových servopohonov posunov obrábacích strojov, robotov a iných priemyselných zariadení pre dynamické náročné aplikácie s vysokou presnosťou polohovania.

Synchronný motor s permanentnými magnetmi má realizované budenie stroja na rotore permanentnými magnetmi zo vzácnych zemín. Budenie stroja permanentnými magnetmi zabezpečuje bezkontaktnú realizáciu napájania motora. V porovnaní s jednosmernými motormi je toto riešenie výhodnejšie aj z hľadiska oteplenia stroja, pretože odvod tepla zo statora SM je jednoduchší ako z rotora JM.

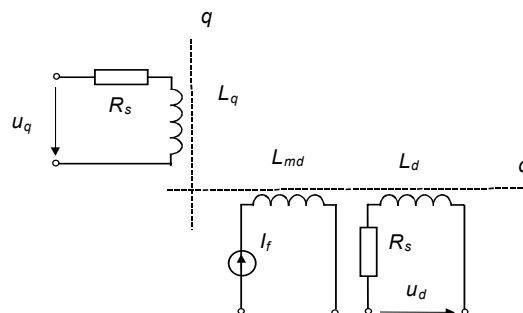
8.3.1 Konštrukčné usporiadanie SMPM

Synchronné motory s permanentnými magnetmi sa zhotovujú v dvoch variantoch

- s valcovou kotvou
- s diskovou kotvou



Obr. 8.11 Rez SM s permanentnými magnetmi SmCO_5 a - s valcovou kotvou) v pravej časti je umiestnený snímač polohy, b - diskovou kotvou s elektromagnetickou brzdou



Obr. 8.12 Náhradná elektrická schéma SMPM

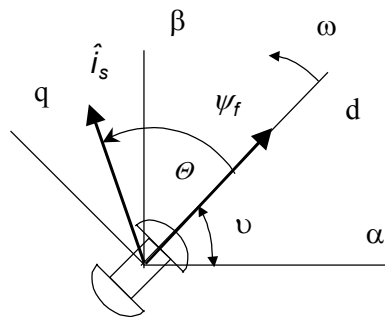
Synchronný motor s PM môžeme posudzovať z náhradnej elektrickej schémy na obr.8.12. Motor nemá tlmiace vinutia v osi „D“ a „Q“. SMPM má teda len veľmi malé elektromagnetické tlmenie čo sa výrazne prejavuje v dynamickom režime. Budiaci obvod je nahradený permanentným magnetom, ktorý je v schéme vyjadrený zdrojom konštantného budiaceho prúdu i_f . Magnetický tok tvorený permanentnými magnetmi je vyjadrený vzťahom

$$\psi_f = L_{md} i_f \quad (8.16)$$

Pre zložky magnetických tokov SMPM zo vzťahov (8.5) platia nasledujúce vzťahy

$$\begin{aligned}\psi_d &= L_d i_d + L_{md} i_f = L_d i_d + \psi_f \\ \psi_f &= L_{md} i_f \\ \psi_q &= L_q i_q\end{aligned}\quad (8.17)$$

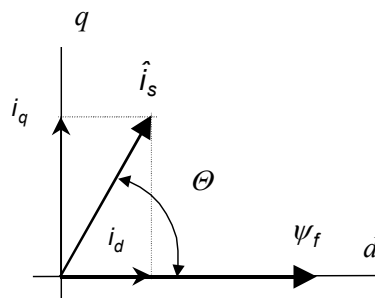
Dynamické riadenie synchronných motorov s permanentným magnetmi je podobne ako u asynchronných motorov založené na princípoch vektorového riadenia, ktoré bolo odvodené v kapitole 6.2. Rozdiel oproti riadeniu AM vyjadruje vektorový diagram riadiacich veličín SMPM na obr.8.13, z ktorého vyplýva, že poloha vektora magnetického toku PM ψ_f je jednoznačne definovaná uhlom natočenia rotora ν (pozdĺžnej osi d) oproti osi α statorového súradnicového systému. Keďže uhol natočenia rotora je priamo merateľná veličina, realizácia vektorového riadenia SMPM je oproti realizácii vektorového riadenia AM jednoduchšia.



Obr. 8.13 Vektorový diagram riadiacich veličín synchronného motora s PM

Z rovnice (8.9) môžeme dosadením vzťahov pre magnetické toky (8.17) upraviť vzťah pre moment motora

$$M_m = \frac{3}{2} p' (\psi_d i_q - \psi_q i_d) = \frac{3}{2} p' [\psi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \quad (8.18)$$



Obr. 8.14 Vektorový diagram statorového prúdu v súradnicovom systéme d, q

Vektor statorového prúdu v súradnicovom systéme d, q podľa obr.8.14 sa rozkladá na zložky

$$\begin{aligned}i_q &= i_s \cos \Theta \\ i_d &= i_s \sin \Theta\end{aligned}\quad (8.19)$$

kde Θ je záťažný uhol.

Po dosadení do (8.18) je možné upraviť vzťah pre moment nasledovne

$$M_m = \frac{3}{2} p' \left[\psi_f i_s \sin \delta + (L_d - L_q) \frac{i_s^2}{2} \sin 2\Theta \right] = M_{ms} + M_{mr} \quad (8.20)$$

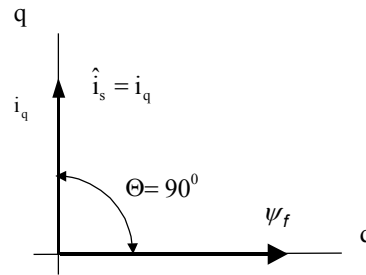
kde zložka

$$M_{ms} = \frac{3}{2} p' \psi_f i_s \sin \Theta \text{ je synchronizačný moment} \quad (8.21)$$

$$M_{mr} = \frac{3}{2} p' (L_d - L_q) \frac{i_s^2}{2} \sin 2\Theta \text{ je reakčný moment} \quad (8.22)$$

Pokiaľ pri vektorom frekvenčne-prúdovom riadení AM bolo nutné vektor statorového prúdu rozložiť na dve zložky tokotvornú i_{s1} a momentotvornú i_{s2} , pri dynamickom riadení SMPM je možné splniť podmienku (8.23), t.j. celý statorový prúd je možné realizovať ako momentotvornú zložku. Situácia pri vektorovom riadení vyjadruje *obr.8.15*.

$$\begin{aligned} \hat{i}_s &= i_q \\ i_d &= 0 \end{aligned} \text{ potom } \Theta = 90^\circ \quad (8.23)$$



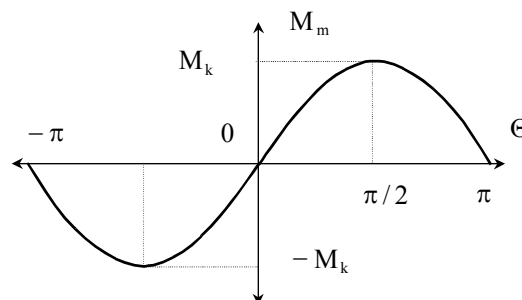
Obr. 8.15 Vektorový diagram statorového prúdu a toku pri vektorovom riadení SMPM

Dosadením podmienky (8.23) do (8.20) sa vzťah pre moment motor upraví na tvar

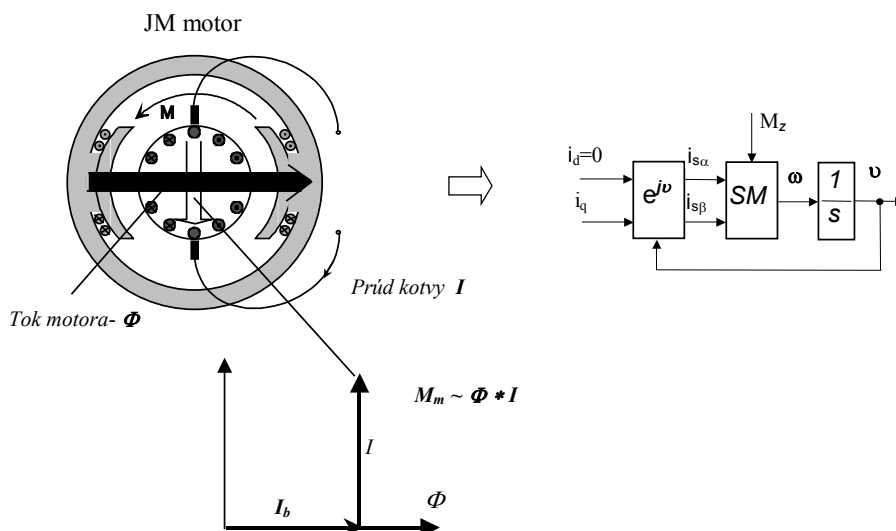
$$M_m = M_{ms} = \frac{3}{2} p' [\psi_f i_q] = \frac{3}{2} p' \psi_f i_s \sin \Theta \quad (8.24)$$

Vzťah pre moment motora vyjadruje synchronizačná momentová charakteristika znázornená na *obr.8.16*. Ak záťažný uhol prekročí hodnotu $\Theta = \pi / 2$, moment klesá a motor vypadne zo synchronizmu.

Na druhej strane, ak udržujeme záťažný uhol, $\Theta = \pi / 2$ potom pri danom prúde i_s bude SM dosahovať maximálny moment označený na obrázku hodnotou M_k . Touto podmienkou sa definuje základný algoritmus vektorového riadenia synchronných motorov s PM. Na základe uvedeného rozboru je možné zostaviť blokovú schému vektorového riadenia SMPM na *obr.8.17*.



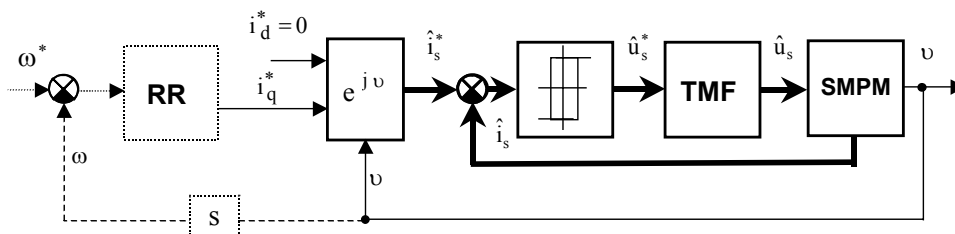
Obr. 8.16 Momentová - synchronizačná charakteristika synchronného motora



Obr. 8.17 Bloková schéma vektorového riadenia SMPM, realizácia elektronického komutátora

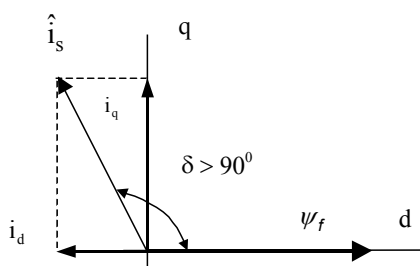
Pokiaľ chceme porovnávať schému riadenia s riadením jednosmerného motora s PM zistíme, že blok vektor-rotátora predstavuje vlastne elektronický komutátor. Vývojom metód riadenia elektrických motorov sa realizáciou vektorového riadenia nahradil mechanický komutátor JM elektrickým komutátorom. Z toho dôvodu výrobcovia servopohonov so SMPM označujú pohon ako bezkefový JM (Brushless DC motor).

Pri realizácii generátora elektromagnetického momentu sa môžu aplikovať schémy nepriameho a priameho vektorového riadenia AM uvedené v predchádzajúcej časti. Nepriame vektorové riadenie zobrazené v blokovej schéme na obr.8.18 má upravený len blok vektor-rotátora, ktorého vstupné veličiny sú upravené podľa špecifických požiadaviek riadenia SMPM uvedené vzťahom (8.23). Na obr.8.20 je zobrazená bloková schéma generátora momentu pri priamom vektorom riadení.

