

Elektrické regulované pohony

Autor textu:
Prof. Ing. Jiří Skalický, CSc.

Obsah

1	ÚVOD.....	9
2	ZAŘAZENÍ PŘEDMĚTU VE STUDIJNÍM PROGRAMU.....	9
2.1	ÚVOD DO PŘEDMĚTU	9
2.2	VSTUPNÍ TEST	10
3	ELEKTRICKÉ REGULOVANÉ POHONY	11
3.1	ELEKTRICKÝ POHON JAKO SYSTÉM.....	11
3.2	METODIKA NAVRHOVÁNÍ POHONŮ	13
3.3	INTERAKCE POHONU A PRACOVNÍHO STROJE	14
3.4	SYSTÉMY ŘÍZENÍ SERVOPOHONŮ	15
4	KINEMATIKA A DYNAMIKA SERVOPOHONŮ	17
4.1	KINEMATIKA SERVOPOHONŮ.....	17
4.2	DYNAMIKA SERVOPOHONŮ	18
4.3	SERVOPOHON JAKO POLOHOVÝ SERVOMECHANISMUS	18
4.4	ZPŮSOBY ODMĚŘOVÁNÍ A ŘÍZENÍ POLOHY.....	20
4.5	VLASTNOSTI POLOHOVÉ SMYČKY	21
5	POHONY SE STEJNOSMĚRNÝMI MOTORY	24
5.1	STEJNOSMĚRNÉ MOTORY.....	24
5.1.1	Princip a konstrukce stejnosměrných motorů	24
5.1.2	Stejnosměrný motor v ustáleném stavu.....	25
5.1.3	Přechodný stav stejnosměrného motoru.....	26
5.2	TYRISTOROVÉ USMĚRŇOVAČE PRO STEJNOSMĚRNÉ POHONY	29
5.2.1	Princip tyristorového usměrňovače.....	29
5.2.2	Přehled zapojení usměrňovačů.....	31
5.2.3	Střední hodnota usměrněného napětí	32
5.3	REGULACE PROUDU KOTVY TYRISTOROVÝCH STEJNOSMĚRNÝCH POHONŮ	34
5.3.1	Regulace proudu kotvy při nepřerušovaném proudu	34
5.3.2	Přenosová funkce tyristorového usměrňovače	37
5.3.3	Návrh regulátoru proudu při nepřerušovaném proudu kotvy	39
5.3.4	Realizace regulátoru proudu	41
5.3.5	Regulace proudu kotvy při přerušovaném proudu	43
5.3.6	Adaptivní regulace proudu kotvy stejnosměrných pohonů.....	45

5.4	REGULACE RYCHLOSTI STEJNOSMĚRNÝCH POHONŮ NAPĚTÍM KOTVY	48
5.4.1	Regulace rychlosti s podřízenou proudovou smyčkou	48
5.4.2	Regulace rychlosti bez podřízené proudové smyčky	53
5.4.3	Přesnost regulace rychlosti	57
5.4.4	Číslicová regulace rychlosti	57
5.4.5	Mikroočítačové řízení stejnosměrného pohonu	59
5.5	REGULACE RYCHLOSTI MAGNETICKÝM TOKEM	60
5.5.1	Regulace rychlosti magnetickým tokem při konstantním napětí kotvy	60
5.5.2	Kombinovaná regulace napětím kotvy a buzením	62
5.6	STEJNOSMĚRNÉ POHONY S REVERZACÍ MOMENTU	64
5.6.1	Reverzační zapojení tyristorových usměřovačů	64
5.6.2	Reverzační zapojení s okruhovým proudem	65
5.6.3	Reverzační zapojení bez okruhového proudu	69
5.7	TRANZISTOROVÉ STEJNOSMĚRNÉ POHONY	71
5.7.1	Tranzistorový pulsní měnič stejnosměrného proudu	71
5.7.2	Čtyřkvadrantový tranzistorový stejnosměrný pulsní měnič	74
5.7.3	Zatěžovací charakteristiky tranzistorového měniče	76
5.7.4	Stejnoseměrný pohon s tranzistorovým měničem	78
5.8	KONTROLNÍ OTÁZKY KE KAP. 5	80
6	POHONY S ELEKTRONICKY KOMUTOVANÝMI MOTORY	81
6.1	ELEKTRONICKY KOMUTOVANÝ MOTOR	81
6.2	KONSTRUKCE ELEKTRONICKY KOMUTOVANÉHO MOTORU	82
6.3	MATEMATICKÝ MODEL ELEKTRONICKY KOMUTOVANÉHO MOTORU	84
6.4	SCHÉMA POHONU S ELEKTRONICKY KOMUTOVANÝM MOTOREM	86
6.5	KONTROLNÍ OTÁZKY KE KAP. 6	89
7	POHONY S ASYNCHRONNÍMI MOTORY	90
7.1	PRINCIP ASYNCHRONNÍHO MOTORU	90
7.2	KONSTRUKČNÍ PŘEVEDENÍ ASYNCHRONNÍCH MOTORŮ	91
7.3	ENERGETICKÁ BILANCE ASYNCHRONNÍHO MOTORU A MOMENTOVÁ CHARAKTERISTIKA	92
7.4	ZPŮSOBY REGULACE OTÁČEK ASYNCHRONNÍCH MOTORŮ	96
7.5	ROZBĚH A BRZDĚNÍ ASYNCHRONNÍHO MOTORU	97
7.6	REGULAČNÍ POHONY S ASYNCHRONNÍMI MOTORY A FREKVENČNÍMI MĚNIČI	100
7.6.1	Rozdělení měničů frekvence	100
7.6.2	Napět'ový měnič frekvence	101
7.6.3	Skalární metody řízení asynchronního motoru	103

7.6.4	Vektorové řízení asynchronního motoru.....	106
7.6.5	Přímé řízení momentu.....	110
7.7	KONTROLNÍ OTÁZKY KE KAP. 7.....	112
8	POHONY SE SYNCHRONNÍMI MOTORY.....	113
8.1	SYNCHRONNÍ MOTOR BUZENÝ PERMANENTNÍMI MAGNETY NA ROTORU.....	113
8.2	MATEMATICKÝ MODEL SYNCHRONNÍHO MOTORU S PERMANENTNÍMI MAGNETY.....	114
8.3	SERVOPOHON SE SYNCHRONNÍM MOTOREM.....	115
8.4	KONTROLNÍ OTÁZKY KE KAP. 8.....	117
9	DODATKY.....	117
9.1	VÝSLEDKY VSTUPNÍHO TESTU.....	117
	SEZNAM PŘÍLOH.....	118

Seznam obrázků

Obr. 3-1 Subsystémy mechatronického systému	11
Obr. 3-2 Elektrický pohon jako systém.....	12
Obr. 3-3 Hierarchické řízení servopohonů	16
Obr. 3-4 Architektura se společnou sběrnici	16
Obr. 3-5 Komunikace kruhovou sítí.....	17
Obr. 4-1 Blokové schéma servopohonu s pružným spojením a vůlí v převodu	19
Obr. 4-2 Kaskádní regulační struktura s podřízenými smyčkami	21
Obr. 5-1 Řez stejnosměrným motorem s buzením permanentními magnety	25
Obr. 5-2 Schématické značky stejnosměrných motorů	25
Obr. 5-3 Statické zatěžovací charakteristiky stejnosměrného motoru s konstantním magnetickým tokem	26
Obr. 5-4 Náhradní schéma stejnosměrného motoru s konstantním magnetickým tokem'	26
Obr. 5-5 Matematický model stejnosměrného motoru.....	27
Obr. 5-6 V-A charakteristika tyristoru (a) a řídicí charakteristika tyristoru (b)	30
Obr. 5-7 Princip fázového řízení tyristorového usměrňovače	30
Obr. 5-8 Blokové schéma generátoru zapalovacích impulsů	31
Obr. 5-9 Dvoupulsní (a) a třípulsní (b) uzlové zapojení usměrňovače	31
Obr. 5-10 Dvoupulsní (a) a šestipulsní (b) můstkové zapojení usměrňovače	31
Obr. 5-11 Průběhy usměrňovaného napětí a proudu při nepřerušovaném proudu	32
Obr. 5-12 Řídicí charakteristika tyristorového usměrňovače	33
Obr. 5-13 Usměrňovačový ($V_d > 0$) a invertorový ($V_d < 0$) režim tyristorového usměrňovače	34
Obr. 5-14 Prohoření invertoru v důsledku nezapálení tyristoru.	34
Obr. 5-15 Nepřerušovaný (a) a přerušovaný (b) proud kotvy stejnosměrného motoru	35
Obr. 5-16 Blokové schéma regulace proudu tyristorového stejnosměrného pohonu.....	35
Obr. 5-17 Čidlo proudu s proudovými transformátory	35
Obr. 5-18 Proudové čidlo s bočníkem a optočlenem	36
Obr. 5-19 Princip proudového čidla s Hallovou sondou	36
Obr. 5-20 Zpoždění zapalovacího pulsu za změnou řídicího napětí U_f	37
Obr. 5-22 Linearizace řídicí charakteristiky tyristorového usměrňovače	38
Obr. 5-23 Blokové schéma proudové smyčky	39
Obr. 5-24 Zjednodušené schéma proudové smyčky	39
Obr. 5-25 Amplitudová a fázová frekvenční charakteristika otevřené proudové smyčky	40
Obr. 5-26 Amplitudová a fázová frekvenční charakteristika uzavřené proudové smyčky	41
Obr. 5-27 Odezva na jednotkový skok žádané hodnoty proudu	41
Obr. 5-28 PI regulátor s nastavitelným omezením výstupního napětí	42
Obr. 5-29 Schéma programu diskrétního PI regulátoru	42

Obr. 5-30 Dynamika v režimu přerušovaného proudu	43
Obr. 5-31 Časové průběhy napětí a proudu při přerušovaném proudu.....	43
Obr. 5-32 Řídicí charakteristiky tyristorového stejnosměrného pohonu.....	44
Obr. 5-33 Blokové schéma řízení proudu kotvy v režimu přerušovaného proudu.....	44
Obr. 5-34 Proudová smyčka v režimu přerušovaného proudu	44
Obr. 5-35 Blokové schéma regulace proudu s nelineární předkorekcí.....	46
Obr. 5-36 Obvod nelineární předkorekce a jeho převodní charakteristika.....	46
Obr. 5-37 Adaptivní regulátor proudu s předkorekcí	47
Obr. 5-38 Adaptivní regulátor se změnou struktury a parametrů	47
Obr. 5-39 Adaptivní regulátor se změnou struktury	48
Obr. 5-40 Závislost zesílení K na době vedení proudu T_1	48
Obr. 5-41 Blokové schéma uzavřené otáčkové smyčky	49
Obr. 5-42 Blokové schéma otáčkové smyčky pro přenos poruchy	49
Obr. 5-43 Rozběhový obvod s lineární rampou	53
Obr. 5-44 Princip proudového omezení paralelním regulátorem proudu.....	54
Obr. 5-45 Uzavřená smyčka regulace otáček, soustava při nepřerušovaném proudu	54
Obr. 5-46 Uzavřená otáčková smyčka při přerušovaném proudu	55
Obr. 5-47 Princip adaptivního regulátoru otáček v oblasti přerušovaného proudu.....	56
Obr. 5-48 Regulátor otáček s proměnným integračním zesílením	56
Obr. 5-49 Princip vyhodnocení směru točení inkrementálního snímače.....	58
Obr. 5-50 Obvod realizace vyhodnocování směru točení inkrementálního snímače	58
Obr. 5-51 Blokové schéma mikropočítačového řízení stejnosměrného pohonu	59
Obr. 5-52 Struktura diskrétního řízení stejnosměrného pohonu.....	60
Obr. 5-53 Regulace otáček stejnosměrného motoru změnou budicího proudu.....	60
Obr. 5-54 Matematický model stejnosměrného motoru	61
Obr. 5-55 Uzavřená smyčka regulace otáček stejnosměrného motoru buzením.....	62
Obr. 5-56 Grafické znázornění pracovních oblastí při kombinované regulaci rychlosti.....	62
Obr. 5-57 Zapojení stejnosměrného pohonu s kombinovanou regulací napětím kotvy a buzením	63
Obr. 5-58 Struktura regulace indukovaného napětí.....	63
Obr. 5-59 Pracovní kvadranty elektrických pohonů.....	64
Obr. 5-60 Schéma třípulsního antiparalelního spojení s okružovým proudem a časové průběhy napětí a okružového proudu	66
Obr. 5-61 Časové průběhy napětí a okružového proudu při řízení s potlačeným okružovým proudem67	
Obr. 5-62 Reverzační stejnosměrný pohon v antiparalelním zapojení, s jedním regulátorem proudu..	67
Obr. 5-63 Reverzační stejnosměrný pohon v křížovém zapojení, se dvěma regulátory proudu	68
Obr. 5-64 Vznik dynamického okružového proudu	68
Obr. 5-65 Struktura reverzačního pohonu bez okružového proudu	69
Obr. 5-66 Časové průběhy při reverzaci proudu	70

Obr. 5-67 Schéma přepínací logiky pohonu bez okruhového proudu.....	70
Obr. 5-68 Časové průběhy signálů obvodu přepínací logiky	71
Obr. 5-69 Bipolární tranzistor: struktura, schématická značka a spínač v Darlingtonově zapojení.....	71
Obr. 5-70 Struktura tranzistoru MOSFET a schématická značka	72
Obr. 5-71 Jednokvadrantový pulsní měnič a časové průběhy proudů.....	73
Obr. 5-72 Čtyřkvadrantový stejnosměrný pulsní měnič s diodovým napáječem.....	74
Obr. 5-73 Unipolární (a) a bipolární (b) řízení tranzistorového měniče	75
Obr. 5-74 Proudové charakteristiky tranzistorů, nulových diod a proud z meziobvodu	76
Obr. 5-75 Zatěžovací charakteristiky tranzistorového pulsního měniče	77
Obr. 5-76 Regulační struktura stejnosměrného tranzistorového pohonu	78
Obr. 6-1 Elektronicky komutovaný motor: a) řez motorem, b) tvar indukce ve vzduchové mezeři, c) tvar proudů v závislosti na poloze rotoru, d) schéma vinutí statoru	81
Obr. 6-2 Konstrukce rotorů s magnety na povrchu (a) a vestavěnými (b)	82
Obr. 6-3 Snímač polohy rotoru elektronicky komutovaného motoru s Hallovou sondou	83
Obr. 6-4 Princip bezkartáčového tachodynamu s vyhodnocovacím obvodem.....	84
Obr. 6-5 Průběhy zpráveného toku, indukovaného napětí a proudu ve fázi X.....	85
Obr. 6-6 Matematický model elektronicky komutovaného motoru	86
Obr. 6-7 Schéma pohonu s elektronicky komutovaným motorem.....	87
Obr. 6-8 Blokované schéma polohové regulace	88
Obr. 7-1 Zapojení statorového vinutí Y a D.....	91
Obr. 7-2 Zapojení asynchronního motoru kroužkového s vinutým rotorem.....	92
Obr. 7-3 Energetická bilance asynchronního motoru.....	92
Obr. 7-4 Náhradní schéma asynchronního motoru	93
Obr. 7-5 Momentová charakteristika asynchronního motoru	94
Obr. 7-6 Momentové charakteristiky motoru přepínáním počtu pólů.....	96
Obr. 7-7 Momentové charakteristiky při změně napájecí frekvence	97
Obr. 7-8 Momentové charakteristiky při změně skluzu a) rotorovým odporem, b) statorovým napětím	97
Obr. 7-9 Rozběh asynchronního motoru při sníženém napětí (softstart)	98
Obr. 7-10 Rozběh kroužkového motoru rotorovým spouštěčem (a) a momentové charakteristiky (b).....	98
Obr. 7-11 Protisměrné brzdění as. motoru (a) zapojení pro dynamické brzdění ss. proudem	99
Obr. 7-12 Schéma cyklokonvertoru (a) a maticového měniče (b)	100
Obr. 7-13 Schémata nepřímých měničů frekvence se stejnosměrným meziobvodem.....	101
Obr. 7-14 Napěťový měnič frekvence s diodovým napáječem.....	102
Obr. 7-15 Principy sinusové pulsní šířkové modulace.....	102
Obr. 7-16 Blokované schéma obvodu sinusové pulsní šířkové modulace	103
Obr. 7-17 Skalární řízení asynchronního motoru v otevřené smyčce	104
Obr. 7-18 Skalární řízení asynchronního motoru se zpětnou vazbou	104

Obr. 7-19 Skalární řízení s nezávislou regulací momentu a statorového toku	105
Obr. 7-20 Grafické znázornění vektorového řízení asynchronního motoru	108
Obr. 7-21 Přímé vektorové řízení asynchronního motoru	108
Obr. 7-22 Polohový servomechanismus s nepřímým vektorovým řízením.....	110
Obr. 7-23 Přímé řízení momentu asynchronního motoru	110
Obr. 7-24 Princip přímého řízení momentu.....	111
Obr. 8-1 Konstrukce rotorů s magnety na povrchu (a) a vestavěnými (b)	114
Obr. 8-2 Servopohon se synchronním motorem.....	116

1 Úvod

Toto skriptum je určeno jako základní učební text pro stejnojmenný předmět Elektrické regulované pohony, vyučovaný jako povinný oborový předmět pro studenty oboru silnoproudá elektrotechnika a výkonová elektronika magisterského studia na Fakultě elektrotechniky a komunikačních technologií VUT v Brně a jako volitelný mezioborový předmět pro studenty ostatních oborů. Obsah skript odpovídá rozsahu přednášek.

Skripta byla napsána zejména proto, aby studentům prezenční formy studia ulehčila sledování přednášek a přednášejícímu, aby mohl doplnit přednášky svými zkušenostmi z projektování elektrických pohonů, kterým se zabýval po mnoho let v průmyslu. Studentům kombinované formy studia by měla nahradit sledování přednášek a umožnit efektivní využití konzultací a tutoriálů.

Při psaní těchto skript jsem se zaměřil na takové metody a poznatky, o nichž předpokládám, že jsou podstatné pro budoucího elektroinženýra, který bude projektovat, konstruovat a používat v průmyslové praxi nejen elektrické regulované pohony, ale obecně jakákoli automatizační zařízení, jejichž nedílnou částí je řídicí elektronika, řídicí počítače a výkonové polovodičové akční členy včetně elektrických servopohonů.

2 Zařazení předmětu ve studijním programu

Předmět Elektrické regulované pohony je součástí studijního programu magisterského studia oboru Silnoproudá elektrotechnika a výkonová elektronika a předpokládá tedy znalost zejména povinných předmětů bakalářského studia oboru Silnoproudá elektrotechnika a elektroenergetika, a to Základy elektrotechniky, Teorie řízení, Výkonová elektronika a Elektrické stroje.

Vzhledem k tomu, že předmět je volitelný i pro studenty jiných oborů, zejména pro studenty oboru automatizace a elektroenergetika, kteří se rovněž v praxi mohou setkat s regulovanými pohony, je text zejména při přednáškách doplněn o základní poznatky uvedených předmětů, s důrazem na pochopení fyzikálních principů a souvislostí teorie s praktickými technickými problémy.

2.1 Úvod do předmětu

Skripta jsou rozdělena do osmi kapitol. Kapitoly 1 a 2 jsou úvodní a charakterizují zařazení předmětu ve studijním programu magisterského studia oboru Silnoproudá elektrotechnika a výkonová elektronika. Vlastní náplň předmětu začíná kapitolou 3, v níž je charakterizován elektrický regulovaný pohon jako systém včetně vazeb na okolí, tj. na napájecí energetickou síť, na pracovní prostředí, na pracovní stroj a na nadřazené technologické řízení. Je stručně popsána metodika navrhování elektrických pohonů.

Kapitola 4 se zabývá kinematikou a dynamikou servopohonů, používaných jako polohové servomechanismy numericky řízených pracovních strojů, robotů a v dalších aplikacích automatizační techniky.

Kapitola 5 je věnována regulovaným pohonům se stejnosměrnými motory, v první části pohonům s tyristorovými usměřovači, ve druhé části pak pohonům s tranzistorovými stejnosměrnými pulsními měniči.

V 6. kapitole je popsán pohon s elektronicky komutovaným motorem, který se nazývá též bezkartáčovým stejnosměrným motorem, jehož předností je vyšší spolehlivost, daná náhradou kontaktního sběracího ústrojí, tvořeného komutátorem a uhlíkovými kartáči, komutací elektronickou.

Kapitola 6 nejprve popisuje konstrukci a statické vlastnosti asynchronních motorů, v dalším se pak věnuje způsobům regulace jejich rychlosti. Po stručném úvodu do výkonových polovodičových měničů kmitočtu je rozebrána skalární regulace asynchronního motoru, napájeného z měniče kmitočtu, dále regulace vektorová a tzv. přímé řízení momentu.

V kapitole 6 je popsán moderní servopohon se synchronním motorem s permanentními magnety na rotoru, napájený z napěťového měniče kmitočtu, s vektorovým řízením, který je v současné době nejpoužívanějším servopohonem pro polohování numericky řízených strojů a robotů.

2.2 Vstupní test

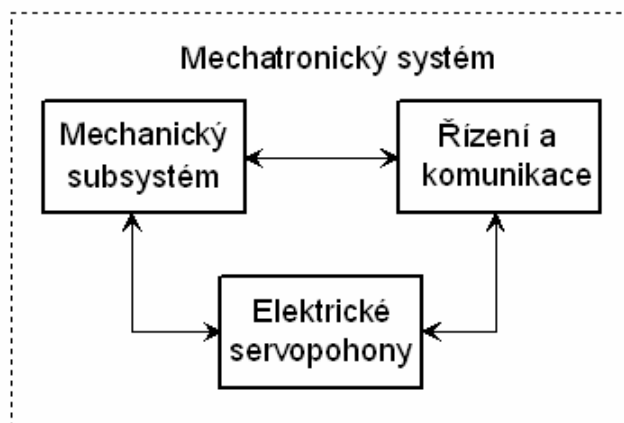
1. Stejnosměrný motor s buzením permanentními magnety je dynamickou soustavou 2. řádu. Odůvodněte proč.
2. Vypočítejte kinetickou energii rotoru s momentem setrvačnosti 0.1 kgm^2 , roztočeného na 1000 ot/min . Co se stane s touto energií při brzdění třecí brzdou, při elektrickém brzdění do odporu a při generátorickém brzdění?
3. Vypočítejte statický moment na hřídeli motoru, pohánějící bez převodu navíjecí buben zvedacího zařízení o průměru 50 cm při zvedání břemene hmotnosti 100 kg ? Jaký je výkon motoru a jeho otáčky při zvedání ustálenou rychlostí $v = 1 \text{ ms}^{-1}$?
4. Regulovaný elektrický pohon je zpětnovazební soustava, sestávající z motoru, výkonového měniče, snímače otáčivé rychlosti a regulátoru. Jak byste změřili frekvenční charakteristiky na řídicí signál a co je pásmo frekvenční propustnosti?
5. Vysvětlete pojem tzv. čtyřkvadrantového zapojení elektrického pohonu. Co jednotlivé kvadranty vyjadřují?
6. Jaký je rozdíl mezi statickou zatěžovací charakteristikou stejnosměrného motoru s cizím buzením a motoru se seriovým buzením? Jak lze změnit znaménko momentu u obou typů motorů?
7. Při snižování rychlosti asynchronních motorů, napájených z měničů frekvence, je nutno kromě snižování frekvence snižovat i satorové napětí. Proč?
8. Jakou hodnotu má skluz asynchronního motoru při generátorickém brzdění a jakou hodnotu má při brzdění protisměrném. Označte oba tyto režimy na momentové charakteristice.
9. Vysvětlete pojem invertorového režimu tyristorového usměřovače. Jaký je rozsah zapalovacích úhlů v tomto režimu, jakou polaritu má výstupní napětí, jaký je směr proudu ve srovnání s usměřovačovým režimem a jaký je směr toku energie?
10. Proč používáme tranzistory ve výkonových měničích pouze jako spínače? Jakým způsobem lze plynule měnit střední hodnotu výstupního napětí?

3 Elektrické regulované pohony

Cílem kapitoly je seznámit studenty se systémovým pojetím elektrických regulovaných pohonů, tj. se strukturou a vazbami elektrického pohonu na okolní systémy, což je podstatné pro navrhování pohonů, analýzu interakcí pohonu s pracovním strojem, napájecí energetickou sítí a nadřazeným řízením v automatizovaných soustavách.

3.1 Elektrický pohon jako systém

Elektrický regulovaný pohon představuje zpravidla jen subsystém složitějšího systému elektromechanického, nazývaném též systémem mechatronickým, v němž zajišťuje řízení pohybu při současné přeměně elektrické energie v mechanickou práci. Dalšími subsystémy jsou subsystém řízení a komunikace a subsystém mechaniky, tvořený kinematikou a dynamikou přenosu pohybu, jak je naznačeno na obr. 3.1. Do mechanického subsystému náleží spojky, mechanické převody, pohybující se setrvačné hmoty, vnější síly a momenty.



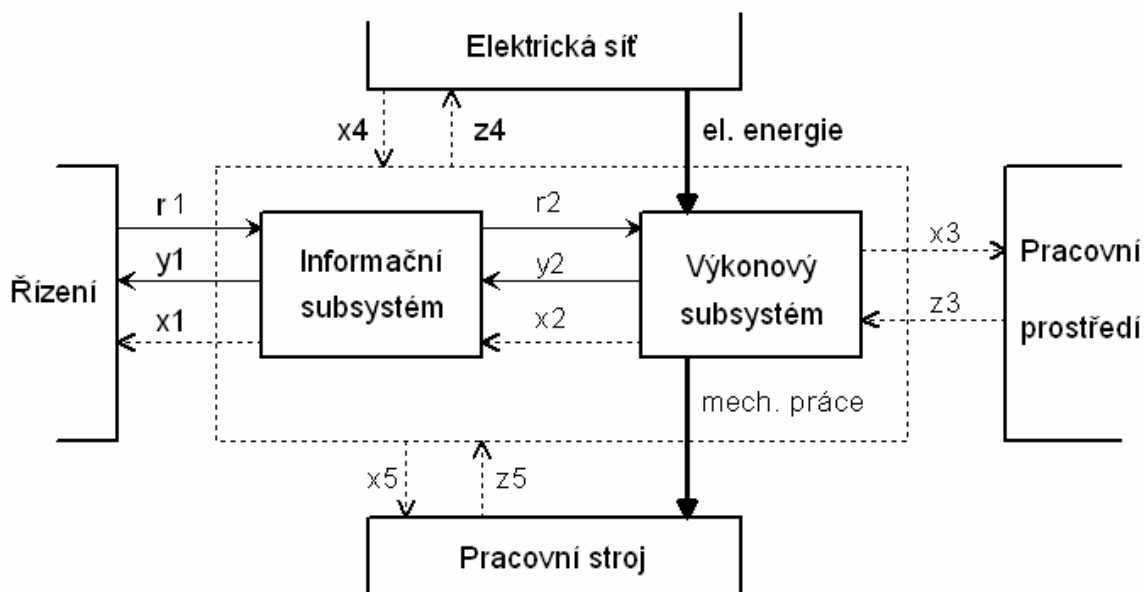
Obr. 3-1 Subsystémy mechatronického systému

Elektrický servopohon je regulační pohon, sestávající z jednoho nebo více elektrických motorů, napájecích výkonových měničů a řídicích a regulačních obvodů. Zatímco běžný elektrický pohon může pracovat v řadě případů i v otevřené regulační smyčce, t.j. bez zpětné vazby, servopohon je zapojen vždy v uzavřené regulační smyčce, se zpětnou vazbou rychlostní a většinou i polohovou. Dominantními požadavky na servopohony jsou jejich regulační parametry, t.j. přesnost a rychlost regulace a dále i jejich spolehlivost, neboť bývají součástí rozsáhlých automatizovaných soustav.

Subsystém elektrických servopohonů je popsán, podobně jako každý systém, svou strukturou a vnitřními a vnějšími vazbami. Schematicky je tento subsystém znázorněn na obr. 3.2. Pro účely mechatroniky postačí servopohon rozdělit dále na dva subsystémy, t.j. výkonový subsystém a subsystém informační. Do okolí servopohonů patří: elektrická napájecí síť, poháněné pracovní zařízení (mechanický subsystém), pracovní prostředí a subsystém řízení.

Výkonový subsystém sestává z elektrických servomotorů, napájecích výkonových měničů a příslušenství (transformátorů, tlumivek, jisticích a spínacích přístrojů). Informační subsystém pak pozůstává z řídicí elektroniky a regulačních obvodů.

Okolními systémy jsou elektrická napájecí síť nebo nezávislý zdroj elektrické energie (akumulátory), mechanický subsystém - pracovní stroj, systém nadřazeného řízení a komunikace, což může být na jedné straně ruční ovládací panel a na straně druhé řídicí počítač zapojený do počítačové sítě. Pracovní prostředí představuje na př. teplotu okolí, vlhkost, agresivní plyny či páry a pod.



Obr. 3-2 Elektrický pohon jako systém

Vnitřní a vnější vazby (tj. vazby s okolím) mohou být užitečné a rušivé:

Užitečné vazby: $r1$, $r2$ jsou řídicí signály a žádané hodnoty regulovaných veličin, na př. momentu, rychlosti či polohy, $y1$, $y2$ jsou zpětnovazební signály z čidel a snímačů (proudu, otáček, polohy, síly, momentu a pod.) a zpětná hlášení (o provozních nebo poruchových stavech).

Rušivé vazby vnitřní, způsobené servopohonem, jsou: $x1$, $x2$ rušivá vf. napětí a rušivá elektromagnetická pole, způsobená spínáním výkonových polovodičových prvků, $x3$, $x5$ je chvění, hluk, odváděné tepelné ztráty a další nepříznivé vlivy pohonu na pracovní prostředí a na pracovní stroj, $x4$ jsou zpětné rušivé vlivy na napájecí síť, jako je zkreslení vyššími harmonickými a radiové rušení.

Rušivé vazby vnější, působící z okolí negativně na servopohony, jsou: $z3$ teplota okolí, vlhkost, voda, agresivní plyny a páry, $z4$ jsou rušivé vlivy ze sítě, jako pokles napětí, zkreslení vyššími harmonickými a přepětovými špičkami, $z5$ je pak rušivý vliv změn zatěžovacího momentu, momentů setrvačnosti a rezonančních kmitočtů mechanické pohonové soustavy.

Systémové pojetí elektrických servopohonů poskytuje obecný pohled na jejich problematiku, související s úspěšným návrhem, realizací a provozováním ve složitých mechanických a mechatronických soustavách

3.2 Metodika navrhování pohonů

Postup inženýrského návrhu servopohonu lze rozložit do tří po sobě následujících etap:

První etapou je **zadání servopohonu**. Tato etapa je velmi důležitá, neboť za chyby a nepřesnosti, případně i za neúplné údaje, se zpravidla platí dodatečnými rekonstrukcemi a technickými změnami až při uvádění do provozu, což je velmi drahé. Druhou etapou je návrh servopohonů, ve kterém projektant volí koncepci pohonu, provádí dimenzování motorů a dalších výkonových částí, navrhuje regulační struktury a optimalizuje jak výkonovou, tak regulační část. Ve třetí etapě zpracovává kompletní projekční a konstrukční dokumentaci, podle níž se pak pohon realizuje. Úplné zadání má obsahovat: technickou charakteristiku pracovního stroje, požadavky na regulaci, požadavky na diagnostiku a zpětná hlášení, údaje o pracovním prostředí, speciální požadavky na konstrukční uspořádání a požadované spolehlivostní parametry.

Do technické charakteristiky pracovního stroje patří statické charakteristiky (na př. závislost momentu na rychlosti), momenty setrvačnosti a setrvačné hmoty, zatěžovací diagram (technologický cyklus) a převody .

Z požadavků na regulaci je třeba nejprve zjistit, které veličiny je třeba regulovat (moment nebo sílu, rychlost, polohu, případně i některou veličinu technologického procesu, jako je na př. konstantní řezná rychlost při soustružení s narůstajícím poloměrem nebo konstantní tah při navíjení svitků), dále požadovanou statickou a dynamickou přesnost regulace, a to absolutní i relativní a při jakých změnách poruchových veličin, kterými jsou zpravidla zatěžovací moment, změna teploty okolí a změna napětí sítě je tato přesnost požadována. Statická přesnost se vztahuje k ustálenému stavu, dynamická přesnost představuje maximální odchylku v průběhu vyregulování přechodného děje při zadané změně poruchové veličiny (na př. při skokové změně zatěžovacího momentu z 10% na 100%).

Při požadavku na regulaci polohy je nutné vědět, požaduje-li se tzv. nastavování polohy (na př. pro polohování u tvářecích strojů a pro manipulační roboty) nebo jde o tzv. sledování (souvislé polohové řízení technologických robotů, posuvů obráběcích strojů, polohování antén radiolokátorů a pod.)

Moderní servopohony bývají často používány pro automatizované bezobslužné pracovní stroje a technologické linky, řízené nadřazeným počítačem, který pro bezchybné rozhodování a řízení potřebuje informace o stavu a případných poruchách servopohonů. Z těchto důvodů je důležitou informací zadání i souhrn požadavků na **diagnostiku servopohonů**. Diagnostika je zpravidla dvojího typu, tzv. testovací, která zjišťuje bezporuchovost servopohonů před spuštěním celého zařízení a diagnostika provozní, která hlídá nejdůležitější hodnoty trvale za chodu. Účelem diagnostiky je identifikace a hlášení poruch a dále i hlášení některých dalších provozních stavů (na př. klidového stavu, přetížení, nesouhlas žádaných a skutečných hodnot a pod.).

Důležitou zadávací informací jsou údaje o **napájecí síti**, jako jsou počet fází, jmenovité napětí a kmitočet a dovolené tolerance těchto hodnot, u větších výkonů pak i proudová zatížitelnost a reaktance sítě, případně jde-li o jiné napájení, na př. z akumulátorových baterií nebo z autonomní (palubní) sítě.

Konstrukční provedení servopohonů musí odpovídat předpokládanému pracovnímu prostředí, charakterizovanému teplotou okolí, vlhkostí vzduchu, chvěním a vibracemi (při umístění na pohyblivých zařízeních), případně i prostředím s nebezpečím požáru nebo výbuchu. Nezanedbatelným požadavkem je stupeň odrušení, zejména pro neprůmyslová zařízení v obytných budovách, v nemocnicích, na letištích a pod.

Ke zbývajícím požadavkům mohou patřit speciální požadavky na konstrukční provedení zejména motorů (patkové, přírubové, způsob chlazení) a napájecích výkonových měničů (stupeň krytí a konstrukční provedení rozváděčů), a dále i spolehlivostní parametry, jako jsou na př. střední doba do poruchy, doba technického života atd.

Návrh servopohonů sestává z návrhu koncepce pohonu, tj. volby typu pohonu, jeho dimenzování, návrhu koncepce a struktury regulačních obvodů a z volby jištění a ochran. Pro volbu typu servopohonu je v současné době k dispozici celá řada pohonů: pohon se stejnosměrným motorem, zejména s buzením permanentními magnety, pohon s elektronicky komutovaným motorem (bezkartáčovým stejnosměrným motorem), pohon se synchronním motorem s permanentními magnety na rotoru, pohon s asynchronním motorem a pohony s krokovými motory různého konstrukčního provedení. Všechny tyto vyjmenované motory jsou v servopohonech napájeny z výkonových tranzistorových měničů, pouze stejnosměrné motory bývají napájeny i z měničů tyristorových.

Dimenzování servopohonů vychází z výpočtu statických a dynamických zatěžovacích momentů a jeho cílem je určit typovou velikost motorů a přiřadit k nim příslušné měniče, zpravidla podle požadavku proudové přetížitelnosti.

Návrh koncepce a struktury regulačních obvodů obsahuje volbu snímačů a čidel (polohy, rychlosti, případně i dalších technologických veličin), rozhodnutí o tom bude-li regulace analogová, digitální, případně hybridní, dále návrh regulačních smyček a jejich syntézu, tj. návrh přenosových funkcí jednotlivých regulátorů.

Volba jištění a ochran je důležitá z hlediska bezpečnosti, musí zahrnovat jištění proti zkratu a jištění proti nadproudu, někdy i ochranu proti přepětí, případně podpětí. Proti přetížení se používají teplotní ochrany, což jsou termistory nebo bimetalová relé, zabudovaná přímo do vinutí elektromotorů a do chladičů výkonových polovodičových prvků.

3.3 Interakce pohonu a pracovního stroje

Mechanické připojení servomotoru k pracovnímu stroji je nejčastěji realizováno pevnou spojkou čepu motoru se vstupním hřídelem pracovního stroje, méně časté je spojení pomocí řemenice a ozubeného řemene. V obou případech je důležité, aby spojení bylo dostatečně tuhé a bez vůle.

Statický zatěžovací moment na hřídeli motoru sestává z pasivního třecího momentu, který může být závislý na rychlosti a z momentu zátěže, tj. momentu, který koná práci. Mezi motorem a poháněným zařízením bývá často mechanický převod, při němž výsledný pohyb může být buď rotační nebo posuvný; z toho vyplývá nutnost přepočítat zatěžovací síly a momenty, včetně třecích, na hřídel motoru.