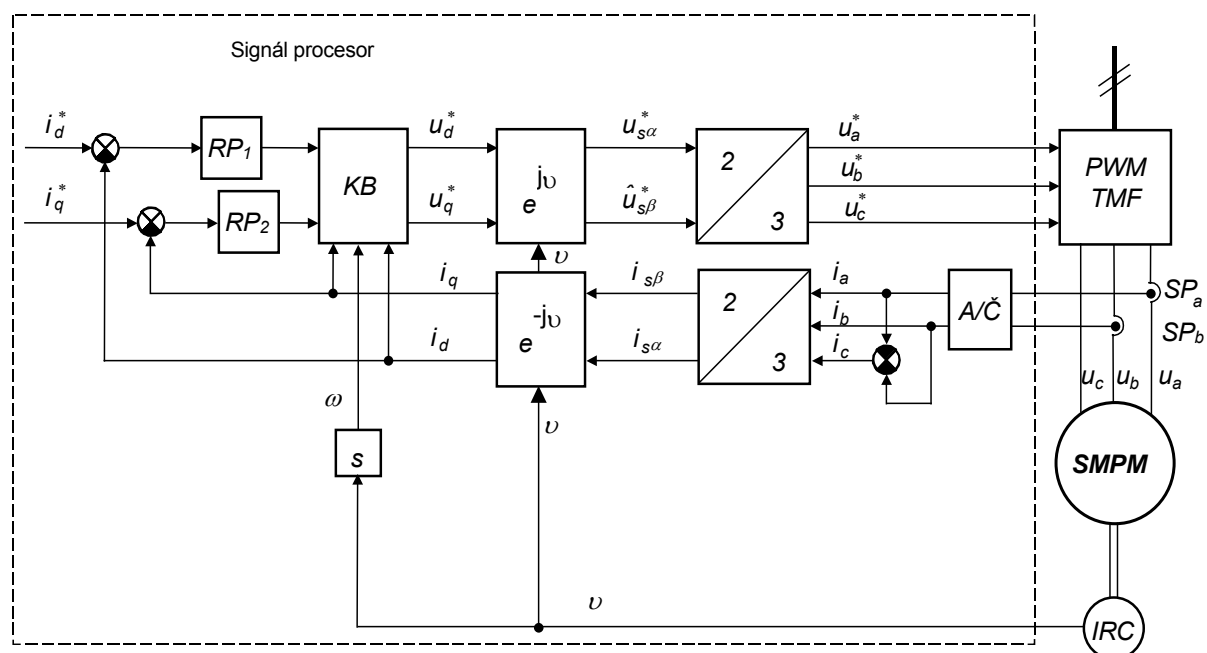


Obr. 8.18 Bloková schéma realizácie generátora momentu SMPM s nepriamym vektorovým riadením

Špecifickou vlastnosťou vektorového riadenia, uvedeného na obr.8.20 je, že zložkou prúdu i_d môžeme synchronný motor s PM aj odbudzovať. Táto vlastnosť je v porovnaní s riadením JM s PM nová regulačná vlastnosť umožňujúca rozširovať regulačný rozsah rýchlosti aj nad nominálne hodnoty. Princíp riadenia prúdu pri odbudzovaní charakterizuje vektorový diagram na obr.8.19.



Obr. 8.19 Vektorový diagram satorového prúdu pri odbudzovaní synchronného motora



Obr. 8.20 Bloková schéma zapojenia generátora elektromagnetického SMPM s priamym vektorovým riadením

Legenda k obrázku:

RP_1, RP_2 - regulátory prúdu (lineárne PS regulátory)

KB - kompenzačný blok

$e^{j\psi}, e^{-j\psi}$ - vektor-rotátor, Parkove transformácie

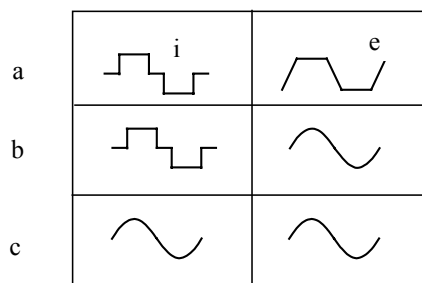
IRC - inkrementálny snímač polohy

SP_a, SP_b - snímače prúdu fázy a, b s galvanickým oddelením

8.4 Bezkefový jednosmerný motor

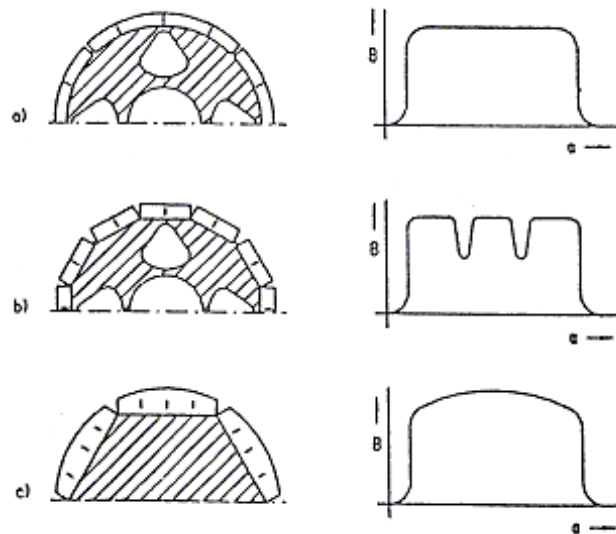
Pod týmto pojmom sa označuje upravené vektorové riadenie SMPM (BCDM - Brushless Direct Current Motor), ktorý spolu s elektronickým komutátorom a so špeciálnym snímačom polohy a elektronikou na vyhodnotenie polohy je súčasťou motora.

Pre tento spôsob riadenia sa špeciálne upravuje aj konštrukcia motora (tvar a umiestnenie PM na rotore). Na obr.8.21 sú uvedené priebehy statorového prúdu a indukovaného napätia, ktoré charakterizujú tri základné úpravy SMPM. Pre riadenie BCDM je vhodná len konštrukcia s pravouhlým tvarom statorového prúdu (variant a, b).



Obr. 8.21 Tvar statorového prúdu a indukovaného napätia charakterizujúci konštrukčné úpravy SMPM

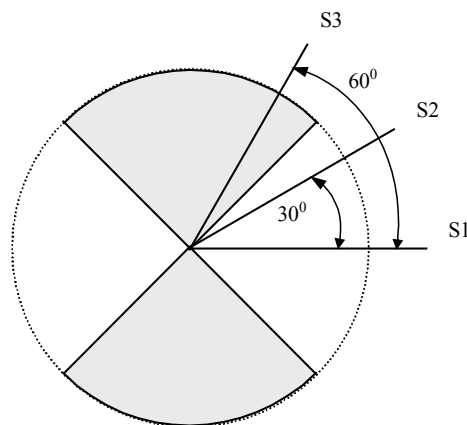
Variant c uvedený na obr.8.21 predstavuje požiadavku harmonického napájania, ktorá je štandardnou požiadavkou pri vektorom riadení SMPM.



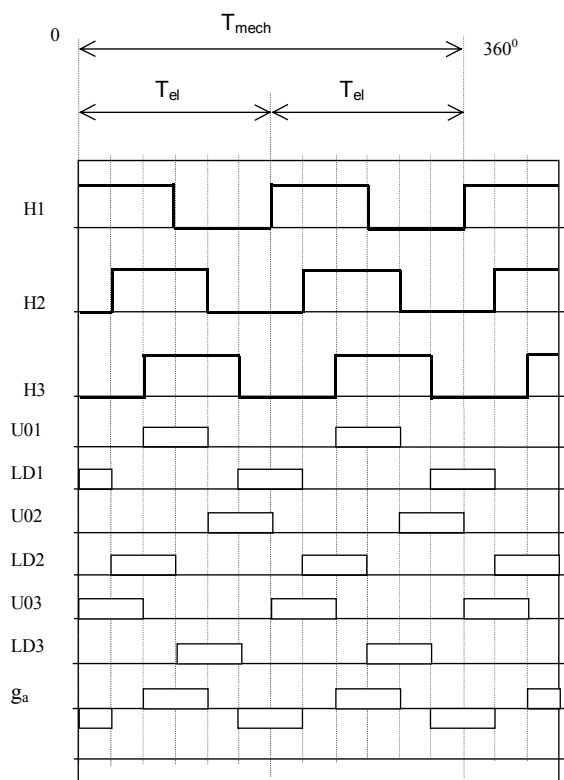
Obr. 8.22 Rezy valcových rotorov s rôznym tvarom magnetov PM: a.) - pravouhlý priebeh mag. indukcie, b.) - pravouhlý priebeh mag. indukcie, c.) - sinusový priebeh mag. indukcie.

Obdĺžnikový charakter tvaru statorového prúdu výrazne zjednodušuje požiadavky na meranie uhla natočenia hriadeľa. Pre realizáciu snímača polohy postačuje snímač s malou rozlišovateľnou schopnosťou.

Ako príklad uvádzame na obr.8.23 princíp snímania polohy pre štvorpólový stroj. Snímač obsahuje terčík s dvomi farebnými segmentami a indukčných alebo Hallových snímačov polohy S1, S2, S3, ktoré sú vzájomne pootočené o mechanický uhol 30° .



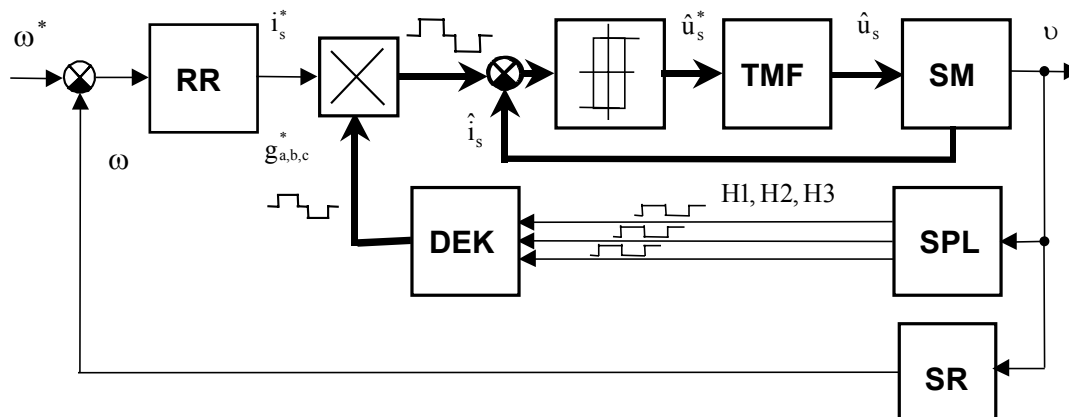
Obr. 8.23 Principiálne usporiadanie snímača polohy pre riadenie štvorpólového JM s elektronickým komutátorom



Obr. 8.24 Priebehy výstupných signálov zo snímača polohy BDCM

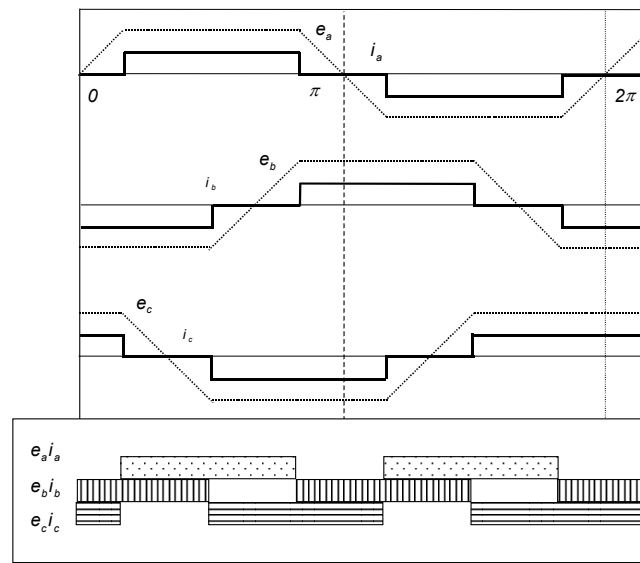
Výstupné signály zo snímača polohy H1, H2, H3 upravené v elektronických obvodoch majú tvar uvedený na obr.8.24. Vzájomne sú posunuté o 30°. Spracovaním uvedených signálov je možné získať tvar obdĺžnikovej vlny statorového prúdu. Na obrázku je zobrazená vlna pre fázu g_a .