Při přepočtu se vychází z rovnováhy výkonů na straně motoru i na straně zátěže, při respektování ztrát v převodech:

$$M_m \omega_m = \frac{M_t + M_z}{\eta_1} \omega_z + \frac{F_t + F_z}{\eta_2} v_z \quad 3.3-1$$

Význam jednotlivých symbolů:

M_m	moment motoru (Nm)	ω_m	otáčivá rychlost motoru (s^{-1})
M_z	moment zátěže (Nm)	M_t	třecí moment (Nm)
ω_z	otáčivá rychlost na zátěži	F_z	zatěžovací síla (N)
F_t	třecí síla při posuvném pohybu (N)	v_z	posuvná rychlost (m/s)

η_1, η_2 účinnosti převodů

Dynamický moment je moment, potřebný k urychlování a brzdění servopohonu. Pro jeho výpočet musíme znát přepočítaný moment setrvačnosti na hřídel motoru a potřebné zrychlení nebo dobu rozběhu. Při přepočtu vycházíme z rovnováhy kinetické energie pohybujících se hmot:

$$\frac{1}{2} J_{zm} \omega_m^2 = \frac{1}{2} J_z \omega_z^2 + \frac{1}{2} m_z v_z^2 \quad 3.3-2$$

J_{zm} přepočítaný přídavný moment setrvačnosti (kgm^2)

J_z moment setrvačnosti zátěže (kgm^2)

m_z setrvačné hmoty zátěže u posuvného pohybu (kg)

K takto vypočítanému momentu setrvačnosti zátěže je nutno připočítat vlastní moment setrvačnosti rotoru navrhovaného motoru. Při výpočtu dynamického momentu se vychází z rovnice rovnováhy momentů

$$M_d = (J_{zm} + J_m) \frac{d\omega_m}{dt} + M_m \quad 3.3-3$$

je-li dáno požadované úhlové zrychlení $d\omega/dt$. Vypočítaný moment M_d nesmí být větší, než maximální dovolený moment zvoleného motoru, případně maximální moment, vyplývající z nastaveného proudového omezení napájecího měniče.

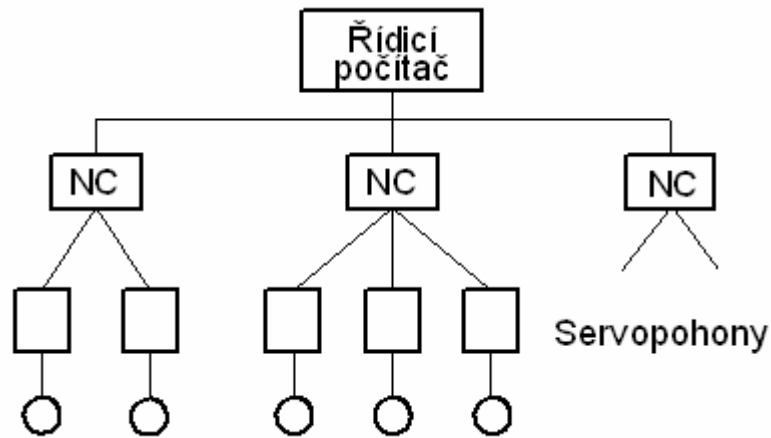
3.4 Systémy řízení servopohonů

Nejjednodušší autonomní servopohony individuálně využívaných pracovních strojů mohou být ovládány pouze ručně z ovládacího panelu stroje. Častější je však případ, kdy servopohony jsou součástí rozsáhlejšího systému řízení, nejčastěji uspořádaným hierarchicky:

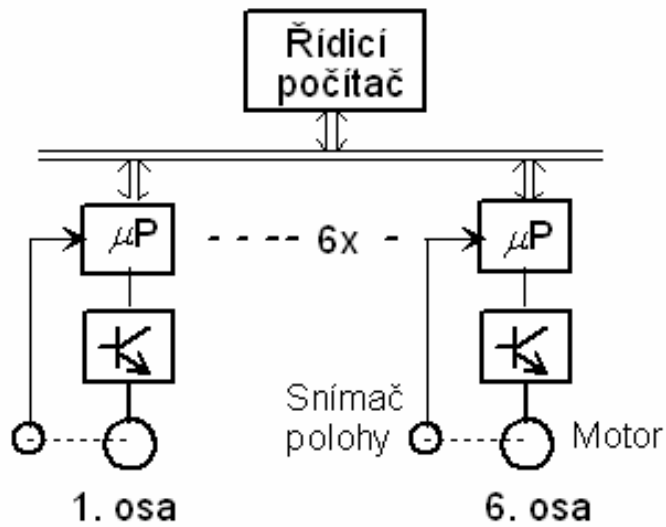
Na nejnižší úrovni (což znamená nejbliže technologickému procesu) jsou servopohony - autonomní rychlostní nebo polohové servomechanismy. Tato úroveň řízení zajišťuje dynamiku pohybu a zpětná diagnostická hlášení. Střední úroveň řízení je nejčastěji řídicí počítač (numerický řídicí systém), který řídí v reálném čase technologický proces; v případě servopohonů zadává polohu a rychlost pohybu, případně krouticí moment nebo sílu potřebnou pro technologický proces. Řídicí počítače jednotlivých pracovních strojů, řazených do technologických linek, jsou zapojeny do lokální počítačové sítě a řízeny z nadřazeného počítače, kterým je řízen celý technologický cyklus včetně obslužných funkcí, jako je doprava materiálu a polotovarů, kontrola a testování a operativní plánování. Hierarchický systém řízení vždy předpokládá, že při poruše vyšší úrovně řízení je nižší úroveň schopna autonomní funkce (s určitými omezeními). Schéma hierarchického uspořádání je naznačeno na obr. 3.3.

Pro spojení řídicích počítačů střední úrovně řízení (NC - Numerical Control, CNC - Computer Numerical Control) se servopohony se používá buď architektura se společnou sběrnici, s paralelním přenosem informace, nebo tzv. kruhová síť, se sériovým přenosem informace. Architektura se společnou sběrnici je používána tehdy, jsou-li servopohony na jednom mechanickém celku, na př. u robotů. Komunikuje-li se na větší vzdálenost, používá se kruhová síť, nejčastěji s optickým přenosem signálu. Příklad architektury se společnou sběrnici pro řízení pohybu šesti robotických souřadnic je na obr. 3.4, komunikace kruhovou

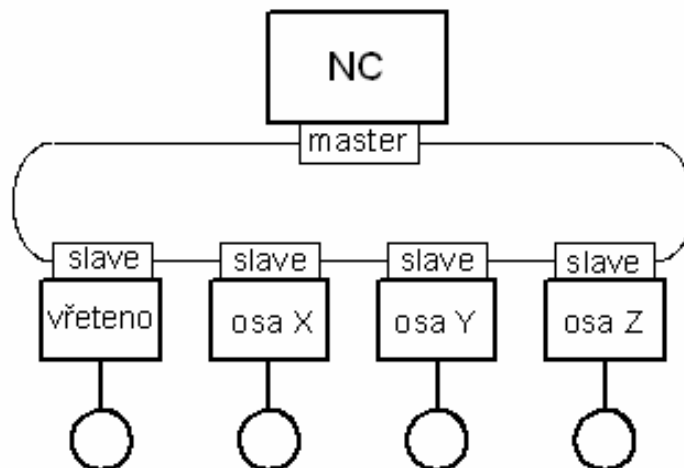
sítí pro řízení pohonu vřetene a tří posuvů (pro tři prostorové osy pohybu) numericky řízeného obráběcího stroje je nakreslena na obr. 3.5



Obr. 3-3 Hierarchické řízení servopohonů



Obr. 3-4 Architektura se společnou sběrnici



Obr. 3-5 Komunikace kruhovou sítí

4 Kinematika a dynamika servopohonů

Cílem této kapitoly je uvést základní poznatky z kinematiky a dynamiky elektrických pohonů, vysvětlit principy polohového řízení, používaného zejména v servopohonech numericky řízených výrobních strojů (NC, CNC) a robotů, jejichž podstatným znakem je souvislé sledování zadané prostorové trajektorie víceosými servopohony.

4.1 Kinematika servopohonů

Kinematické schéma mechanické soustavy, na př. manipulačního robotu, je obvykle tvořeno řetězcem kinematických dvojic se dvěma stupni volnosti. Poloha koncového efektoru je dána šesti souřadnicemi ve zvolené kartézské souřadné soustavě, vázané na př. na základnu robotu: třemi souřadnicemi posunutí vzhledem k počátku souřadnic x, y, z a třemi souřadnicemi prostorového natočení vzhledem k jednotlivým souřadným osám $\varphi_x, \varphi_y, \varphi_z$. Pohyb efektoru a jeho prostorová orientace jsou pak realizovány v "robotických" souřadnicích, kterými jsou kloubové souřadnice jednotlivých stupňů volnosti $q_1, q_2, q_3, q_4, q_5, q_6$, poháněné osovými servopohony.

Pro řízení pohybu jednotlivých servopohonů je potřebné znát vzájemné transformace mezi oběma souřadnými systémy. Transformace kloubových souřadnic na kartézské se nazývá přímou úlohou kinematiky, transformace kartézských souřadnic na souřadnice kloubové pak inverzní úlohou kinematiky.

Pro přímou transformaci platí rovnice

$$\mathbf{x}' = \mathbf{J}\mathbf{q}' \quad 4.1-1$$

a pro inverzní transformaci platí rovnice

$$\mathbf{q}' = \mathbf{J}^{-1}\mathbf{x}' \quad 4.1-2$$

v nichž je vektor kartézských souřadnic

$$\mathbf{x} = [x \ y \ z \ \varphi_x \ \varphi_y \ \varphi_z]^T \quad 4.1-3$$

a vektor kloubových souřadnic

$$\mathbf{q} = [q_1 \ q_2 \ q_3 \ q_4 \ q_5 \ q_6]^T \quad 4.1-4$$

\mathbf{J} je Jakobián soustavy, tj. matice, jejímiž prvky jsou parciální derivace kartézských souřadnic podle příslušných souřadnic kloubových.

Vzhledem k tomu, že inverzní úloha kinematiky vyžaduje numerický výpočet inverzního Jakobiánu, je náročná na výpočetní čas řídicího systému, což může být při řízení v reálném čase problematické. Jednou z možností zrychlení výpočtu je použití neuronové sítě, naučené na dostatečném počtu vzorků předem vypočítaných transformací.

4.2 Dynamika servopohonů

Při řešení dynamiky soustavy hmotných bodů, které jsou spolu vázány vazbami, platí Lagrangeova rovnice 2. druhu:

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial W_k}{\partial \dot{q}_i} \right) - \frac{\partial W_k}{\partial q_i} + \frac{\partial W_p}{\partial q_i} = Q_i \quad 4.2-1$$

$$Q_i = \sum_j F_j \frac{\partial r_j}{\partial q_i} \quad 4.2-2$$

q_i je zobecněná souřadnice, W_k je kinetická energie soustavy, W_p je potenciální energie soustavy a Q_i je obecná síla.

Rovnice, popisující dynamiku mechatronické soustavy, lze využít k simulaci a modelování této soustavy a dále k dimenzování jednotlivých kloubových servopohonů, t.j. k návrhu jmenovitých a maximálních momentů motorů a jejich otáček. Zjednodušená metoda určení statických a dynamických momentů, vhodná na př. i pro návrh servopohonů posuvů obráběcích strojů, byla uvedena v odst. 3.3.

Z rovnic, popisujících dynamiku soustavy, lze pro požadovaný průběh dráhy určit vhodné průběhy momentů jednotlivých kloubových servopohonů.

Simulace pohybu robotu včetně řízení, s uvažováním jak dynamiky mechanické části, tak i dynamiky servopohonů, je důležitá pro ověření chování při polohování, neboť skutečná prostorová trajektorie vlivem statických a zejména dynamických chyb může být podstatně odlišná od trajektorie zadávané, což může ovlivnit technologické parametry robotu, v některých případech může vést až k havárii (na př. najetí na překážku, příp. i k ohrožení bezpečnosti obsluhy).

4.3 Servopohon jako polohový servomechanismus

Elektrický servopohon je regulační pohon, sestávající z elektromotoru, výkonového polovodičového měniče pro napájení a řízení motoru a z regulátoru otáček, resp. polohy. Součástí motoru bývají obvykle snímače rychlosti a polohy. Pohon musí umožňovat čtyřkvadrantový provoz, tj. oba směry točení a oba směry momentu. Servopohon pracuje v uzavřené zpětné vazbě.

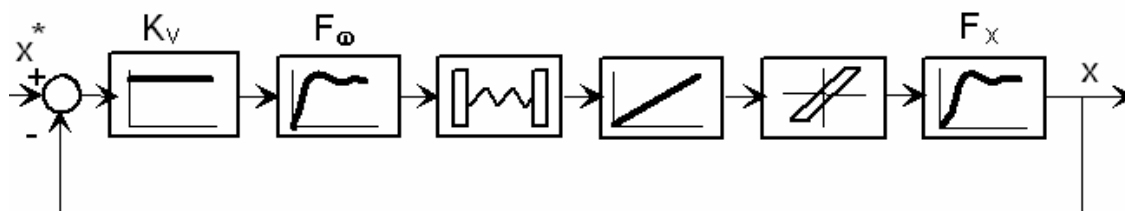
Rychlostní (otáčkový) servopohon má pouze otáčkovou zpětnou vazbu a umožňuje rychlé a přesné sledování zadávané rychlosti, při čemž zadávaná rychlost může být výstupem nadřazeného regulátoru, kterým může být např. regulátor polohy nebo technologický regulátor.

Polohový servopohon je servomechanismus pro řízení polohy - buď úhlu natočení, nebo prostřednictvím převodu posuvné dráhy.

Z hlediska aplikací se rozlišují dva typy polohových regulací: cílová a sledovací. Cílová regulace slouží k časově optimálnímu nastavování polohy; používá se např. při polohování u děrovacích lisů a vrtaček, u podavačů plechu při jeho stříhání nůžkami a u polohovadel a manipulátorů. Časově optimální nastavení představuje polohové přemístění v nejkratším možném čase, tj. s využitím maximálně dosažitelného zrychlení, při čemž se požaduje najetí na polohu bez překmitu (bez přejezdu konečné polohy).

Sledovací polohová regulace se používá tam, kde je třeba sledovat zadávanou trajektorii, a to přesně zadávanou rychlostí. Nejčastějšími aplikacemi jsou tzv. vícesouřadnicové systémy, jako např. roboty, posuvy obráběcích strojů, souřadnicové zapisovače, antény sledovacích radiolokátorů a pod. Výsledná trajektorie je dána vektorovým sčítáním pohybů v jednotlivých osách. Generování rychlostí pro jednotlivé osy se provádí interpolací v řídicím počítači, který je hierarchicky nadřazen servopohonům, řízeným zpravidla decentralizovanými mikro počítači ve funkci číslicových regulátorů.

Osový servopohon musí být kvalitním polohovým servomechanismem, který sleduje pokud možno bez časového zpoždění a bez polohové chyby řídicí signál - plynule zadávanou hodnotu polohy.



Obr. 4-1 Blokové schéma servopohonu s pružným spojením a vůlí v převodu

Přesné řízení polohy vyžaduje uzavřenou polohovou vazbu, jejíž princip spočívá v porovnávání zadávané polohy se skutečnou polohou, získanou odměřováním. Pro sledovací servomechanismy se nejčastěji používá kaskádní struktura regulačních smyček, v níž je polohová smyčka nadřazená vnitřní otáčkové smyčce. K vyhodnocení odchylky mezi žádanou a skutečnou polohou se pak používá proporcionálních regulátorů polohy, jejichž výstupem je žádaná hodnota rychlosti. Pohon tedy sleduje zadávanou polohu s určitou polohovou odchylkou, přímo úměrnou rychlosti sledování. Princip polohového řízení je patrný z obr. 4.1. Jde o polohovou smyčku s podřízenou rychlostní smyčkou, představovanou kmitavým členem F_{ω} , mechanická soustava obsahuje pružné spojení, integrátor (poloha je integrálem rychlosti), vůlí v převodu a je charakterizována kmitavým členem s nejnižším rezonančním kmitočtem F_x .

4.4 Způsoby odměřování a řízení polohy

K odměřování skutečné polohy slouží snímače polohy. Podle použitého principu odměřování to jsou snímače absolutní, inkrementální a cyklicky absolutní.

Absolutní snímače udávají absolutní hodnotu polohy v celém rozsahu odměřování, tj. každé poloze je přiřazena jednoznačně hodnota signálu snímače a naopak. Předností absolutního odměřování je existence informace o skutečné poloze hned po zapnutí zařízení. Absolutní snímače polohy se realizují jako optické s kódovacími kotoučky nebo jako vícestupňové rotační cyklicky absolutní snímače (na př. selsyny, vzájemně zpřevodované).

Inkrementální snímače mají vysokou přesnost i rozlišitelnost, avšak informaci o absolutní poloze lze získat pouze tak, že po zapnutí servomechanismus najede na tzv. referenční bod - nulovou polohu v dané ose; skutečná absolutní poloha je pak dána obsahem čítače odměřovacích impulsů. Z konstrukčního hlediska mohou být inkrementální snímače jak rotační, tak lineární.

Cyklicky absolutní snímače odměřují absolutní polohu pouze v omezené oblasti (na př. v rozsahu jedné otáčky motoru). Údaj o absolutní poloze je opět pouze uložen v paměti řídicího systému. Cyklicky absolutní snímače polohy mohou být rovněž jak rotační (selsyny, rezolvery), tak lineární (induktosyny).

Podle umístění snímače polohy rozlišujeme tzv. přímé a nepřímé odměřování. Při nepřímém odměřování je rotační snímač polohy umístěn na hřídeli motoru. Výhoda nepřímého odměřování spočívá v tom, že nelinearity mechanických převodů jsou vně uzavřené polohové smyčky, což má příznivý vliv na její kvalitu a usnadňuje její nastavování. Na druhé straně tyto nelinearity mechanického převodu způsobují dodatečnou chybu řízení polohy, kterou již nelze regulačně ovlivnit.

Při přímém odměřování se používá buď lineárních snímačů polohy, je-li výsledný pohyb posuvný, nebo snímačů rotačních, je-li výsledný pohyb rotační. Nelinearity mechanického převodu jsou v tomto případě uvnitř uzavřené polohové smyčky. Přesnost řízení polohy je vyšší ve srovnání s nepřímým odměřováním, mohou však vzniknout obtíže při nastavování dynamiky.

Zesílení proporcionálního regulátoru polohy je poměr rychlosti v k polohové odchylce Δx :

$$K_v = \frac{v}{\Delta x} = \frac{v}{x^* - x} \quad 4.4-1$$

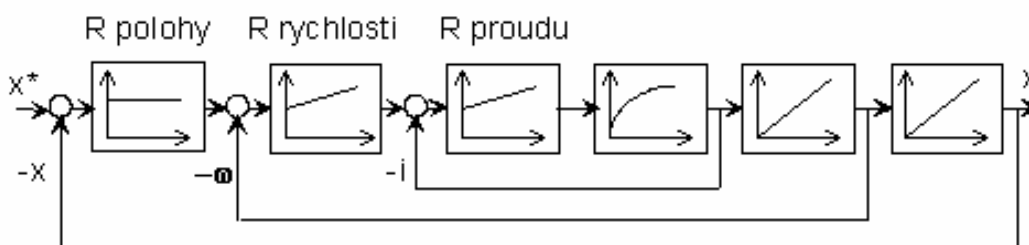
Zesílení K_v se nazývá rychlostní konstantou polohové smyčky a číselně udává rychlost sledování při jednotkové odchylce skutečné polohy od polohy zadávané. Čím vyšší je K_v , tím menší je tedy chyba sledování polohy při dané rychlosti sledování. Zadávání trajektorie sledování se u systémů se souvislým řízením provádí obvykle formou časové posloupnosti elementárních přírůstků dráhy v jednotlivých osách. U dvouosého systému jsou tyto přírůstky

$$\Delta x = v_x \Delta t, \quad \Delta y = v_y \Delta t \quad 4.4-2$$

kde v_x, v_y jsou programované rychlosti v osách x, y .

4.5 Vlastnosti polohové smyčky

Standardní struktura regulace polohového servomechanismu je tvořena polohovou smyčkou s podřízenou otáčkovou smyčkou. Jako další podřízená smyčka otáčkové smyčky může být smyčka proudová nebo momentová



Obr. 4-2 Kaskádní regulační struktura s podřízenými smyčkami

Smyčka nejnižší úrovně - momentová (proudová) - slouží k ochraně motoru před přetížením a k omezení maximálního momentu, kterým může působit motor na mechanickou soustavu. Při použití tranzistorových výkonových měničů s pulsní šířkovou modulací je proudová smyčka velmi rychlá, s dobou odezvy řádově 0.1-1 ms, což je dobrý předpoklad kvality nadřazené rychlostní smyčky.

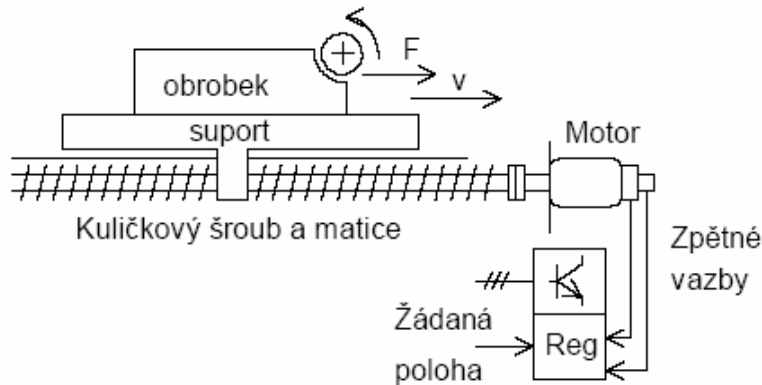
Kvalitu rychlostní smyčky lze posoudit z průběhu frekvenční charakteristiky nebo z přechodové charakteristiky, což je odezva na jednotkový skok řízení. Charakteristickou veličinou uzavřené smyčky je tzv. pásmo frekvenční propustnosti, které udává mezní propustnou frekvenci při poklesu amplitudy o 3 db nebo při fázovém posunu 90° (obě hodnoty se u soustav vyššího než druhého řádu poněkud liší).

Polohová regulační smyčka je nadřazena otáčkové smyčce: výstup polohového regulátoru je tedy žádanou hodnotou otáček. Charakteristickým znakem uzavřené polohové smyčky je její integrační charakter (poloha je integrálem rychlosti). Teoreticky je tedy polohová odchylka při nulové rychlosti rovněž nulová. Prakticky je citlivost pohonu na inkrementální odchylku polohy, danou rozlišovací schopností polohového snímače, závislá na citlivosti a rychlosti integrace otáčkového regulátoru. Parametrem, určujícím kvalitu polohové smyčky, je polohové zesílení K_v (rychlostní konstanta).

Pro kvalitní polohové řízení se doporučuje používat převody s minimální vůlí a velkou tuhostí a mechanické uspořádání s nízkými třecími odpory, např. valivá či hydrostatická uložení. Pohon je nutno dimenzovat nejen na statický zatěžovací moment, ale i na momenty dynamické a kontrolovat na přípustné ztráty, aby nebylo překročeno dovolené oteplení vinutí motoru.

Příklad 4-1**Dimenzování pohonu posuvu obráběcích strojů**

Posuv je realizován kuličkovým šroubem a kuličkovou maticí, motor je spojen pevnou spojkou přímo s kuličkovým šroubem.



Parametr	označení		rozměr
hmotnost obrobku	m_{ob}	1000	kg
hmotnost suportu	m_s	500	kg
koef. tření vedení suportu	μ_T	0.08	
řezná síla	F_R	9000	N
rychlost posuvu	v	0-5	m/min
rychloposuv	v_{max}	15	m/min
stoupání kuličkového šroubu	h	10	mm/ot
délka kuličkového šroubu	l	1000	mm
průměr kuličkového šroubu	d	40	mm
střední průměr ložiska kuličkového šroubu	d_L	70	mm
koeficient tření ložiska kuličkového šroubu	μ_L	0.005	
předepnutí ložiska kuličkového šroubu	F_L	4000	N
účinnost kuličkového šroubu	η_s	0.92	

Statický moment na hřídeli motoru sestává z pasivního třecího momentu M_T a momentu M_R na překonání řezné síly

$$M_s = M_T + M_R$$

Třecí moment je

$$M_T = M_{TL} + \frac{M_{TS}}{\eta_s}$$

M_{TL} je tření v ložiskách a M_{TS} je tření suportu

$$M_{TL} = \mu_L \frac{1}{2} d_L F_L$$

$$M_{TS} = \mu_T \frac{h}{2\pi} [(m_s + m_{ob})9.81 + F_k]$$

F_k je kolmá složka řezné síly, kterou uvažujeme v rozsahu do $0.15 F_R$.

Řezný moment je pak

$$M_R = \frac{F_R h}{2\pi \eta_s}$$

Podle vypočítaného statického momentu volíme nejbližze vyšší normalizovaný moment řady servomotorů:

$M_n (Mn)$	3,5	4,7	7	10	13	17	23	35	47
$J(kgm^2)$	0,00069	0,00089	0,0011	0,0051	0,0076	0,0104	0,0136	0,030	0,0396

Pro výpočet dynamického momentu potřebujeme znát celkový moment setrvačnosti, přepočítaný na hřídel motoru:

$$J_{\Sigma} = J_M + J_Z$$

J_M je vlastní moment setrvačnosti zvoleného motoru dle tabulky a J_Z je moment setrvačnosti zátěže

$$J_Z = J_{s+o} + J_L$$

Setrvačné hmoty obrobku a suportu se přepočítají na ekvivalentní moment setrvačnosti

$$J_{s+o} = (m_{ob} + m_s) \left(\frac{h}{2\pi} \right)^2$$

Moment setrvačnosti kuličkového šroubu

$$J_L = 0.77 \cdot 10^{-12} d^4 l \quad [kgm^2, mm, mm]$$

Požadujeme-li zrychlení při rozběhu $\varepsilon = \frac{d\omega}{dt}$, je potřebný maximální moment motoru

$$M_{\max} = J_{\Sigma} \varepsilon + M_T$$

5 Pohony se stejnosměrnými motory

Cílem kapitoly je nejprve zopakovat princip a konstrukční provedení stejnosměrných motorů, odvodit statické charakteristiky a dynamický model stejnosměrného motoru. V další části je zopakován princip tyristorových usměrňovačů a uvedeny metody návrhu regulátoru proudu pro nepřerušovaný a přerušovaný proud kotvy. Podrobně je popsán způsob regulace rychlosti napětím kotvy při konstantním magnetickém toku, způsob regulace rychlosti změnou magnetického toku (regulace odbuzováním) a kombinovaná regulace rychlosti. Další část je věnována reverzačním zapojením tyristorových usměrňovačů, umožňujících tzv. čtyřkvadrantový provoz pohonu. V závěru kapitoly je pojednáno o tranzistorových stejnosměrných pohonech, vyznačujících se lepší dynamikou (mají rychlejší odezvu na skok řízení a vyšší pásmo frekvenční propustnosti) a jsou použitelné pro nejnáročnější servopohony v automatizační technice.

5.1 Stejnosměrné motory

5.1.1 Princip a konstrukce stejnosměrných motorů

Stejnosměrný motor patří k historicky nejstarším elektrickým strojům. Stejnosměrný motor je ideálním regulačním motorem - jeho otáčky lze plynule měnit změnou přiváděného napětí.

Pro regulované pohony se používá zejména stejnosměrných motorů s cizím buzením a motorů s buzením permanentními magnety ve statoru. Pro magnety se používá magneticky tvrdých materiálů, zejména feritů a spěkaných materiálů ze vzácných zemin, na př. samarium-kobaltu nebo sloučeniny neodymu, železa a bóru. Aktivními částmi stejnosměrného motoru jsou stator se jhem, permanentními magnety a pólovými nástavci z měkkého železa pro koncentraci magnetického toku do vzduchové mezery, rotor (kotva) s vinutím, tvořeným jednotlivými cívkami, uloženými v drážkách a vyvedenými na komutátor, který spolu s uhlíkovými kartáči a kartáčovými držáky tvoří tzv. sběrací ústrojí. Řez stejnosměrným motorem s permanentními magnety je na obr. 5.1.

Kromě motorů s permanentními magnety se zejména pro větší výkony používá motorů s cizím buzením, v nichž se magnetické pole vytváří proudem budicího vinutí, navinutém na tzv. hlavních (budicích) pólech statoru. Nevýhoda těchto motorů - větší ztráty o Jouleovy ztráty v budicím vinutí - je na druhé straně vykompenzována možností regulace odbuzováním.

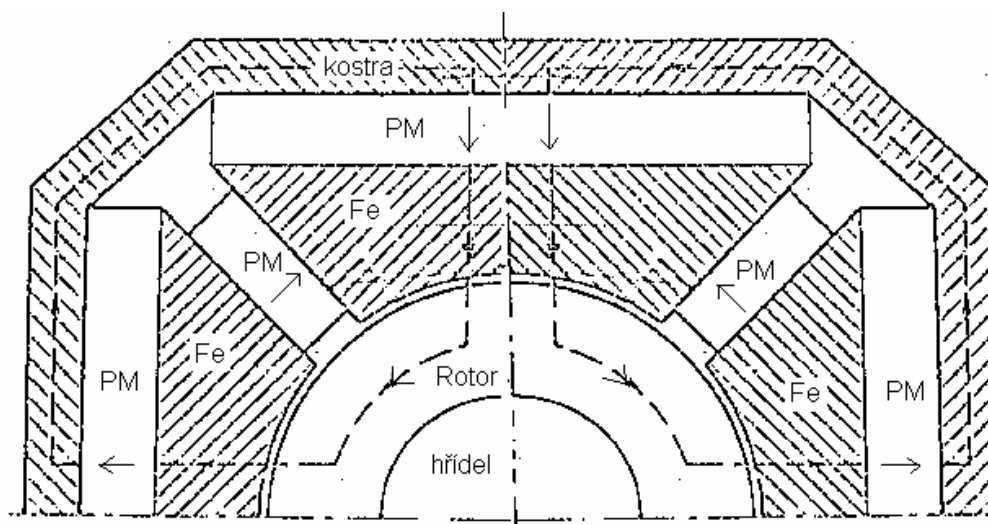
Pro stejnosměrný motor platí tyto základní rovnice: při otáčení úhlovou rychlostí ω se ve vinutí kotvy indukuje napětí

$$U_i = C\Phi\omega \quad 5.1-1$$

Působením proudu a magnetického toku se vytváří moment

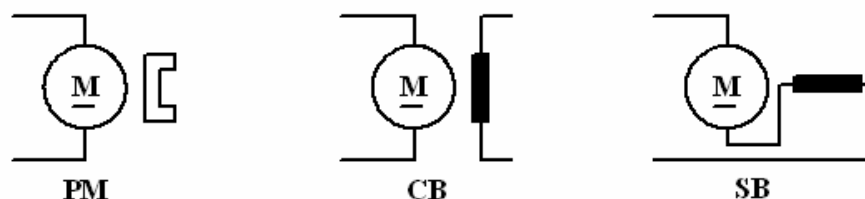
$$M = C\Phi I \quad 5.1-2$$

C je konstanta motoru (napěťová, momentová), Φ je magnetický tok a I je proud kotvy.



Obr. 5-1 Řez stejnosměrným motorem s buzením permanentními magnety

Schematické značky stejnosměrných motorů (s permanentními magnety, s cizím buzením a se sériovým buzením), používané v elektrotechnických schématech, jsou na obr. 5.2.



Obr. 5-2 Schématické značky stejnosměrných motorů

5.1.2 Stejnosměrný motor v ustáleném stavu

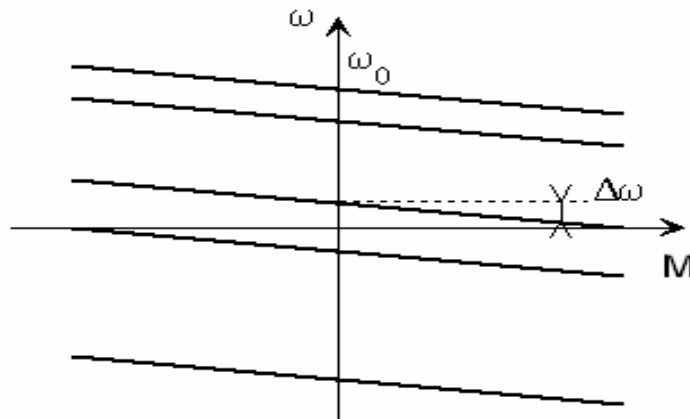
Stejnosměrný motor s permanentními magnety má konstantní magnetický tok, jehož velikost je dána použitým typem magnetů a konstrukcí magnetického obvodu. Otáčky lze řídit pouze změnou napětí kotvy. Pro obvod kotvy je možno v ustáleném stavu napsat rovnici rovnováhy elektrických napětí

$$U = R_a I_a + C\Phi\omega \quad 5.1-3$$

Statická zatěžovací charakteristika je závislost úhlové rychlosti na zatěžovacím momentu. Lze ji odvodit z rovnice (5.1-3) při uvažování (5.1-2):

$$\omega = \frac{U}{C\Phi} - \frac{R_a}{(C\Phi)^2} M = \omega_0 - kM \quad 5.1-4$$

Rovnice (5.1-4) je rovnicí přímky, ω_0 jsou ideální otáčky naprázdno, k je směrnice charakteristiky, určující její "tvrdost", tj. pokles otáček při zatížení. Soustava statických zatěžovacích charakteristik s parametrem U je nakreslena na obr. 5.3.



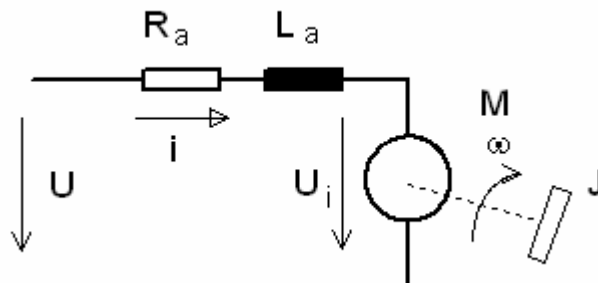
Obr. 5-3 Statické zatěžovací charakteristiky stejnosměrného motoru s konstantním magnetickým tokem

Z rovnice (5.4) vyplývají možnosti **regulace otáček stejnosměrného motoru**: za první změnou napětí přiváděného na kotvu U , za druhé změnou magnetického toku (což není možné u motorů s permanentními magnety) a za třetí změnou odporu v obvodu kotvy (zařazováním přídavného odporu do obvodu kotvy; tento způsob je však energeticky nevýhodný, jde o ztrátovou regulaci).

Podle směru toku energie, respektive přeměny elektrické energie v mechanickou práci, nebo naopak, mechanické energie v energii elektrickou, rozeznáváme dva provozní režimy stejnosměrného stroje: motorický, je-li přiváděné napětí větší, než napětí indukované ve vinutí kotvy a proud teče ze zdroje do motoru a režim generátorický, je-li přiváděné napětí menší než napětí indukované, což způsobí změnu směru proudu, který v tomto případě teče z kotvy motoru do napájecího zdroje. V obou případech se motor otáčí stejným směrem. Stejná úvaha pak platí pro opačný směr točení: obě napětí i moment budou mít opačná znaménka než v prvním případě. Stejnosměrný motor umožňuje čtyřkvadrantový provozní režim, pokud napájecí zdroj stejnosměrného napětí a proudu je rovněž čtyřkvadrantový

5.1.3 Přejídný stav stejnosměrného motoru

Stejnosměrný motor jako dynamický systém je popsán soustavou diferenciálních rovnic, které je možno odvodit z náhradního schématu, zahrnujícího navíc i indukčnost vinutí kotvy (obr.5.4).



Obr. 5-4 Náhradní schéma stejnosměrného motoru s konstantním magnetickým tokem

$$u_a = R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + C\Phi\omega \quad 5.1-5$$

$$C\Phi i_a = J \frac{d\omega}{dt} + B\omega + M_0 \quad 5.1-6$$

je-li J celkový moment setrvačnosti na hřídeli motoru, B koeficient viskosního tření a M_0 moment odporu. Rovnice (5.1-5) představuje rovnováhu napětí v obvodu kotvy, rovnice (5.1-6) je pak rovnováha momentů na hřídeli motoru.

Přenosovou funkci stejnosměrného motoru lze odvodit z rovnic (5.1-5), (5.1-6) použitím Laplaceovy transformace. Po dosazení $C\Phi\omega = u_i$ je rovnice rovnováhy napětí v operátorovém tvaru

$$U_a = R_a I_a + pL_a I_a + U_i \quad 5.1-7$$

Přenos $F_1(p)$ je poměr výstupu ke vstupu: výstupem je proud I_a , vstupem rozdíl přiváděného napětí na kotvu U_a a napětí indukovaného U_i . První část modelu motoru má tvar

$$F_1(p) = \frac{I_a}{U_a - U_i} = \frac{1}{R_a + pL_a} = \frac{1/R_a}{1 + p\tau_a} \quad \tau_a = \frac{L_a}{R_a} \quad 5.1-8$$

Dalším členem modelu je proporcionální člen, vyjadřující závislost momentu motoru na proudu kotvy $m = C\Phi i_a$; v operátorovém tvaru $M = C\Phi I_a$. Přenos tohoto členu je

$$F_2(p) = \frac{M}{I_a} = C\Phi \quad 5.1-9$$

Rovnice rovnováhy momentů (5.1-6), po zanedbání viskosního tření B , je v operátorovém tvaru

$$M = pJ\omega + M_0 \quad 5.1-10$$

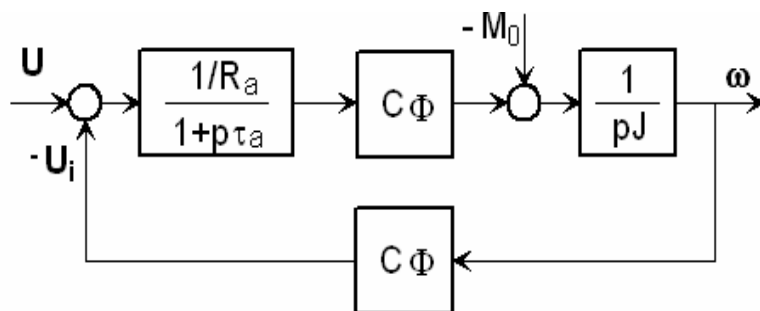
Přenos členu s momentem setrvačnosti J má integrační charakter

$$F_3(p) = \frac{\omega}{M - M_0} \quad 5.1-11$$

Závislost mezi indukovaným napětím v kotvě a úhlovou rychlostí je lineární, přenos tohoto členu je proporcionální

$$F_4(p) = \frac{U_i}{\omega} = C\Phi \quad 5.1-12$$

Přenosové funkce $F_1(p)$, $F_2(p)$, $F_3(p)$, $F_4(p)$ tvoří matematický model stejnosměrného motoru s konstantním magnetickým tokem, jehož blokové schéma je na obr. 5-5.



Obr. 5-5 Matematický model stejnosměrného motoru

Příklad 5-1

Stejnoseměrný motor s buzením permanentními magnety má tyto štítkové hodnoty: jmenovitý výkon $P_n = 10 \text{ kW}$, jmenovité napětí kotvy $U_{an} = 440 \text{ V}$, jmenovitý proud $I_{an} = 24 \text{ A}$, odpor vinutí kotvy $R_a = 0.5 \Omega$, indukčnost vinutí kotvy $L_a = 0,006 \text{ H}$, jmenovité otáčky $n_n = 1420 \text{ min}^{-1}$, moment setrvačnosti rotoru $J = 0.1 \text{ kgm}^2$.

a) Určete napěťovou a momentovou konstantu $C\Phi$, elektromagnetickou časovou konstantu τ_e , elektromechanickou časovou konstantu τ_m , jmenovitý moment M_n vypočítejte ustálené otáčky pro $U_a = 100 \text{ V}$ při zatížení momentem $M_z = 10 \text{ Nm}$.

b) Vypočítejte časové průběhy otáček a proudu po připojení motoru na napětí $U_a = 30 \text{ V}$. Motor je bez zatížení, počáteční podmínky nulové.

Řešení:

$$\text{Ad a): } C\Phi = \frac{E}{\omega} = \frac{U_{an} - R_a I_{an}}{\omega_n} = \frac{U_{an} - R_a I_{an}}{\frac{2\pi n_n}{60}}$$

$$\tau_e = \frac{L_a}{R_a} \quad \tau_m = \frac{J R_a}{(C\Phi)^2} \quad M_n = \frac{P_n}{\omega_n}$$

Pro stejnosměrný motor platí v ustáleném stavu:

$$U_a = R_a I_a + (C\Phi)\omega$$

$$M_z = (C\Phi)I_a$$

Z obou rovnic lze vyjádřit závislost otáček na zatěžovacím momentu, parametrem je napětí kotvy:

$$\omega = \frac{U_a}{(C\Phi)} - \frac{R_a}{(C\Phi)^2} M_z$$

Ad b) Stejnoseměrný motor s konstantním magnetickým tokem je popsán soustavou dvou lineárních diferenciálních rovnic:

$$U_a = R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + (C\Phi)\omega$$

$$(C\Phi)i_a = J \frac{d\omega}{dt} + M_z$$

Řešení v MATLABU sestává ve vytvoření funkce, kterou integrujeme (ssmot1.m) a vlastního programu numerické integrace (int.m):

%navez programu: ssmot1.m ...dif.rovnice, kterou chceme integrovat

%rovnice je v maticové formě: $x=[x(1);x(2)];x(1)=\text{proud}, x(2)=\text{otáčky}$

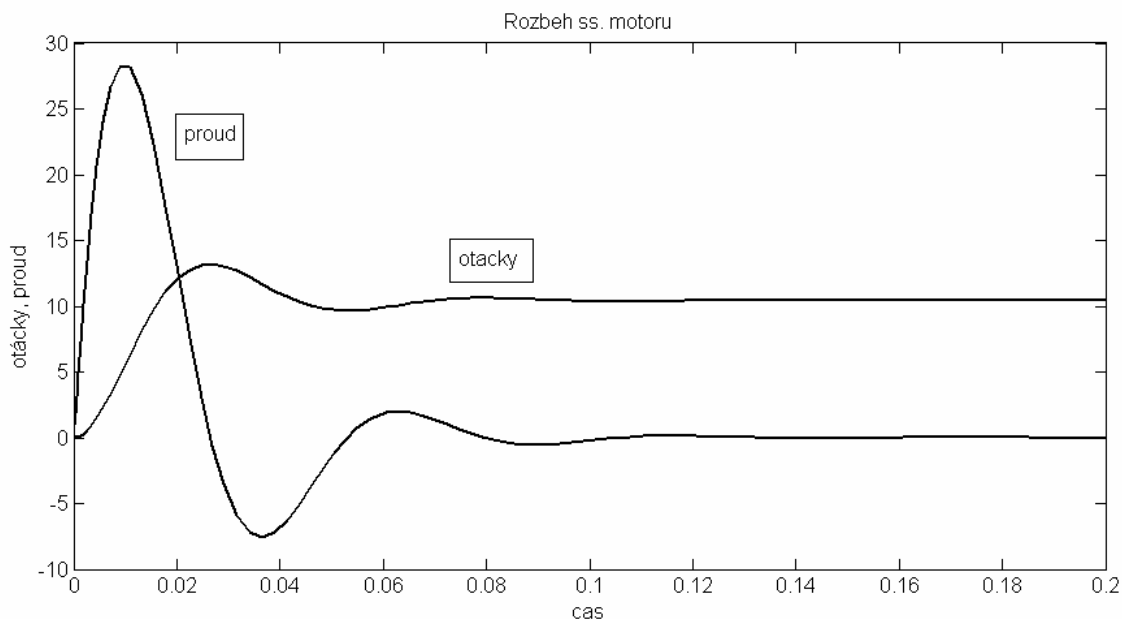
function xdot=ssmot(t,x)

R=0.5;L=0.005;Ce=2.88;U=30;J=0.1;

xdot=[-R/L*x(1)-Ce/L*x(2)+U/L;Ce/J*x(1)];

```
%navez programu: int.m ...num. integrace dif. rov. ss. mot.
% funkce 'ssmot1.m'
% poc. a konec reseni [0,0.2]
% poc. podm [0;0]
```

```
[t,x]=ode23('ssmot1',[0,0.2],[0;0]);
title('Rozbeh ss. motoru');
ylabel('otáčky, proud');
```



5.2 Tyristorové usměrňovače pro stejnosměrné pohony

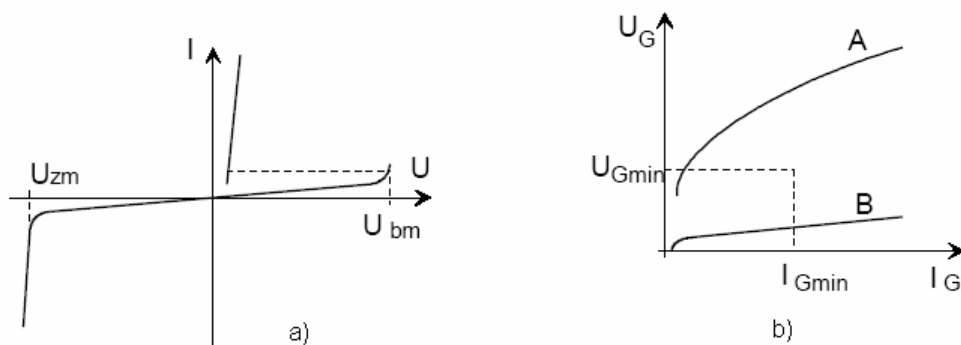
5.2.1 Princip tyristorového usměrňovače

Tyristor je polovodičový čtyřvrstvý prvek se třemi PN přechody a třemi elektrodami, kterými jsou anoda (A), katoda (K) a řídicí elektroda (G).

Tyristor má pouze dva pracovní stavy: vodivý, při němž se chová jako dioda v propustném směru a nevodivý (zablokovaný), který si lze představit jako dvě antiseriově zapojené diody. Přejít z nevodivého stavu do stavu vodivého ("zapnutí" tyristoru) je možný buď překročením tzv. blokovacího napětí, což představuje napěťový průraz v propustném směru, který sice není destruktivní, nicméně nedoporučuje se, nebo kladným proudovým impulsem do řídicí elektrody vzhledem ke katodě.

Přejít z vodivého stavu do nevodivého stavu, tj. vypnutí tyristoru, je možné jen poklesem anodového proudu na nulu při nulovém nebo záporném anodovém napětí.

Voltampérová charakteristika tyristoru (obr. 5-6 a) v nevodivém stavu je u většiny tyristorů symetrická vzhledem k počátku, U_{zm} je mezní hodnota závěrného napětí, U_{bm} je mezní hodnota blokovacího napětí. Přejít do vodivého stavu přejde blokovací větev charakteristiky na propustnou diodovou charakteristiku.

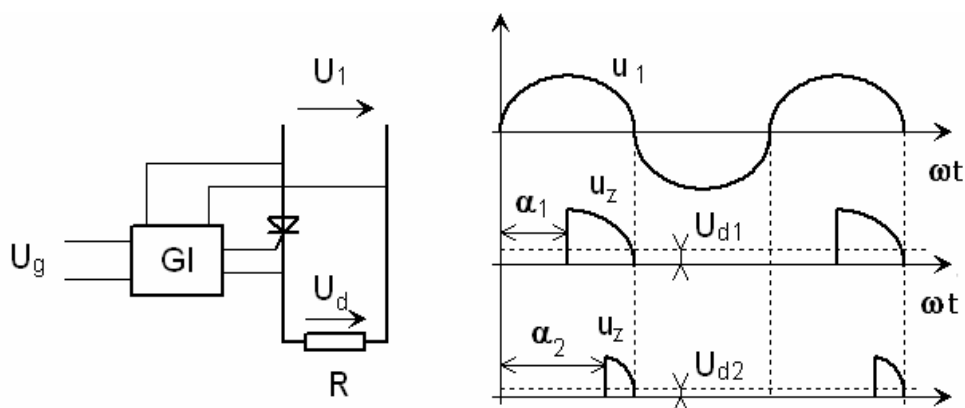


Obr. 5-6 V-A charakteristika tyristoru (a) a řídicí charakteristika tyristoru (b)

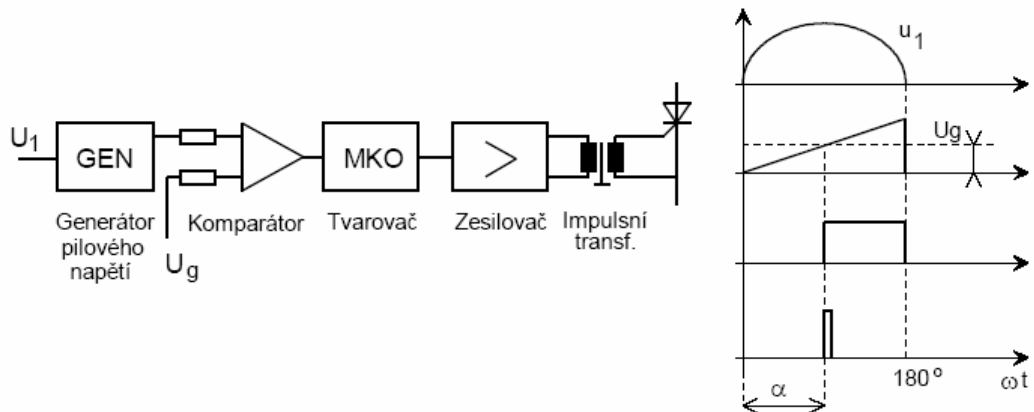
Řídicí (zapínací) charakteristika tyristoru je voltampérová charakteristika PN přechodu mezi řídicí elektrodou a katodou v propustném směru (obr. 5.6 b). Jsou na ní obvykle vyznačeny mezní charakteristiky daného typu tyristoru, tj. nejhorší charakteristika (A) a nejlepší charakteristika (B) a dále je vyznačena oblast nezaručeného zapnutí tyristoru, leží-li parametry zapínacího impulsu pod hodnotami minimálního zapínacího napětí U_{Gmin} nebo minimálního zapínacího proudu I_{Gmin} .

Princip fázového řízení výstupního napětí tyristorového usměrňovače je patrný z obr. 5-7, na kterém je nakreslen jednopulsní usměrňovač s jedním tyristorem a průběhy výstupních napětí na odporové zátěži pro dva různé řídicí úhly. Řídicí úhel, nazývaný též úhlem zpoždění zapálení tyristoru, se v tomto případě měří od průchodu napětí nulou.

Princip generátoru řídicích impulsů je patrný z obr. 5-8, na němž je blokové schéma zapojení pro řízení jednoho tyristoru a časové průběhy jednotlivých napětí. Generátor řídicích impulsů musí být synchronizován s napětím na anodě tyristoru; při průchodu tohoto napětí nulou je spouštěn interní generátor pilového napětí. Toto pilové napětí je porovnáváno komparátorem s proměnným řídicím napětím v okamžiku koincidence komparátor překloupí a následným tvarovacím obvodem, kterým může být na př. monostabilní klopný obvod, je vygenerován impuls potřebné délky, řádově stovky mikrosekund. Impuls je výkonově zesílen a přes oddělovací impulsní transformátor přiveden na řídicí elektrodu a katodu tyristoru.



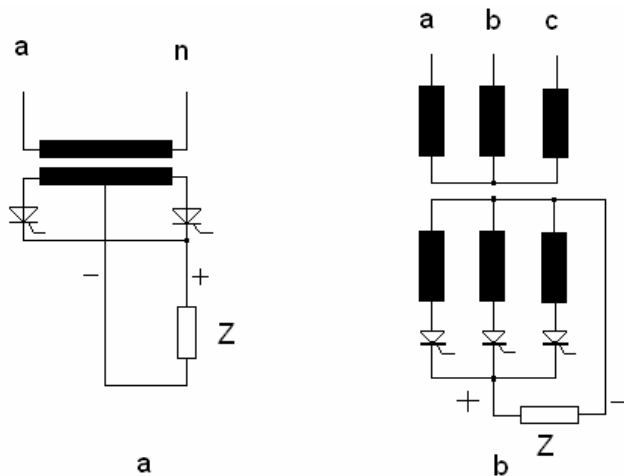
Obr. 5-7 Princip fázového řízení tyristorového usměrňovače



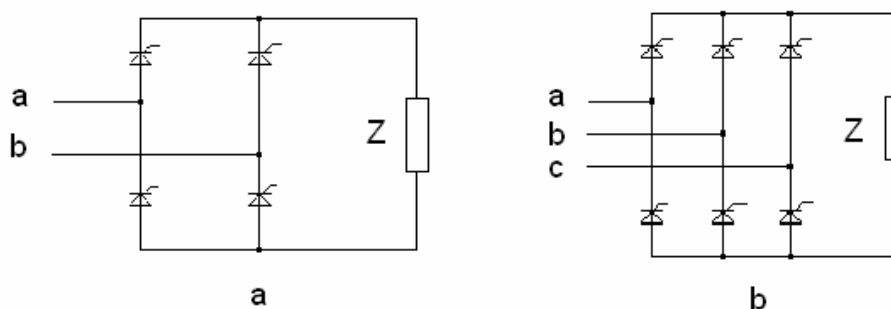
Obr. 5-8 Blokové schéma generátoru zapalovacích impulsů

5.2.2 Přehled zapojení usměrňovačů

Zapojení tyristorových usměrňovačů lze rozdělit do dvou základních skupin: první skupinu tvoří zapojení uzlová, druhou zapojení můstková. Uzlová zapojení vyžadují síťový transformátor s vyvedeným uzlem. U uzlových zapojení vede v každém časovém intervalu vždy jen jeden tyristor. Naproti tomu můstková zapojení nevyžadují síťový transformátor, pokud vyhovuje usměrněné napětí jmenovitému napětí stejnosměrného motoru. U můstkových zapojení vedou v každém časovém intervalu vždy dva tyristory, můstková zapojení vyžadují dvojnásobný počet tyristorů ve srovnání se zapojeními uzlovými.



Obr. 5-9 Dvoupulsní (a) a třípulsní (b) uzlové zapojení usměrňovače

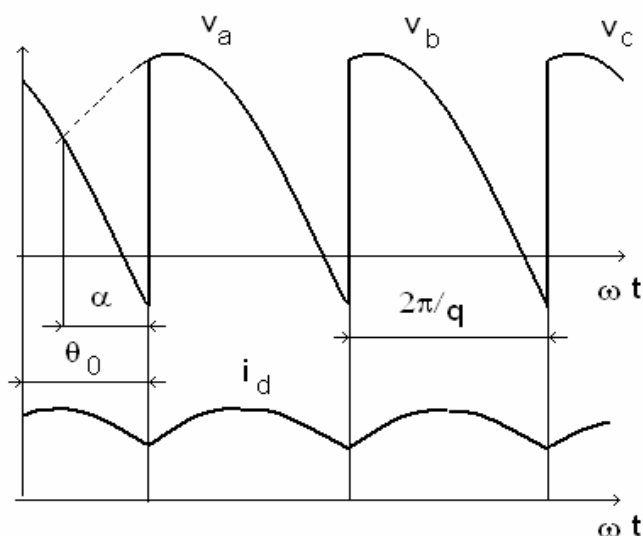


Obr. 5-10 Dvoupulsní (a) a šestipulsní (b) můstkové zapojení usměrňovače

V usměrňovačové technice se používá termín q-pulsní zapojení usměrňovače, kde $q=1, 2, 3, 6, 12$ je počet proudových pulsů na stejnosměrné straně usměrňovače během jedné periody síťového střídavého napětí. Každý proudový puls odpovídá zapnutí jednoho tyristoru. Jednofázové uzlové zapojení dle 5-9 a) je dvoupulsní zapojení, třífázové můstkové zapojení podle 5-10 b) je zapojení šestipulsní.

5.2.3 Střední hodnota usměrněného napětí

Výstupní napětí tyristorového usměrňovače lze plynule řídit změnou zapalovacího úhlu, jak již bylo vysvětleno v odst. 5.2.1. Funkční závislost střední hodnoty výstupního usměrněného napětí na zapalovacím úhlu, za předpokladu kombinované zátěže s indukčností, při nepřerušovaném proudu, je možno odvodit z obr. 5-11.



Obr. 5-11 Průběhy usměrněného napětí a proudu při nepřerušovaném proudu

Je-li α zapalovací úhel, měřený od bodu tzv. přirozené komutace, pak θ_0 je zapalovací úhel, měřený od průchodu fázového napětí nulou. Pro q-pulsní usměrňovač je

$$\theta_0 - \alpha = \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{q} \quad 5.2-1$$

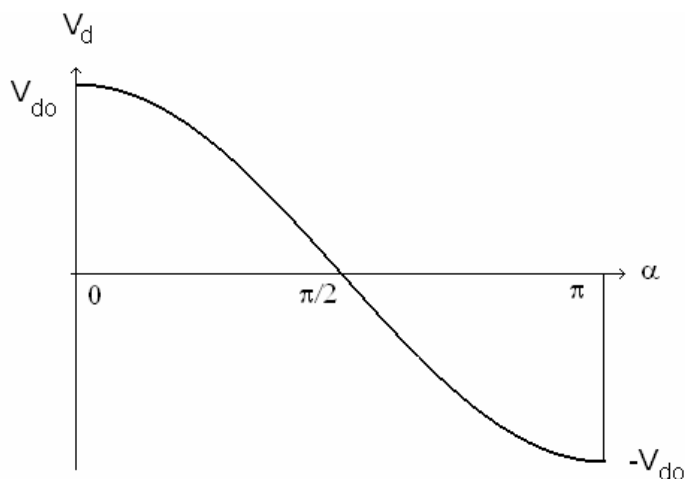
Střední hodnota usměrněného napětí při nepřerušovaném proudu je

$$\begin{aligned} V_d &= \frac{1}{2\pi} \int_{\theta_0}^{\theta_0 + \frac{2\pi}{q}} V_m \sin(\omega t) d(\omega t) = \frac{qV_m}{2\pi} \left(\cos \theta_0 - \cos \left(\theta_0 + \frac{2\pi}{q} \right) \right) = \\ &= -\frac{qV_m}{2\pi} 2 \sin \frac{\theta_0 + \theta_0 + \frac{2\pi}{q}}{2} \sin \frac{\theta_0 - \theta_0 - \frac{2\pi}{q}}{2} = \frac{qV_m}{\pi} \sin \frac{\pi}{q} \sin \left(\theta_0 + \frac{\pi}{q} \right) \end{aligned} \quad 5.2-2$$

Při uvažování (5.2-1) je výsledný vztah pro střední hodnotu usměrněného napětí

$$V_d = V_m \frac{q}{\pi} \sin \frac{\pi}{q} \cos \alpha \quad 5.2-3$$

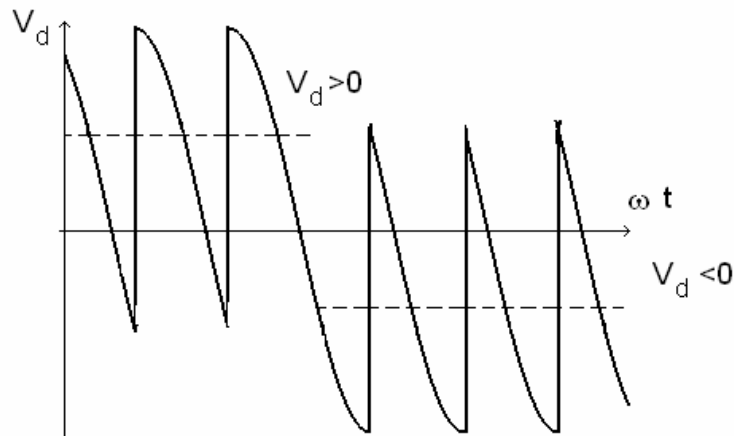
kde V_m je amplituda fázového napětí, q je zapojení usměrňovače (počet pulsů v 1 periodě síťového napětí) a α je úhel zpoždění zapálení tyristoru, měřený od bodu přirozené komutace.



Obr. 5-12 Řídicí charakteristika tyristorového usměrňovače

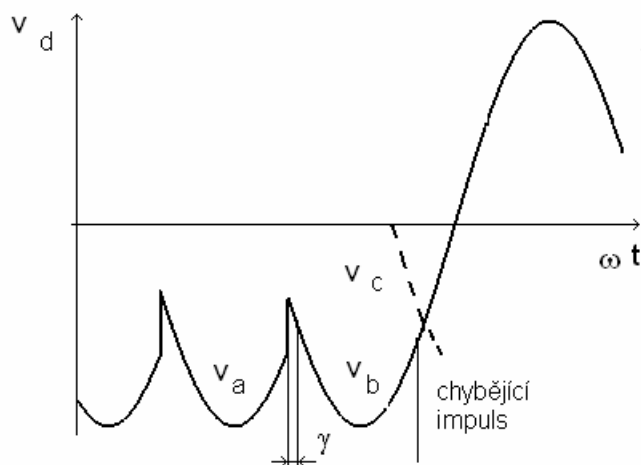
Grafické znázornění této závislosti je na obr. 5-12. Pro $\alpha = 0^\circ$, což představuje plné otevření tyristorového usměrňovače, je střední hodnota výstupního napětí rovna V_{do} , tj. ideálnímu napětí naprázdno. Pro $\alpha = 90^\circ$ je $V_d = 0$, tj. střední hodnota výstupního napětí je nulová (platí jen pro zátěž s indukčností a pro nepřerušovaný proud!). Pro $\alpha = 180^\circ$ je $V_d = -V_{do}$, tj. výstupní napětí je záporné.

Protože směr proudu se nezměnil (proud tyristorem může téci jen v propustném směru), změnilo se znaménko součinu proudu a napětí, tj. výkonu, který je v tomto případě odebírán ze strany zátěže a dodáván do sítě. Pro zapalovací úhly v rozsahu $0 \leq \alpha \leq 90^\circ$ pracuje tyristorový usměrňovač v usměrňovačovém režimu, pro zapalovací úhly $90 \leq \alpha \leq 180^\circ$ pracuje tyristorový usměrňovač v invertorovém režimu. Invertorového režimu se využívá na př. pro brzdění stejnosměrných motorů (tzv. rekuperační brzdění, které je energeticky výhodné, neboť vrací kinetickou energii setrvačných hmot zpět do sítě). Průběh výstupního napětí tyristorového usměrňovače v usměrňovačovém a v invertorovém režimu je naznačen na obr. 5-13.



Obr. 5-13 Usměrňovačový ($V_d > 0$) a invertorový ($V_d < 0$) režim tyristorového usměrňovače

Pokud v invertorovém režimu nedostane thyristor, který má převzít vedení proudu zátěže, zapalovací impuls, dojde k tzv. prohoření invertoru (invertorovému zkratu), viz obr. 5-14. Thyristor zůstane vodivý pro celou kladnou půlvlnu síťového napětí, nadproud je nutno omezit rychlými pojistkami.



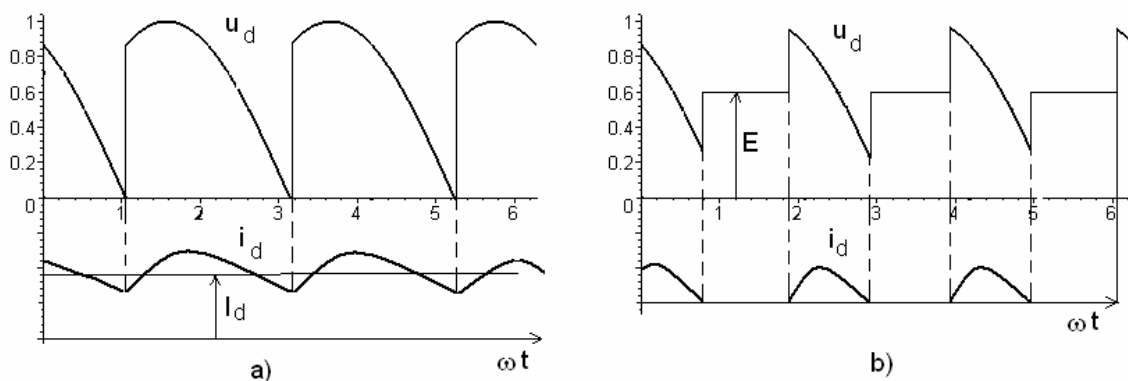
Obr. 5-14 Prohoření invertoru v důsledku nezapálení thyristoru.

5.3 Regulace proudu kotvy tyristorových stejnosměrných pohonů

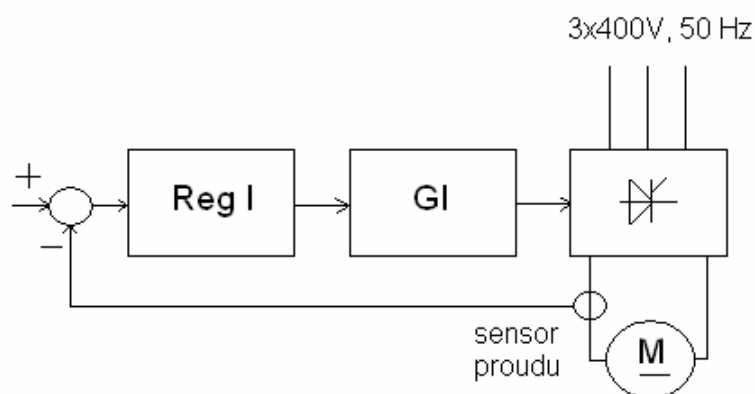
5.3.1 Regulace proudu kotvy při nepřerušovaném proudu

Proud kotvy stejnosměrného motoru, napájeného z thyristorového usměrňovače, může být nepřerušovaný nebo přerušovaný, v závislosti na zapalovacím úhlu α , indukovaném protinapětí kotvy E a střední hodnotě zatěžovacího proudu I_d (viz obr. 5.15).

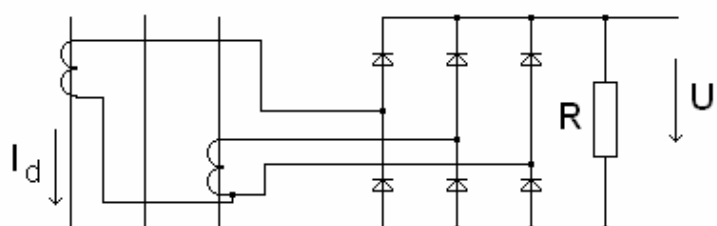
Regulovanou soustavu tvoří stejnosměrný motor s konstantním magnetickým tokem, thyristorový usměrňovač, generátor zapalovacích impulsů (GI) a čidlo proudu pro zpětnou vazbu (obr. 5.16). Regulátor proudu (Reg I) může být analogový s operačním zesilovačem nebo číslicový, realizovaný programem v mikropočítači.



Obr. 5-15 Nepřerušovaný (a) a přerušovaný (b) proud kotvy stejnosměrného motoru



Obr. 5-16 Blokové schéma regulace proudu tyristorového stejnosměrného pohonu



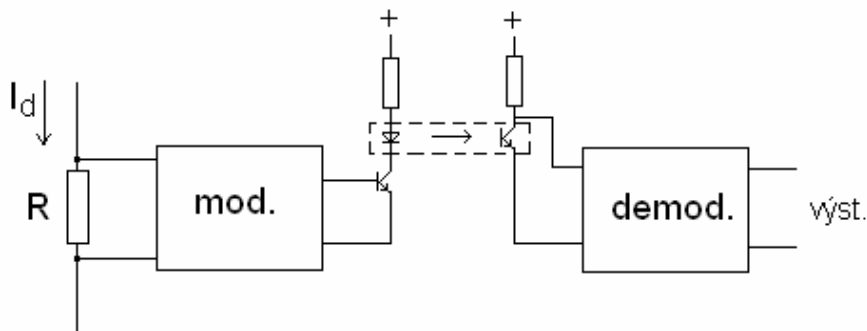
Obr. 5-17 Čidlo proudu s proudovými transformátory

Jako čidla proudu se používají proudové transformátory, bočníky s galvanickým oddělením a čidla na principu Hallovy sondy.

Proudové transformátory se zapojují na střídavou stranu usměrňovače, pro třífázové můstkové zapojení postačí dva transformátory ($i_a + i_b + i_c = 0$!). Proudové transformátory nelze použít pro uzlová zapojení z důvodu magnetizace jádra transformátoru stejnosměrnou složkou proudu. Schéma zapojení čidla proudu s proudovými transformátory je na obr. 5-17.

Sekundární proudy transformátorů jsou usměrněny a na zatěžovacím odporu vznikne úbytek napětí, který je veden jako zpětná vazba od proudu na vstup regulátoru proudu.

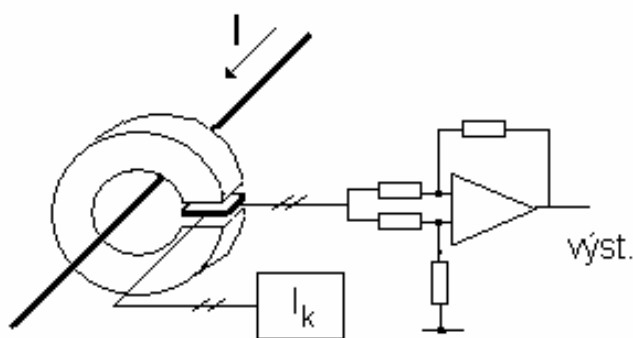
Použije-li se jako čidlo proudu bočník v obvodu kotvy stejnosměrného motoru, je nutné jej galvanicky oddělit, neboť obvod kotvy stejnosměrných pohonů, napájených z tyristorových usměrňovačů bez síťového transformátoru, má oproti zemi potenciál fázového napětí sítě, zatímco obvody regulátoru jsou napájeny z izolovaného zdroje malým napětím (u analogových obvodů zpravidla $\pm 15V$).



Obr. 5-18 Proudové čidlo s bočníkem a optočlenem

Galvanického oddělení se dosahuje buď optočlenem, nebo vysokofrekvenčním transformátorem. V obou případech se používá pulsní šířková modulace s nosnou frekvencí řádově 100 kHz, z důvodu linearizace převodní charakteristiky.

Při použití nosné frekvence 100 kHz je pásmo frekvenční propustnosti proudového čidla ca 20 kHz. Vysoké pásmo frekvenční propustnosti je důležité pro přenos tvaru proudu. Z tohoto hlediska je nejvýhodnějším proudovým čidlem čidlo s Hallovou sondou, využívající tzv. Hallova jevu. Napájíme-li speciální polovodičovou destičku tloušťky h v jedné podélné ose konstantním proudem I_k , naměříme ve druhé podélné ose tzv. Hallovo napětí U_H , jehož velikost je úměrná magnetické indukci B v příčné ose. Princip čidla s Hallovou sondou je na obr. 5-19.



Obr. 5-19 Princip proudového čidla s Hallovou sondou

5.3.2 Přenosová funkce tyristorového usměrňovače

Tyristorový usměrňovač je nelineární člen, vyznačující se neúplnou říditelností (řídí se jen v okamžicích zapalovacích pulsů), diskretním řízením (spojitý řídicí signál se převádí na posloupnost zapalovacích pulsů) a různou odezvou podle smyslu řízení.

Dynamiku tyristorového usměrňovače lze charakterizovat dopravním zpožděním, jehož hodnota se může měnit od nuly až do T , je-li T doba jednoho proudového pulsu, viz obr. 5-20.

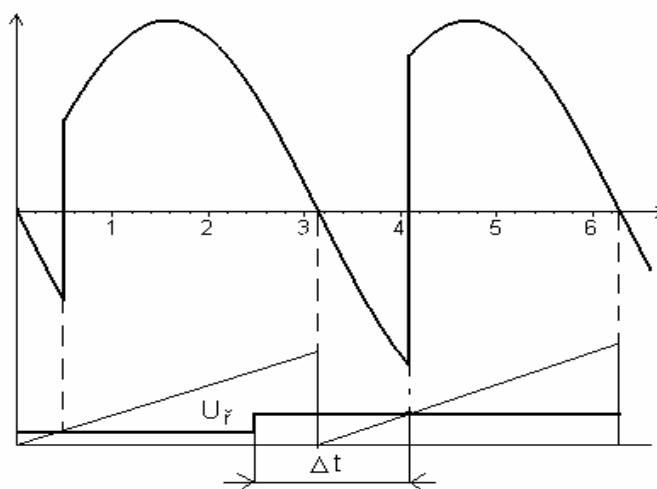
Dopravní zpoždění $\Delta t \in (0, T)$ nahradíme jeho střední hodnotou $T/2$:

$$\tau_u = \frac{T}{2} = \frac{1}{2qf} \quad 5.3-1$$

q je zapojení usměrňovače (počet pulsů v jedné periodě síťového napětí, f je frekvence sítě.

Náhradní dopravní zpoždění pro různá zapojení tyristorových usměrňovačů jsou v následující tabulce:

q	2	3	6
τ_u (ms)	5	3,33	1,66



Obr. 5-20 Zpoždění zapalovacího pulsu za změnou řídicího napětí U_f

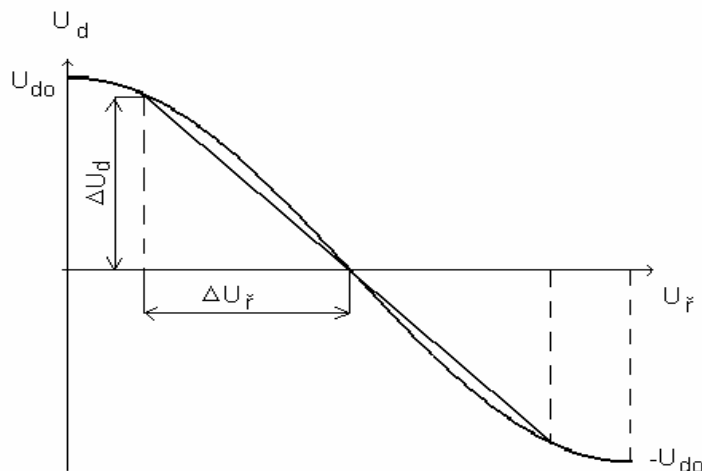
Přenosová funkce tyristorového usměrňovače je charakterizována malou změnou výstupního napětí ΔU_d při malé změně řídicího napětí ΔU_f :

$$F_u(p) = \frac{\Delta U_d}{\Delta U_f} = K_u e^{-p\tau_u} \quad 5.3-2$$

Nahradíme-li exponenciální funkci mocninnou řadou a ponecháme-li pouze první dva členy této řady, můžeme dopravní zpoždění aproximovat spojitým členem 1. řádu s náhradní časovou konstantou τ_u :

$$e^{-p\tau_u} = \frac{1}{e^{p\tau_u}} = \frac{1}{1 + p\tau_u + \frac{(p\tau_u)^2}{2!} + \dots} \cong \frac{1}{1 + p\tau_u} \quad 5.3-3$$

Předpokládáme-li lineární závislost mezi řídicím napětím U_f a zapalovacím úhlem α , je zesílení K_u nelineární (viz. rov 5-3). Omezíme-li rozsah řízení usměrňovače na $\alpha \in (20^0, 160^0)$, můžeme tuto závislost s přijatelnou přesností linearizovat (obr. 5-22).