Na základe uvedených princípov riadenia je možné uviesť blokovú schému rýchlostného servopohonu bezkefového JM na obr.8.25. V schéme okrem snímača polohy je uvedený blok DEK –dekóder, ktorý zo signálov H1, H2, H3 vyrába referenčné obdĺžnikové tvary želaných hodnôt fázových prúdov g_a, g_b, g_c . Amplitúda statorových prúdov je určená z výstupu regulátora rýchlosti RR. Blokom násobenia sa na výstupe získa trojfázová sústava želaných obdĺžnikových hodnôt prúdu, pre releové regulátory prúdu. Pri tomto spôsobe riadenia nie je možné zabezpečiť odbudzovanie motora.



Obr. 8.25 Bloková schéma rýchlostného servopohonu SMPM riadeného pomocou zjednodušeného algoritmu „elektronického komutátora“

Tvar statorových prúdov, indukovaných napätí ako aj výpočet zložiek momentu podľa vzťahu (8.25) je zobrazená na obr.8.26.



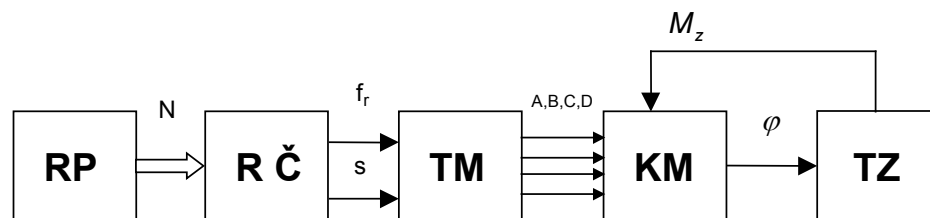
Obr. 8.26 Priebehy fázových prúdov a indukovaných a napätí, určenie zložiek momentu motora BDCM

Moment motora je vyjadrený vzťahom

$$M_m = \frac{e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c}{\omega} \quad (8.25)$$

8.5 Elektromagnetické krokové motory

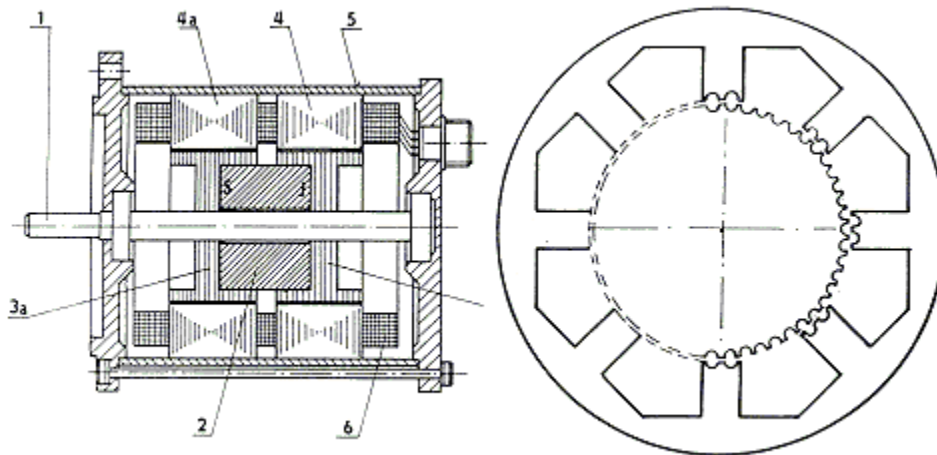
Elektromagnetické krokové motory - KM sú mnohopólové a mnohofázové synchronné motory prispôbené prevádzke v krokovom režime. Najčastejšie sú používané ako otvorené polohové číslicové servopohony, bez priameho snímania polohy rotora motora. Predstavujú výkonový prevodník číslo - N, poloha - φ , obr.8.27. Bloková schéma obsahuje RP: Riadiaci počítač, RČ - rozbehový člen, TM - tranzistorový člen (ovládač), KM - krokový motor, TZ - technologické zariadenie. V blokovej schéme sa predpokladá riadenie dvojfázového KM s bifilárnym vinutím fáz, ktoré umožňuje unipolárne riadenie fáz A,B,C,D. Tranzistorový menič pre unipolárne riadený KM má prispôbené vstupné riadiace signály číslicovému riadeniu. Signál f_r predstavuje postupnosť riadiacich signálov, ktoré určujú veľkosť a rýchlosť zmeny polohy rotora. Signál „s“ určuje smer otáčania.



Obr. 8.27 Bloková schéma číslicového otvoreného polohového servopohonu s KM

Z konštrukčného hľadiska ich možno ich rozdeliť do dvoch skupín:

- reakčné (reluktančné) motory s pasívnym rotorom
- motory s permanentnými magnetmi, s aktívnym rotorom
 - s radiálne polarizovaným PM štvorpólové alebo viacpólové
 - s axiálne polarizovaným magnetom (vždy dvojpólový), pravdepodobne najviac rozšírený typ, označuje sa ako **hybridný**, pretože v konštrukcii motora sa uplatňujú prvky KM s pasívnym rotorom a aj prvky KM s PM, obr.8.28.



Obr. 8.28 Rez hybridného KM Legenda: 1- hriadeľ, 2 - magnet, 3a - rotorové pólové nástavce, 4,4a - satorové zväzky, 5 - kostra, 6 - vinutie

8.5.1 Krokový motor s axiálne polarizovaným permanentným magnetom

Rotor krokového motora s axiálne polarizovaným permanentným magnetom je tvorený hriadeľom z nemagnetickej ocele, obr.8.28. Na hriadeľi sú nalisované dva pólové nástavce zložené z plechov. Medzi pólovými nástavcami je uložený permanentný magnet v tvare valcového medzikružia. Póly magnetov sú na podstavkách, takže potom každý pólový nástavec má inú magnetickú polaritu. Pólové nástavce majú po obvodoch smerom do vzduchovej medzery drážky (zuby), na ich počte závisí počet krokov na jednu otáčku, teda veľkosť kroku α . Napríklad: pri počte rotorových zubov $z_r = 50$ odpovedá veľkosť kroku $\alpha = 180^\circ$. Rotorové pólové nástavce sú proti sebe v osovom smere natočené tak, že proti zubom jedného sú drážky druhého natočené o polovicu rotorového drážkového rozostupu.

Tvar satorových plechov je zrejmý z obr.8.28. Na statore je osem zubov opatrených na hlavách smerom do vzduchovej medzere drážkami. Šírka satorových a rotorových zubov je vo vzduchovej medzere rovnaká. Satorové plechy sú uložené v magneticky vodivej kostre. Na statore je dvojfázové štvorpólové vinutie. Princíp funkcie hybridného KM je obdobný ako pri KM s pasívnym rotorom. Rozsah maximálnych momentov sa pohybuje od 0,1 do 20 Nm. Motory majú relatívne veľký moment zotrvačnosti a malý krok.

8.5.2 Dynamický model KM s axiálne uloženým PM v rovine (d, q)

Pre zložky vektora magnetického toku statora platia vzťahy

$$\begin{aligned} \psi_d &= L_d i_d + L_{md} i_f & \psi_q &= L_q i_q \\ \psi_f &= L_{md} i_f \end{aligned} \quad (8.26)$$

ďalej predpokladáme, že indukčnosti v pozdĺžnej a priečnej osi modelu KM s axiálne uloženým PM sú zhodné.

$$L = L_d = L_q \quad (8.27)$$

Rovnice pre satorový obvod v rovine (d, q) majú tvar

$$\begin{aligned}
 u_d &= R i_d + \frac{d\psi_d}{dt} - \omega \psi_q = R i_d + L \frac{di_d}{dt} - \omega L i_q \\
 u_q &= R i_q + \frac{d\psi_q}{dt} + \omega \psi_d = R i_q + L \frac{di_q}{dt} + \omega L i_d + \omega \psi_f
 \end{aligned}
 \tag{8.28}$$

Model KM môže byť doplnený o vektor-rotátor, ktorý je v blokovej schéme na obr.8.29 realizovaný vzt'ahom (8.29) v polárnych súradniciach, blok K/P- prevod z kartézskych na polárne súradnice.

$$\begin{aligned}
 u &= \sqrt{u_a^2 + u_b^2} \\
 \nu_u &= \arctg \frac{u_b}{u_a}
 \end{aligned}
 \tag{8.29}$$

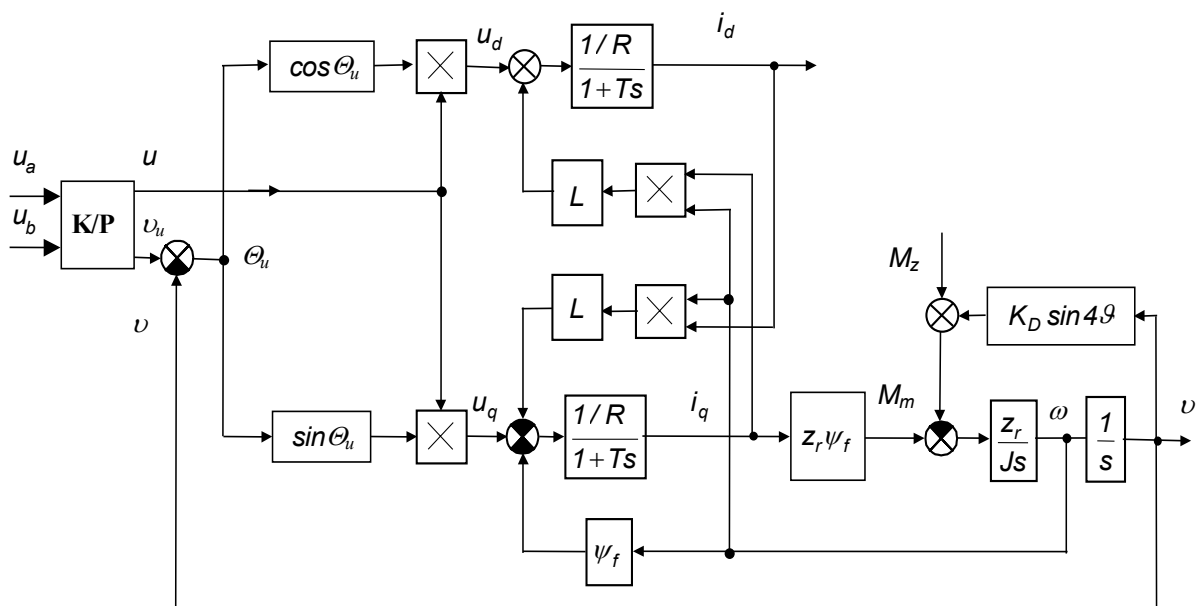
Po dosadení vzt'ahu (8.26) do momentovej rovnice

$$M_m = z_r (\psi_d i_q - \psi_q i_d) - K_D \sin(4\vartheta) = z_r \psi_f i_q - K_D \sin(4\vartheta)
 \tag{8.30}$$

Poznámka: člen $K_D \sin(4\vartheta)$ reprezentuje zvyškový moment, spôsobený interakciou rotorového permanentného magnetu s magnetickým materiálom statorových pólov. tento moment pôsobí aj pri nulových fázových prúdoch. K_D nadobúda hodnotu 5-7% nominálnej hodnoty momentu motora

Pohybová rovnica mechanického systému KM

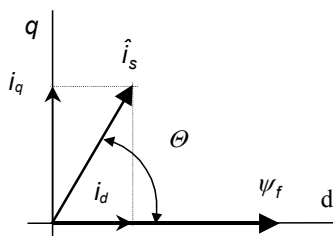
$$\begin{aligned}
 M_m - M_z &= J \frac{d\omega_m}{dt} \\
 \omega &= z_r \omega_m \\
 \vartheta &= z_r \vartheta_m
 \end{aligned}
 \tag{8.31}$$



Obr. 8.29 Bloková schéma dynamického modelu KM s axiálne uloženým PM v rovine (d, q)

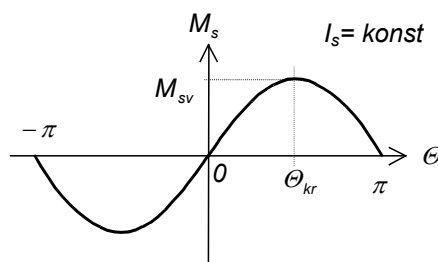
8.5.3 Dynamický model KM pri prúdovom napájaní bez uvažovania elektromagnetických prechodných dejov

Dynamický model KM pri prúdovom napájaní bez uvažovania elektromagnetických prechodných dejov môžeme odvodiť z predchádzajúceho modelu. Z rovnice (8.30) a vektorového diagramu na obr.8.30 vieme odvodiť vzťah pre statickú synchronizačnú momentovú charakteristiku KM (8.32), ktorá je zobrazená na obr.8.31.