Obr. 5-22 Linearizace řídicí charakteristiky tyristorového usměrňovače

Linearizované zesílení tyristorového usměrňovače je pak

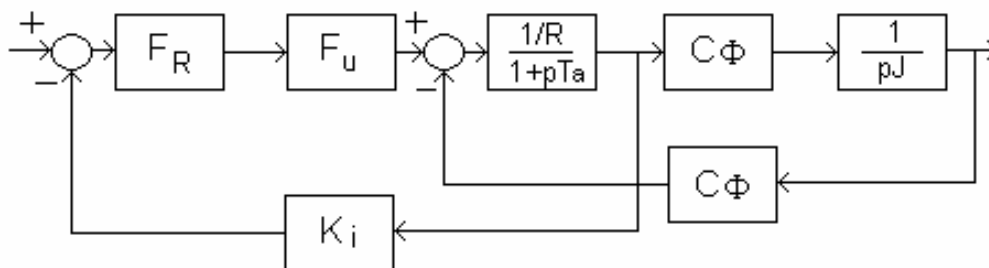
$$K_u = \frac{\Delta U_d}{\Delta U_f} = konst. \quad 5.3-4$$

Náhradní přenosová funkce tyristorového usměrňovače, vyplývající z rov. 5.3.2, je

$$F_u(p) = \frac{K_u}{1 + p\tau_u} \quad 5.3-5$$

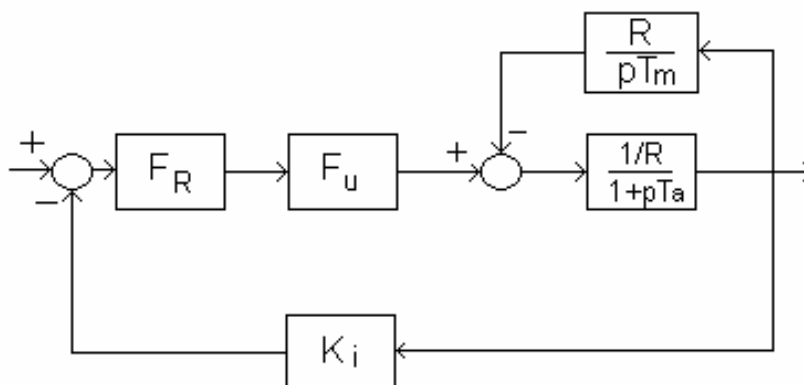
5.3.3 Návrh regulátoru proudu při nepřerušovaném proudu kotvy

Blokové schéma proudové smyčky při nepřerušovaném proudu kotvy je na obr. 5-23.



Obr. 5-23 Blokové schéma proudové smyčky

Po úpravě odstraněním zkřížených vazeb je blokové schéma na obr. 2-24.



Obr. 5-24 Zjednodušené schéma proudové smyčky

Ve schématech na obr. 5-23 a 5-24 je F_R zatím neznámá přenosová funkce regulátoru proudu, F_u je přenosová funkce tyristorového měniče, K_i je zesílení proudového čidla, R je odpor vinutí kotvy, T_a je elektromagnetická časová konstanta vinutí kotvy a T_m je elektromechanická časová konstanta motoru

$$T_m = \frac{JR}{(C\Phi)^2} \quad 5.3-6$$

Pro návrh regulátoru proudu se zpravidla zpětná vazba od indukovaného protinapětí zanedbává. Důvodem je skutečnost, že pro optimálně nastavenou uzavřenou regulační smyčku proudu je elektromagnetická časová konstanta T_a vykompenzována regulátorem proudu a zbývající malá časová konstanta usměrňovače je podstatně menší než mechanická časová konstanta T_m . Dalším důvodem je způsob nastavování regulátoru proudu na reálném pohonu: regulátor se nastavuje na skok řízení (žádané hodnoty proudu) při zabrzděném rotoru, tj. při nulovém indukovaném napětí. Přesto proudová smyčka pracuje optimálně i při nenulových rychlostech.

Přenos soustavy, tvořené tyristorovým usměrňovačem, obvodem kotvy stejnosměrného motoru a čidlem proudu, je

$$F_s(p) = \frac{K_u}{1+p\tau_u} \frac{1/R_a}{1+pT_a} K_i \quad 5.3-7$$

Regulátor proudu navrhne metodou optimálního modulu:

$$F_{Ri}(p) = \frac{1}{F_s(p)} \frac{1}{2p\tau_\sigma(1+p\tau_\sigma)} = \frac{1+p\tau_1}{p\tau_o} \quad 5.3-8$$

Regulátor proudu je typu PI, časové konstanty jsou:

$$\tau_1 = T_a, \quad \tau_o = 2\tau_u K_u \frac{1}{R_a} K_i \quad 5.3-9$$

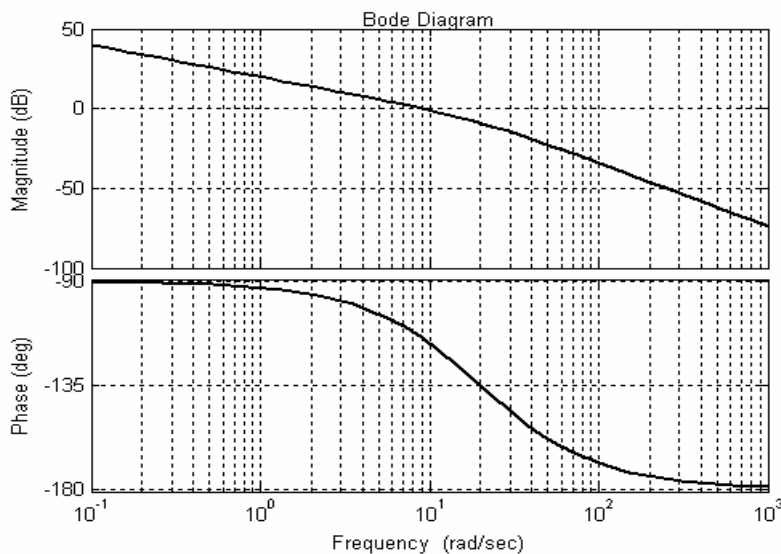
Přenos otevřené proudové smyčky je

$$F_{oi}(p) = F_{Ri}(p)F_s(p) = \frac{1}{2p\tau_u(1+p\tau_u)} \quad 5.3-10$$

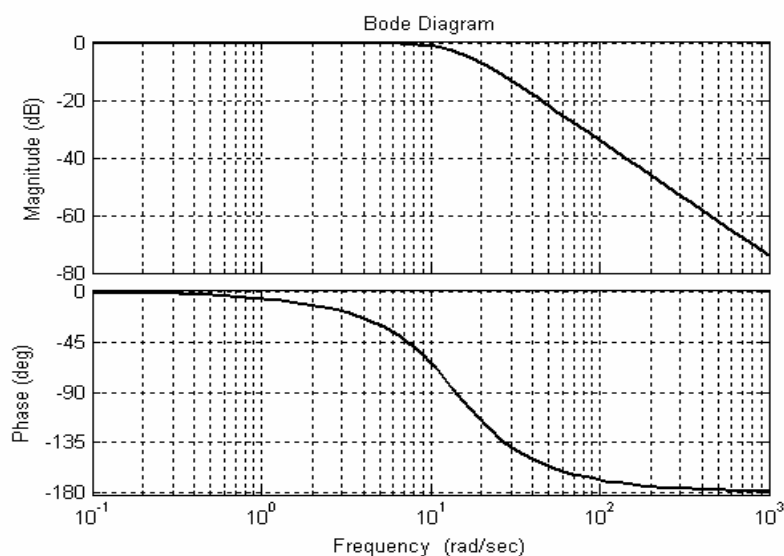
Přenos uzavřené proudové smyčky je

$$F_{wi}(p) = \frac{F_{oi}(p)}{1+F_{oi}(p)} = \frac{1}{2p^2\tau_u^2 + 2p\tau_u + 1} \quad 5.3-11$$

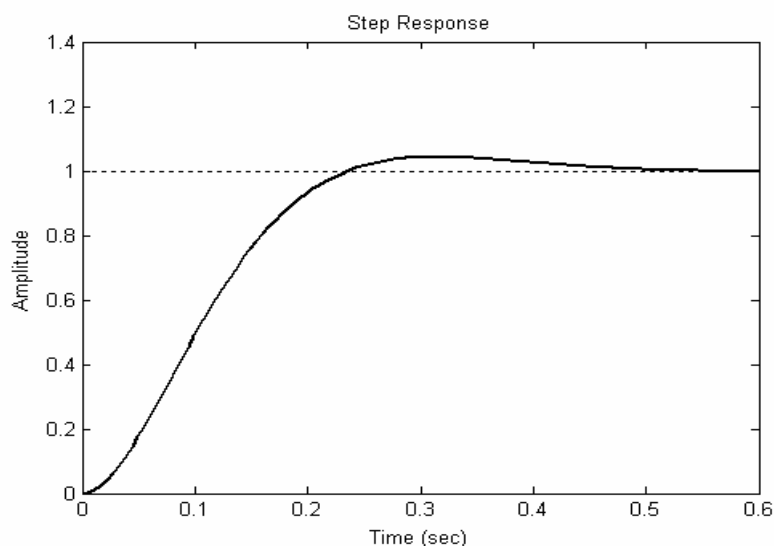
Tvary 5.3-120 a 5.3.11 jsou tzv. standardní tvary přenosových funkcí otevřené a uzavřené smyčky podle optimálního modulu.



Obr. 5-25 Amplitudová a fázová frekvenční charakteristika otevřené proudové smyčky



Obr. 5-26 Amplitudová a fázová frekvenční charakteristika uzavřené proudové smyčky



Obr. 5-27 Odezva na jednotkový skok žádané hodnoty proudu

5.3.4 Realizace regulátoru proudu

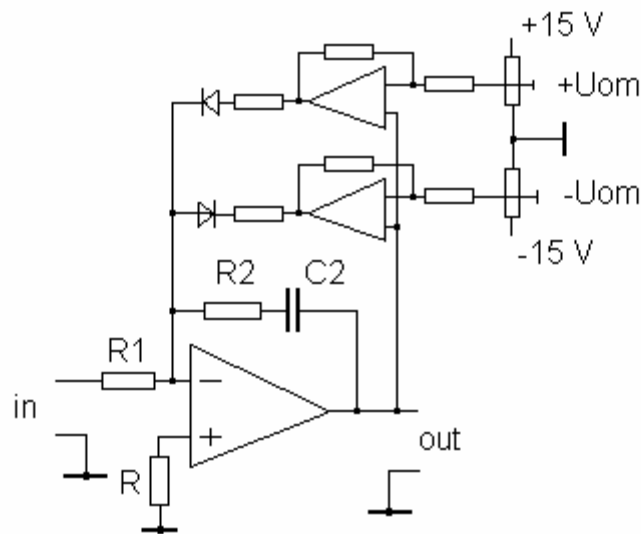
Analogový PI regulátor je realizován operačním zesilovačem se zpětnou vazbou, viz obr. 5.28.

Pro přenos v operátorovém tvaru platí

$$F(p) = \frac{Z_2(p)}{Z_1(p)} = \frac{\frac{1}{pC_2} + R_2}{R_1} = \frac{1 + pC_2R_2}{pC_2R_1} = \frac{1 + p\tau_1}{p\tau_0} \quad 5.3-13$$

Pro výpočet vazebních prvků se zpravidla volí vstupní odpor R_1 podle typu použitého operačního zesilovače (řádově desítky $k\Omega$). Odpor R do neinvertujícího vstupu se volí

v hodnotě paralelně spojených odporů R_1 a R_2 , z důvodu potlačení offsetu operačního zesilovače.



Obr. 5-28 PI regulátor s nastavitelným omezením výstupního napětí

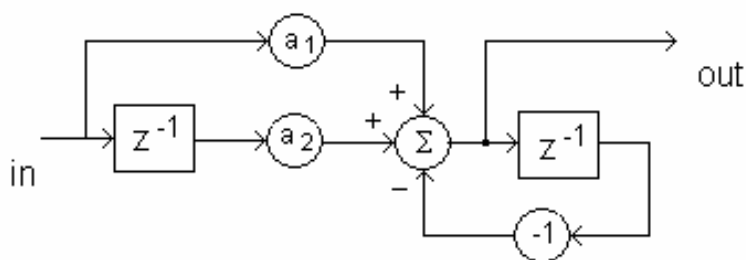
Algoritmus diskrétního regulátoru proudu pro mikro počítačové řízení pohonu lze nejjednodušeji odvodit diskretizací spojitého přenosu (5.3.13). Pro diskretizaci lze volit jednoduchý vztah mezi proměnnými p a z :

$$p = \frac{1 - z^{-1}}{T} \quad 5.3-14$$

kde T je doba vzorkování; pak je přenos diskrétního PI regulátoru

$$G_{Ri}(z) = \frac{1 + \frac{1 - z^{-1}}{T} \tau_1}{\frac{1 - z^{-1}}{T} \tau_0} = \frac{T + \tau_1 - \tau_1 z^{-1}}{\tau_0 (1 - z^{-1})} = \frac{a_1 + a_2 z^{-1}}{1 - z^{-1}} \quad 5.3-15$$

Grafické schéma programu mikro počítače podle (5.3.15) je

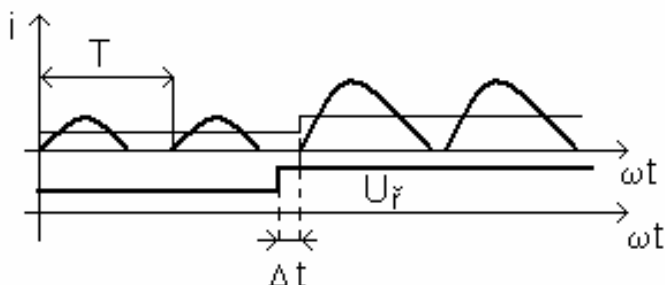


Obr. 5-29 Schéma programu diskrétního PI regulátoru

5.3.5 Regulace proudu kotvy při přerušovaném proudu

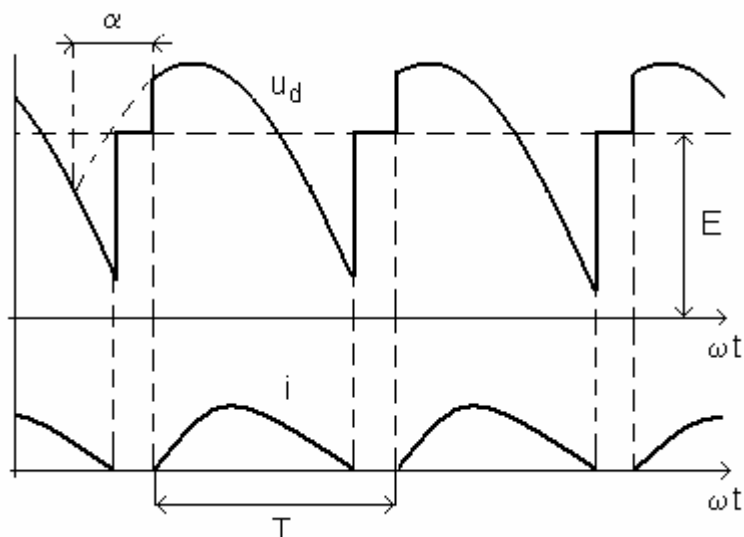
V režimu nepřerušovaného proudu jednotlivé proudové pulzy proudu kotvy začínají a končí při nenulové hodnotě proudu. Snižujeme-li zatěžovací moment, snižuje se střední hodnota proudu, až při určitém zatížení při daných otáčkách motoru dosáhne proud tzv. meze přerušovaného proudu, tj. každý proudový puls začíná a končí při nulovém proudu, při čemž přesně v okamžiku konce jednoho pulsu začíná puls následující. Snižujeme-li dále zatěžovací moment, přechází proud do režimu přerušovaného proudu, tj. mezi jednotlivými proudovými pulzy jsou bezproudé mezery.

V režimu přerušovaného proudu nemá na dynamiku chování soustavy, tvořené stejnosměrným motorem a tyristorovým usměrňovačem, vliv elektromagnetická časová konstanta τ_a , neboť změna střední hodnoty proudu nastane hned v následujícím proudovém pulzu (obr. 5-30). Dopravní zpoždění Δt je respektováno, podobně jako v režimu nepřerušovaného proudu, náhradní časovou konstantou usměrňovače τ_u .



Obr. 5-30 Dynamika v režimu přerušovaného proudu

Z fyzikálního hlediska elektromagnetická časová konstanta, tj. indukčnost a odpor vinutí kotvy, existuje, nemá však vliv na dynamiku změny proudu, avšak určuje, při jaké hodnotě proudu přechází proud do režimu přerušovaného proudu. Časová konstanta tedy určuje mez přerušovaného proudu.

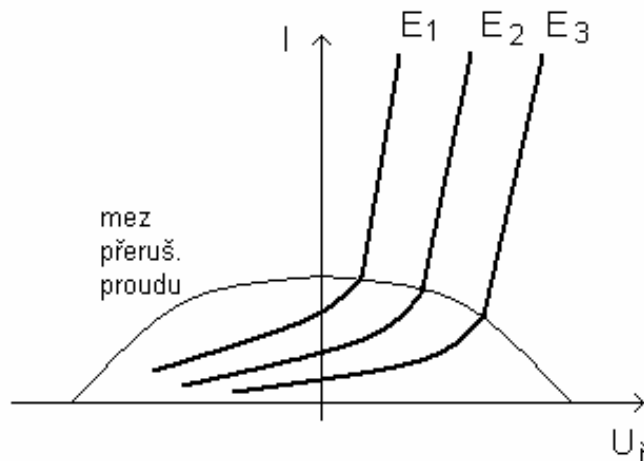


Obr. 5-31 Časové průběhy napětí a proudu při přerušovaném proudu

Střední hodnota proudu kotvy je funkcí dvou proměnných: řídicího napětí $U_{\check{r}}$ a indukovaného protinapětí E .

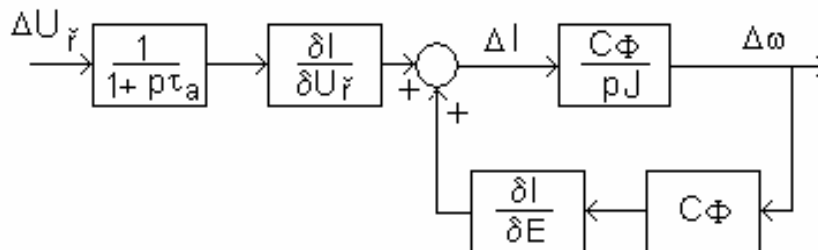
Řídicí charakteristiky, tj. závislosti $I = f(U_{\check{r}})$ pro parametr E , jsou v oblasti přerušovaného proudu výrazně nelineární (obr. 5-32). Pro malé změny proudu I v okolí pracovního bodu lze tuto závislost linearizovat

$$\Delta I = \frac{\partial I}{\partial U_{\check{r}}} \Delta U_{\check{r}} + \frac{\partial I}{\partial E} \Delta E \quad 5.3-16$$



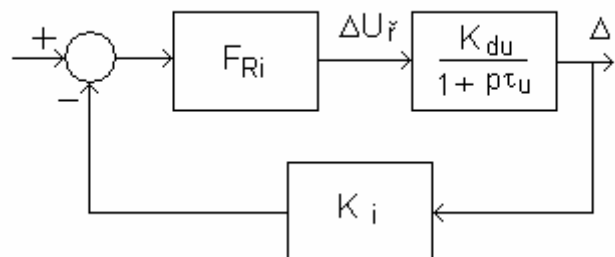
Obr. 5-32 Řídicí charakteristiky tyristorového stejnosměrného pohonu

Z výrazu (5.3.16) lze odvodit blokové schéma řízení proudu tyristorového stejnosměrného pohonu v režimu přerušovaného proudu (obr. 5-33).



Obr. 5-33 Blokové schéma řízení proudu kotvy v režimu přerušovaného proudu

Pro návrh regulátoru proudu zanedbáme, podobně jako při regulaci v režimu nepřerušovaného proudu, zpětnou vazbu od protinapětí E . Blokové schéma uzavřené smyčky pro přerušovaný proud je na obr. 5-34.



Obr. 5-34 Proudová smyčka v režimu přerušovaného proudu

Zesílení soustavy K_{du} není konstantní, ale je nelineární funkcí řídicího napětí U_f a protinapětí E :

$$K_{du} = \left. \frac{\partial I}{\partial U_f} \right|_{E=par} \quad 5.3-17$$

Regulátor proudu v režimu přerušovaného proudu metodou optimálního modulu je

$$F_{Ri}(p) = \frac{1}{F_s(p)} \frac{1}{2p\tau_u(1+p\tau_u)} = \frac{1+p\tau_u}{K_{du}K_i} \frac{1}{2p\tau_u(1+p\tau_u)} = \frac{1}{2K_{du}K_i\tau_u p} \quad 5.3-18$$

$$T_i = 2K_{du}K_i\tau_u \quad 5.3-19$$

Regulátor proudu pro režim přerušovaného proudu je typu I, s proměnnou integrační časovou konstantou dle (5.3.19).

5.3.6 Adaptivní regulace proudu kotvy stejnosměrných pohonů

Optimální regulátor proudu kotvy stejnosměrného pohonu by měl mít v oblasti nepřerušovaného proudu charakter PI, v oblasti přerušovaného proudu charakter I, navíc s proměnnou integrační časovou konstantou podle (5.3.19).

Tento problém se v minulosti často řešil pro pohony bez reverzace proudu tak, že přidavnou tlumivkou, zapojenou do série v obvodu kotvy, se mez přerušovaného proudu posunula pod hodnotu minimálního proudu kotvy, danou pasivními třecími odpory poháněného zařízení, takže proud byl v celém regulačním rozsahu nepřerušovaný.

U stejnosměrných pohonů s reverzací proudu v kotvě však proud při reverzaci prochází nulou, v jejímž okolí je nutně přerušovaný. Pro takové pohony je nutno použít adaptivní regulátor, který své vlastnosti přizpůsobí proměnným parametrům soustavy.

Použijeme-li pro regulaci proudu v režimu přerušovaného proudu PI regulátor, nastavený pro režim nepřerušovaného proudu, bude odezva na skok řízení proudu pomalá, v důsledku řádově menšího zesílení soustavy v této oblasti (viz. obr. 5-33). Poněvadž však proudová smyčka je většinou podřízenou smyčkou otáčkové smyčky, nastavené na optimální (rychlou) odezvu proudové smyčky, v režimu přerušovaného proudu bude otáčková regulace v důsledku pomalé regulace proudu velmi špatně tlumená a bude mít sklon ke kmitání.

Jako příklady adaptivních regulátorů proudu kotvy tyristorových stejnosměrných pohonů si uvedeme dvě odlišné koncepce. V obou případech jde o adaptivní regulátory s pevně nastaveným algoritmem adaptace, tj. bez adaptační zpětné vazby.

Prvním typem adaptivního regulátoru proudu pro oba režimy proudu kotvy je tzv. regulátor proudu s nelineární předkorekcí. Blokové schéma regulátoru je na obr. 5-35.

Regulátor sestává z klasického PI regulátoru, nastaveného na režim nepřerušovaného proudu, který je přemostěn blokem předkorekce (feedforwardem), jehož účelem je zajistit invariantní přenos řízení pro režim přerušovaného proudu.

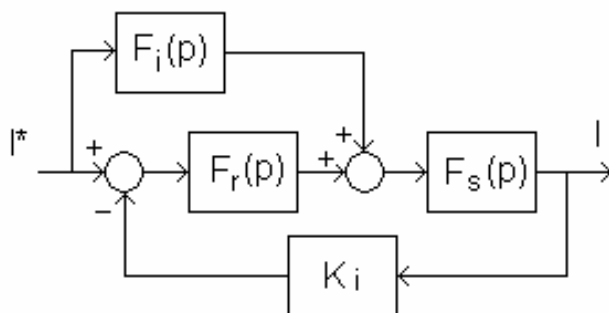
Význam symbolů přenosových funkcí na obr. 5-35:

$F_s(p)$ je přenos soustavy, tj. stejnosměrného motoru a tyristorového usměrňovače

$F_r(p)$ je přenos PI regulátoru proudu, nastaveného pro nepřerušovaný proud

$F_i(p)$ je přenos členu, zajišťujícího invariantnost v režimu přerušovaného proudu

K_i je zesílení proudového čidla



Obr. 5-35 Blokové schéma regulace proudu s nelineární předkorekcí

Princip invariantnosti vzhledem k řízení vyžaduje jednotkový přenos v přímé větvi:

$$F_i(p) \cdot F_s(p) = 1 \quad 5.3-20$$

Přenos předkorekce musí být inverzním přenosem soustavy

$$F_i(p) = \frac{1}{F_s(p)} \quad 5.3-21$$

Přenos soustavy v režimu přerušovaného proudu je

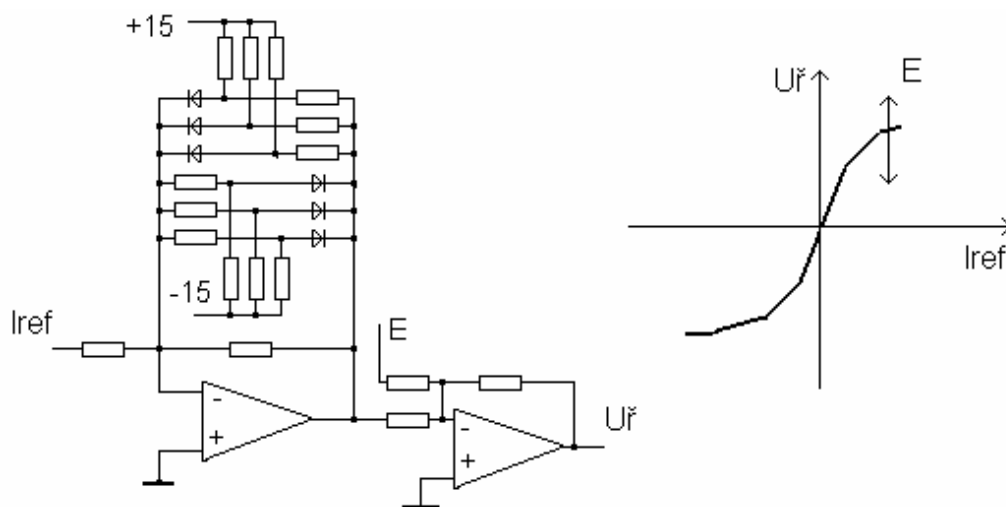
$$F_s(p) = \frac{K_{du}}{1 + p\tau_u} \quad 5.3-22$$

Jako předkorekční člen postačí volit přenos v ustáleném stavu, tj. zanedbat τ_u :

$$F_i(p) = \frac{1}{K_{du}} \quad 5.3-23$$

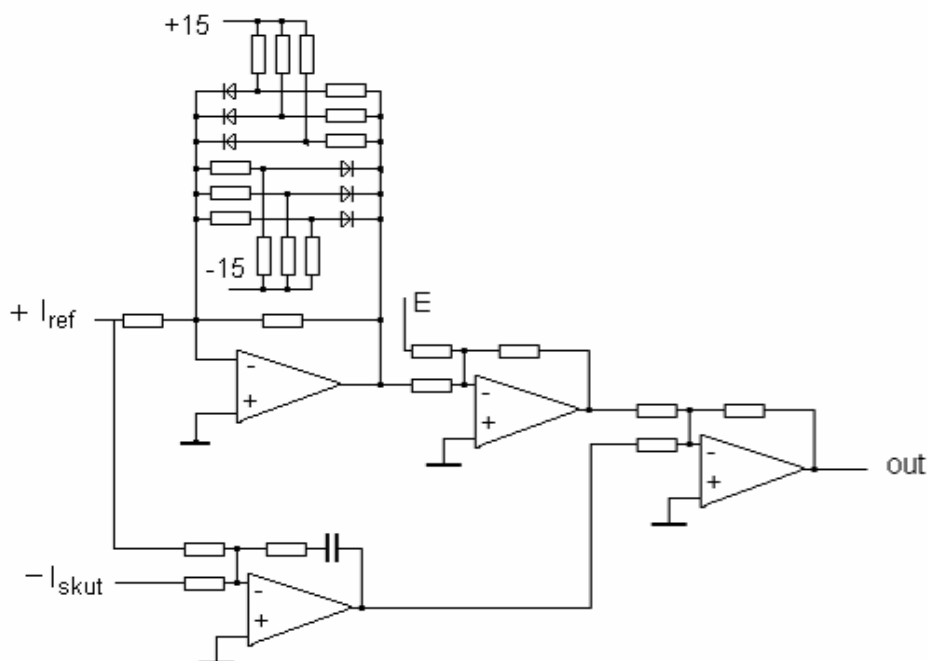
Je-li K_{du} dáno sklonem řídicích charakteristik v oblasti přerušovaného proudu, pak $F_i(p)$ představuje sklon inverzních řídicích charakteristik tyristorového usměrňovače při přerušovaném proudu.

Realizací analogovými prostředky je diodový funkční měnič, jehož princip je na obr. 5-36.



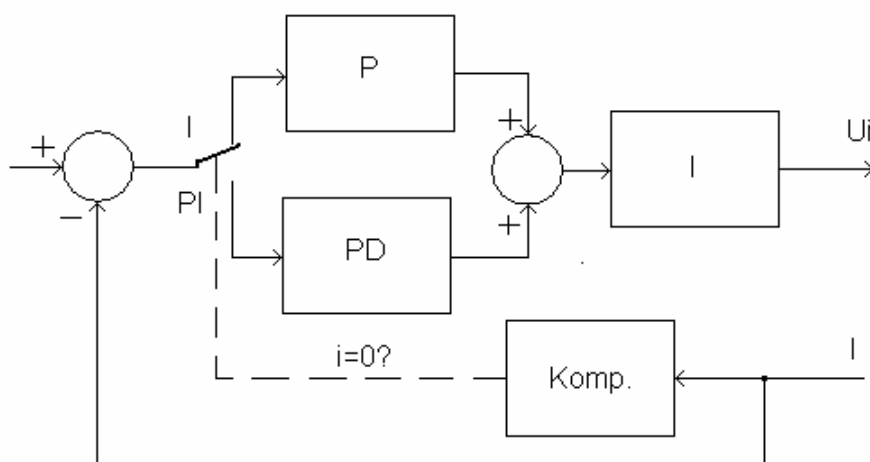
Obr. 5-36 Obvod nelineární předkorekce a jeho převodní charakteristika

Schéma regulátoru proudu s nelineární předkorekcí je na obr. 5-37. V režimu přerušovaného proudu hlavní řízení proudu přebírá obvod předkorekce, PI regulátor pouze doladuje odchylku. V režimu nepřerušovaného proudu řídí proud pouze PI regulátor, jehož výstup je posunut o konstantní hodnotu, která kompenzuje výstup předkorekce.



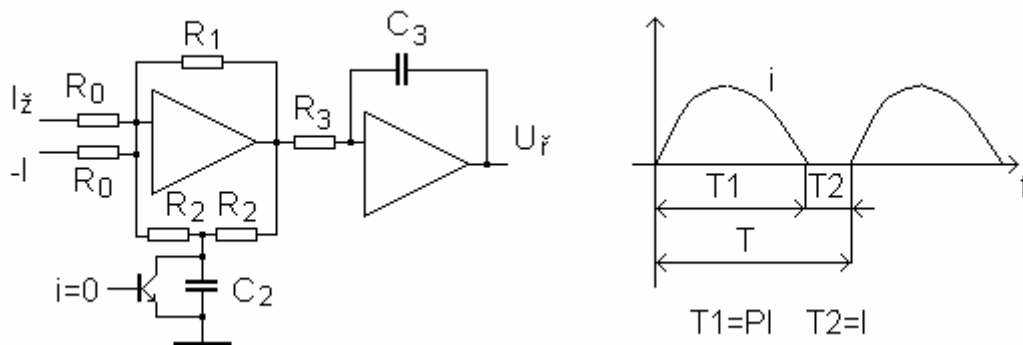
Obr. 5-37 Adaptivní regulátor proudu s předkorekcí

Druhým typem adaptivního regulátoru je regulátor se změnou struktury a parametrů, tj. v režimu přerušovaného proudu má integrační charakter s proměnným zesílením, v režimu nepřerušovaného proudu má PI charakter, s konstantními parametry. Princip je patrný z obr. 5-38.



Obr. 5-38 Adaptivní regulátor se změnou struktury a parametrů

Zjednodušené obvodové schéma adaptivního regulátoru se změnou struktury a princip přepínání je patrný z obr. 5-39

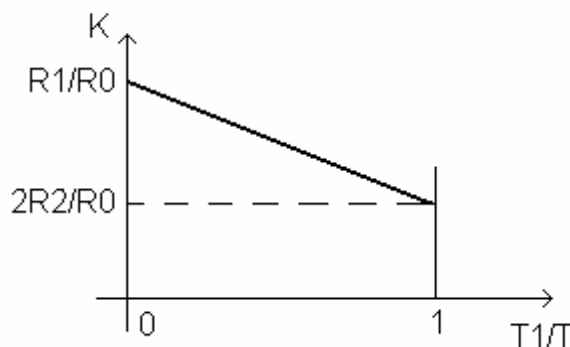


Obr. 5-39 Adaptivní regulátor se změnou struktury

Je-li vstupní hodnotou rozdíl mezi žádanou a skutečnou hodnotou proudu ve formě napěťového signálu U_1 , pak pro výstupní hodnotu U_f platí

$$U_f = U_1 \left(\frac{2R_2 T_1}{R_0 T} + \frac{R_1 T_2}{R_0 T} \right) = U_1 \left(\frac{R_1}{R_0} + \frac{T_1}{T} \frac{2R_2 - R_1}{R_0} \right) \quad 5.3-24$$

Rovnice 5.3.24 vyjadřuje lineární závislost zesílení K na relativní době vedení proudu T_1 , viz obr. 5-40. V režimu přerušovaného proudu má zesilovač integrační charakter s proměnným zesílením (integrační časovou konstantou).



Obr. 5-40 Závislost zesílení K na době vedení proudu T_1

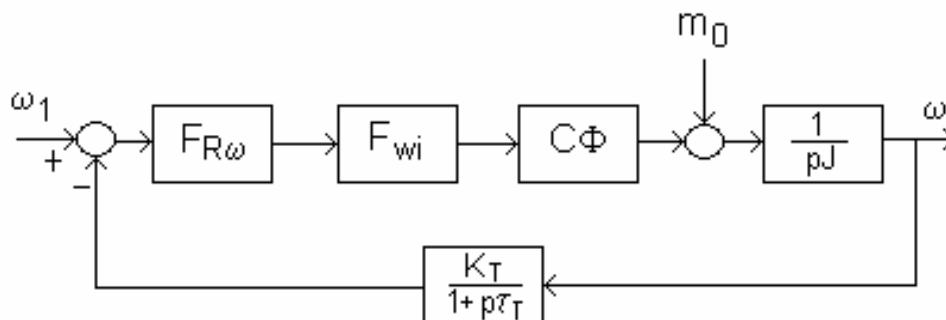
5.4 Regulace rychlosti stejnosměrných pohonů napětím kotvy

5.4.1 Regulace rychlosti s podřízenou proudovou smyčkou

Nahradíme-li přenos uzavřené proudové smyčky jedním blokem, můžeme znázornit blokové schéma uzavřené smyčky regulace otáček na obr. 5-41.

Pro uzavřenou proudovou smyčku platí náhradní přenos

$$F_{wi}(p) = \frac{\frac{1}{K_I}}{1 + 2p\tau_\sigma + 2p^2\tau_\sigma^2} \cong \frac{\frac{1}{K_I}}{1 + 2p\tau_\sigma} \quad 5.4-1$$



Obr. 5-41 Blokové schéma uzavřené otáčkové smyčky

Přenos soustavy je pak

$$F_s(p) = F_{wi}(p)C\Phi \frac{1}{pJ} \frac{K_T}{1 + p\tau_T} = \frac{K_s}{p(1 + 2p\tau_\sigma)(1 + p\tau_T)} = \frac{K_s}{p(1 + p\tau_\Sigma)} \quad 5.4-2$$

Význam symbolů: $C\Phi$ je momentová konstanta motoru, K_T je zesílení tachodynamy, τ_T je filtrační časová konstanta napětí tachodynamy, K_s je celkové zesílení soustavy. Z obou malých časových konstant vytvoříme tzv. malou součtovou časovou konstantu $\tau_\Sigma = 2\tau_\sigma + \tau_T$.

PI regulátor otáček navrhne metodou symetrického optima:

$$F_{R\omega}(p) = \frac{1 + p\tau_1}{p\tau_0} \quad \tau_1 = 4\tau_\Sigma \quad \tau_0 = 8K_s\tau_\Sigma^2 \quad 5.4-3$$

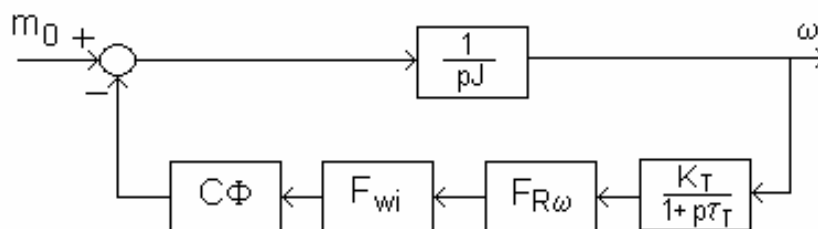
Přenos otevřené smyčky otáček (standardní tvar podle symetrického optima) je

$$F_{o\omega}(p) = F_{R\omega}(p)F_s(p) = \frac{1 + 4\tau_\Sigma p}{8\tau_\sigma^2 p^2 (1 + p\tau_\Sigma)} \quad 5.4-4$$

Přenos uzavřené smyčky regulace otáček s jednotkovou zpětnou vazbou je

$$F_{w\omega}(p) = \frac{F_{o\omega}(p)}{1 + F_{o\omega}(p)} = \frac{1 + 4\tau_\Sigma p}{1 + 4\tau_\Sigma p + 8\tau_\Sigma^2 p^2 + 8\tau_\Sigma^3 p^3} \quad 5.4-5$$

Přenos poruchy uzavřené smyčky regulace otáček lze odvodit z obr. 5-42:



Obr. 5-42 Blokové schéma otáčkové smyčky pro přenos poruchy

Přenos poruchy:

$$F_{z\omega}(p) = \frac{1}{1 + F_{o\omega}(p)} = \frac{8\tau_{\Sigma}^2}{J} \frac{p(1 + \tau_{\Sigma})p}{1 + 4\tau_{\Sigma}p + 8\tau_{\Sigma}^2p^2 + 8\tau_{\Sigma}^3p^3} \quad 5.4-6$$

Na rozdíl od přenosu řízení, u něhož požadujeme jednotkový přenos do co nejvyšší frekvence, tzv. pásma frekvenční propustnosti, pro přenos poruchy požadujeme co největší tlumení v celém frekvenčním rozsahu. Z rov. 5.4-6 plyne, že počáteční sklon amplitudové frekvenční charakteristiky je +20 dB, tj. útlum je větší pro velmi nízké frekvence, v oblasti vlastní rezonanční frekvence je nižší a pak opět narůstá pro vysoké frekvence.