Obr. 8.30 Vektorový diagram SM

$$\begin{aligned} i_d &= i_s \cos \Theta \\ i_q &= i_s \sin \Theta \end{aligned} \quad M_m = z_r \psi_f i_s \sin \Theta \quad \text{kde } \Theta - \text{zátážny uhol} \quad (8.32)$$

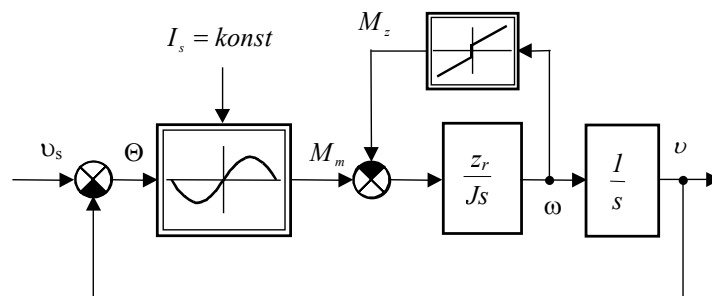


Obr. 8.31 Synchronizačná charakteristika KM

$$i_s = \sqrt{i_a^2 + i_b^2}, \quad \nu_s = \arctg \frac{i_b}{i_a} \quad (8.33)$$

$$\Theta = \nu_s - \nu \quad (8.34)$$

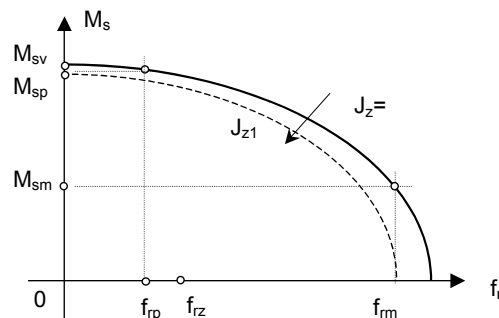
Dynamický model KM pri prúdovom napájaní bez uvažovania elektromagnetických prechodných dejov je daný systémom rovníc (8.31) až (8.34) a blokovou schémou na obr.8.32.



Obr. 8.32 Bloková schéma modelu systému krokový motor - záťaž bez uvažovania elektromagnetických prechodných dejov

Statická momentová charakteristika pre daný typ napäťového meniča vyjadruje vstupno-výstupnú charakteristiku systému menič - krokový motor, obr.8.33. Pre konkrétny typ KM s axiálnym PM. typ Z42QN147 platia nasledovné katalógové údaje

veľkosť kroku:	$\Theta_{kr} = 1,8^\circ$	medzný prevádzkový moment $M_{sm} = 0,1Nm$
tolerancia kroku	$\Delta\Theta_{kr} = \pm 0,1^\circ$	medzná prevádzková frekvencia $f_{rm} = 10\,000Hz$
menovitý prúd	$I_n = 5,5A$	rozbehová frekvencia $f_{rz} = 900Hz$
statický väzobný moment	$M_{sv} = 0,75Nm$	odpor vinutia $R = 0,25\Omega$
prevádzkový moment	$M_{sp} = 0,6Nm$	moment zotrvačnosti $J_m = 0,64kgm^2$
prevádzková frekvencia	$f_{rp} = 300Hz$	



Obr. 8.33 Statická momentová charakteristika KM pre daný typ napäťového meniča

8.5.4 Základné spôsoby riadenia krokových motorov

Základné spôsoby riadenia KM sú definované podľa spôsobu napájania fázových vinutí

- Unipolárne napájanie - na vinutie sa pripája napätie vždy len jednej polarite
- Bipolárne napájanie - na vinutie sa môže pripájať napätie oboch polarít

Podľa počtu taktov (krokov na jednu periódu) sa delia na

- štvortaktné
- osemtaktné
- n - taktné

Podľa typu napájania

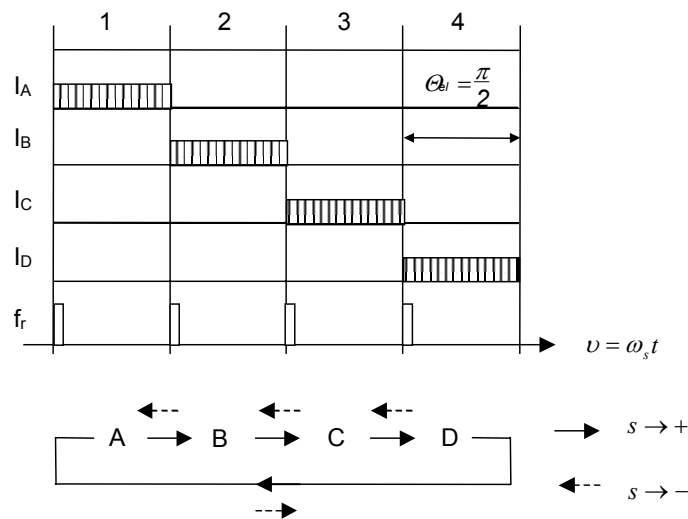
- napäťové
- prúdové

Podľa spôsobu regulácie

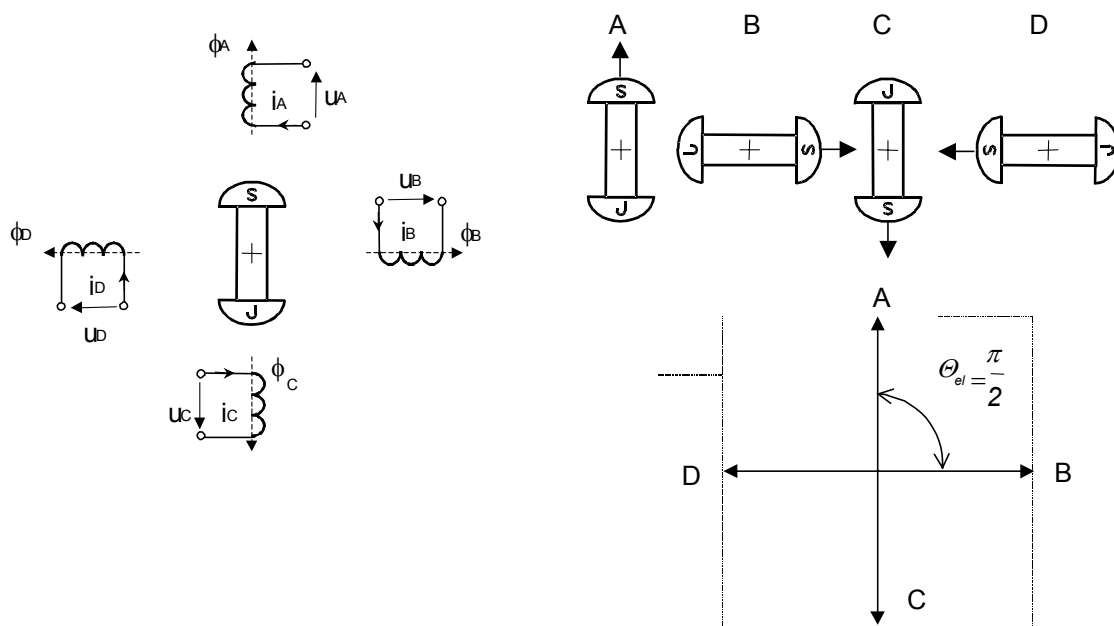
- otvorené - napäťové
- prúdové - s regulačným obvodom prúdu

Unipolárne štvortaktné riadenie - súčasne je napájaná len jedna fáza

Pri základnom unipolárnom štvortaktnom riadení KM sa predpokladá, že súčasne je napájaná prúdovým impulzom len jedna fáza. Postupnosť pripájania prúdových impulzov je uvedená na obr.8. 34. Postupnosť môžeme ju tiež vyjadriť algoritmom prepínania fáz. Rotor KM, ktorý je realizovaný ako kotva s PM zaujme stabilnú polohu v smere pôsobenia vyvolaného toku príslušnej fázy. Polohu rotora charakterizuje vektorový diagram na obr.8. 35 Z algoritmu riadenia a vektorového diagramu je možné zistiť, že ak riadenie KM je dané vstupnými impulzmi frekvencie f_r , potom základný elektrický krok je 90° . Pre dvojpólový model KM je to súčasne aj veľkosť mechanického kroku. Zmenu otáčania KM je možné dosiahnuť zmenou smeru "s" postupnosti pripájania prúdových impulzov.



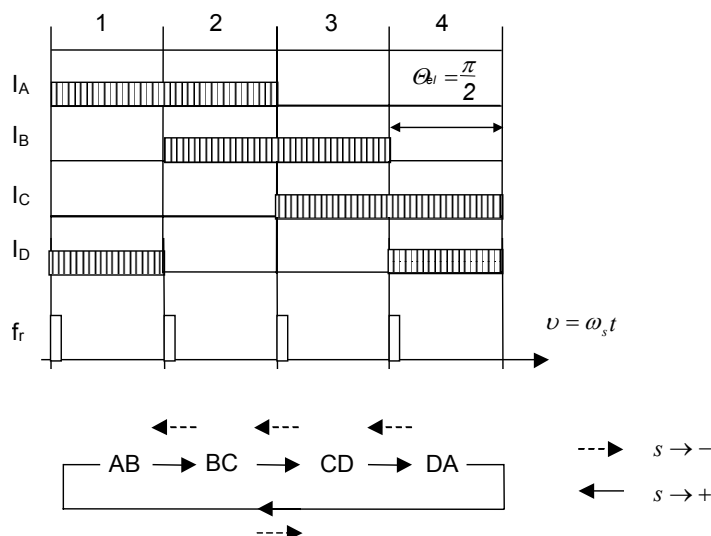
Obr. 8. 34 algoritmus riadenia spínania fáz, pri unipolárnom štvortaktnom riadení KM, napájaná je len jedna fáza