Příklad 5-2

Navrhněte regulátor otáček pro soustavu s podřízenou proudovou smyčkou při nepřerušovaném proudu kotvy. Náhradní přenos uzavřené proudové smyčky je

$$F_{wi}(p) = \frac{1/K_I}{1 + 2\tau_u p} = \frac{5}{1 + 0.00334p}$$

Momentová konstanta motoru $C\Phi = 2.88 \text{ Vs}$, moment setrvačnosti $J = 0.1 \text{ kgm}^2$, zesílení tachodynamy $K_T = 0.064 \text{ Vs}$, časová konstanta filtru tachonapětí $\tau_T = 0.005 \text{ s}$.

Řešení:

Součtová časová konstanta $\tau_{\Sigma} = 2\tau_u + \tau_T = 0.00334 + 0.005 = 0.00834 \text{ s}$

Regulátor otáček metodou symetrického optima

$$F_{R\omega} = \frac{1 + p\tau_1}{p\tau_0} = \frac{1 + 4\tau_{\Sigma}}{8K_s\tau_{\Sigma}^2} = \frac{1 + 4 \cdot 0,00834}{8 \frac{5 \cdot 2,88 \cdot 0,064}{0,1} 0,00834^2} = \frac{1 + 0,0334p}{p0,00506}$$

Přenos otevřené otáčkové smyčky je

$$F_{o\omega}(p) = F_{R\omega}(p)F_s(p) = \frac{1 + 4\tau_{\Sigma}p}{8\tau_{\sigma}^2p^2(1 + p\tau_{\Sigma})} = \frac{1 + 0,0334p}{0,000555p^2(1 + 0,00834p)} = \frac{1800(1 + 0,0334p)}{p^2(1 + 0,00834p)}$$

Přenos řízení uzavřené otáčkové smyčky je

$$F_{w\omega}(p) = \frac{F_{o\omega}(p)}{1 + F_{o\omega}(p)} = \frac{1 + 4\tau_{\Sigma}p}{1 + 4\tau_{\Sigma}p + 8\tau_{\sigma}^2p^2 + 8\tau_{\sigma}^3p^3} = \frac{1 + 0,0334p}{1 + 0,0334p + 5,56 \cdot 10^{-4}p^2 + 4,64 \cdot 10^{-6}p^3}$$

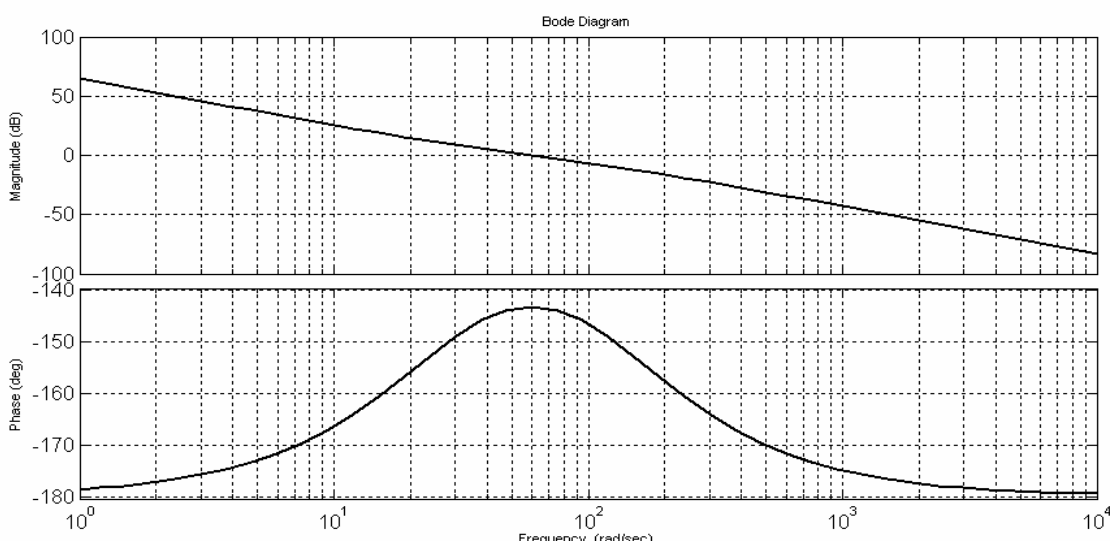
Přenos poruchy (zatěžovacího momentu) uzavřené otáčkové smyčky je

$$F_{z\omega}(p) = \frac{1}{1 + F_{o\omega}(p)} = \frac{8\tau_{\Sigma}^2}{J} \frac{p(1 + \tau_{\Sigma}p)}{1 + 4\tau_{\Sigma}p + 8\tau_{\Sigma}^2p^2 + 8\tau_{\Sigma}^3p^3} = \frac{0,00556p(1 + 0,00834p)}{1 + 0,0334p + 5,56 \cdot 10^{-4}p^2 + 4,64 \cdot 10^{-6}p^3}$$

Frekvenční charakteristiky v MATLABU:

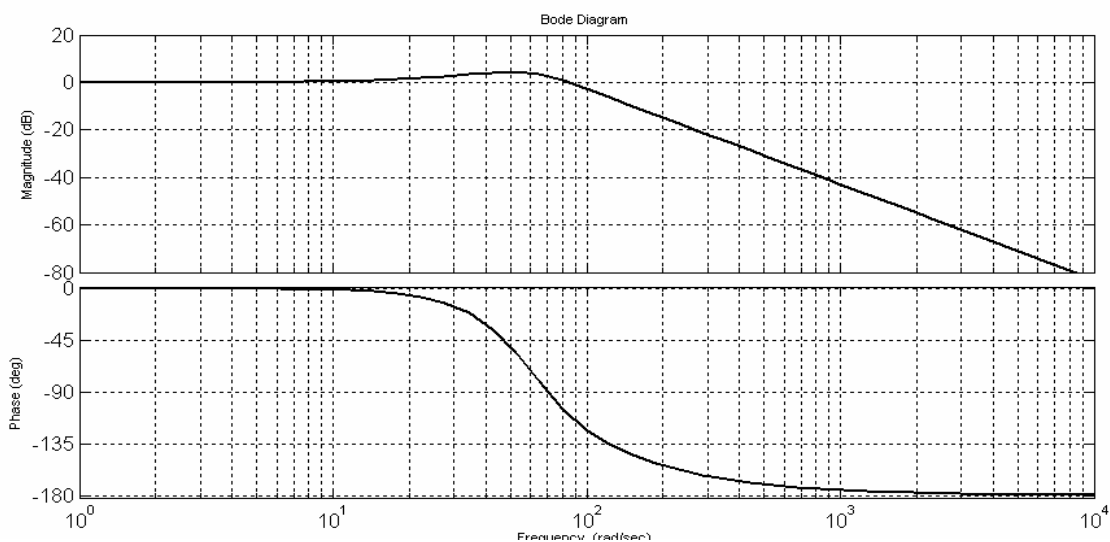
Otevřená otáčková smyčka:

```
no=[0.0334*1800 1800];
do=[0.00834 1 0 0];
bode(no, do)
```



Uzavřená otáčková smyčka – přenos řízení

```
nw=[0.0334 1];
dw=[4.67e-6 5.56e-4 0.0334 1];
bode(nw, dw)
```

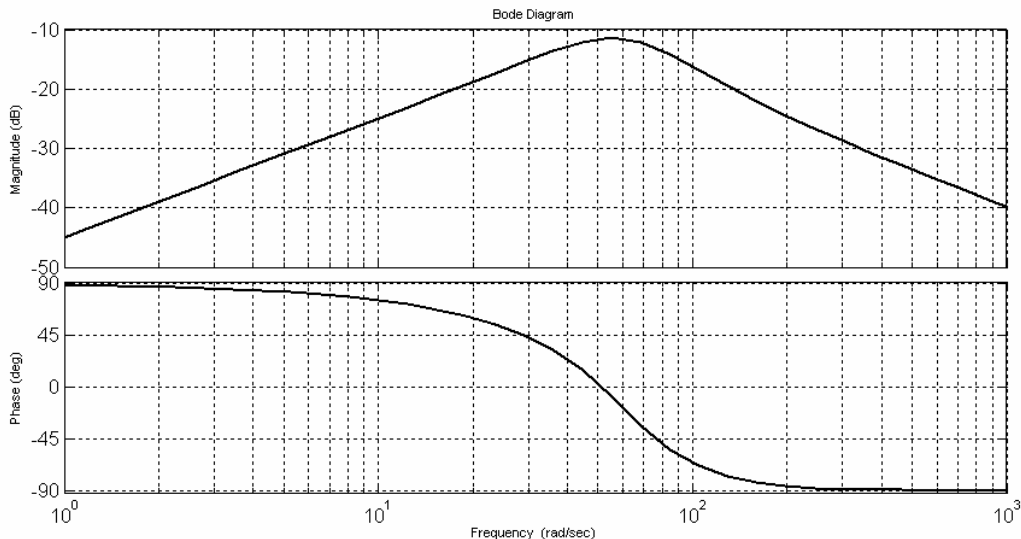


Uzavřená otáčková smyčka – přenos poruchy

```

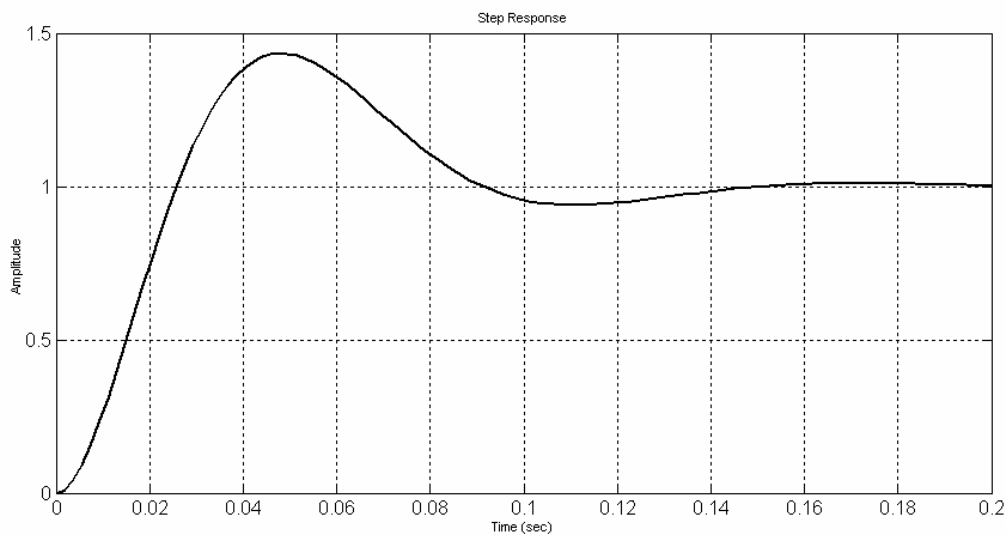
nz=[0.00834*0.00566 0.00566 0];
dz=dw;
bode(nz,dz)

```



Přechodové funkce v MATLABU:

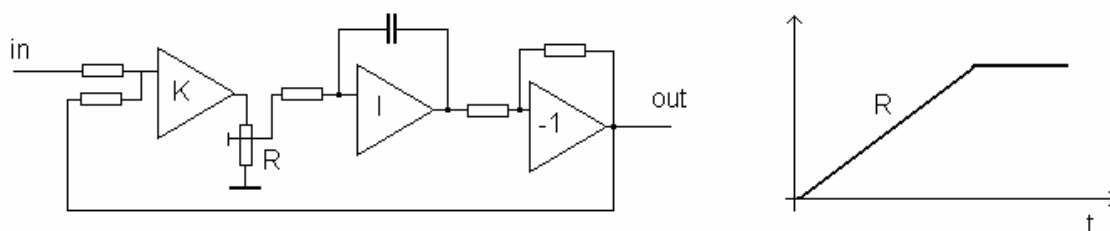
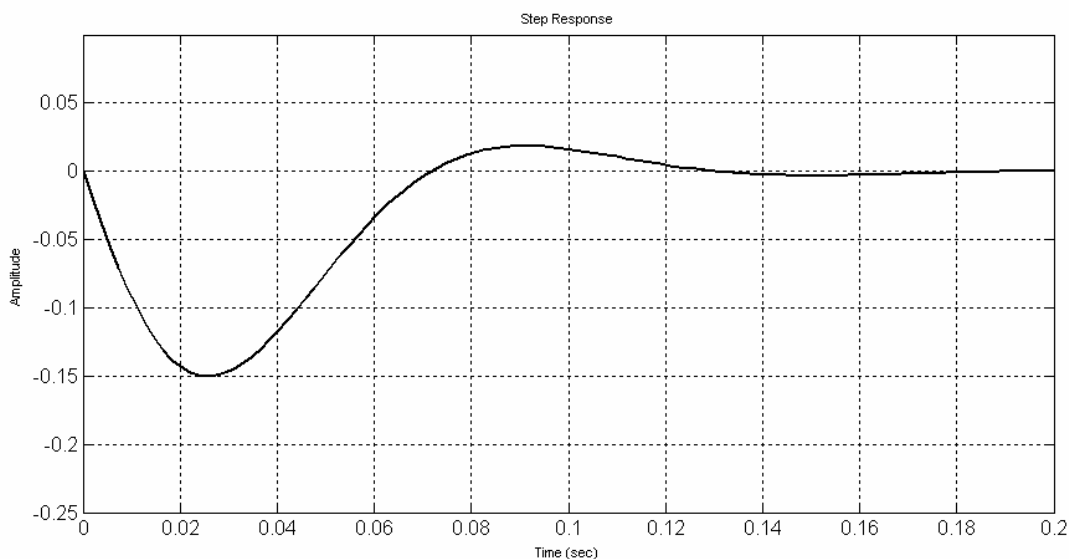
Odezva uzavřené otáčkové smyčky na skok řízení



Poznámka:

Pokud vadí překmit při skoku řízení, zařazuje se do vstupu žádané rychlosti filtrační člen s přenosem $F_f(p) = \frac{1}{1+4\tau_\Sigma}$, případně pro řízení rozběh tzv. rozběhová rampa, obr. 5.4-3.

Odezva uzavřené otáčkové smyčky na skok poruchy



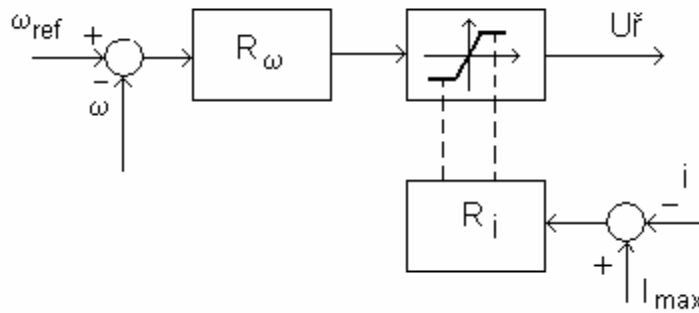
Obr. 5-43 Rozběhový obvod s lineární rampou

5.4.2 Regulace rychlosti bez podřízené proudové smyčky

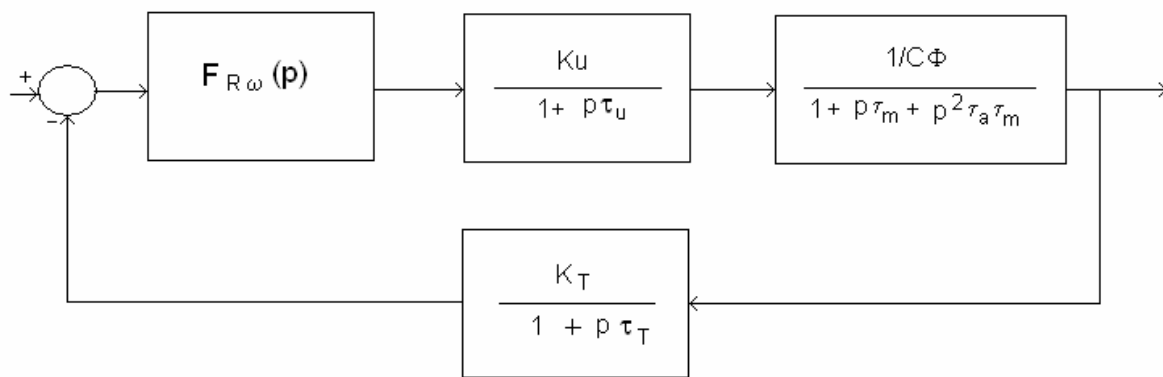
Podřízená proudová smyčka realizuje mimo jiné i omezení proudu tím, že je omezena žádaná hodnota proudu, daná zpravidla výstupním signálem nadřazeného regulátoru rychlosti. Omezení výstupu nadřazeného regulátoru tedy zajišťuje proudové omezení.

U pohonů bez podřízené proudové smyčky musí být proudové omezení realizováno jiným způsobem, např. paralelní proudovou smyčkou, která je ve funkci pouze v režimu nadproudu. Paralelní regulátor proudu reguluje proud na hodnotu proudového omezení tak, že nastavuje omezení výstupního signálu otáčkového regulátoru (obr. 5-51). Při menších proudech je proudová smyčka vyřazena z funkce a řízení pohonu přebírá otáčkový regulátor.

Poněvadž proudová smyčka je ve funkci pouze při nadproudu, který je vždy nepřerušovaný, nemusí být adaptivní. Problém přerušovaných proudů pak musí řešit otáčkový regulátor. Analyzujme nejprve smyčku regulace otáček v režimu nepřerušovaného proudu, obr. 5-45.



Obr. 5-44 Princip proudového omezení paralelním regulátorem proudu



Obr. 5-45 Uzavřená smyčka regulace otáček, soustava při nepřerušovaném proudu

Jmenovatel přenosu stejnosměrného motoru lze rozložit na součin časových konstant

$$1 + p\tau_m + p^2\tau_a\tau_m = (1 + p\tau_1)(1 + p\tau_2) \quad 5.4-7$$

Přenos soustavy má dvě velké časové konstanty τ_1, τ_2 a jednu malou součtovou časovou konstantu $\tau_\Sigma = \tau_u + \tau_T$, kde τ_u je náhradní časová konstanta tyristorového usměrňovače a τ_T je filtrační časová konstanta tachonapětí. Přenos soustavy je

$$F_s(p) = \frac{K_u \frac{1}{C\Phi} K_T}{(1 + p\tau_1)(1 + p\tau_2)(1 + p\tau_\Sigma)} \quad 5.4-8$$

Metodou optimálního modulu je navržený regulátor otáček typu PID s těmito parametry:

$$F_{R\omega} \left(p = \frac{(1 + p\tau_1)(1 + p\tau_2)}{p\tau_0} \right) \quad \tau_0 = 2K_u \frac{1}{C\Phi} K_T \tau_\Sigma \quad 5.4-9$$

Přenos otevřené otáčkové smyčky s jednotkovou zpětnou vazbou je standardního tvaru

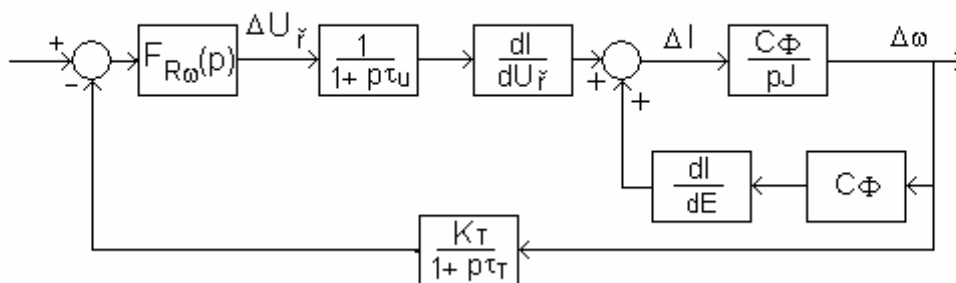
$$F_{o\omega}(p) = F_{R\omega}(p)F_s(p) = \frac{1}{2p\tau_\Sigma(1 + p\tau_\Sigma)} \quad 5.4-10$$

Přenos uzavřené otáčkové smyčky s jednotkovou zpětnou vazbou je rovněž standardního tvaru podle metody optimálního modulu

$$F_{w\omega}(p) = \frac{F_{o\omega}(p)}{1 + F_{o\omega}(p)} = \frac{1}{1 + 2p\tau_{\Sigma} + 2p^2\tau_{\Sigma}^2} \quad 5.4-11$$

Poznámka: Jednotkovou zpětnou vazbu získáme, přesuneme-li zpětnovazební blok (tacho) do přímé větve. Výstupem soustavy pak nejsou otáčky motoru, ale tachonapětí. Obě struktury jsou ekvivalentní.

Při přerušovaném proudu nelze použít lineární model stejnosměrného motoru. Pro malé změny opět použijeme model dle obr. 5-33. Po doplnění o zpětnou vazbu od tachodynamu a regulátor otáček je blokové schéma uzavřené otáčkové smyčky pro oblast přerušovaného proudu uvedeno na obr. 5-46.



Obr. 5-46 Uzavřená otáčková smyčka při přerušovaném proudu

Nahradíme-li parciální derivace koeficienty zesílení v příslušném pracovním bodě

$\frac{\partial I}{\partial U_{\check{r}}} = K_{U_{\check{r}}}$, $\frac{\partial I}{\partial E} = K_E$, je přenosová funkce stejnosměrného motoru při přerušovaném

proudu ($\frac{\partial I}{\partial E} < 0$)

$$F_M(p) = K_{U_{\check{r}}} \frac{\frac{C\Phi}{pJ}}{1 + \frac{(C\Phi)^2 K_E}{pJ}} = \frac{K_M}{1 + p\tau_M} \quad 5.4-12$$

Stejnosemřný motor je v oblasti přerušovaného proudu kotvy členem 1. řádu s jednou časovou konstantou τ_M a zesílením K_M , které však nejsou konstantami, ale mění se v závislosti na pracovním bodě:

$$K_M = \frac{K_{U_{\check{r}}}}{K_E(C\Phi)} \quad \tau_M = \frac{J}{K_E(C\Phi)^2} \quad 5.4-13$$

Přenos soustavy je

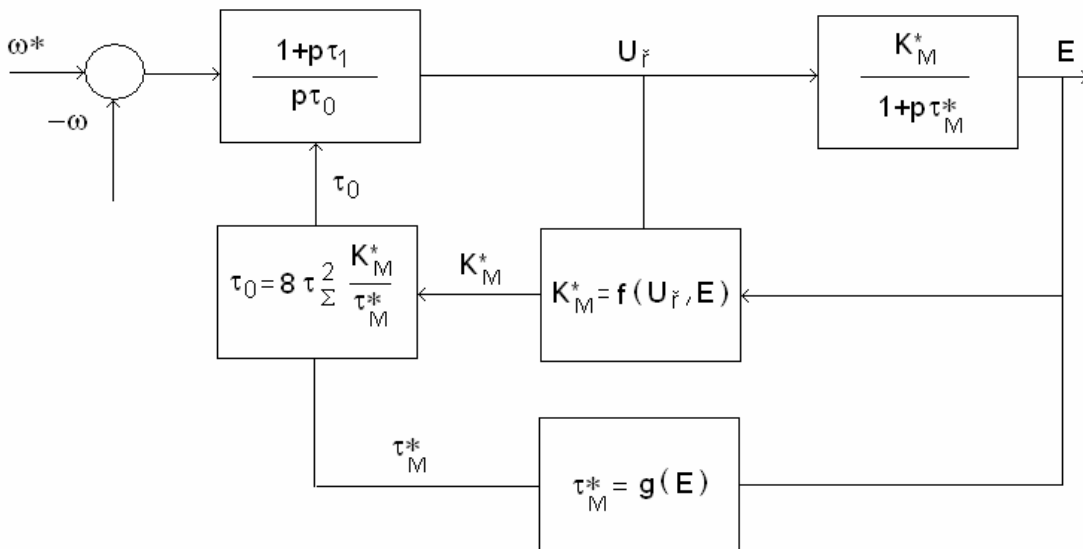
$$F_s(p) = \frac{1}{1 + p\tau_u} \frac{K_M}{1 + p\tau_M} \frac{K_T}{1 + p\tau_T} \quad 5.4-14$$

Soustava obsahuje jednu velkou časovou konstantu τ_M a součtovou časovou konstantu $\tau_\Sigma = \tau_u + \tau_T$. Metodou symetrického optima určíme regulátor:

$$F_{R\omega}(p) = \frac{1 + p\tau_1}{p\tau_0} \quad \tau_1 = 4\tau_\Sigma \quad \tau_0 = 8\tau_\Sigma^2 \frac{K_M}{\tau_M} = f(U_{\check{r}}, E) \quad 5.4-15$$

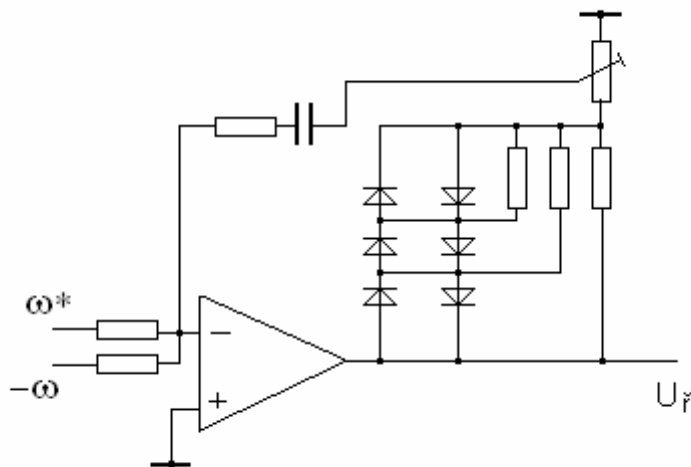
Pro optimální řízení otáček v oblasti přerušovaného proudu u struktury bez podřízené proudové smyčky musí být regulátor otáček adaptivní, typu PI, s proměnnou integrační časovou konstantou.

Blokové schéma nastavování integrační časové konstanty v závislosti na $U_{\check{r}}$ a E je na obr. 5-47. Při realizaci mikro počítačem bývají hledané nelineární závislosti tabelovány.



Obr. 5-47 Princip adaptivního regulátoru otáček v oblasti přerušovaného proudu

Při realizaci analogovými prostředky je výhodné zanedbat vliv E a zesílení integrátoru nastavovat od $U_{\check{r}}$, viz obr. 5-48



Obr. 5-48 Regulátor otáček s proměnným integračním zesílením

5.4.3 Přesnost regulace rychlosti

Přesnost regulace otáčivé rychlosti elektrických pohonů bývá často sporem mezi uživatelem pohonu a projektantem, zejména z důvodu nepřesné definice pojmu „přesnost“.

Přesnost regulace může být statická (v ustáleném stavu, tj. při neměnné rychlosti) nebo dynamická (odchylka v průběhu přechodného děje, např. při změně zatěžovacího momentu). Důležité je rozlišení, zda se jedná o přesnost absolutní, udávanou např. ± 1 ot/min, nebo relativní, udávanou v procentech jmenovité rychlosti nebo v procentech nastavené rychlosti.

Rozdíl mezi těmito definicemi je patrný na příkladu absolutní přesnosti ± 1 ot/min, které odpovídá přesnost 0,1 % při otáčkách 1000 ot/min, ale pouze 10 % při 10 ot/min.

Definice přesnosti nemá smysl bez udání rozsahu působení poruchových veličin, kterými jsou elektrických pohonů zpravidla změna zatěžovacího momentu, kolísání síťového napětí a změna teploty okolí. Standardními hodnotami těchto změn jsou: změna zatížení v rozsahu 0 až 100 % jmenovitého momentu, kolísání síťového napětí ± 5 % a změna teploty okolí 0 až 45⁰ C.

Astatické regulátory otáček typu PI, PID, mají teoreticky nulovou chybu v ustáleném stavu. Pokud jsou však realizovány analogovou technikou, tj. operačními zesilovači, není tato chyba nulová, ale je ovlivněna ofsetem a driftem operačních zesilovačů, teplotní závislostí referenčního napětí zadávané rychlosti, případně i teplotní závislostí napětí zpětnovazebního tachodynamu.

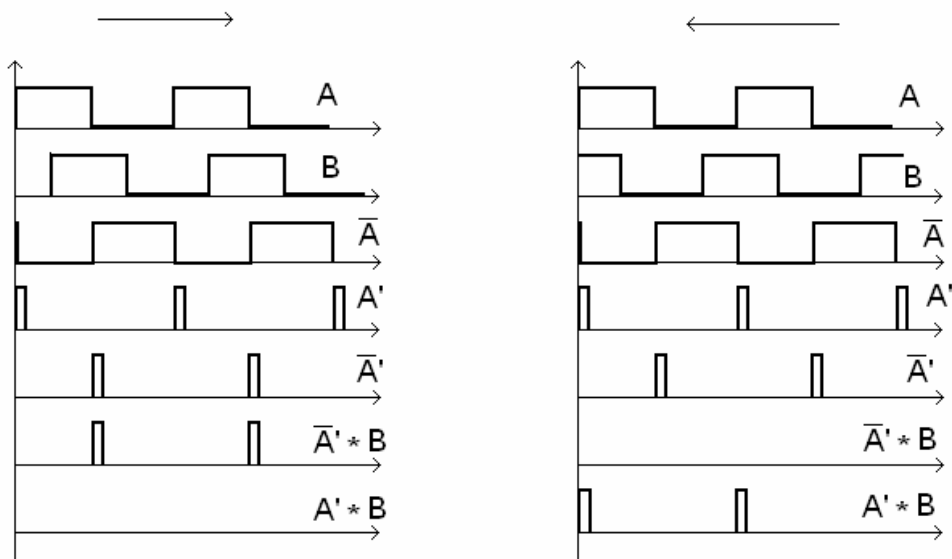
Je-li požadována vysoká, teplotně nezávislá dlouhodobá statická přesnost, je nutné použít číslicovou regulaci .

5.4.4 Číslicová regulace rychlosti

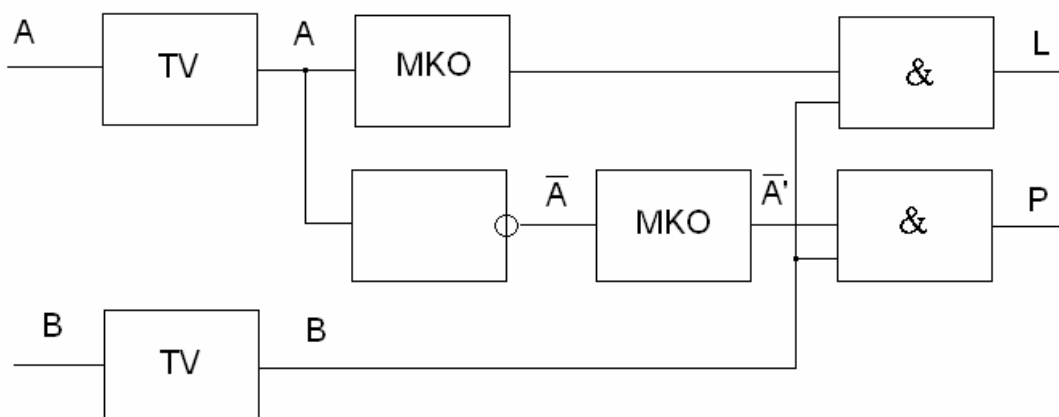
Číslicová regulace má vysokou statickou přesnost, za předpokladu, že pro zpětnou vazbu nepoužijeme stejnosměrné tachodynamo a A/D převodník. Je třeba si však uvědomit, že na dynamiku má vliv volba doby vzorkování. Doba vzorkování volíme co nejkratší, avšak dostatečnou, aby za dobu jedné periody proběhl celý algoritmus regulace. Příliš dlouhá doba vzorkování vede ke zhoršení dynamiky regulace (menší tlumení, delší doba ustálení). Z praktického hlediska je pro tyristorové pohony vhodná doba vzorkování shodná s dobou jednoho proudového pulsu.

Pro zpětnou vazbu od otáček se pro číslicovou regulaci rychlosti používají inkrementální snímače (encodéry) a indukční snímače (resolvery, indukotosyny). Oba tyto typy snímačů jsou ve skutečnosti snímači polohy, tj. úhlu natočení. Rychlost je nutno z údajů polohových snímačů odvodit.

Abychom z inkrementálního snímače získali informaci o směru otáčení, je snímač vybaven dvěma snímacími hlavičkami, vzájemně úhlově posunutými o 90⁰ vzhledem ke snímanému signálu. Princip vyhodnocení směru otáčení je patrný z obr. 5-49. Blokové schéma realizace obvodu vyhodnocení směru točení inkrementálního snímače je na obr. 5-50



Obr. 5-49 Princip vyhodnocení směru točení inkrementálního snímače



Obr. 5-50 Obvod realizace vyhodnocování směru točení inkrementálního snímače

Jednou z možností, jak získat informaci o rychlosti ze snímače polohy, je měření frekvence výstupních impulsů, s pevnou dobou měření T :

$$N_{\omega} = T \cdot f_{\omega} = T \frac{Z\omega}{2\pi} \quad 5.4-16$$

Z je počet impulsů na 1 otáčku. Tato metoda je nevhodná pro měření velmi malých rychlostí, u nichž se frekvence impulsů blíží nule.

Jinou možností je měření periody pomocí měrné referenční frekvence:

$$N_{\omega} = T_{\omega} f_{ref} = \frac{2\pi}{Z\omega} f_{ref} \quad 5.4-17$$

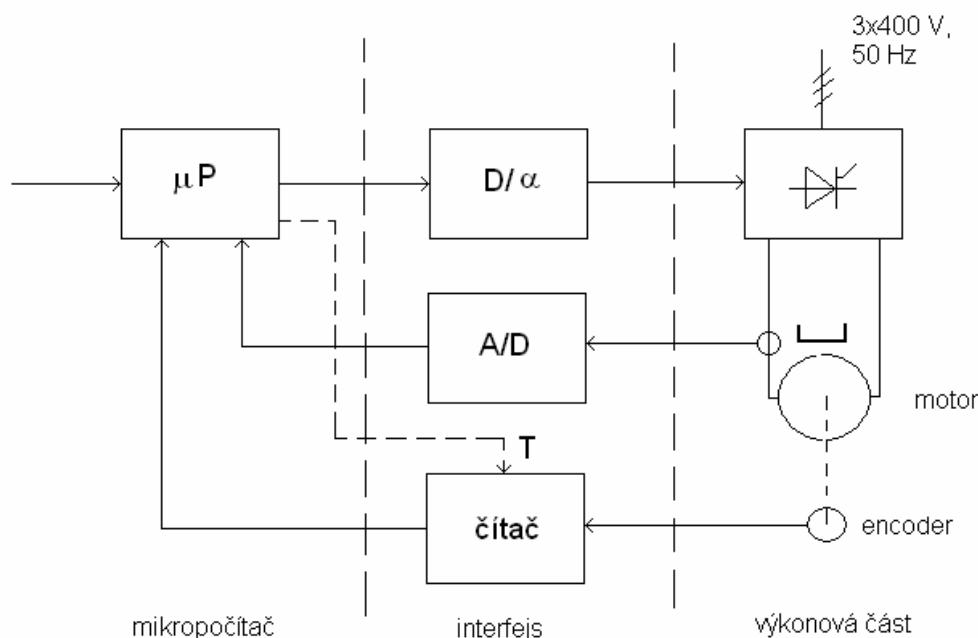
Metoda je vhodná pro měření malých rychlostí, vzhledem k velkému T_{ω} je špatná dynamika.

Nejpoužívanější metodou vyhodnocování rychlosti u polohových servopohonů s podřízenou otáčkovou smyčkou je vyhodnocování odměřování polohy ze dvou po sobě následujících měření polohy:

$$\omega = \frac{d\varphi}{dt} \cong \frac{\Delta\varphi}{T} = \frac{\varphi_k - \varphi_{k-1}}{T} \quad 5.4-18$$

5.4.5 Mikropočítačové řízení stejnosměrného pohonu

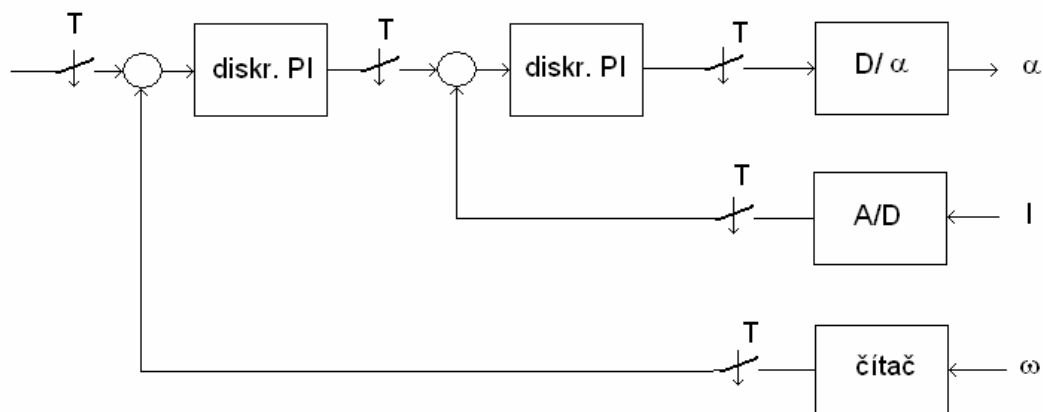
Blokové schéma mikropočítačového řízení stejnosměrného tyristorového pohonu je na obr. 5-51. Struktura pohonu sestává z výkonové části, tvořené stejnosměrným motorem, tyristorovým usměrňovačem, včetně čidla proudu a snímače rychlosti na motoru a mikropočítače, jehož vazby s výkonovou částí realizují bloky interfejsu, tj. převodník čísla na zapalovací úhel α , synchronizovaný s napájecí střídavou sítí, A/D převodník pro připojení analogového čidla proudu a taktovaný čítač pro otáčkovou zpětnou vazbu.



Obr. 5-51 Blokové schéma mikropočítačového řízení stejnosměrného pohonu

Regulační struktura diskretního řízení je obdobná struktuře s analogovými regulátory. Nejjednodušší způsob získání diskretního algoritmu řízení je diskretizace analogového PI- regulátoru, navrženého některou z metod spojitého řízení. Doba vzorkování T se volí zpravidla shodná s dobou jednoho proudového pulsu tyristorového usměrňovače. Regulační struktura diskretního řízení je naznačena na obr. 5-52.

Architektura mikropočítačového regulátoru je zpravidla jednoprocessorová, pro náročnější pohony víceprocesorová s paralelní nebo hierarchickou strukturou. Paměť programu je typu EPROM, paměť dat je typu RAM. Programové vybavení sestává z hlavního programu, ošetřujícího přerušování a programů jednotlivých algoritmů regulace a podprogramů matematických operací. Ve zbývajícím čase jsou spouštěny programy diagnostiky a komunikace.

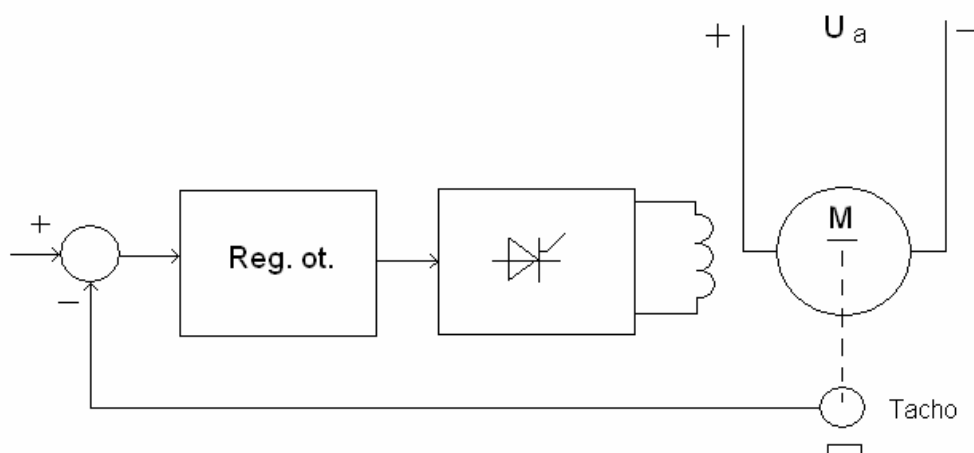


Obr. 5-52 Struktura diskrétního řízení stejnosměrného pohonu

5.5 Regulace rychlosti magnetickým tokem

5.5.1 Regulace rychlosti magnetickým tokem při konstantním napětí kotvy

Při tomto způsobu regulace otáček je kotva stejnosměrného motoru připojena na zdroj konstantního napětí, v praktických aplikacích to bývá stejnosměrná sběrnice pro napájení vícemotorových pohonů kontinuálních linek, jejímž napětím se řídí základní rychlost linky. Struktura zpětnovazebního řízení otáček sestává z tyristorového usměrňovače pro napájení budicího vinutí, regulátoru otáček a tachodynamu (obr. 5-53).



Obr. 5-53 Regulace otáček stejnosměrného motoru změnou budicího proudu

Matematický model stejnosměrného motoru s proměnným magnetickým tokem je nelineární, navíc vlivem sycení železa jsou nelineární i závislosti magnetického toku na budicím proudu a indukčnosti budicího vinutí na budicím proudu. Matematický model je dán soustavou nelineárních diferenciálních rovnic:

$$u_a = R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + C\Phi\omega$$

$$C\Phi i_a = J \frac{d\omega}{dt} + M_0$$

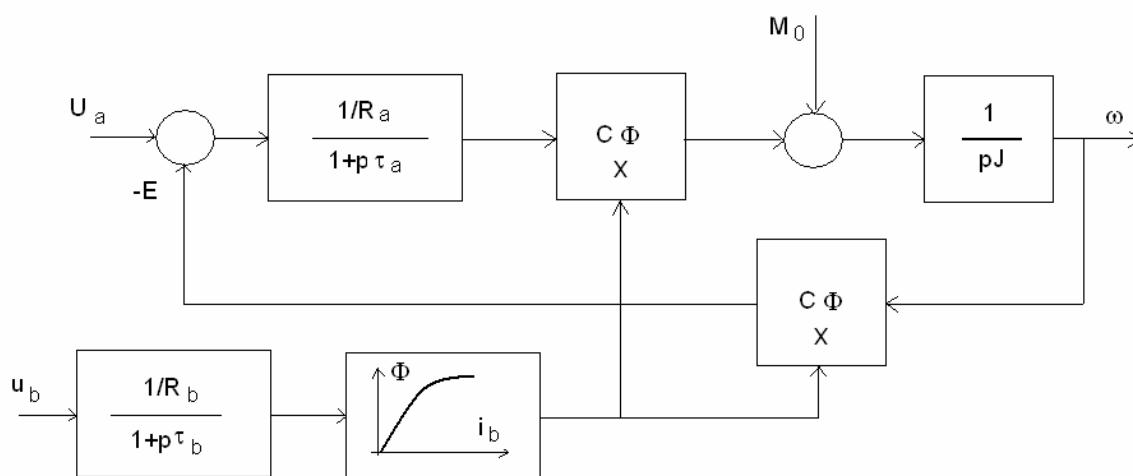
$$u_b = R_b i_b + L_b \frac{di_b}{dt}$$

$$\Phi = f(i_b)$$

$$L_b = g(i_b)$$

5.5-1

Grafické znázornění matematického modelu pro $L_b = konst$ je na obr. 5-54:



Obr. 5-54 Matematický model stejnosměrného motoru

Závislosti $\Phi(i_b)$, $L_b(i_b)$ lze pro numerický výpočet tabelovat. Řešením soustavy rovnic 5.5-1 při $u_a = konst$ získáme přechodovou funkci, ze které je pak možno aproximovat přenosovou funkci stejnosměrného motoru, řízeného budicím proudem:

Přenosová funkce je druhého řádu, má jednu velkou časovou konstantu – časovou konstantu budicího vinutí τ_b a jednu malou časovou konstantu elektromechanickou τ_m :

$$F_M(p) = \frac{K_0}{(1+p\tau_b)(1+p\tau_m)} \quad K_0 = \frac{\Delta\omega}{\Delta u_b} \quad \tau_m = \frac{RJ}{(C\Phi)^2} \quad 5.5-2$$

Blokové schéma uzavřené smyčky regulace otáček buzením je na obr. 5-55.

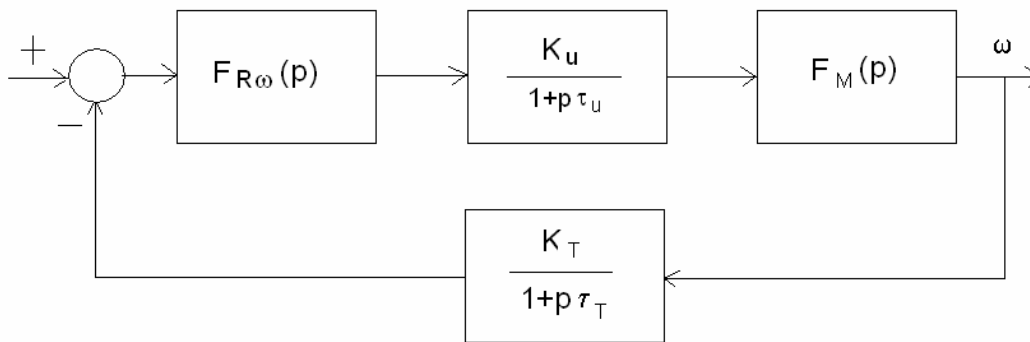
Za předpokladu $\tau_b \gg \tau_\sigma$, $\tau_\sigma = \tau_m + \tau_T + \tau_u$ je přenosová funkce soustavy

$$F_s(p) = F_M(p) \frac{K_u K_T}{(1+p\tau_u)(1+p\tau_T)} = \frac{K_0 K_u K_T}{(1+p\tau_b)(1+p\tau_\sigma)} \quad 5.5-3$$

Metodou optimálního modulu navrhne otáčkový regulátor:

$$F_{R\omega}(p) = \frac{1+p\tau_1}{p\tau_0} \quad \tau_1 = \tau_b \quad \tau_0 = 2\tau_\sigma K_0 K_u K_T \quad 5.5-4$$

Otáčkový regulátor je typu PI.



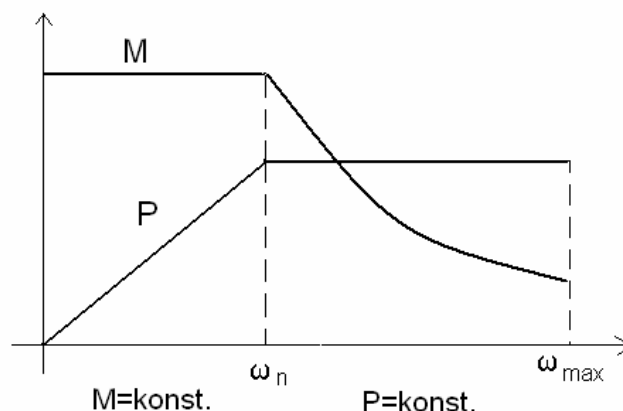
Obr. 5-55 Uzavřená smyčka regulace otáček stejnosměrného motoru buzením

5.5.2 Kombinovaná regulace napětím kotvy a buzením

Výhodou stejnosměrného motoru s cizím buzením je možnost nezávislého řízení magnetického toku a momentu motoru: magnetický tok se řídí budícím proudem a moment proudem kotvy.

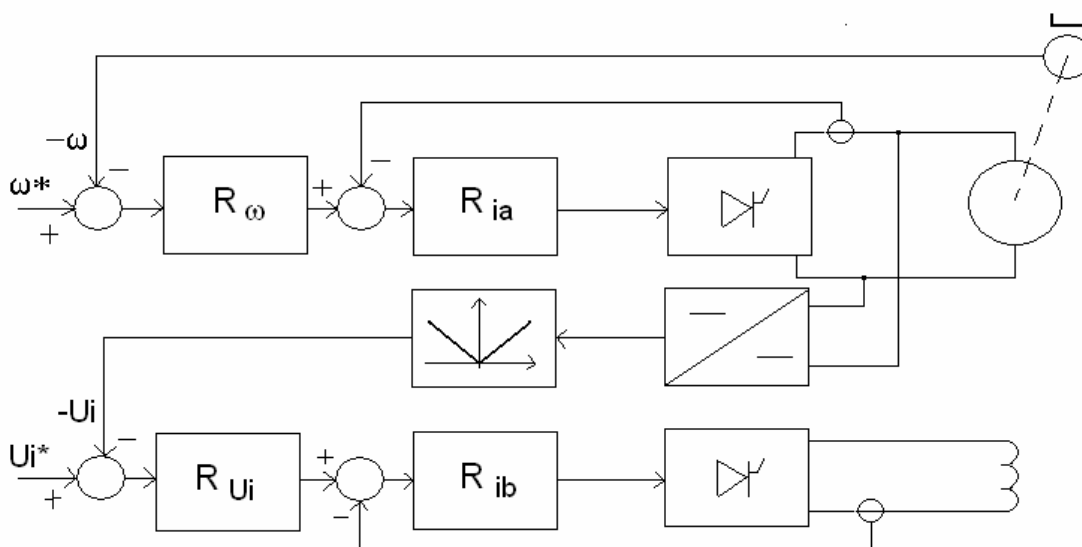
Při kombinované regulaci se zpravidla stejnosměrný motor řídí v rozsahu od nuly do jmenovité rychlosti napětím kotvy při plně nabuzeném motoru. Z hlediska oteplení je možno vinutí kotvy zatěžovat v celém rozsahu jmenovitým proudem, motor tedy je možno zatěžovat na jmenovitý moment: $M = C\Phi I_a$, $\Phi = konst.$, $I_a = I_{an} = konst.$ Výkon je lineární funkcí otáček: $P = M\omega$.

V rozsahu od jmenovitých otáček do maximálních otáček se motor řídí odbuzováním, při jmenovitém napětí kotvy. Motor je možno stále zatěžovat na jmenovitý proud kotvy, příkon motoru a tedy i výkon zůstává neměnný: $P \cong P_1 = U_{an} I_{an} = konst.$ Motor je tedy možno zatěžovat jen na konstantní výkon. (Pro motory s velkým rozsahem odbuzování nelze tuto podmínku dodržet z důvodu horší komutace při vysokých rychlostech, výkon je nutno snižovat.) Moment s otáčkami hyperbolicky klesá: $M = \frac{P}{\omega}$.



Obr. 5-56 Grafické znázornění pracovních oblastí při kombinované regulaci rychlosti

Princip zapojení stejnosměrného pohonu s kotevním měničem a měničem pro buzení, s kombinovanou regulací, je na obr. 5-57.

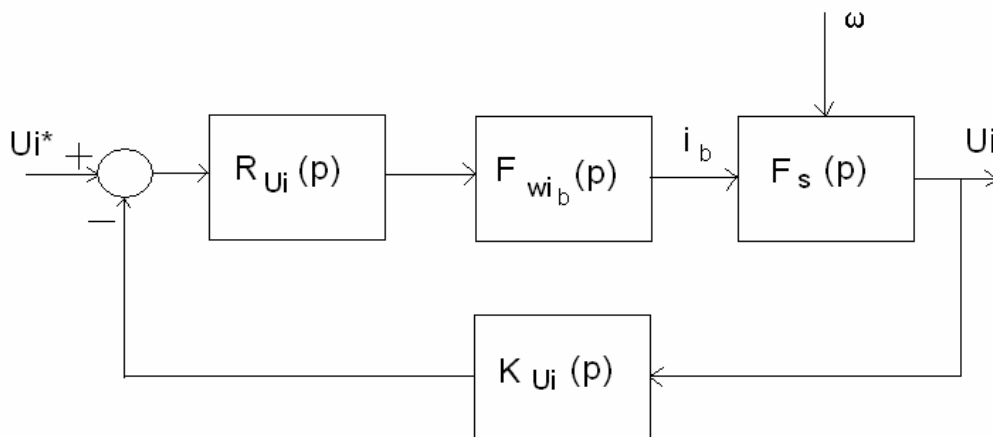


Obr. 5-57 Zapojení stejnosměrného pohonu s kombinovanou regulací napětím kotvy a buzením

Na obr. 5-57 je stejnosměrný motor napájen do kotvy z tyristorového usměrňovače, zpravidla v reverzačním zapojení, regulační struktura je standardní, s proudovou smyčkou a nadřazenou otáčkovou smyčkou se zpětnou vazbou od tachodynamu. Buzení stejnosměrného motoru je napájeno z tyristorového usměrňovače v nereverzačním zapojení. Regulační smyčka odbuzování je pro napětí kotvy nižší než jmenovité v nasycení (výstup regulátoru R_{U_i} je na omezení) a motor je tedy plně nabuzen; po dosažení jmenovitého napětí kotvy reguluje tato smyčka reguluje na konstantní (jmenovité) napětí tak, že při dalším zvyšování rychlosti motor odbuzuje.

Regulátory kotevního proudu R_{I_a} a budicího proudu R_{I_b} se navrhují standardními metodami, viz odst. 5.3.

Regulátor indukovaného napětí R_{U_i} řídí soustavu, sestávající z uzavřené smyčky budicího proudu $F_{w_{i_b}}(p)$, dále bloku, vyjadřujícího závislost indukovaného napětí na budicím proudu a otáčkách $F_s(p)$ a čidla napětí kotvy K_{U_i} (obr. 5-58).



Obr. 5-58 Struktura regulace indukovaného napětí

Regulátor indukovaného napětí je opět typu PI:

$$F_{R_{U_i}}(p) = \frac{1 + p\tau_1}{p\tau_0} \quad \tau_1 = 2\tau_\sigma \quad \tau_0 = 2\tau_\sigma K \quad 5.5-5$$

Derivační časová konstanta regulátoru τ_1 kompenzuje časovou konstantu uzavřené smyčky budicího proudu ($\tau_\sigma = \tau_u$ je náhradní časová konstanta usměrňovače buzení) a K je celkové zesílení soustavy regulace U_i . Vzhledem k nelineárnosti soustavy je vhodné optimalizovat regulátor indukovaného napětí buď simulací, nebo na reálném pohonu.

Regulátor otáček metodou symetrického optima je typu PI s přenosem

$$F_{R_\omega}(p) = \frac{1 + p\tau_1}{p\tau_0} \quad \tau_1 = 4\tau_\Sigma = \text{konst.}, \quad \tau_0 = 8\tau_\Sigma^2 \frac{C\Phi}{J} \frac{K_T}{K_I} = f(\Phi) \quad 5.5-6$$

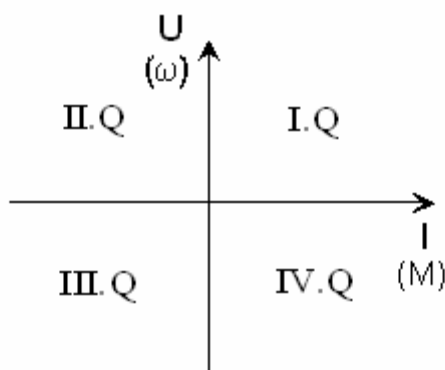
Integrační časová konstanta regulátoru τ_0 není konstantní, ale je funkcí odbuzení. Je tedy nutný adaptivní regulátor s řízeným zesílením v závislosti na budicím proudu $\tau_0 = f(i_b)$.

V praktických aplikacích při menším rozsahu odbuzování je možno použít regulátor s konstantním zesílením.

5.6 Stejnoseměrné pohony s reverzací momentu

5.6.1 Revertační zapojení tyristorových usměrňovačů

V usměrňovačové technice a v technice elektrických pohonů se často používá pojmů jednokvadrantové, dvoukvadrantové nebo čtyřkvadrantové zapojení. Kvadrant je vymezen osami x , y rovinného grafu, v němž osy x , y představují výstupní proud a napětí v případě polovodičového měniče, resp. moment a otáčky v případě elektrického pohonu. Označení jednotlivých kvadrantů římskými čísly je patrné z obr. 3.19.



Jednokvadrantový měnič (I.Q) umožňuje pouze jeden směr výstupního proudu a jednu polaritu výstupního napětí, u pohonu pak pouze motorický chod v jednom směru otáčení. Dvoukvadrantový měnič s pracovní oblastí v prvním a čtvrtém kvadrantu (I.Q a IV.Q), jakým je na př. tyristorový usměrňovač, umožňuje při jednom směru výstupního proudu měnit polaritu výstupního napětí, dvoukvadrantový měnič s pracovní

Obr. 5-59 Pracovní kvadranty elektrických pohonů

oblastí v prvním a ve druhém kvadrantu (I.Q a II.Q) umožňuje měnit směr proudu při jedné polaritě výstupního napětí. Čtyřkvadrantový měnič pak umožňuje oba směry výstupního proudu při obou polaritách výstupního napětí, při čemž I. a III. kvadrant představují tok energie ze zdroje (na př. elektrické sítě) do zátěže (stejnoseměrného motoru), II. a IV. kvadrant představují rekuperaci energie ze zátěže zpět do sítě (na př. při brzdění motoru). U pohonu pak představuje I. kvadrant motorický chod na jednu stranu otáčení hřídele motoru,

III. kvadrant motorický chod při opačném směru otáčení, II. kvadrant generátorický chod (brzdny režim) při jednom směru otáčení a IV. kvadrant generátorický chod při opačném směru otáčení. Čtyřkvadrantový pohon tedy umožňuje oba směry otáčení a oba směry momentů v každém z obou směrů otáčení, tj. jak akceleraci, tak brzdění. Kvalitní servopohon jak pouze v rychlostní, tak v polohové vazbě je realizovatelný pouze čtyřkvadrantovým pohonem.

Tyristorový usměřňovač neumožňuje změnu směru výstupního proudu (jde o dvoukvadrantový měnič s možností změny polaritý výstupního napětí). Pro realizaci čtyřkvadrantového zapojení je zapotřebí dvou tyristorových usměřňovačů, z nichž každý slouží pouze pro jeden směr vedení proudu. Tomuto zapojení se říká dvouměničové reverzační zapojení.

Dvouměničová reverzační zapojení tyristorových usměřňovačů se rozdělují do dvou skupin: první skupinu tvoří zapojení s okruhový proudem a druhou zapojení bez okruhového proudu.

V zapojení s okruhový proudem jsou řízeny oba měniče tak, aby střední hodnota rozdílu obou výstupních napětí byla nulová nebo záporná. Rozdíl okamžitých hodnot napětí obou usměřňovačů pak způsobuje tzv. okruhový proud, k jehož omezení jsou mezi výstupy obou usměřňovačů zapojeny omezovací tlumivky okruhového proudu.

Moment stejnosměrného motoru je dán vztahem $M = C\Phi I_a$. Znaménko momentu je možno změnit buďto reverzací proudu kotvy, nebo reverzací budicího proudu. Reverzace v kotvě je rychlejší, vyžaduje však dvouměničovou skupinu, každou pro jeden směr proudu, což je dražší. Reverzace v buzení je pomalejší v důsledku velké časové konstanty budicího vinutí. Reverzaci v buzení je možno částečně urychlit předimenzováním zdroje budicího napětí. Z výkonového hlediska je dvouměničová skupina pro napájení buzení levnější (budicí příkon je řádově nižší oproti výkonu motoru).

V zapojení bez okruhového proudu je řízen v každém okamžiku pouze jeden z usměřňovačů, druhý je zablokovaný a tudíž nevede žádný proud. Při požadavku na změnu směru proudu je nejprve zablokovaný usměřňovač, který vedl proud a po krátké časové prodlevě ca 1 ms (nutné pro obnovení blokovací schopnosti tyristorů) je odblokovaný usměřňovač pro opačný směr proudu. Zapojení bez okruhového proudu nevyžaduje tlumivky okruhového proudu.

5.6.2 Reverzační zapojení s okruhový proudem

Funkci reverzačního zapojení s okruhový proudem si podrobně vysvětlíme na třípulsním antiparalelním zapojení tyristorového stejnosměrného servopohonu, který se v hojně míře používal na př. pro posuvy číslicově řízených (NC) obráběcích strojů, vyráběných v sedmdesátých letech minulého století. Schéma takového pohonu je nakresleno na obr. 5-50. Dvouměničová skupina je tvořena třípulsním usměřňovačem A se společnými katodami a antiparalelně zapojeným třípulsním usměřňovačem B se společnými anodami. Zátěž - stejnosměrný motor, v tomto případě buzený permanentními magnety, je připojen mezi společný výstup obou usměřňovačů a uzel sekundárního vinutí třífázového síťového transformátoru.

Úkolem tlumivek L_1, L_2 je omezit okruhový proud, který protéká pouze mezi oběma skupinami tyristorů a sekundárním vinutím transformátoru.

Nutná podmínka propojení obou antiparalelních usměřňovačů v zapojení s okruhový proudem je, aby střední hodnoty usměrněného napětí na výstupu obou usměřňovačů byly stejné.

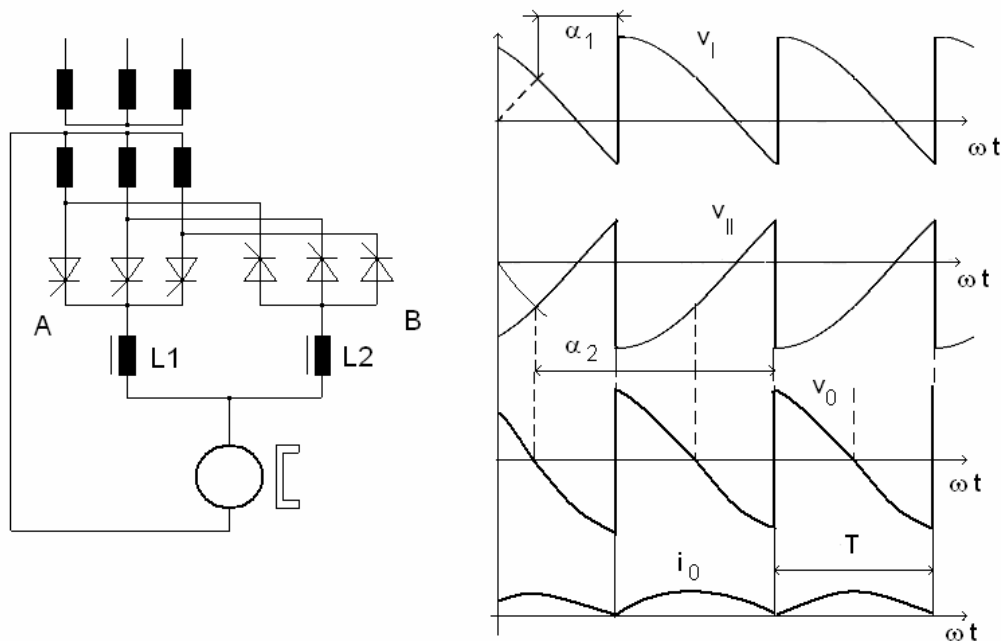
$$V_{dI} = -V_{dII} \quad 5.6-1$$

$$V_{d0} \cos \alpha_I = -V_{d0} \cos \alpha_{II} = V_{d0} \cos(\pi - \alpha_{II}) \quad 5.6-2$$

Z rovnice 5.6-2 plyne pro zapalovací úhly

$$\alpha_I + \alpha_{II} = \pi$$

$$\alpha_I + \alpha_{II} = 180^\circ \quad 5.6-3$$



Obr. 5-60 Schéma třípulsního antiparalelního spojení s okružovým proudem a časové průběhy napětí a okružového proudu

Předpokládejme $\alpha_I = 60^\circ$, $\alpha_{II} = 120^\circ$. Pro tento případ je nakreslen průběh obou výstupních napětí usměrňovačů A a B, jejichž rozdíl (okamžitých hodnot!) vytváří tzv. okružové napětí, na obr. 5-60. Okružový proud, který je způsoben tímto okružovým napětím, se uzavírá mimo zátěž mezi oběma usměrňovači a protéká sekundárním vinutím transformátoru. K jeho omezení jsou na stejnosměrné straně zapojeny tlumivky. Tlumivky jsou dvě z toho důvodu, že při zatížení motoru se vždy jedna z tlumivek přesytí a tedy značně sníží svou indukčnost, zatímco druhá vede jen okružový proud, který bývá ca 10% jmenovitého proudu motoru.

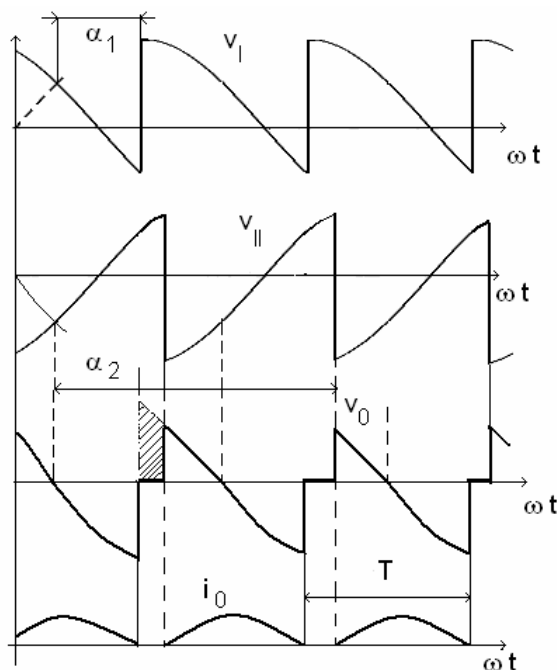
Pro okružový proud platí rovnice

$$u_{dI} - u_{dII} = Ri_0 + L \frac{di_0}{dt} \quad 5.6-4$$

v níž R a L jsou celkový odpor a celková indukčnost obvodu okružového proudu. Indukčnost L se volí tak velká, aby střední hodnota okružového proudu byla v rozmezí 10 až 15%.

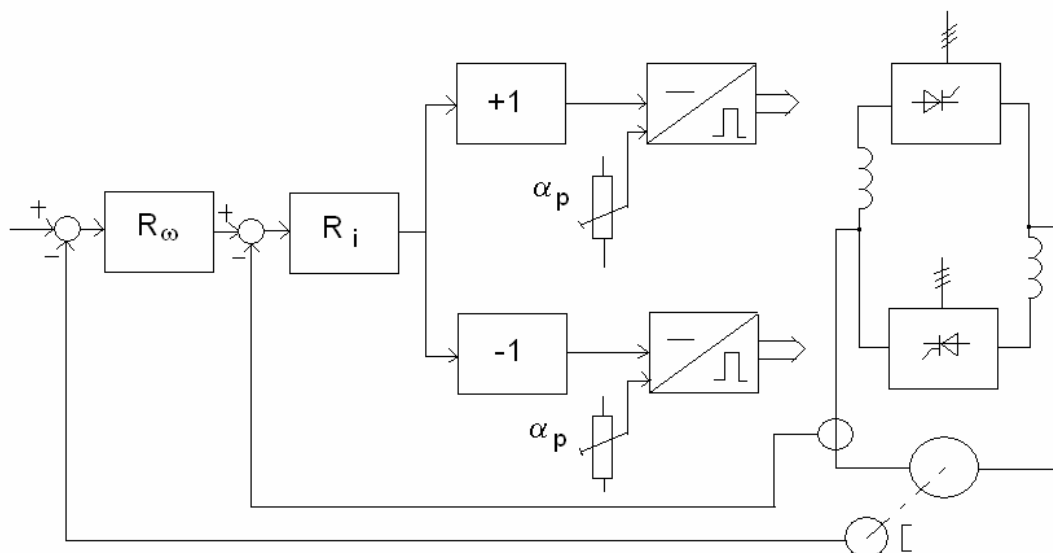
Pokud by vadily příliš rozměrné a hmotné tlumivky okružového proudu, lze okružový proud potlačit posunutím zapalovacích impulsů více do invertorové oblasti, takže součet obou úhlů bude větší než 180° , např. $\alpha_I + \alpha_{II} = 210^\circ$ viz obr. 5-61. Jde o tzv. řízení s potlačeným

okruhovým proudem. Okruhové napětí je v tomto případě nižší o vyznačenou plochu. Cena za menší tlumivky je zvětšení doby reverzace proudu.



Obr. 5-61 Časové průběhy napětí a okruhového proudu při řízení s potlačeným okruhovým proudem

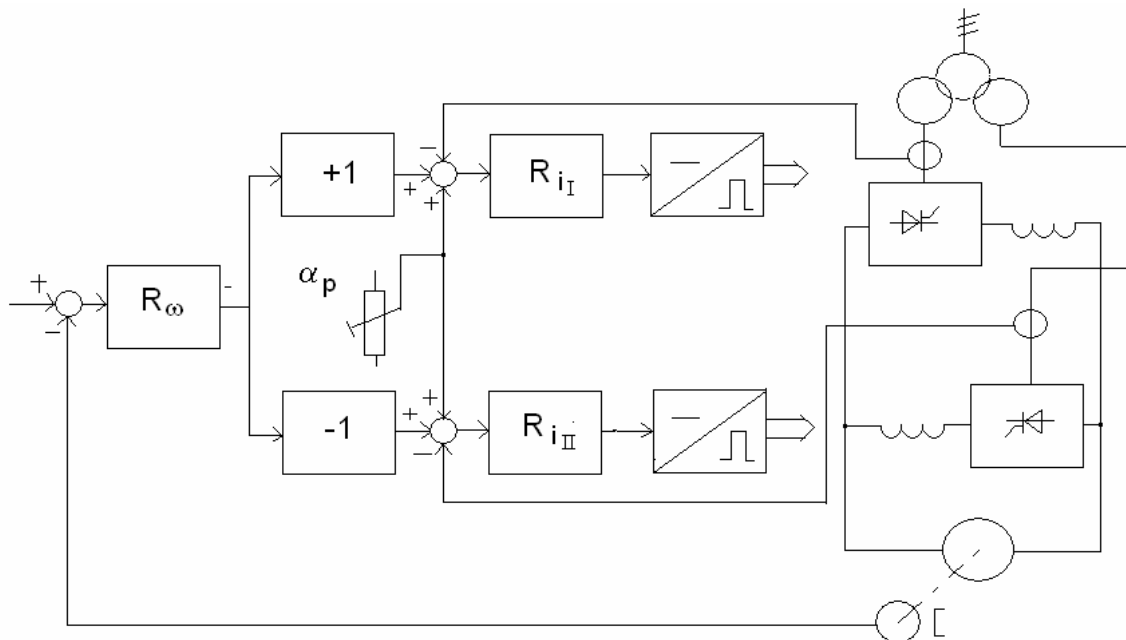
Na obr. 5-62 je nakreslena regulační struktura reverzačního stejnosměrného pohonu s potlačeným okruhovým proudem a s jedním regulátorem proudu. Potenciometry α_p nastavují velikost potlačení okruhového proudu, tj. posun řídicí charakteristiky do invertoru ($\alpha_I + \alpha_{II} = 180^\circ + \alpha_p$).



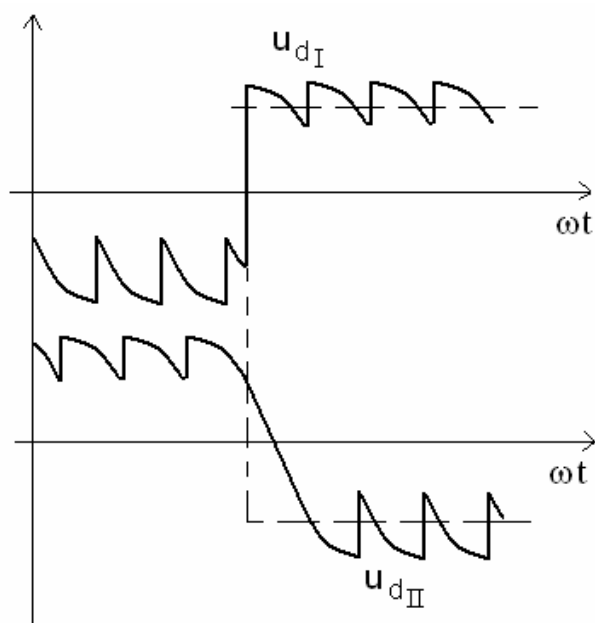
Obr. 5-62 Reverzační stejnosměrný pohon v antiparalelním zapojení, s jedním regulátorem proudu

Struktura s jedním regulátorem proudu realizuje tzv. symetrické řízení, tj. $\alpha_I + \alpha_{II} = konst.$ Nevýhodou je proměnný okruhový proud. Tuto nevýhodu odstraňuje struktura se dvěma

regulátory proudu na obr. 5-63. Reverzační stejnosměrný pohon je v křížovém zapojení, se síťovým transformátorem a dvěma sekundárními vinutími. Regulátor proudu, který v daném okamžiku nereguluje proud zátěže, reguluje okruhový proud. Při opačném směru proudu zátěže si oba regulátory úlohu vymění. Okruhový proud je tedy konstantní (je regulován na konstantní hodnotu), pro zapalovací úhly platí $\alpha_I + \alpha_{II} \neq konst.$



Obr. 5-63 Reverzační stejnosměrný pohon v křížovém zapojení, se dvěma regulátory proudu



Obr. 5-64 Vznik dynamického okruhového proudu

Při rychlých přechodných dějích může vzniknout tzv. dynamický okruhový proud, jehož vznik je způsoben neúplnou říditelností tyristorového usměrňovače: zatímco přechod z invertoru do usměrňovače je okamžitý, přechod z usměrňovače do invertoru je pomalejší-probíhá po sinusovce síťového napětí, viz obr. 5-64.

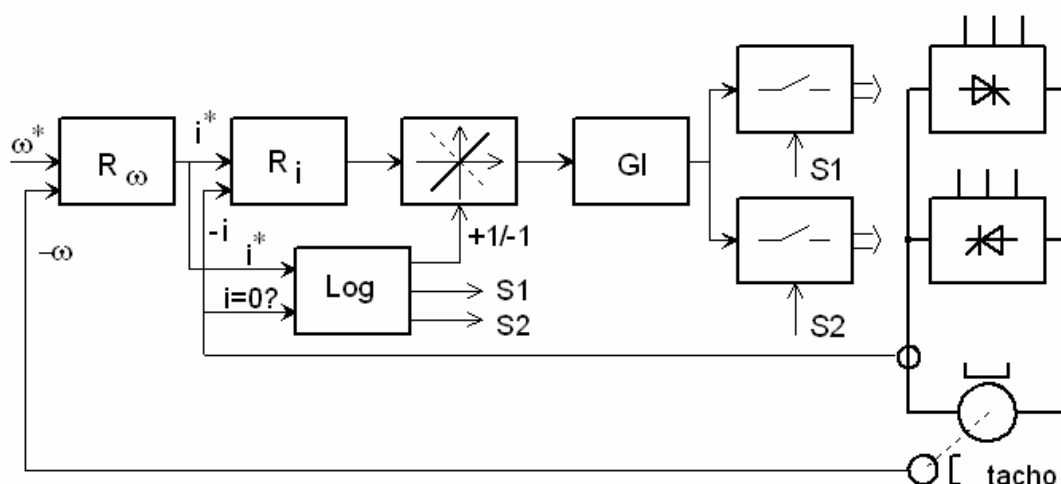
Dynamický okruhový proud je dán rovnicí

$$i_{dyn} = \frac{1}{L_0} \int (u_{dI} - u_{dII}) dt \quad 5.6-5$$

5.6.3 Reverzační zapojení bez okruhového proudu

V zapojení bez okruhového proudu je řízen v každém okamžiku pouze jeden z usměrňovačů, druhý je zablokovaný a tudíž nevede žádný proud. Při požadavku na změnu směru proudu je nejprve zablokovaný usměrňovač, který vedl proud a po krátké časové prodlevě ca 1 ms (nutné pro obnovení blokovací schopnosti tyristorů) je odblokován usměrňovač pro opačný směr proudu.