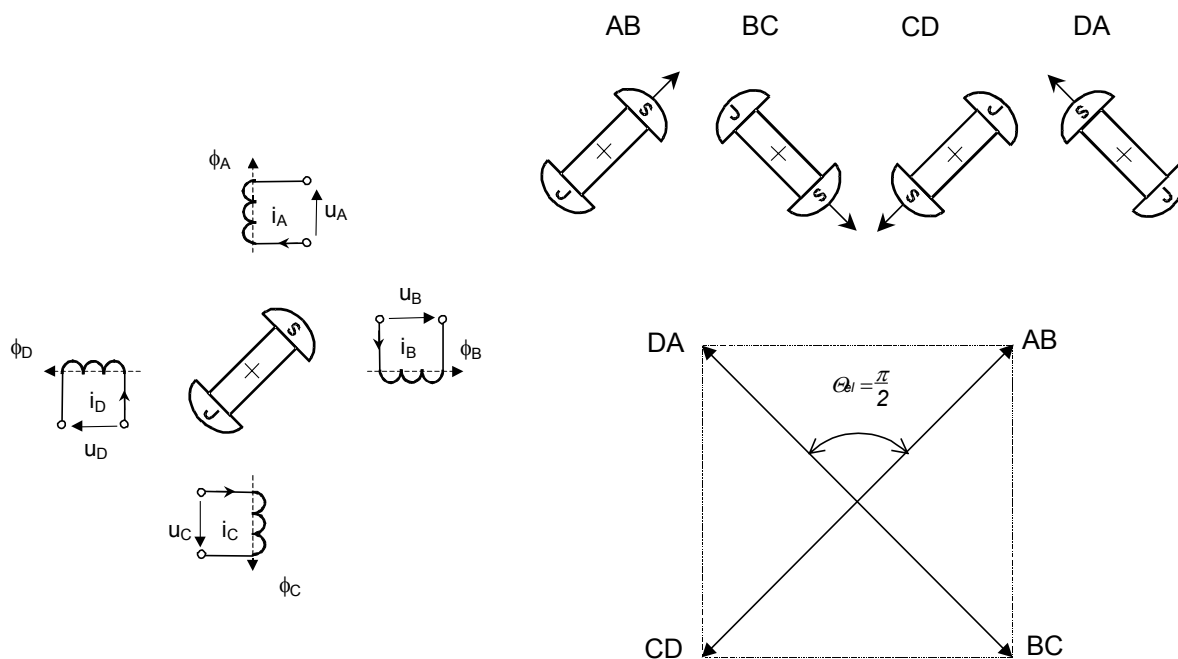
Obr. 8. 35 vektorový diagram statorového prúdu pri unipolárnom štvortaktnom riadení KM, napájaná len jedna fáza

Unipolárne štvortaktné riadenie - súčasne sú napájané dve fázy

Unipolárne štvortaktné riadenie sa môže realizovať rozšíreným algoritmom riadenia kedy sú napájané súčasne prúdovým impulzom dve fázy. Postupnosť pripájania prúdových impulzov je vyjadrená algoritmom prepínania fáz uvedenom na obr.8.36. Rotor KM zaujme stabilnú polohu v smere pôsobenia výsledného vektorového súčtu tokov príslušných fáz, napr. fázy A a fázy B. Výsledná veľkosť toku a teda aj momentu motora je $\sqrt{2}$ -krát väčšia ako pri algoritme riadenia kedy sa pripína len jedna fáza. Polohu rotora charakterizuje vektorový diagram na obr.8.37. Z vektorového diagramu je možné zistiť, že aj pri tomto algoritme riadenia je základný elektrický krok 90° , ale je posunutý oproti základnému algoritmu o uhol 45° . Pre dvojpólový model KM je to súčasne aj veľkosť mechanického kroku. Zmenu otáčania KM je možné dosiahnuť zmenou smeru "s" postupnosti pripájania prúdových impulzov.



Obr. 8.36 algoritmus riadenia spínania fáz, pri unipolárnom štvortaktnom riadení KM, napájané sú dve fázy

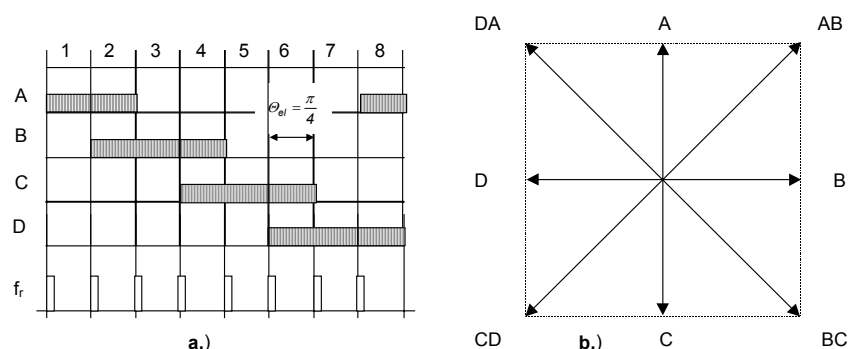


Obr. 8.37 vektorový diagram statorového prúdu pri unipolárnom štvortaktnom riadení KM, napájané sú dve fázy

Unipolárne osemfázové riadenie

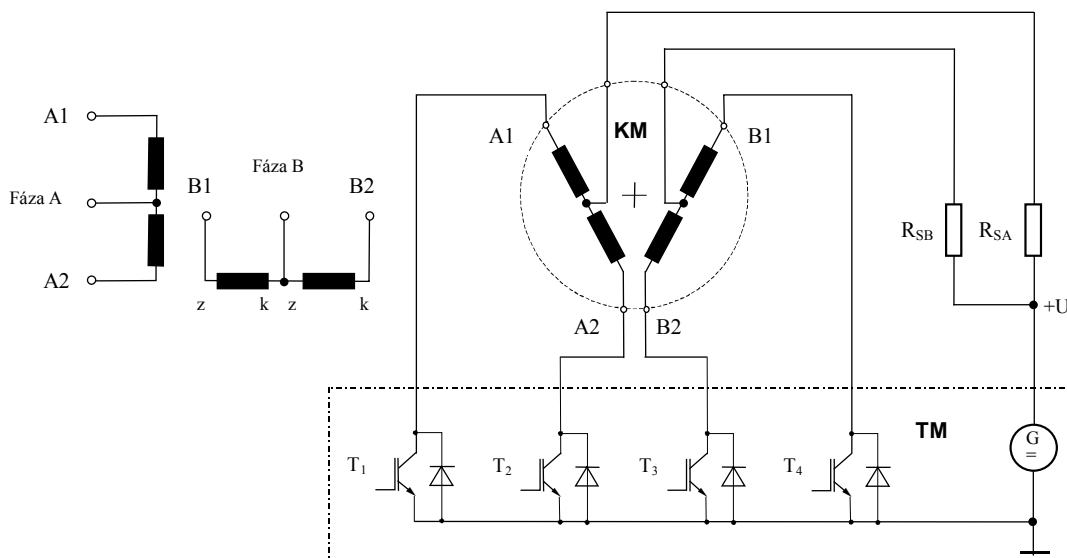
Kombináciou základného a rozšíreného algoritmu riadenia je možné zdvojnásobiť počet stabilných stavov. Unipolárne osemfázové riadenie predstavuje nový upravený algoritmus, ktorým je možné zvýšiť rozlišovaciu schopnosť polohovania a tým aj zvýšiť presnosť polohovania KM bez konštrukčnej úpravy (napr. zmenu počtu zubov rotora, počtu fáz a pod.), obr. 8.38. Určitou nevýhodou osemfázového riadenia je, že je nesymetrické. Tok a tým aj moment motora sa v susedných intervaloch mení, čo sa prejavuje zvýšenou hlučnosťou motora.

Pri unipolárnom prúdovom riadení s konštantnou amplitúdou ponúkajú výrobcovia ovládačov možnosť prepínania štvortaktného a osemfázového riadenia.



Obr. 8.38 a - algoritmus riadenia spínania fáz, b - vektorový diagram statorového prúdu pri osemtaktom unipolárnom riadení

Výkonová schéma tranzistorového meniča pre unipolárne riadenie, obr.8.39 obsahuje štyri spínacie tranzistory T_1 až T_4 . Bifilárne vinutie fáz umožňuje pripojiť spoločný bod vinutia fázy na predradný odpor R_A alebo R_B . Hodnota predradeného odporu v sérii s fázovým vinutím je volená tak, aby bola omnoho väčšia ako odpor fázy vinutia motora. Týmto spôsobom sa dosahuje pasívny prúdový charakter meniča. Uvedený typ meniča - ovládača sa využíva len v oblasti malých výkonových jednotiek rádovo niekoľko wattov, pretože menič má nízku účinnosť.



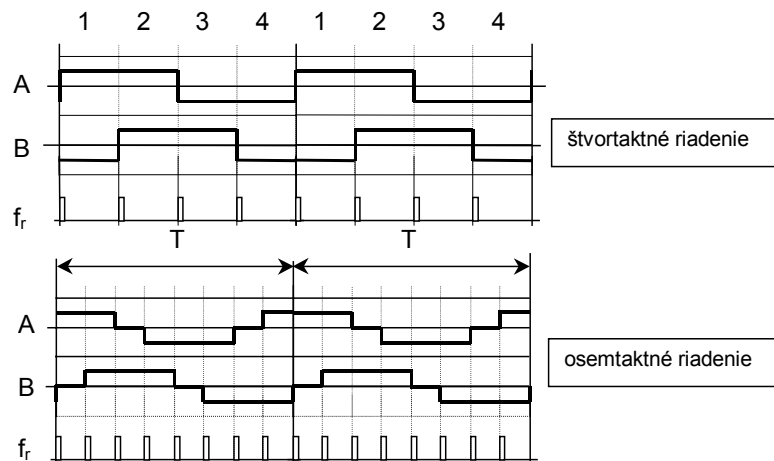
Obr. 8.39 Schéma zapojenia tranzistorového meniča pre unipolárne napájaný dvojfázový KM

Bipolárne riadenie KM

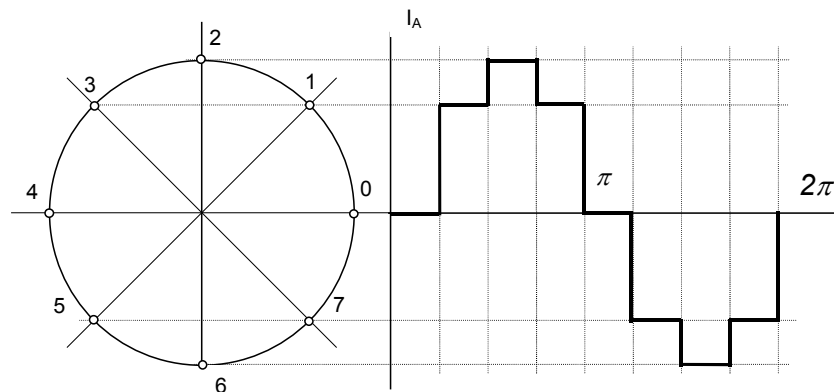
Bipolárne riadenie KM predstavuje rozšírenie algoritmov riadenia o spôsoby, ktoré sú používané pri frekvenčne amplitúdovom riadení napr. synchronných motorov. Aj pri bipolárnom riadení môžeme pri jednoduchších spôsoboch riadenia realizovať základné algoritmy riadenia štvortaktne a osemtaktne s konštantnou amplitúdou prúdu tak ako pri unipolárnom riadení, obr.8.40.

Cieľom riadenia pri bipolárnom riadení je zmenou veľkosti amplitúdy fázových prúdov motora dosiahnuť zvýšený počet stabilných stavov polôh rotora, čo predstavuje zvýšenie rozlišovacej schopnosti a tým aj presnosti polohovania. Jednoduchou úpravou algoritmu riadenia je možné elektronicky pomocou regulátora prúdu KM dosiahnuť symetrické osemtaktne riadenie uvedené na obr.8.41.

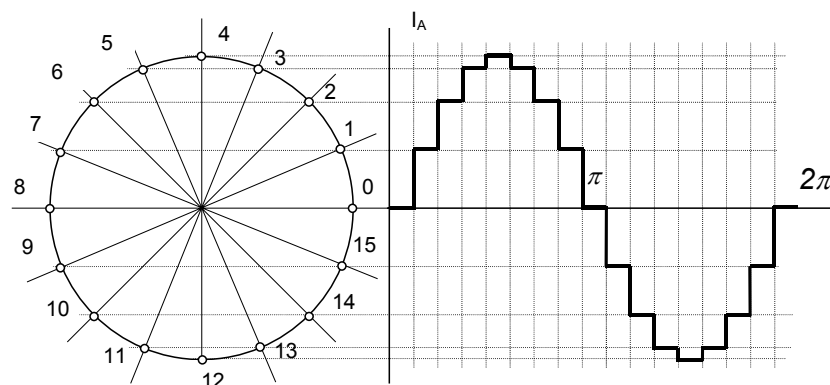
Analogicky uvedieme príklad 16-taktneho symetrického riadenia KM, obr.8.42. V praxi sa na delenie kroku využíva dvojkový mód. Zvyšovaním počtu stavov sa v limite blížíme harmonickému napájaniu krokového motora.



Obr. 8.40 Algoritmus riadenia spínania fáz pri bipolárnom riadení - požadovaný priebeh želaných fázových prúdov

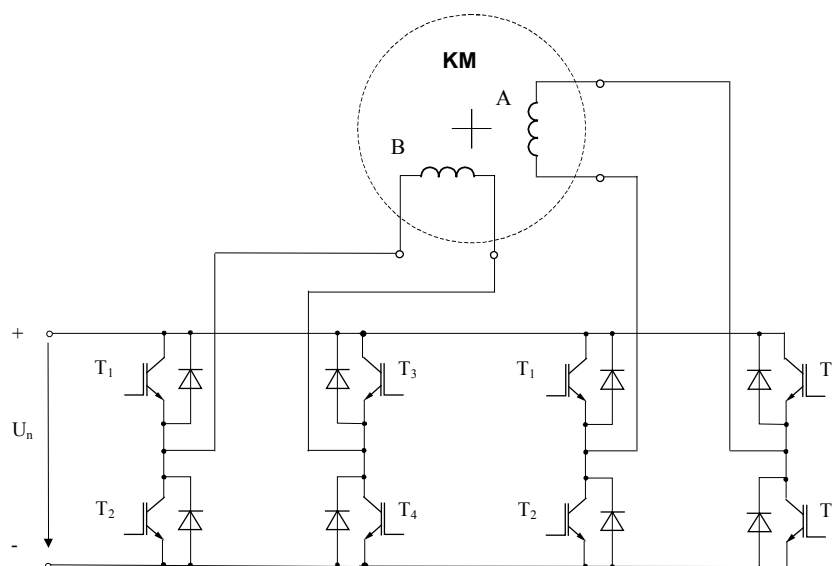


Obr. 8.41 Priebeh želaného fázového prúdu pri osemtaktnom symetrickom riadení KM s regulátorom prúdu



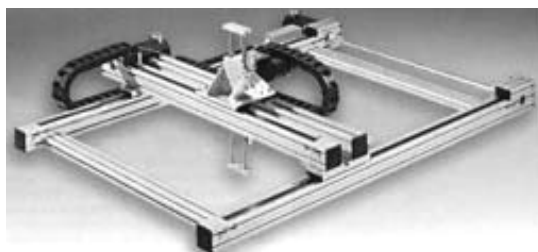
Obr. 8.42 Priebeh želaného fázového prúdu pri šestnást'taktnom symetrickom riadení KM s regulátorom prúdu

Výkonová schéma tranzistorového meniča pre bipolárne riadenie dvojfázového KM obsahuje pre každú fázu zvlášť tranzistorový striedač (H-schéma). Na obr.8.43 nie je uvedená realizácia napájacej časti ako aj regulačných obvodov fázových prúdov meniča. Výkonová schéma meniča pri bipolárnom riadení je zložitejšia ako pri unipolárnom riadení, obsahuje dvojnásobný počet výkonových spínacích prvkov, využíva sa preto hlavne pri realizácii polohovacích jednotiek s KM vyšších výkonov.



Obr. 8.43 Schéma zapojenia tranzistorového striedača pre bipolárne napájaný dvojfázový KM

V súčasnosti sa rozširujú aplikácie s trojfázovými krokovými motormi. Prechod na trojfázové napájanie umožnil unifikovať trojfázové tranzistorový menč frekvencie a vyžívať ich aj pre aplikácie so synchronnými motormi s PM. V rotore KM sú použité permanentné magnety AlNiCo, vyrábajú sa v rozsahu momentov 0,45 do 16 Nm. Elektronické delenie kroku v meniči umožňuje nastaviť počet krokov na otáčku na hodnoty: 200, 400, 500, 1000, 2000, 4000, 5000 a 10000. Najmenší nastaviteľný krok je $0,036^\circ$.

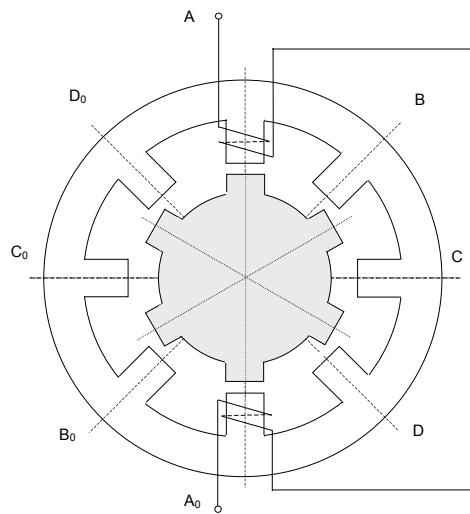


Obr. 8.44 Pohľad x-y polohovadlo s trojfázovými KM

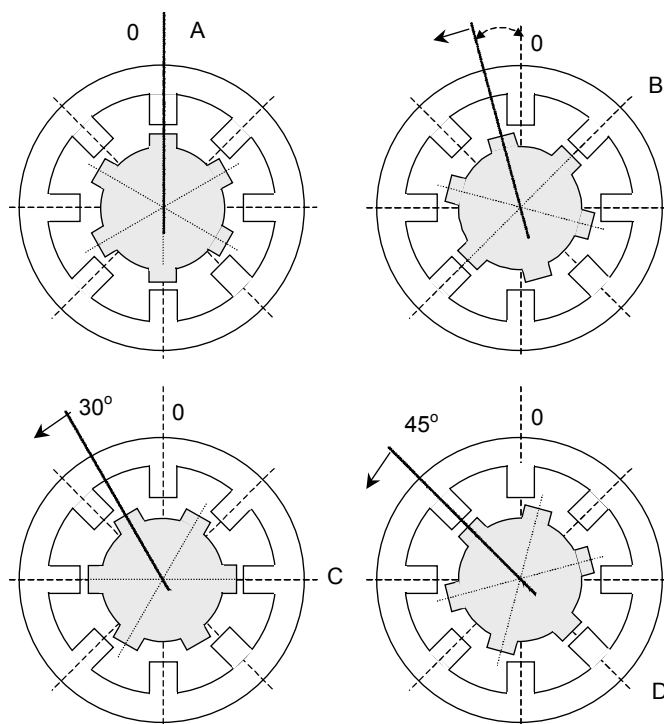
Pre svoje výhodné statické a dynamické vlastnosti sa trojfázové krokové motory pre polohové servopohony Ich nespornou prednosťou je, že pracujú bez nákladných snímačov polohy v späťnej väzbe. V ponuke výrobcov sú celé zostavy 2- a 3- osových polohovacích robotov a portálov, obr.8.44. Lineárne osi sa vyrábajú s dĺžkou pojazdu 5 600 mm, dosahujú rýchlosť až 5 m/s a opakovateľnou presnosťou polohovania $\pm 0,05$ mm. Samostatnou oblasťou aplikácií je riadenie otáčok pohonov vretien strojov, rôznych dávkovačov, čerpadiel, navíjačiek a pod.

8.5.5 Reluktančné krokové motory

Synchronne motory menších výkonov sa vyhotovujú ako reluktančné. Reluktančné motory nemajú rotorové budiace vinutie alebo permanentné magnety. Konštrukcia stroja je robustná ako pri asynchronnom motore s kotvou nakrátko. Rotor je pasívny a požadované vlastnosti sa dosahujú len tvarom rotorových zväzkov. Rotor má vyjadrené póly, ktoré vytvárajú nerovnomernú magnetickú vodivosť a vznik synchronizačného - reakčného momentu. Rotor je valcový s ozubením. Vyrábajú sa ako 3,4,5 a 8-fázové. Mechanický krok je určený spôsobom riadenia, počtom fáz a zubov na rotore a statore. Typický krok pre tieto motory je v rozsahu od $1,5^\circ$ do 15° . Princiálna schéma reakčného štvorfázového krokového motora je na obr.8.45. Polohovanie rotora so 6 zubami pri štvortaktnom riadení je dokumentované obr.8.46. Synchronne reluktančné motory sa pre vyššie výkony vyrábajú v trojfázovom prevedení.



Obr. 8.45 Principiálna schéma štvorfázového reluktančného KM so základným krokom pri štvortaktnom riadení 15°



Obr. 8.46 Poloha rotora v jednotlivých taktach pri štvortaktnom riadení

Dynamický model synchronného reluktančného motora sa dá pomerne jednoducho odvodiť so základného modelu, s tým, že z modelu vynecháme rovnice pre budiaci obvod. Model je zostavený v rotorovom súradnicovom systéme d, q . Elektromagnetický systém obsahuje satorové rovnice

$$\begin{aligned} u_d &= R_s i_d + \frac{d\psi_d}{dt} - \omega \psi_q \\ u_q &= R_s i_q + \frac{d\psi_q}{dt} + \omega \psi_d \end{aligned} \quad (8.35)$$

Rotorové rovnice pre náhradný obvod tlmiacich vinutí

$$0 = R_D i_D + \frac{d\psi_D}{dt}, \quad 0 = R_Q i_Q + \frac{d\psi_Q}{dt} \quad (8.36)$$

Doplnené o vzťahy pre magnetické toky

$$\begin{aligned} \psi_d &= L_d i_d + L_{md} i_D & \psi_q &= L_q i_q + L_{mq} i_Q \\ \psi_D &= L_{md} i_d + L_D i_D & \psi_Q &= L_{mq} i_q + L_Q i_Q \end{aligned} \quad (8.37)$$

a moment motora

$$M_m = \frac{3}{2} p' (\psi_d i_q - \psi_q i_d) \quad (8.38)$$

Mechanický systém je vyjadrený vzťahmi

$$\begin{aligned} M_m - M_z &= J \frac{d\omega_m}{dt} \\ \omega &= p' \omega_m \\ \mathcal{G} &= p' \mathcal{G}_m \end{aligned} \quad (8.39)$$

Dosadením vzťahu pre magnetický tok (8.37) do rovnice (8.36) pre tlmiace vinutie v osi d získame výraz pre zložku prúdu tlmiaceho vinutia „D“

$$i_D = -L_{md} \frac{si_d}{R_D (1 + T_D s)} \quad T_D = \frac{L_D}{R_D} \quad (8.40)$$

Podobne získame aj hodnotu prúdu tlmiaceho vinutia „Q“

$$i_Q = -L_{mq} \frac{si_q}{R_Q (1 + T_Q s)} \quad T_Q = \frac{L_Q}{R_Q} \quad (8.41)$$

Z rovníc pre zložky magnetického toku statora môžeme vylúčiť prúdy tlmiacich vinutí. Po úprave dostaneme pre zložku ψ_d

$$\psi_d = L_d \frac{1 + T_D'' s}{1 + T_D s} i_d \quad i_d = \frac{1 + T_D s}{L_d (1 + T_D'' s)} \psi_d \quad L_D'' = L_D - \frac{L_{md}^2}{L_d} \quad (8.42)$$