Zapojení bez okruhového proudu, s rychlou přepínací elektronikou, je v současné době nejpoužívanějším zapojením pro stejnosměrné tyristorové pohony o výkonech od jednotek kW do tisíců kW. Výhodou tohoto zapojení je zejména to, že nevyžaduje tlumivky okruhového proudu, které zejména pro vyšší výkony byly rozměrné, těžké a drahé. Další výhodou je, že usměrňovačem neteče žádný okruhový proud, o který bylo nutno předdimenzovat usměrňovač v zapojení s okruhovým proudem: pro stejný jmenovitý výkon motoru lze použít často tyristorů s nižším typovým proudem.

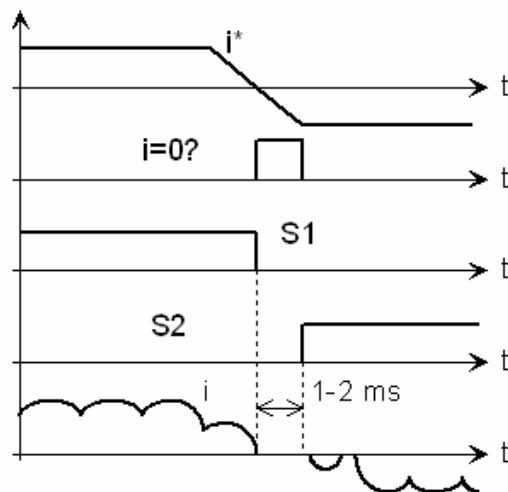


Obr. 5-65 Struktura reverzačního pohonu bez okruhového proudu

V zapojení bez okruhového proudu vede vždy jen jeden z obou usměrňovačů, druhý, pro opačný směr proudu, je zablokovaný. Struktura stejnosměrného pohonu s antiparalelně zapojenými usměrňovači a s řízením bez okruhového proudu, je nakreslena na obr. 5-65.

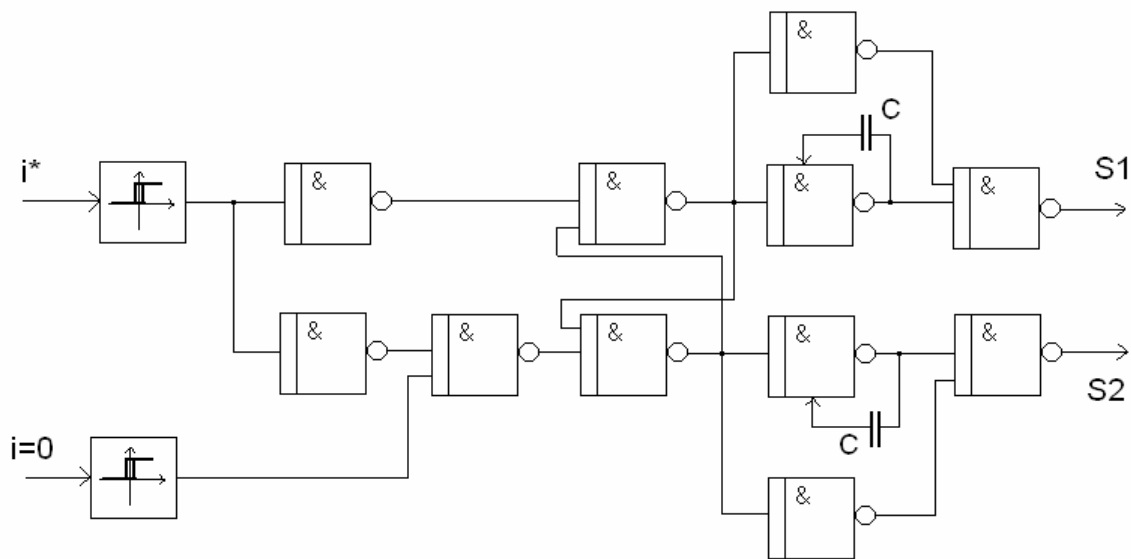
Oba antiparalelně zapojené usměrňovače jsou řízeny z jednoho společného generátoru impulsů GI přes bezkontaktní spínače S1, S2, realizované zpravidla tranzistory MOS FET. Okamžiky spínání jsou řízeny obvodem bezkontaktní logiky Log, na jehož vstupy jsou přivedeny signály žádaného směru proudu (z výstupu otáčkového regulátoru R_ω) a tzv. nulového proudu, neboť k přepnutí může dojít pouze tehdy, klesne-li proud kotvy motoru na nulu. Informace o nulovém proudu je získávána z čidla proudu, které slouží současně pro proudovou zpětnou vazbu. Výhodou uvedené struktury je, že pro řízení obou antiparalelně zapojených usměrňovačů stačí jeden generátor impulsů a jeden regulátor proudu, doplněný o zesilovač s přepínáním zesílení mezi +1 a -1, podle toho, je-li sepnut S1 nebo S2.

Časové průběhy jednotlivých veličin při reverzaci proudu jsou uvedeny na obr. 5-66, z něhož je patrné, že mezi zablokováním usměrňovače, který vedl v předchozím okamžiku a odblokováním usměrňovače, který povede proud v následujícím okamžiku, je zařazena bezpečnostní časová prodleva 1-2 ms, nutná pro obnovení blokovací schopnosti po vypnutí tyristoru (musí být delší, než tzv. zotavovací doba tyristoru).

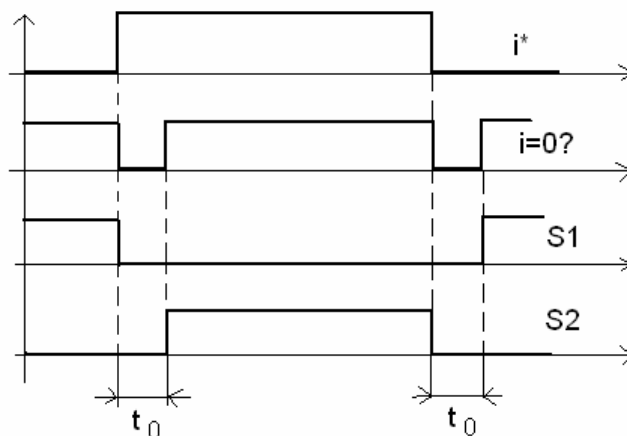


Obr. 5-66 Časové průběhy při reverzaci proudu

Na obr. 5-67 je nakresleno schéma přepínací logiky, realizované logickými integrovanými obvody. Kondenzátory C zajišťují zpoždění 1-2 ms. Pohony s mikropočítačovým řízením realizují přepínací logiku programovým blokem.



Obr. 5-67 Schéma přepínací logiky pohonu bez okruhového proudu



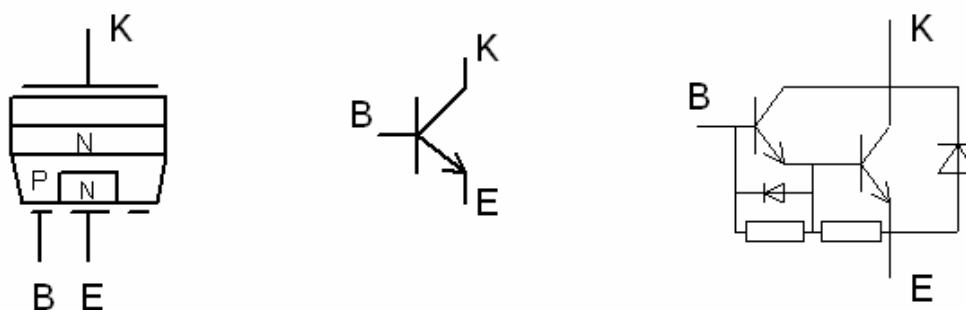
Obr. 5-68 Časové průběhy signálů obvodu přepínací logiky

5.7 Tranzistorové stejnosměrné pohony

5.7.1 Tranzistorový pulsní měnič stejnosměrného proudu

Tyristorové usměrňovače, napájené střídavou sítí 50 nebo 60 Hz, mohou řídit výstupní napětí a proud maximálně s frekvencí asi do 100 Hz (u šestipulsních zapojení). Vyplyvá to z neúplné říditelnosti tyristoru, který vypne až při přechodu anodového napětí do záporných hodnot. Naproti tomu tranzistorové pulsní měniče pracují s opakovacím kmitočtem spínání řádově jednotky až desítky kHz, z čehož vyplývají podstatně lepší dynamické vlastnosti měniče a v důsledku toho i celého pohonu (menší časová konstanta podřízené proudové smyčky umožňuje nastavit vyšší zesílení otáčkové smyčky).

Stavebními prvky tranzistorových pulsních měničů jsou bipolární tranzistory, unipolární tranzistory MOSFET a tranzistory s izolovanou bází (IGBT). Schematická struktura bipolárního tranzistoru, jeho obvodové schéma a schéma spínače v Darlingtonově zapojení se zpětnou (nulovou) diodou a tzv. odsávací (antisaturační) diodou mezi bází a emitorem prvního tranzistoru je na obr. 5-69.

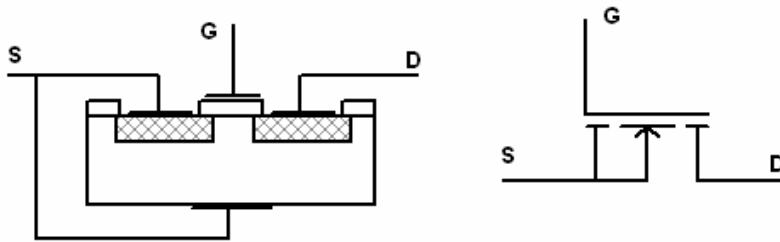


Obr. 5-69 Bipolární tranzistor: struktura, schématická značka a spínač v Darlingtonově zapojení

Tranzistorové spínače ve dvojicích, čtveřicích a šesticích jsou konstrukčně integrovány včetně vzájemného propojení do tzv. bezpotenciálových modulů, umožňujících montáž na společný chladič bez nutnosti elektrické izolace vzájemného styku mezi modulem a chladičem.

Tranzistory pro výkonovou elektroniku jsou provozovány pouze ve spínacím režimu, mají pouze dva pracovní stavy: vodivý - nevodivý. Důvodem je snížení ztrát, úměrných součinu kolektorového proudu a úbytku napětí mezi emitorem a kolektorem, který je nejmenší právě v nasyceném (vodivém) stavu. Střední hodnota výstupního napětí a proudu tranzistoru se řídí ve spínacím režimu poměrnou dobou sepnutí a vypnutí, tj. pulsní šířkovou modulací (PWM).

Dalším typem tranzistoru, používaným ve výkonové elektronice, je unipolární tranzistor MOSFET a SIPMOS, jejichž struktura a schematická značka jsou na obr.5-70. Označení elektrod je G - gate (odpovídá bázi), což je řídicí elektroda, S - source (odpovídá emitoru) a D - drain (odpovídá kolektoru).



Obr. 5-70 Struktura tranzistoru MOSFET a schematická značka

Unipolární tranzistory jsou řízeny napětím, na rozdíl od bipolárních tranzistorů, řízených proudem, důsledkem čehož jsou pro řízení unipolárních tranzistorů potřebné výrazně nižší řídicí výkony. Porovnání některých parametrů bipolárních a unipolárních tranzistorů je v následující tabulce:

	bipolární	unipolární
Vstupní odpor	< 100 W	> 10 ⁹ W
Výkonové zesílení	100	10 ⁹⁹
Doba sepnutí t _{on}	100 ns	10 ns
Spínací frekvence	3-5 kHz	10-20 kHz
Saturační napětí U _{sat}	2-3 V	-
Odpor v sepnutém stavu r	-	10-400 mW

Výhody obou typů tranzistorů spojují tzv. tranzistory s izolovanou bází, označované IGBT (insulated gate bipolar transistor). Jejich předností je malý řídicí výkon - řídí se napětím podobně jako unipolární tranzistory a malý úbytek napětí v otevřeném stavu, nezávislý na proudu, charakteristický pro bipolární tranzistory.

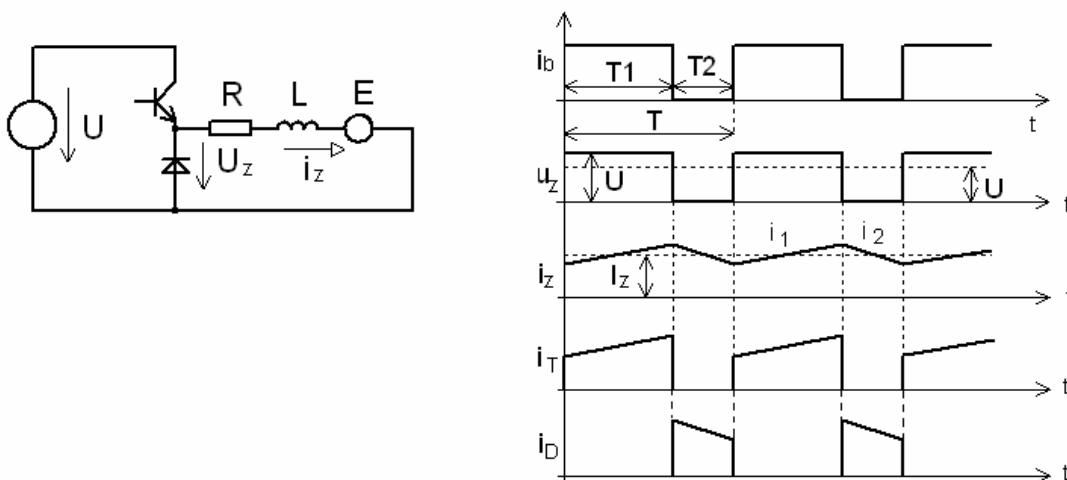
Princip řízení výstupního napětí a proudu pulsní šířkovou modulací je vysvětlen na příkladu jednokvadrantového snižovacího měniče na obr. 5-71.

Pro časový úsek $T1$ platí diferenciální rovnice

$$U = Ri_1 + L \frac{di_1}{dt} + E \quad 5.7-1$$

Obdobně počasový úsek $T2$ platí

$$0 = Ri_2 + L \frac{di_2}{dt} + E \quad 5.7-2$$



Obr. 5-71 Jednokvadrantový pulsní měnič a časové průběhy proudů

Řešením rovnic 5.7-1 a 5.7-2 jsou časové průběhy proudů obou časových intervalech, jejichž složením je proud zátěže i_z

$$i_1 = \frac{U - E}{R} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right) + I_0 e^{-\frac{t}{\tau}} \quad 5.7-3$$

$$i_2 = -\frac{E}{R} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right) + I_1 e^{-\frac{t}{\tau}} \quad 5.7-4$$

je-li $\tau = \frac{L}{R}$. Konstanty I_0, I_1 se určí z podmínky spojitosti na okrajích časových intervalů $T1, T2$. Pak je zvlnění proudu

$$\Delta I = I_1 - I_0 = \frac{\frac{U}{R} \left(1 - e^{-\frac{T1}{\tau}} \right) \left(1 - e^{-\frac{T2}{\tau}} \right)}{1 - e^{-\frac{T}{\tau}}} \quad 5.7-5$$

Maximální hodnota zvlnění proudu (extrém funkce) je pro $T1 = T2 = \frac{T}{2}$:

$$\Delta I_{\max} = \frac{\frac{U}{R} \left(1 - e^{-\frac{T}{2\tau}} \right)^2}{1 - e^{-\frac{T}{\tau}}} \quad 5.7-6$$

Pro $T \ll \tau$, což bývá u tranzistorových měničů splněno, lze výraz 5.7-6 zjednodušit (nahrazením exponenciálních funkcí prvními dvěma členy rozvoje v řadu) na

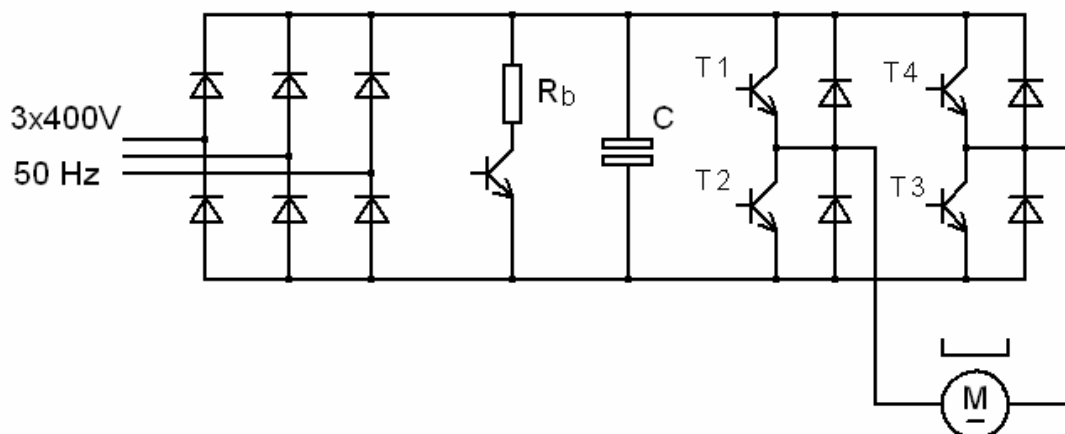
$$\Delta I_{\max} = \frac{UT}{4L} = \frac{U}{4Lf} \quad 5.7-7$$

Vztah 5.7-7 je možno využít v technické praxi pro případné snižování zvlnění, jehož nepříznivý vliv se projevuje zvýšením ztrát ve vinutí, pulsací momentu motoru a v neposlední řadě akustickými projevy.

5.7.2 Čtyřkvadrantový tranzistorový stejnosměrný pulsní měnič

Čtyřkvadrantový tranzistorový stejnosměrný pulsní měnič je schopen dávat na výstupu oba směry proudu a obě polaritu napětí, je tedy vhodný pro napájení stejnosměrných servopohonů pro polohové řízení, případně i pro dynamicky náročné pohony v otáčkové vazbě.

Tranzistorový pulsní měnič je měnič napětíový, tj. je napájen ze zdroje napětí, v ideálním případě s nulovou vnitřní impedancí. Prakticky je napájecí zdroj realizován síťovým usměrňovačem s kondenzátorem na stejnosměrné straně u zařízení, napájených z průmyslové sítě, nebo akumulátorovou baterií u mobilních zařízení. Schéma tranzistorového pulsního měniče s diodovým napáječem, určeného pro stejnosměrný servopohon, je na obr. 5-72.



Obr. 5-72 Čtyřkvadrantový stejnosměrný pulsní měnič s diodovým napáječem

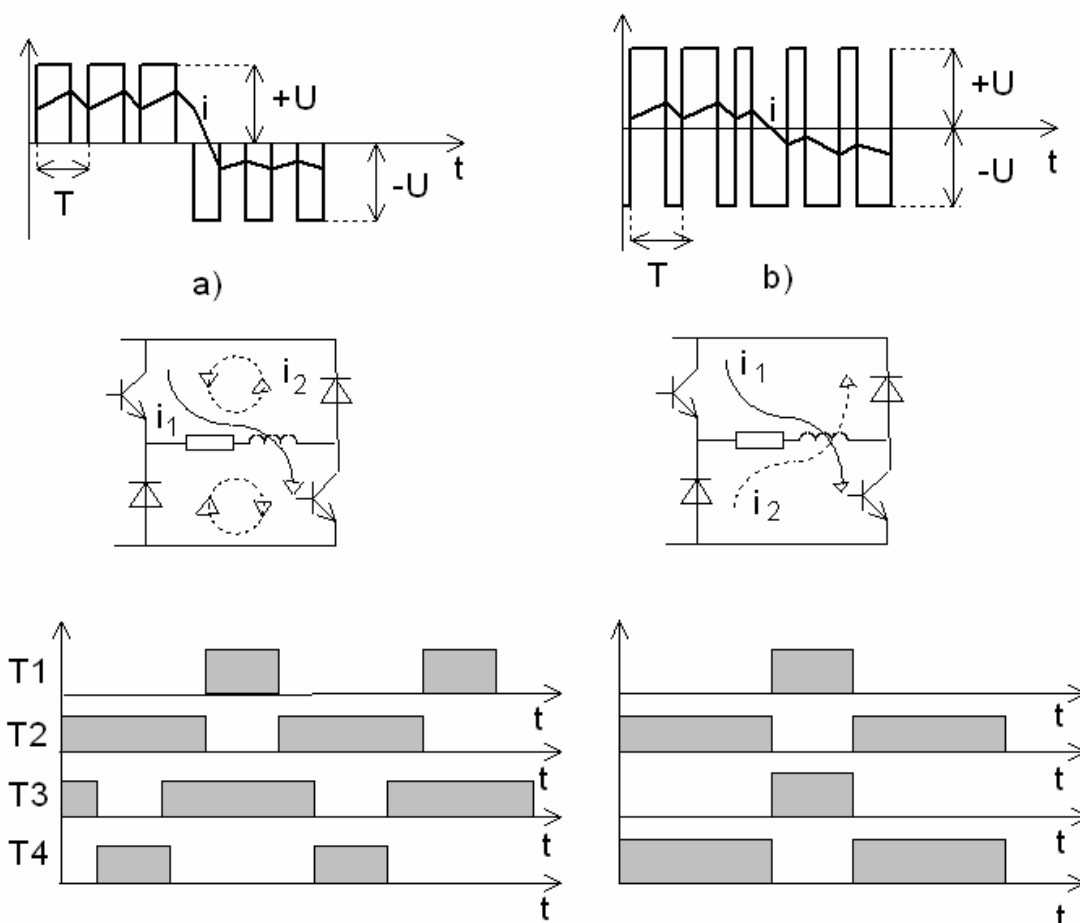
Čtyřkvadrantový tranzistorový měnič umožňuje tok energie oběma směry, tj. při brzdění pohonu je kinetická energie vracena zpět do stejnosměrného meziobvodu. Vzhledem k tomu, že diodový usměrňovač neumožňuje rekuperaci energie do sítě, je nutno používat brzdny odpor, zapojený paralelně ke kondenzátoru C a spínáný brzdny tranzistorem.

Častým průmyslovým použitím servopohonů jsou víceosé servopohony numericky řízených výrobních strojů a robotů. Pro tato použití se tranzistorové měniče vyrábějí často v modulovém provedení, umožňujícím používat jeden společný napájecí modul, obsahující diodový usměrňovač, kondenzátor a brzdny odpor pro napájení všech osových tranzistorových měničů.

Výhodou této koncepce je vedle úspornější konstrukce i to, že vracená energie při brzdění jedné osy nemusí být spotřebována v brzdny odporu, ale může napájet zbývající nebrzdící osy.

Podle časové posloupnosti spínání jednotlivých tranzistorů v můstkovém zapojení pulsního měniče při pulsní šířkové modulaci s konstantním opakovacím kmitočtem, který předpokládáme, lze způsoby řízení rozdělit na tzv. unipolární řízení a bipolární řízení. Při unipolárním řízení je na zátěži v průběhu jedné periody opakovacího kmitočtu pouze jedna polarita napětí nebo nulové napětí. Při bipolárním řízení je na zátěži v průběhu jedné periody řízení střídavě napětí obou polarit. Bipolárního řízení se dosahuje současným spínáním tranzistorů v diagonále můstku, zatímco při unipolárním řízení jsou tranzistory v diagonále spínány s fázovým posunutím o polovinu periody. Časové průběhy napětí a proudu na zátěži s indukčností a cesty uzavírání nulového (zpětného) proudu indukční zátěže při vypnutém tranzistoru pro unipolární i bipolární řízení jsou na obr. 5-73.

Na obr. 5-73 v dolní části jsou časové průběhy spínání jednotlivých tranzistorů měniče, označení odpovídá obr. 5-72. Při unipolárním řízení má napětí a proud na zátěži dvojnásobnou frekvenci vzhledem k frekvenci spínání tranzistorů, což snižuje zvlnění proudu a posunuje akustický hluk do vyšších frekvencí. Při nulovém výstupním napětí neteče zátěži při unipolárním řízení žádný proud, zatímco při bipolárním řízení teče zátěži při nulové střední hodnotě výstupního napětí střídavý proud, který způsobuje momentové pulsace stejnosměrného motoru a akustický hluk. V některých případech však může úhlové chvění hřídele motoru při nulových otáčkách eliminovat nelinearitu klidového třecího momentu, což může přispět ke kvalitě polohového řízení.

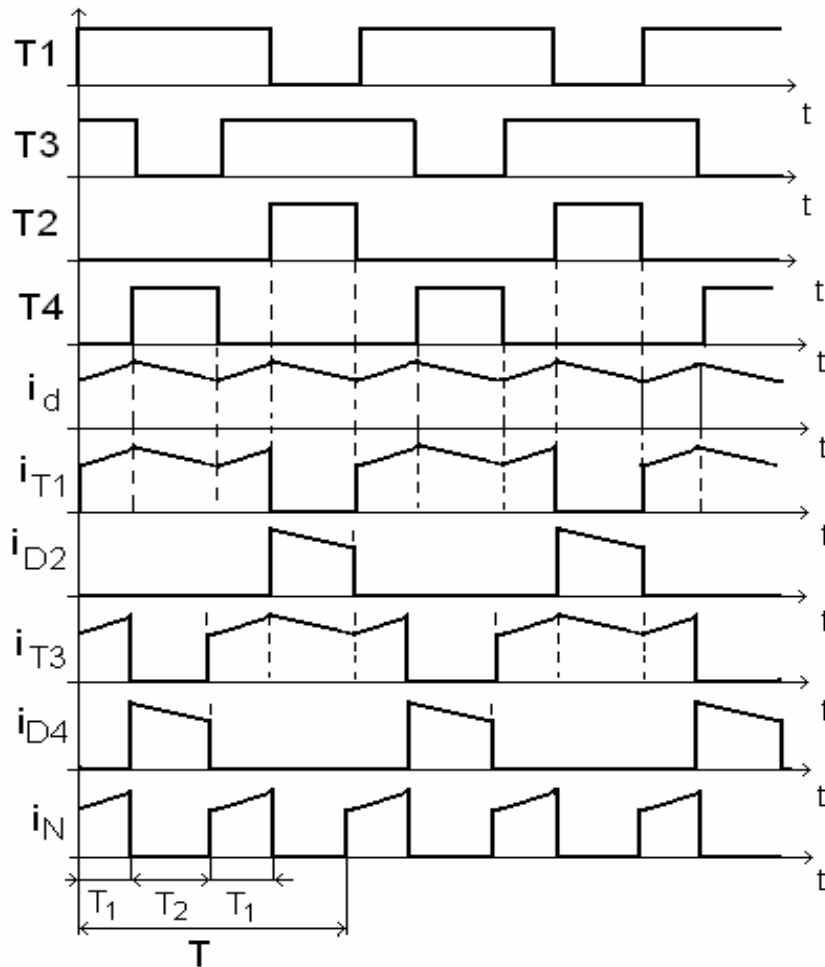


Obr. 5-73 Unipolární (a) a bipolární (b) řízení tranzistorového měniče

5.7.3 Zatěžovací charakteristiky tranzistorového měniče

Mějme čtyřkvadrantový tranzistorový pulsní měnič, napájející do kotvy stejnosměrný motor. Pod pojmem zatěžovací charakteristiky rozumíme rozdělení proudu zátěže (motoru) I na proud tranzistorem I_T , proud zpětnou diodou I_D a napájecí proud ze stejnosměrného meziobvodu I_N v závislosti na protinapětí zátěže (E).

Při uvažování unipolárního řízení lze odvodit časové průběhy jednotlivých proudů graficky, obr. 5-74.



Obr. 5-74 Proudy tranzistorů, nulových diod a proud z meziobvodu

Zatěžovací charakteristiky popisují rozdělení proudu zátěže na proud tranzistorů a proud nulových diod v závislosti na protinapětí zátěže.

Střední hodnota výstupního napětí U_d je

$$U_d = \frac{2T_1}{T} U \quad 5.7-8$$

je-li U napětí stejnosměrného meziobvodu.

V ustáleném stavu platí

$$\frac{2T_1}{T}U = RI_d + E \quad 5.7-9$$

Z obr. 5-74 vyplývá pro střední hodnotu proudu tranzistoru i_{T1}

$$I_T = I_d \frac{T_1 + T_2 + T_1}{T} = I_d \left(\frac{2T_1}{T} + \frac{T_2}{T} \right) = \frac{I_d}{2} \left(1 + \frac{E}{U} + \frac{RI_d}{U} \right) \quad 5.7-10$$

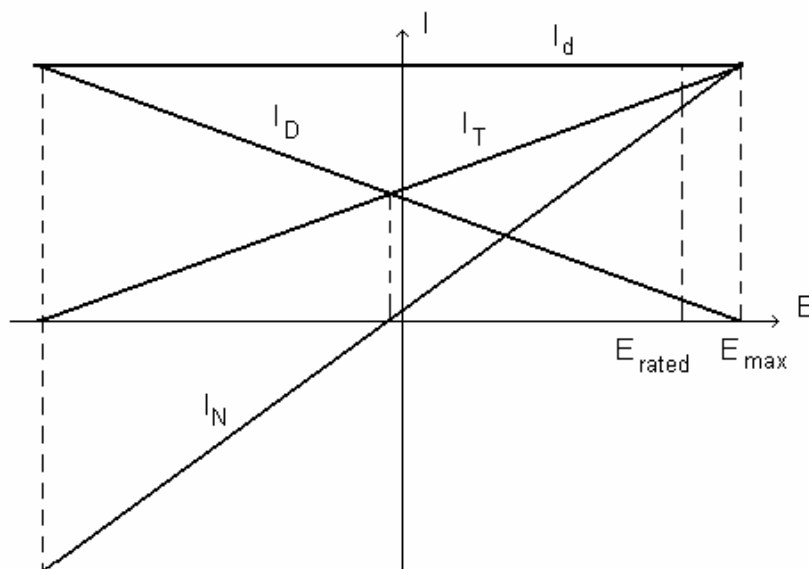
Obdobně lze odvodit střední hodnoty proudů i_{D4} a i_N :

$$I_D = I_d \frac{T_2}{T} = \frac{I_d}{2} \left(1 - \frac{E}{U} - \frac{RI_d}{U} \right) \quad 5.7-11$$

$$I_N = I_d \frac{2T_1}{T} = I_d \left(\frac{E}{U} + \frac{RI_d}{U} \right) \quad 5.7-12$$

Charakteristiky 5.7-10 a 5.7-11 jsou přímky a vyjadřují závislost rozdělení proudu zátěže mezi tranzistory I_T a diody I_D a charakteristika 5.7-12 vyjadřuje závislost napájecího proudu ze stejnosměrného meziobvodu I_N a protinapětí zátěže E . V motorické režimu ($E > 0$) je proud $I_T > I_D$ a I_N teče ze stejnosměrného meziobvodu do zátěže (stejnosměrného motoru).

V generátorickém režimu ($E < 0$) je $I_T < I_D$ a proud teče zpět do stejnosměrného meziobvodu.



Obr. 5-75 Zatěžovací charakteristiky tranzistorového plsního měniče

Ze zatěžovacích charakteristik na obr. 5-75 vyplývá:

1. Pro $E = E_{\max}$ je $I_T = I_d$, $I_D = 0$, tj. celý proud zátěže protéká tranzistoru.
2. Jestliže protinapětí E klesá, pak klesají I_T a I_N a naopak I_D narůstá. Proud zátěže I_d se rozdělí mezi tranzistor a diodu tak, že $I_T + I_D = I_d$.

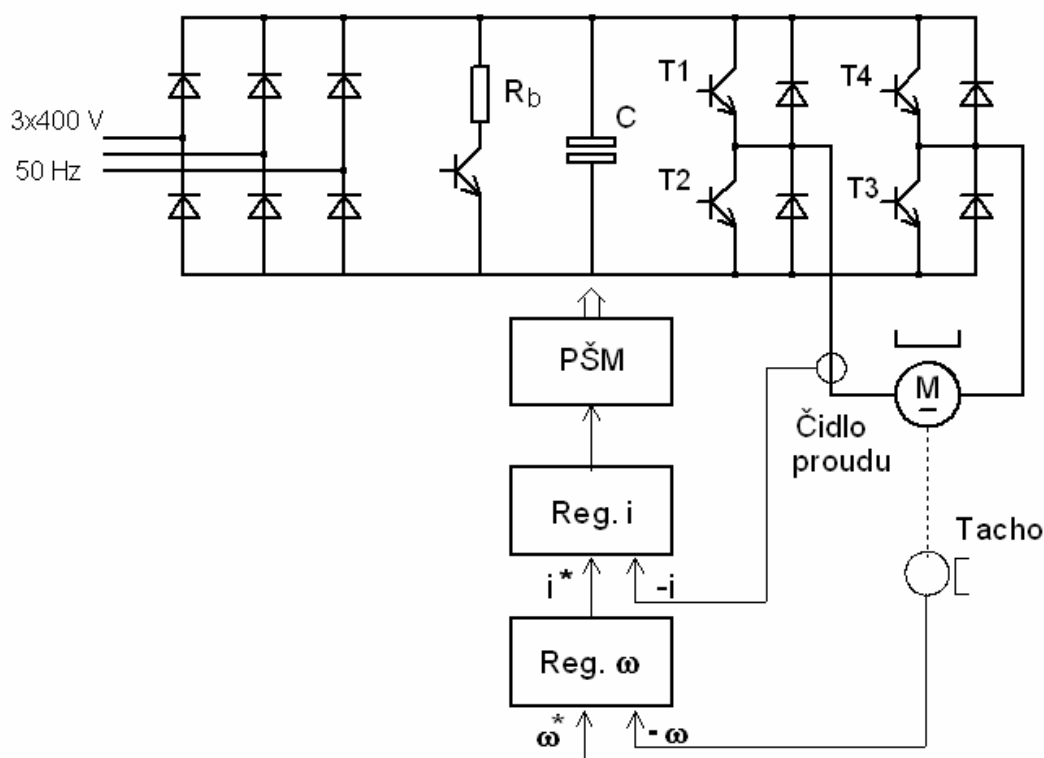
Stejnosemřný pulsní měnič můžeme považovat za speciální „transformátor“ stejnosměrného napětí. Zanedbáme-li v rovnici 5.7-12 odpor zátěže R (odpor kotvy stejnosměrného motoru), dostaneme rovnováhu výkonu na vstupní a výstupní straně měniče:

$$I_N U = I_d E \quad 5.7-13$$

Na levé straně je vstupní výkon (příkon) ze stejnosměrného meziobvodu charakterizovaný konstantním napětím U a proměnným vstupním proudem I_N , pravá strana pak představuje výstupní výkon měniče při konstantním proudu zátěže I_d a proměnným protinapětím E . ($E = C_e \omega$ je např. indukované napětí stejnosměrného stroje s konstantním magnetickým tokem).

5.7.4 Stejnosemřný pohon s tranzistorovým měničem

Regulační struktura pohonu se stejnosměrným motorem, buzeným permanentními magnety a napájeným do kotvy z tranzistorového pulsního měniče v čtyřkvadrantovém zapojení, je nakreslena na obr. 5.76. Kaskádní regulační struktura s regulátorem otáček a zpětnou otáčkovou vazbou od tachodynamu a s podřízenou smyčkou regulace proudu je nejpoužívanější strukturou elektrických pohonů.



Obr. 5-76 Regulační struktura stejnosměrného tranzistorového pohonu

Regulátory proudu a otáček mohou být jak analogové, tak číslicové, realizované mikro počítačem. Čidlo proudu musí mít široké pásmo frekvenční propustnosti od stejnosměrného signálu až do několika set kHz, aby bez zkreslení měřilo proud včetně jeho zvlnění. Používají se čidla s Hallovou sondou nebo s galvanicky oddělenými bočníky (nejčastěji pomocí optočlenu).

Syntéza regulačních smyček, tj. návrh regulátorů, se provádí s využitím frekvenčních charakteristik nebo pomocí optimálních přenosů (metoda optimálního modulu, případně symetrického optima). Proudová smyčka je optimálně nastavena na parametry obvodu kotvy motoru (odporu a indukčnosti vinutí kotvy) zpravidla již výrobcem pohonu a pokud se nepoužije jiný motor, není nutno ji nastavovat. To má při uvádění do provozu výhodu v tom, že ani při nevhodně nastavené otáčkové či polohové smyčce nemůže dojít k poškození motoru nebo měniče.

Náhradní přenos uzavřené proudové smyčky, který lze použít pro návrh otáčkového regulátoru, je

$$F_{wi}(p) = \frac{1}{1 + 2\tau_i p} \quad 5.7-14$$

Náhradní časová konstanta uzavřené proudové smyčky $\tau_i = \frac{1}{f}$ je výrazně menší, než

náhradní časová konstanta uzavřené proudové smyčky tyristorových pohonů, z čehož vyplývá i podstatně lepší dynamika tranzistorových pohonů. Pásmo frekvenční propustnosti uzavřené proudové smyčky (měřené pro pokles amplitudy 3 dB nebo pro fázový posun mezi řídicím a výstupním signálem 90°) je u tranzistorových pohonů zpravidla vyšší, než 1 kHz.