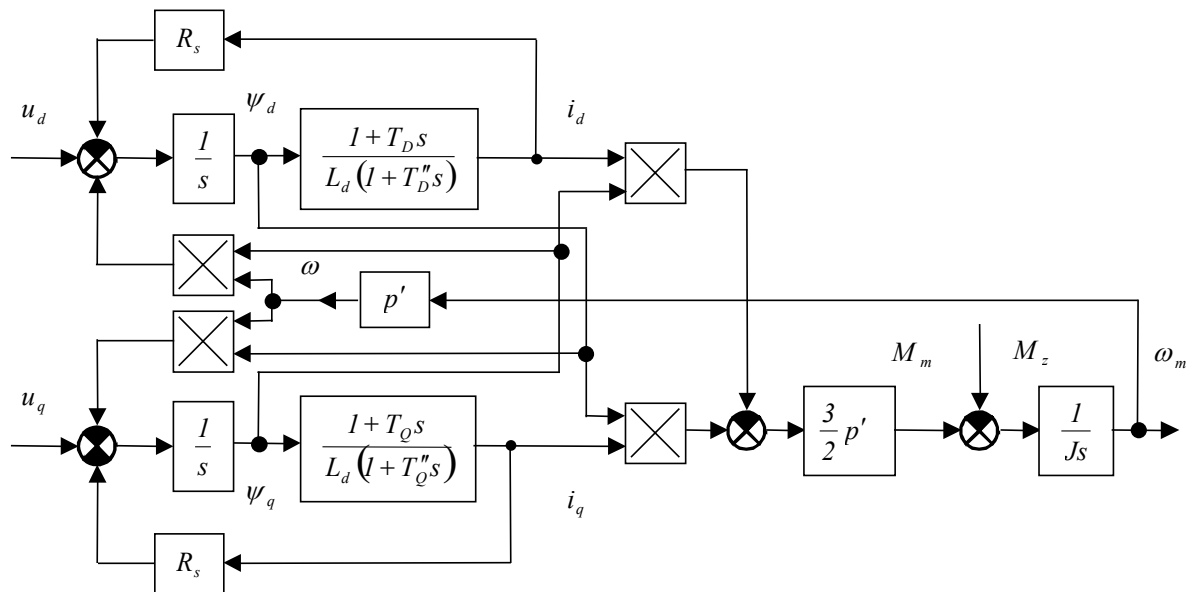
$T_D'' = \frac{L_D''}{R_D}$ je subprechodová časová konštanta v osi d

a pre zložku ψ_q toku

$$\psi_q = L_q \frac{1 + T_Q'' s}{1 + T_Q s} i_q \quad i_q = \frac{1 + T_Q s}{L_q (1 + T_Q'' s)} \psi_q \quad L_Q'' = L_Q - \frac{L_{mq}^2}{L_q} \quad (8.43)$$

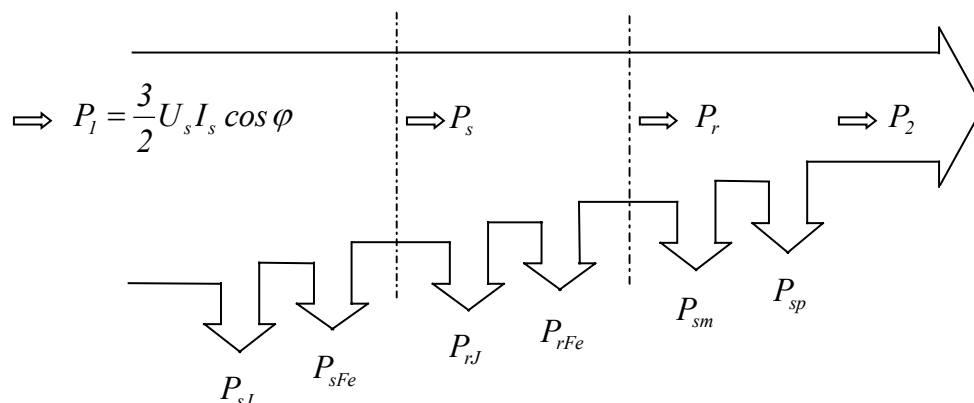
$T_Q'' = \frac{L_Q''}{R_Q}$ je subprechodová časová konštanta v osi q

Dynamický model synchrónneho reluktančného motora je vyjadrený vzťahmi (8.35), (8.39), (8.42) a (8.43)



Obr. 8.47 Model synchrónneho reluktančného motora

9. Energeticky optimálne riadenie striedavých motorov



Obr. 9.1 Model rozdelenie strát v asynchrónnom motore

Kde je

$$\text{príkion motora } P_1 = \frac{3}{2} \Re(\hat{u}_s \hat{i}_s^*) = \frac{3}{2} (u_{s\alpha} i_{s\alpha} + u_{s\beta} i_{s\beta}) = \frac{3}{2} U_s I_s \cos \varphi \quad (9.1)$$

P_s - výkon prenášaný cez vzduchovú medzeru

P_r - výkon generovaný v rotore

P_{sJ}, P_{rJ} - Jouleove straty v statorových a rotorových vinutiach

P_{sFe}, P_{rFe} - straty v železe statora a rotora

P_{sm} - prídavné straty (napr. straty vyšších harmonických prúdov)

P_{sp} - mechanické straty (ventilátor, ložiská)

Straty v železe statora a rotora sú vyjadrené nasledovnými vzťahmi

$$\begin{aligned} P_{sFe} &= k_h \omega_s \psi_m^2 + k_v \omega_s^2 \psi_m^2 \\ P_{rFe} &= k_h \omega_{sl} \psi_m^2 + k_v \omega_{sl}^2 \psi_m^2 \end{aligned} \quad (9.2)$$

k_h - koeficient hysteréznych strát

k_v - koeficient strát vírivými prúdmi

ω_s, ω_{sl} - statorová a sklzová uhlová rýchlosť

Cieľ energeticky optimálneho riadenia: *maximálna účinnosť elektromechanickej konverzie*

Základné spôsoby znižovania strát servopohonov:

- optimalizácia konštrukcie motora z hľadiska vyššej účinnosti
- zvýšenie účinnosti polovodičových meničov frekvencie (znižovanie spínacích strát) hlavne výberom ŠIM
- optimálne riadenie v statickom a dynamickom režime pohonov

Optimálne riadenie v statickom a dynamickom režime sa zakladá na riadení magnetického toku aplikáciou skalárnych a vektorových metód riadenia AM. Základné metódy riadenia využívajú:

- *analytické metódy* - výpočet optimálnych hodnôt riadiacich veličín (tok, sklz)
- *experimentálne metódy* - vyhľadávanie minima príkonu motora, statorového prúdu

9.1 Energeticky optimálne riadenie ventilátorov a čerpadiel

Ventilátor ako pohonné zariadenie sa dimenzuje na maximálne dopravné množstvo pracovného média. V závislosti na technologických a klimatických podmienok v pracovnom cykle sa mení množstvo dopravného média v rozsahu 60 až 90 % maxima.

Pre reguláciu dopravného množstva média (objemový prietok Q) sa môžu použiť dva základné spôsoby regulácie:

- zmenou priechodnosti (odporu) dopravného systému, škrtením.
- aerodynamickým riadením.

Regulácia škrtením je najzaužívanejšia regulácia prietoku, súčasne však aj energeticky najnáročnejšia. Tento spôsob regulácie je spojený s vysokou hladinou hluku vplyvom prúdenia média. Používa sa ako pri axiálnych tak aj pri radiálnych ventilátoroch. Škrtením je obvykle možné dosiahnuť reguláciu v rozsahu 50 až 100 % menovitej hodnoty prietoku. Pri regulácii škrtením sa môžu vyskytnúť problémy s dosiahnutím požadovaného statického tlaku. Škrtenie sa používa pre menšie prietoky pracovného média.

Aerodynamická regulácia prietoku vstupného vzduchu rozvádzacími lopatkami predradenými pred obežné koleso radiálneho ventilátora. Prietok je možné obmedziť natáčaním týchto lopatiek. Tým, že sa vzduch uvedie do rotačného pohybu, znižuje sa energetická účinnosť a zvyšuje sa hladina hluku. Energetická náročnosť tohoto spôsobu regulácie je menšia ako pri škrtení. Tento spôsob regulácie sa používa pre stredné prietoky pracovných médií.

Regulácia natáčaním lopatiek ventilátora je účinná v širokom rozsahu požadovaného prietoku dopravného média. Používa sa u axiálnych ventilátorov. Tento spôsob je energeticky menej náročnejší ako predchádzajúci, vyžaduje si však vhodné konštrukčné usporiadanie ventilátora. Táto regulácia sa používa pre veľké prietoky pracovných médií.

Regulácia prietoku zmenou otáčok ventilátora je možné aplikovať v celom rozsahu dopravovaných prietokov pracovných médií. Riadenia otáčok sa realizuje frekvenčne regulovanými AM. Regulácia prietoku dopravného média zmenou otáčok asynchrónneho motora je energeticky optimálne riešenie. V systéme kde tlak je úmerný druhej mocnine prietoku zostáva účinnosť ventilátora pri všetkých otáčkach konštantná a súčasne výrazne klesá hladina hluku.

Reguláciou ventilátorov veľkých výkonov je možné dosiahnuť podstatné úspory elektrickej energie. To vyplýva z tzv. *ventilátorového zákona*:

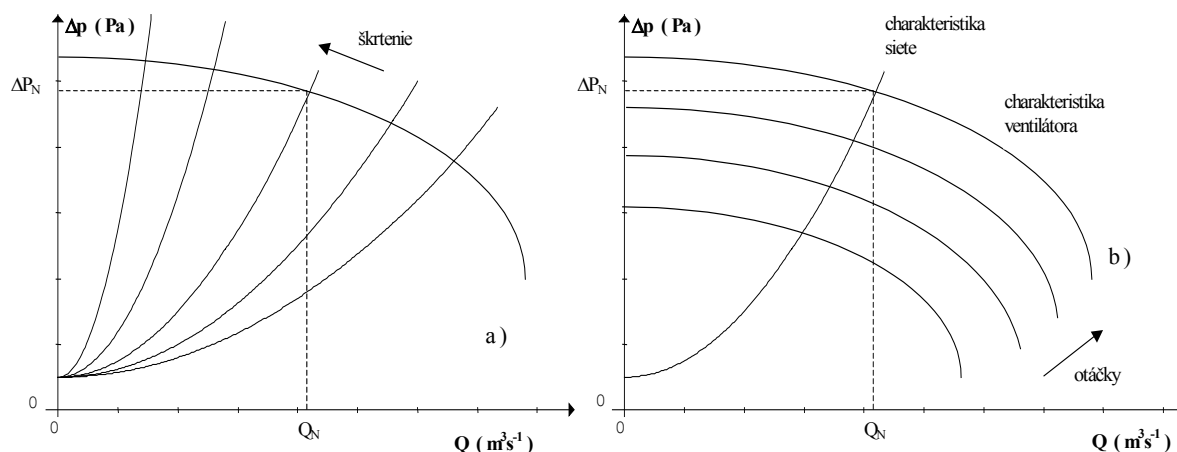
prietok dopravovaného média Q je priamo úmerný otáčkam ventilátora, tlak p (dopravná výška H) je úmerný druhej mocnine a príkon ventilátora P je priamo úmerný tretej mocnine otáčok.

Preto, čím vyžaduje technologický proces väčší regulačný rozsah prietoku, tým je tento spôsob regulácie efektívnejší.

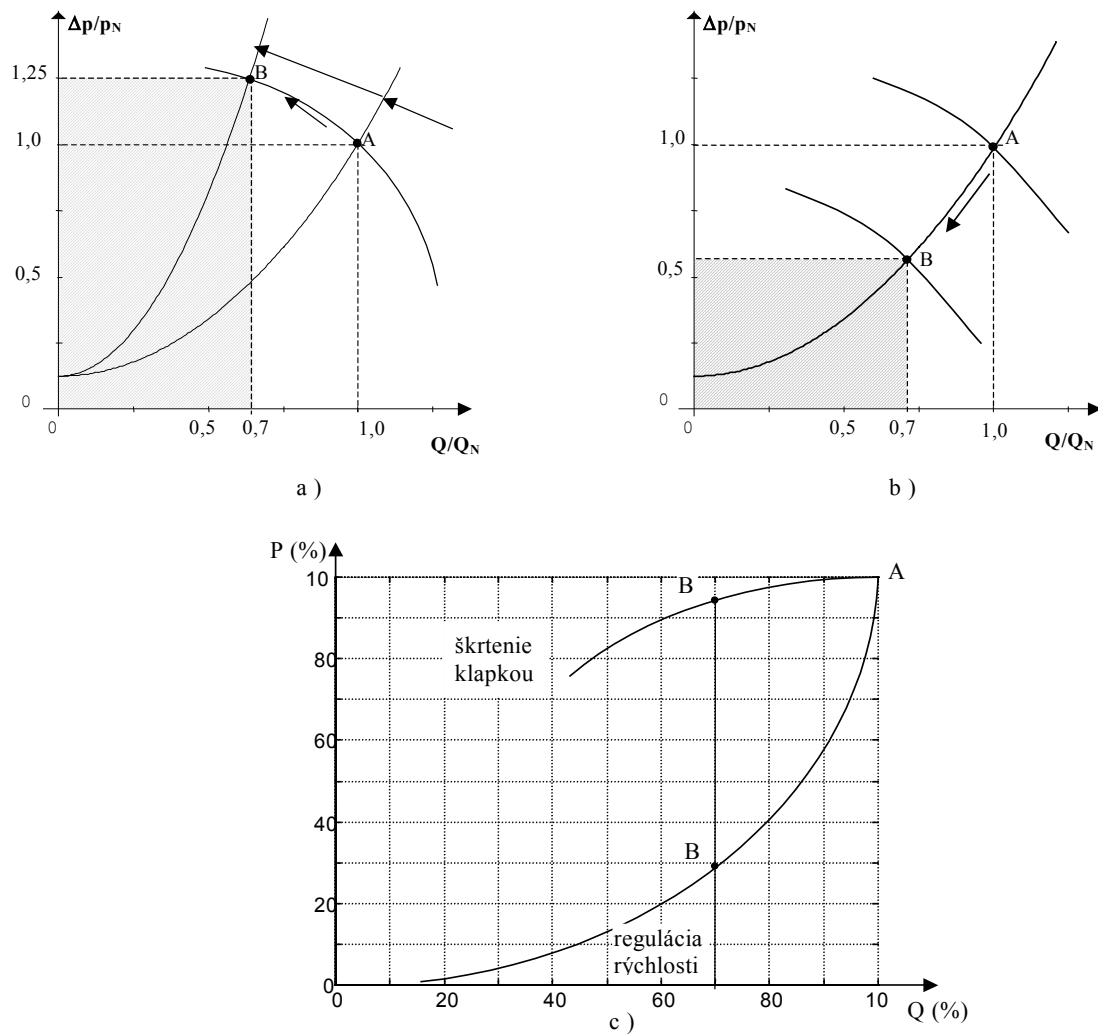
Na obr.9.2 sú pre porovnanie uvedené systémové charakteristiky siete (potrubia) a záťažné charakteristiky ventilátorov pre reguláciu prietoku škrtením a zmenou otáčok.

Podobné charakteristiky má napr. aj obehové čerpadlo len s tým rozdielom, že na os y sa vynáša dopravná výška H .

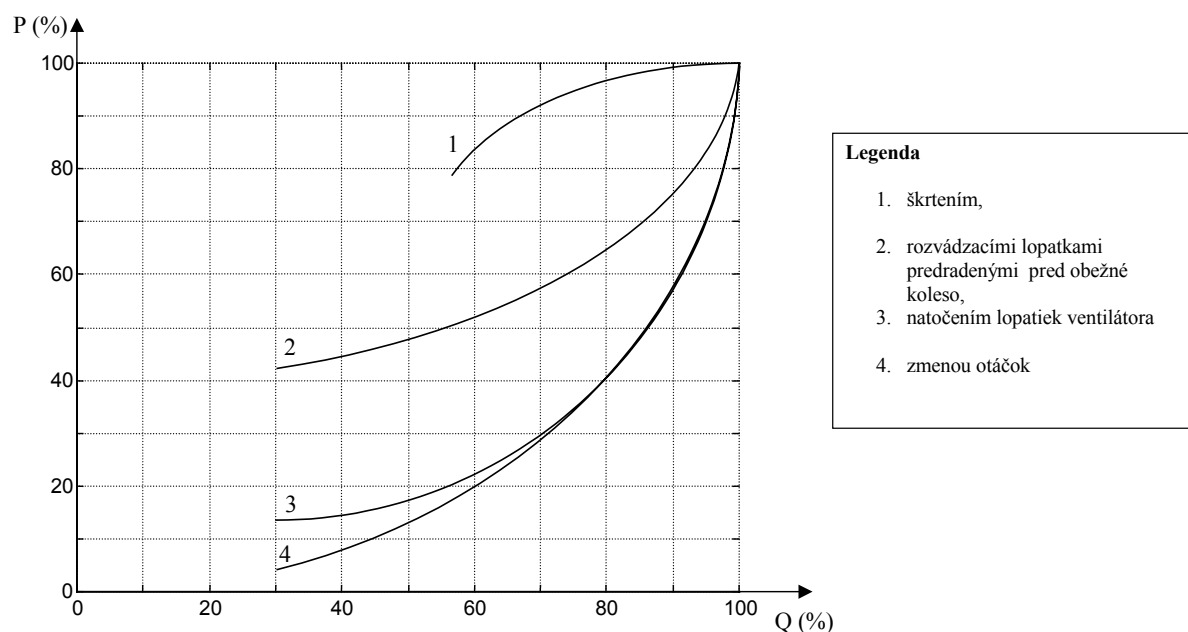
Ako príklad je možné uviesť porovnanie energetickej náročnosti regulácie škrtením a riadením otáčok ventilátora. Požiadavka je znížiť prietok dopravného média z maximálnej hodnoty (100 %) - pracovný bod A, na hodnotu 75 % - pracovný bod B. Na obr.9.3 sú uvedené charakteristiky systému a) pri regulácii škrtením, b) pri regulácii otáčok, c) charakteristika príkonu ventilátora ako funkcie prietoku.



Obr. 9.2 Porovnanie regulácie škrtením a zmenou otáčok a) regulácia prietoku škrtením, b) regulácia zmenou otáčok



Obr. 9.3 Porovnanie energetickej náročnosti pri regulácii škrtením a riedením otáčok ventilátora



Obr. 9.4 Prikon motora pri rôznych spôsoboch regulácie

9.1.1 Výhody použitia pohonu ventilátora s frekvenčným riadením

Elektrický pohon má optimálnu účinnosť v celom regulačnom rozsahu. Účinnosť frekvenčného meniča pre celé regulačné pásmo sa blíži k hodnote jedna. Účinnosť systému *menič - motor* v závislosti od spôsobu zaťažovania klesá s otáčkami. Podľa veľkosti regulačného rozsahu sa menia úspory energie. Úspory môžu dosiahnuť hodnotu až 60% energie. Znižuje sa špičkové zaťaženie siete. Je možné napájať a súčasne riadiť niekoľko motorov z jedného napätového medziobvodu frekvenčného meniča. Odpadá kompenzácia jalového výkonu pre meniče s napätovým medziobvodom.

Plynulý rozsah s minimálnymi mechanickými rázmi zvyšuje životnosť prevodovky, spojky a ložísk turbomechanizmu. Prevádzka pri nižších než menovitých otáčkach má priaznivý vplyv na životnosť mechanických častí. S klesajúcimi otáčkami výrazne sa znižuje hluk.

9.2 Elektrický pohon - servopohon

Elektrické pohony - 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,
- čerpadiel, ventilátorov a kompresorov,
- pre dopravné systémy (železničná, mestská a vnútropodniková doprava), elektromobily a pod.

Elektrické pohony sú v súčasnosti chápané ako súčasť systémov riadenia pohybu. 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. V poslednom období je významný rozvoj striedavých servopohonov s asynchrónnymi a synchrónnymi motormi.

Úlohou servopohonu ako priemyselného zariadenia je uviesť poháňaný pracovný mechanizmus (stroj) predpísaným spôsobom do určeného pohybového stavu tak, aby bola pracovným mechanizmom realizovaná požadovaná technologická operácia alebo zaistený požadovaný technologický proces.

Servopohon 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 servopohonu. Z charakteristiky servopohonu vyplýva, že pohon realizuje tok energie a jednak tok informačných signálov.

Vyšetrovanie pohonu z hľadiska toku energie vedie k návrhu a projektovaniu výkonovej časti pohonu (el. menič - motor - mechanický menič). Vyšetrovanie informačných signálov umožňuje sledovať a navrhovať správanie pohonu v prechodných a ustálených stavoch.

Riadiaci systém obsahuje merací, regulačný, ovládací, monitorovací a diagnostický subsystém.

Syntézou riadiacich obvodov sa zaisťuje požadovaná kvalita riadenia pohonu v dynamických a statických stavoch

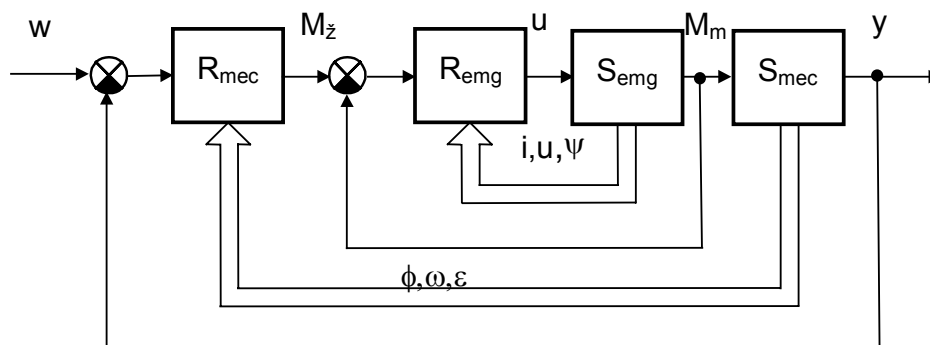
Výkonové dimenzovanie smeruje k dosiahnutiu optimálnych energetických ukazovateľov pohonu.

Skutočná štruktúra servopohonu je však zložitejšia a zahŕňa aj napájaniu časť, ovládaciu logiku, ochrany proti preťaženiu, signalizáciu, monitorovanie, styk s obsluhou, s 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. Týmto kategóriám potom zodpovedá aj všeobecná štruktúra regulačných obvodov servopohonu.

Regulačný obvod elektromagnetického momentu motora (generátor momentu) tvorí základ regulačného systému. Jeho regulačný systém je označený blokom R_{em} . Hlavné regulačné obvody tvorí regulačný systém mechanického systému R_{me} .



Obr. 9.5 Všeobecná štruktúra regulačných obvodov servopohonu

Literatúra

- [1] Souček, P.: Pohony výroních zařízení (Servomechanizmy), ČVUT Praha 1994,
- [2] Suchánek, V.: Silnprúdá elektrotechnika v automatizaci, SNTL, Alfa Praha 1982
- [3] Poliak, F., Fedák, V., Zboray, L.: Elektrické pohony, Alfa, SNTL 1987
- [4] Kummel, F.: Elektrické pohony, úlohy a riešenia, Alfa Bratislava, Bratislava 1989
- [5] Slávik, I., Lachký, P., Végh, A.: Výkonová elektronika v praxi Alfa, Bratislava 1990
- [6] Leonhard, W.: Control of Electrical Drives Springer 1996
- [7] Kovacs, K. P., Racz, I.: Perechodnyje procesy v mašinach peremennogo toka, GEI 1963 Moskva, (Transiente vorgänge wechselstrommaschinen)
- [8] Kalaš, V., Jurišica, L., Žalman, M.: Technická kybernetika elektrických pohonov Alfa-SNTL, Bratislava 1978 Bratislava
- [9] Kalaš, V. a kol.: Nelineárne a číslicové servosystémy Alfa - SNTL, Bratislava 1985
- [10] Leonhard, W.: Control of Electrical Drives Springer 1996
- [11] Harsanyi, L., Murgaš, J., Rosinová, D., Kozáková, A.: Teória automatického riadenia STU Bratislava 1998
- [12] Balara, M.: Matematický model dynamických vlastností ložiskového reduktora Twinspin, AUTOMA č.5 2002, str.49-51
- [13] Žalman, M.: Prehľad trhu polovodičových meničov frekvencie pre striedavé motory AT&P č.2 2001
- [14] Caron, J. P., Hautier, J. P., Faucher, J.: Modelisation et commande de la machine asynchrone, edition Technip 1995, Paris
- [15] Machovski, J., Bialek, J. W., Bumby, J. R.: Power system dynamics and stability, John Wiley&Sons, 1997, England
- [16] Noskivič, P.: Hydrostatické pohony a jejich řízení, AUTOMA č.1 2002
- [17] Nerborák, I.: Modelování a simulace elektrických regulovaných pohonů, VŠB – Technická univezita Ostrava 2002
- [18] Brandštetter, P.: Střídavé regulační pohony, VŠB – Technická univezita Ostrava 1999