Otáčkový regulátor je vhodné navrhnout metodou symetrického optima, který je astatický vzhledem k poruše - zatěžovacímu momentu.

Pro standardní tvar přenosu otevřené smyčky platí

$$F_{o\omega}(p) = \frac{1 + 4p\tau_\sigma}{8\tau_\sigma^2 p^2 (1 + p\tau_\sigma)} \quad 5.7-15$$

je-li součtová časová konstanta $\tau_\sigma = \tau_i + \tau_f$, kde τ_f je filtrační časová konstanta tachonapětí.

Otáčkový regulátor je typu PI s přenosem

$$F_{R\omega}(p) = \frac{1 + p\tau_1}{p\tau_0}, \quad \tau_1 = 4\tau_\sigma, \quad \tau_0 = 8\tau_\sigma^2 K \quad 5.7-16$$

Pásmo frekvenční propustnosti uzavřené otáčkové smyčky lze přibližně odhadnout

z frekvence řezu amplitudové frekvenční charakteristiky otevřené smyčky, která je $\omega_r = \frac{1}{2\tau_\sigma}$

a pro obvyklé typy servopohonů je asi 100 Hz. Dynamika tranzistorových pohonů je tedy výrazně lepší než pohonů tyristorových. Od takto formulované dynamiky je však třeba odlišit na př. dobu rozběhu a brzdění, tj. dynamiku pro velké změny řídicího signálu. Tyto změny probíhají s proudovým omezením a jejich trvání je nepřímo úměrné proudové přetížitelnosti motoru a měniče. Zatímco stejnosměrný motor s permanentními magnety je přetížitelný při malých otáčkách až čtyřnásobně, tranzistory je nutno na toto přetížení, pokud by mělo být využíváno, dimenzovat. Na rozdíl od tranzistorů jsou tyristory krátkodobě (pro časy pod 100 ms) přetížitelné, může být tedy tyristorový pohon ekonomicky výhodnější pro zařízení s častými rozběhy a brzděním.

5.8 Kontrolní otázky ke kap. 5

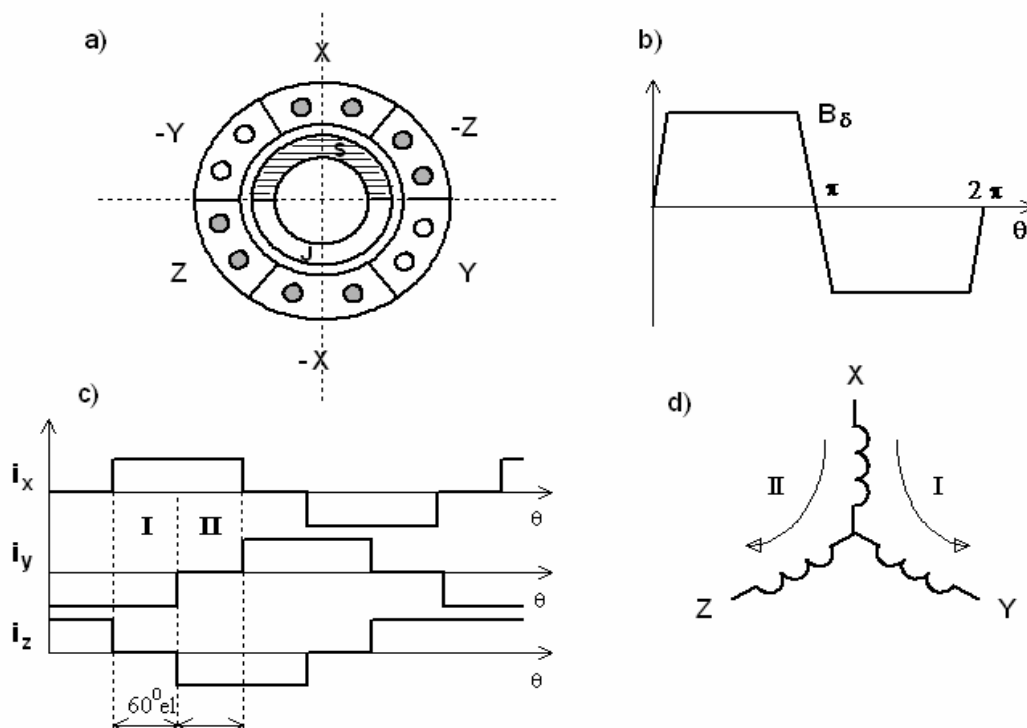
1. Vysvětlete fyzikální princip vzniku točivého momentu a pohybového indukovaného napětí u stejnosměrného motoru.
2. Kolikakvadrantové je zapojení tyristorového šestipulsního můstkového usměřovače a které jsou pracovní kvadranty?
3. Jakým způsobem se realizuje proudové omezení v regulační struktuře s podřízenou proudovou smyčkou?
4. Nakresli schéma analogového PI regulátoru a uveď přenosovou funkci.
5. Nakresli blokové schéma regulace otáček s podřízenou proudovou smyčkou včetně jednotlivých přenosových funkcí.
6. Odůvodněte, proč je stejnosměrný motor s regulací v buzení nelineární soustavou.
7. Vysvětlete pojem okruhového proudu u reverzačního zapojení tyristorových usměřovačů a ukažte na schématu jeho cestu.
8. Vysvětlete pojmy unipolárního a bipolárního řízení tranzistorového plsního měniče. Jaká je frekvence pulsů na zátěži vzhledem ke spínací frekvenci tranzistorů u obou typů řízení?
9. V čem spočívá výhoda stejnosměrného pohonu s tranzistorovým pulsním měničem oproti pohonu s měničem tyristorovým a v čem jeho nevýhoda?

6 Pohony s elektronicky komutovanými motory

V této kapitole je popsána konstrukce a princip elektronicky komutovaného (EC) motoru, nazývaného též bezkartáčovým stejnosměrným motorem (Brushless DC motor). Součástí EC motoru je vestavěný diskrétní snímač polohy rotoru, nutný pro elektronickou komutaci a bezkartáčový tachogenerátor. Kompletní pohon je tvořen EC motorem, napájecím tranzistorovým výkonovým měničem a regulačními obvody pro regulaci proudu, otáček, případně polohy.

6.1 Elektronicky komutovaný motor

Stejnosemřný motor, který byl až donedávna (přibližně do r. 1980) jediným typem elektromotoru, vhodným pro polohové servomechanismy z důvodu jednoduchého řízení rychlosti napětím kotvy, má i řadu nevýhod, plynoucích z použití kluzného kontaktu mezi komutátorem a sběracími kartáči. Sběrací ústrojí vyžaduje pravidelnou údržbu (čištění komutátoru, výměnu a zabrušování kartáčů), při vyšších otáčkách je vyšší napětí mezi jednotlivými lamelami komutátoru, které při větších proudech způsobuje jiskření a pokud by proud nebyl omezen, mohlo by toto jiskření způsobit kruhový oblouk na komutátoru. Další nevýhodou stejnosměrného motoru s permanentními magnety ve statoru je, že všechny ztráty, tj. jak Jouleovy ve vinutí kotvy, tak v železe kotvy a na komutátoru, vznikají v rotoru a vzhledem k tomu že servomotory se vyrábějí jako zavřené bez přístupu chladicího vzduchu, teplo se odvádí vedením přes stator a kostru a dále i přes hřídel motoru a spojku, čímž se otepluje na př. velmi přesný pohonný mechanismus, jakým jsou kuličkové šrouby posuvů pracovních strojů.



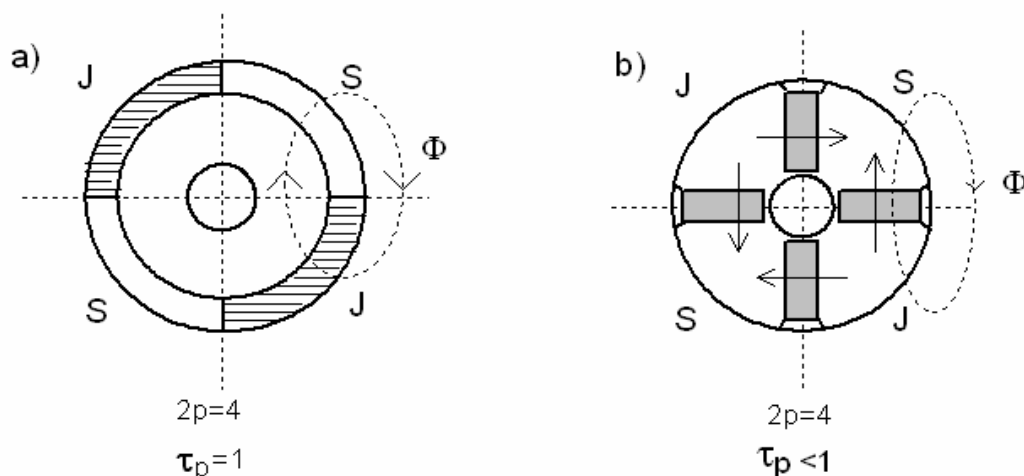
Obr. 6-1 Elektronicky komutovaný motor: a) řez motorem, b) tvar indukce ve vzduchové mezeře, c) tvar proudů v závislosti na poloze rotoru, d) schéma vinutí statoru

Elektronicky komutovaný motor je v podstatě "obrácený" stejnosměrný motor, proto se někdy nazývá bezkomutátorovým stejnosměrným motorem (brushless DC motor). Zatímco klasický stejnosměrný motor má magnety ve statoru a vinutí na rotoru, elektronicky komutovaný motor má magnety na rotoru a vinutí na statoru. Funkci komutátoru přebírá tranzistorový měnič, který podle polohy rotoru přepíná proud do jednotlivých statorových vinutí. Princip elektronicky komutovaného motoru je patrný z obr. 6-1.

6.2 Konstrukce elektronicky komutovaného motoru

Elektronicky komutovaný motor sestává ze statoru, který se podobá standardnímu statoru třífázového asynchronního nebo synchronního stroje: v listěném statoru je v drážkách uloženo třífázové vinutí, statorové drážky jsou zešíkmeny zpravidla o jednu drážkovou rozteč z důvodu snížení reluktančních momentů, způsobených různou magnetickou vodivostí drážek (vzduch) a zubů (železo).

Rotor bývá konstrukčně uspořádán buď s magnety na povrchu, kdy nedochází ke koncentraci magnetického toku a magnetická indukce v mezeře odpovídá indukci permanentních magnetů, nebo s magnety vestavěnými uvnitř rotoru, s koncentrací magnetického toku pólovými nástavci. Oba konstrukční principy umístění magnetů jsou patrné z obr. 6-2.



Obr. 6-2 Konstrukce rotorů s magnety na povrchu (a) a vestavěnými (b)

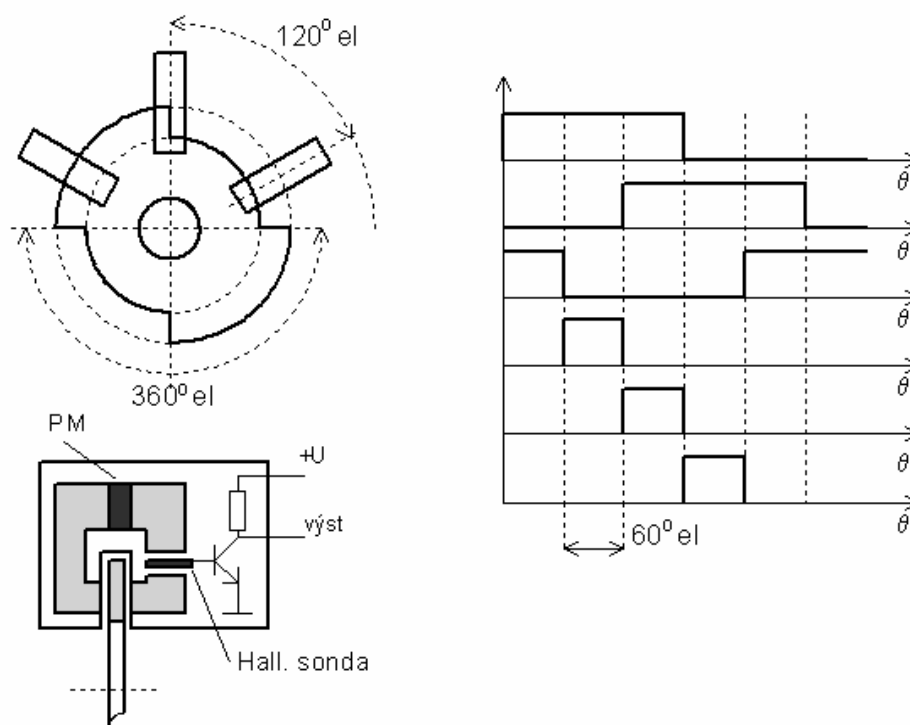
Jako magnetických materiálů se používá vzácných zemin (samarium - kobalt, neodým - železo - bor) nebo levnějších tvrdých feritů (Durox a pod.), které však nemají tak dobré magnetické vlastnosti. Kvalita permanentních magnetů se porovnává podle průběhu hysteresní křivky, zejména její tzv. demagnetizační části. Charakteristické hodnoty remanentní indukce B_r , koercitivní síly H_c a měrné energie (BH) pro obě skupiny magnetických materiálů jsou v následující tabulce

		ferit	SmCo
(BH)	kJ/m^3	30	200
B_r	T	0,4	1
H_c	kA/m	250	750

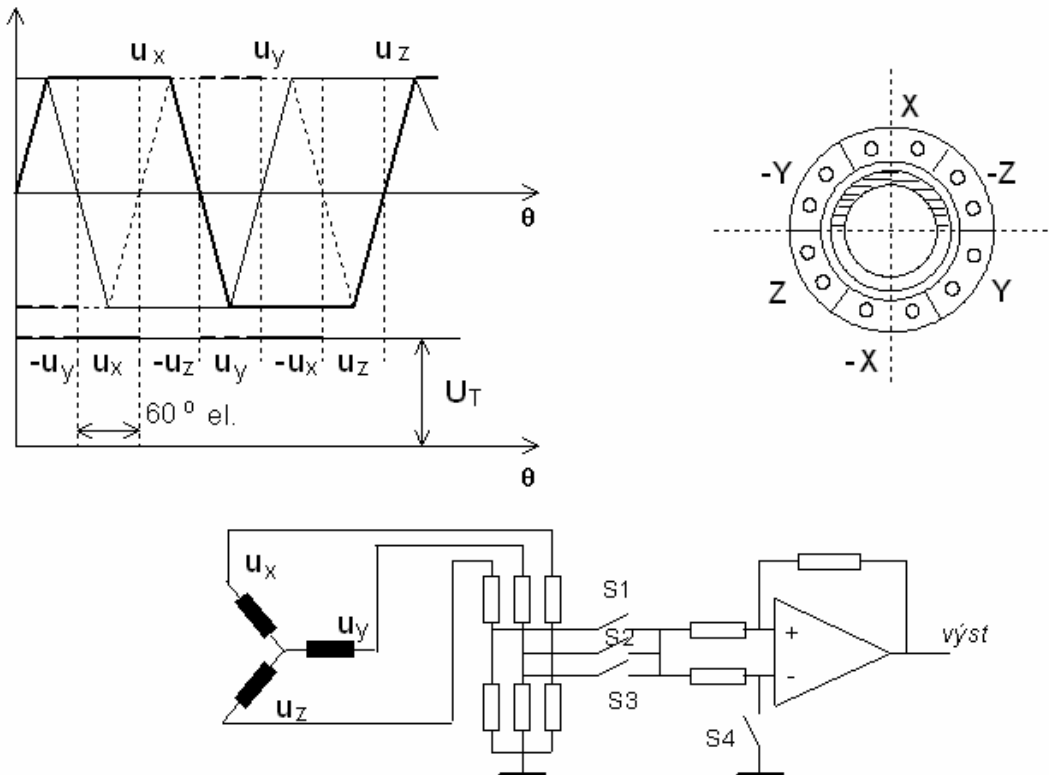
Z principu funkce elektronicky komutovaného motoru je zřejmé, že pro komutaci statorového stejnosměrného proudu do následujícího fázového vinutí potřebujeme snímat polohu rotoru, a

to diskrétně vždy po 60 el. stupních. Součástí motoru je tedy snímač polohy rotoru, nejčastěji magnetický nebo fotoelektrický. Princip magnetického snímače polohy rotoru s Hallovy sondami pro čtyřpólový stroj je nakreslen na obr. 6-3, na němž jsou i průběhy tří výstupních signálů, jejichž dalším zpracováním v logických obvodech dostaneme povely pro komutaci proudu pro tři statorová vinutí.

Pro otáčkovou zpětnou vazbu je vestavěno ve stroji bezkartáčové elektronicky komutované tachodynamo, aby byla důsledně dodržena koncepce bezkontaktního provedení, které nevyžaduje údržbu a je podstatně spolehlivější. Bezkartáčové tachodynamo je opět elektronicky komutovaný stroj s permanentními magnety na rotoru, orientovanými souhlasně a s dostatečnou přesností s úhlovou polohou magnetů vlastního motoru. Tvar indukovaného napětí tachodynamu a schéma vyhodnocovacího obvodu jsou na obr. 6-4



Obr. 6-3 Snímač polohy rotoru elektronicky komutovaného motoru s Hallovy sondou



Obr. 6-4 Princip bezkartáčového tachodynamu s vyhodnocovacím obvodem

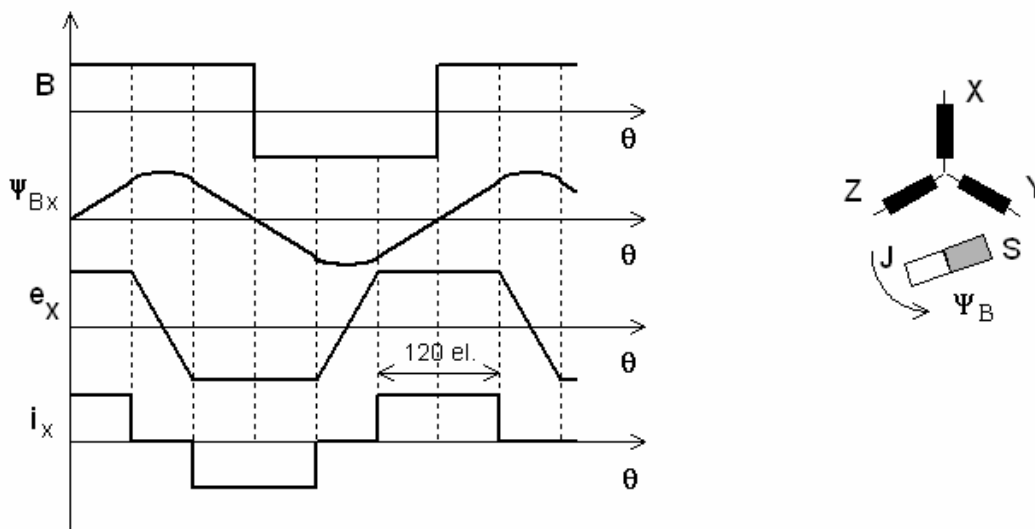
6.3 Matematický model elektronicky komutovaného motoru

Pro elektronicky komutovaný motor s permanentními magnety na povrchu rotoru a s pólovým krytím $\tau_p = 1$ můžeme předpokládat idealizovaný průběh magnetické indukce B ve vzduchové mezeře pravoúhlý, jak je naznačeno na obr. 6-5. Vlivem natočení (skosení) statorových drážek zabírá magnetický tok rotoru při jeho otáčení s cívkami statoru postupně, takže průběh spřaženého magnetického toku s vinutím fáze X $\Psi_{Bx}(\vartheta)$ má pilovitý tvar se zaoblenými hranami. Indukované napětí e_x ve vinutí fáze X , které je úměrné $d\Psi_{Bx}/d\vartheta$, má lichoběžníkový tvar se základnou 120° el. Právě v tomto intervalu 120° el. je vinutí fáze X také napájeno stejnosměrným proudem i_x . Konstantní napětí a konstantní proud v tomto intervalu vytvářejí i konstantní vnitřní výkon a konstantní magnetický tok spolu s konstantním proudem pak i konstantní vnitřní moment stroje, podobně jako u klasického stejnosměrného motoru.

Pro statorová vinutí platí za předpokladu $R_x = R_y = R_z = R$ soustava rovnic

$$\begin{aligned} u_x &= Ri_x + \frac{d\Psi_x}{dt} \\ u_y &= Ri_y + \frac{d\Psi_y}{dt} \\ u_z &= Ri_z + \frac{d\Psi_z}{dt} \end{aligned}$$

6.3-1



Obr. 6-5 Průběhy zpraženého toku, indukovaného napětí a proudu ve fázi X

V rovnicích 6.3-1 jsou sprážené toky, opět za předpokladu $L_x = L_y = L_z = L$

$$\begin{aligned}\Psi_x &= Li_x + \Psi_{Bx}(\vartheta) \\ \Psi_y &= Li_y + \Psi_{By}(\vartheta) \\ \Psi_z &= Li_z + \Psi_{Bz}(\vartheta)\end{aligned}\quad 6.3-2$$

Pro vnitřní elektromagnetický moment platí

$$m_i = i_x \frac{d\Psi_{Bx}}{d\vartheta} + i_y \frac{d\Psi_{By}}{d\vartheta} + i_z \frac{d\Psi_{Bz}}{d\vartheta}\quad 6.3-3$$

Pro elektronicky komutovaný motor platí pro danou polohu rotoru např.:

$$i_x = -i_y = i, i_z = 0, u_x - u_y = U$$

Pak lze ze soustavy napěťových rovnic 6.3-1 odvodit

$$U = 2Ri + 2L \frac{di}{dt} + \omega \frac{d\Psi_{Bx}}{d\vartheta} - \omega \frac{d\Psi_{By}}{d\vartheta}\quad 6.3-4$$

V pracovní oblasti, kdy platí $i_x = -i_y = i, i_z = 0$, mají funkce $\Psi_{Bx}(\vartheta), \Psi_{By}(\vartheta)$ lineární průběh, avšak s opačným sklonem. Jejich derivace mají tedy stejnou absolutní hodnotu, ale opačné znaménko. Nazveme-li absolutní hodnotu této derivace napěťovou (momentovou) konstantou C_e elektronicky komutovaného motoru, můžeme rovnice 6.3-3, 6.3-4 napsat ve tvaru

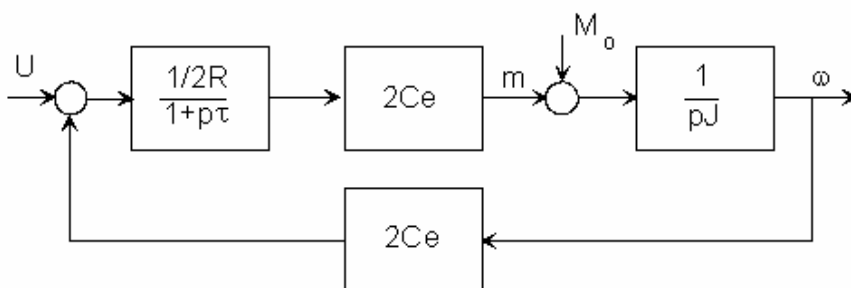
$$U = 2Ri + 2L \frac{di}{dt} + 2C_e \omega\quad 6.3-5$$

$$m = 2C_e i\quad 6.3-6$$

K těmto dvěma rovnicím se řadí ještě rovnice mechanické rovnováhy momentů

$$m = J \frac{d\omega}{dt} + M_0 \quad 6.3-7$$

kde J je celkový moment setrvačnosti a M_0 je statický moment odporu. Rovnice 6.3-5, 6.3-6 a 6.3-7 odpovídají matematickému modelu stejnosměrného motoru s konstantním magnetickým tokem, na př. s buzením permanentními magnety. Koeficient 2 vyjadřuje, že v každém okamžiku teče proud dvěma sériově spojenými vinutími statoru elektronicky komutovaného motoru. Matematický model EC motoru lze znázornit stejným blokovým schématem, jako model stejnosměrného motoru s konstantním magnetickým tokem (viz obr. 6-6).



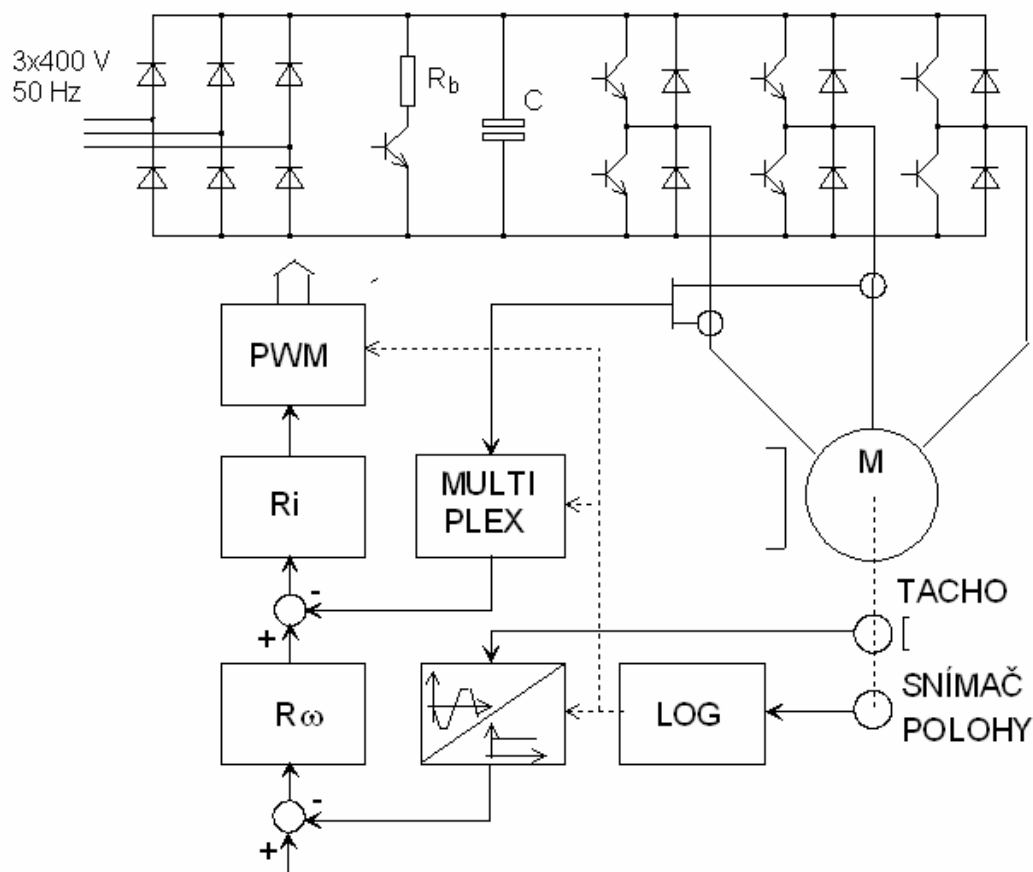
Obr. 6-6 Matematický model elektronicky komutovaného motoru

6.4 Schéma pohonu s elektronicky komutovaným motorem

Elektronicky komutovaný motor se chová podobně jako stejnosměrný motor: otáčky jsou úměrné napětí, připojenému na vinutí kotvy (u EC motoru je toto vinutí na statoru), připojování jednotlivých vinutí je odvozeno od polohy rotoru, na němž jsou umístěny permanentní magnety. Moment motoru je úměrný proudu.

Přepínání proudu do jednotlivých statorových vinutí se provádí bezkontaktně tranzistorovými spínači, střední hodnota napětí v intervalu vedení proudu je řízena pulsní šířkovou modulací. Výkonový měnič pro napájení EC motoru má obdobné zapojení jako tranzistorový měnič pro stejnosměrný motor, místo čtyř tranzistorových spínačů v zapojení jednofázového můstku má šest spínačů v trojfázovém můstkovém zapojení (obr. 6-7). Toto zapojení je shodné se zapojením napěťových měničů frekvence pro střídavé asynchronní a synchronní motory, od nichž se liší pouze způsobem řízení; zatímco asynchronní a synchronní motory jsou napájeny do všech tří fází současně sinusovým proudem, u EC motoru je napájení v daném okamžiku vždy jen dvoufázové a tvar proudu je obdélníkový.

Regulační struktura rovněž odpovídá struktuře regulace stejnosměrného motoru: vnitřní proudové smyčky je nadřazena otáčková smyčka. Protože v každém okamžiku teče motorem pouze jeden proud (dvěma vinutími statoru), postačí pro regulaci proudu jeden regulátor. Proud je měřen dvěma proudovými čidly, na př. s Hallovy sondami, do zpětné vazby na vstup regulátoru proudu je však připojován vždy jen jeden, který odpovídá právě napájenému vinutí. Funkce přepínání je tedy rovněž odvozena od polohy rotoru. Pro otáčkovou zpětnou vazbu je použit bezkartáčový tachogenerátor s lichoběžníkovým výstupním napětím, jehož amplituda je úměrná otáčkám; elektronický usměrňovač, vytvářející stejnosměrné napětí, jehož polarita závisí na směru otáčení, je rovněž řízen od polohy rotoru.



Obr. 6-7 Schéma pohonu s elektronicky komutovaným motorem

Blok označený LOG zpracovává informaci o poloze rotoru a řídí zapínání proudu do jednotlivých vinutí prostřednictvím řízení výkonového tranzistorového měniče blokem PWM, který současně řídí střední hodnotu napětí pulsní šířkovou modulací při konstantní nosné frekvenci, dále blok LOG řídí přepínání snímačů proudu pomocí multiplexu a obvod elektronické komutace tachonapětí. Pro správnou funkci elektronicky komutovaného motoru je nutná přesná montáž snímače polohy vzhledem k ose magnetů rotoru.

Ve stejnosměrném meziobvodu je opět zařazen brzdový odpor a brzdový tranzistorový spínač, který spíná při překročení nastaveného maximálního napětí stejnosměrného meziobvodu, což nastává při brzdění pohonu, pokud je použit pouze diodový napáječ. Napáječ může být společný pro více tranzistorových měničů, což je výhodné u víceosých pohonů pracovních strojů a robotů. U pohonů s častým brzděním (na př. souřadnicové stoly děrovacích lisů) je třeba dostatečně výkonově dimenzovat brzdový odpor, případně použít dražší napáječ, umožňující rekuperaci elektrické energie zpět do sítě.

V odst. 6-3 byl odvozen matematický model elektronicky komutovaného motoru, který je shodný s matematickým modelem stejnosměrného motoru s konstantním magnetickým tokem. Tento model je platný pro elektronicky komutovaný motor v intervalu mezi dvěma po sobě následujícími komutacemi. Z toho důvodu je i postup návrhu regulačních smyček proudu, otáček a polohy shodný s postupem návrhu regulace stejnosměrného motoru.

Nastavení proudové smyčky závisí na parametrech motoru a je provedeno při výrobě pohonu. Obecně není vhodné toto nastavení měnit a pokud si nechceme přidělat starosti, nezasahujeme

do tohoto nastavení. Pohon s optimálně nastavenou proudovou smyčkou je pak velmi odolný i při nevhodném postupu nastavování rychlostní či polohové regulace.

Regulační smyčka otáček je vhodné nastavovat přibližně dle metody symetrického optima, což umožní nastavení vyššího zesílení v polohové smyčce. Uzavřená regulační smyčka otáček má přenos řízení

$$F_{w\omega}(p) = \frac{1 + 4p\tau_{\sigma}}{1 + 4p\tau_{\sigma} + 8p^2\tau_{\sigma}^2 + 8p^3\tau_{\sigma}^3} = \frac{1 + 4p\tau_{\sigma}}{1 + 4p\tau_{\sigma} + \frac{1}{K_r}p^2 + \frac{\tau_{\sigma}}{K_r}p^3} \quad 6.4-1$$

a přenos poruchy

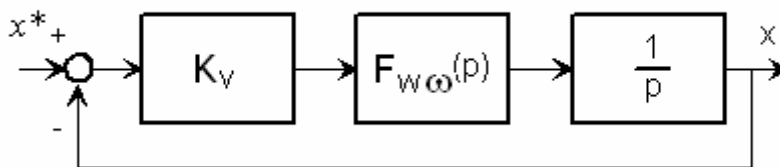
$$F_{z\omega}(p) = \frac{1}{JK_r} \frac{p(1 + p\tau_{\sigma})}{1 + 4p\tau_{\sigma} + \frac{1}{K_r}p^2 + \frac{\tau_{\sigma}}{K_r}p^3} \quad 6.4-2$$

v nichž $K_r = \frac{1}{8\tau_{\sigma}^2}$ je zesílení rychlostní smyčky, při čemž většímu zesílení odpovídá lepší

dynamika ve sledování zadávané rychlosti.

Blokové schéma polohové smyčky sledovacího typu s podřízenou rychlostní smyčkou je uvedeno na obr. 6-8. Tato struktura polohového řízení je nejužívanější pro numericky řízené pracovní stroje a pro technologické roboty, tj. zpravidla pro souvislé řízení polohy v prostoru pomocí víceosých servopohonů.

Pro souvislé řízení polohy se nejčastěji používá proporcionální regulátor polohy s polohovým zesílením K_v .



Obr. 6-8 Blokové schéma polohové regulace

Přenos otevřené polohové smyčky je

$$F_{ox}(p) = K_v F_{w\omega}(p) \frac{1}{p} = \frac{K_v}{p} \frac{1 + 4p\tau_{\sigma}}{1 + 4p\tau_{\sigma} + \frac{1}{K_r}p^2 + \frac{\tau_{\sigma}}{K_r}p^3} \quad 6.4-3$$

Přenos uzavřené polohové smyčky je pak

$$F_{wx}(p) = \frac{F_{ox}(p)}{1 + F_{ox}(p)} = \frac{1 + 4p\tau_{\sigma}}{1 + p \left(4\tau_{\sigma} + \frac{1}{K_v} \right) + \frac{4\tau_{\sigma}}{K_v} p^2 + \frac{1}{K_v K_r} p^3 + \frac{\tau_{\sigma}}{K_v K_r} p^4} \quad 6.4-4$$

Pro dobrou dynamiku polohové smyčky je důležité, aby zesílení polohové i rychlostní smyčky K_v, K_r byla co největší. To je možné pouze v případě, že součtová malá časová konstanta τ_σ , která je určena zejména náhradní časovou konstantou proudové (momentové) smyčky, bude co nejmenší.

6.5 Kontrolní otázky ke kap. 6

1. Jak se od sebe konstrukčně liší klasický stejnosměrný motor s permanentními magnety na statoru od elektronicky komutovaného (EC) motoru? Jaké jsou přednosti EC motoru?
2. Jakým proudem je napájeno vinutí EC motoru?
3. Jakým způsobem se řídí otáčky EC motoru?
4. Jaký je účel diskrétního snímače polohy rotoru a na jakém principu pracuje?

7 Pohony s asynchronními motory

Kapitola 7 nejprve stručně zopakuje princip a konstrukci asynchronního motoru, je ukázána energetická bilance a zjednodušeně odvozena jeho momentová charakteristika. V další části jsou uvedeny možnosti regulace otáček asynchronního motoru, s důrazem na regulaci proměnným kmitočtem. Je ukázáno zapojení a princip řízení napět'ového měniče kmitočtu a jsou vysvětleny metody skalárního a vektorového řízení asynchronního motoru.

7.1 Princip asynchronního motoru

Asynchronní motor je nejrozšířenějším typem motoru, používaným pro pohony pracovních strojů. Zejména asynchronní motor s rotorem nakrátko vyniká jednoduchou konstrukcí, je robustní, spolehlivý a vyrábí se hromadně v unifikovaných výkonových řadách a v přijatelných cenových relacích.

S nástupem výkonové elektroniky v posledních desetiletích byla překonána v podstatě jediná nevýhoda těchto motorů - obtížnost regulace otáček. V současné době probíhá renesance asynchronních motorů v důsledku jejich používání v pohonech s regulací rychlosti, polohy, točivého momentu, případně i jiné veličiny technologického procesu.

Princip asynchronního motoru spočívá ve vytvoření točivého magnetického pole ve vzduchové mezeře stroje. Točivé magnetické pole vzniká prostorovým rozložením tří fázových vinutí ve statorových drážkách stroje a jejich napájením třífázovým harmonickým napětím, v němž jednotlivá fázová napětí jsou časově posunuta o jednu třetinu periody. Jednotlivá fázová napětí lze vyjádřit rovnicemi

$$\begin{aligned} u_U &= U_m e^{j\omega_0 t} \\ u_V &= U_m e^{j\left(\omega_0 t + \frac{2\pi}{3}\right)} \\ u_W &= U_m e^{j\left(\omega_0 t + \frac{4\pi}{3}\right)} \end{aligned} \quad 7.1-1$$

Točivé magnetické pole se otáčí synchronní rychlostí ω_s :

$$\Phi = \Phi_m e^{j\omega_s t} \quad 7.1-2$$

Pro asynchronní motory s počtem pólových dvojic p je mezi frekvencí sítě ω_0 a synchronními otáčkami ω_s vztah

$$\omega_s = \frac{\omega_0}{p} = \frac{2\pi f}{p} \quad 7.1-3$$

Pokud se rotor neotáčí rovněž synchronní rychlostí, indukují se v rotorovém vinutí napětí, které je tím větší, čím větší je rozdíl rychlostí rotoru a točivého pole. Poněvadž je rotorové vinutí spojeno nakrátko, indukované napětí způsobí vznik rotorového proudu, který pak v záběru s magnetickým tokem vytváří točivý moment.

Rozdíl mezi otáčkami rotoru ω a synchronními otáčkami magnetického pole je charakterizován skluzem:

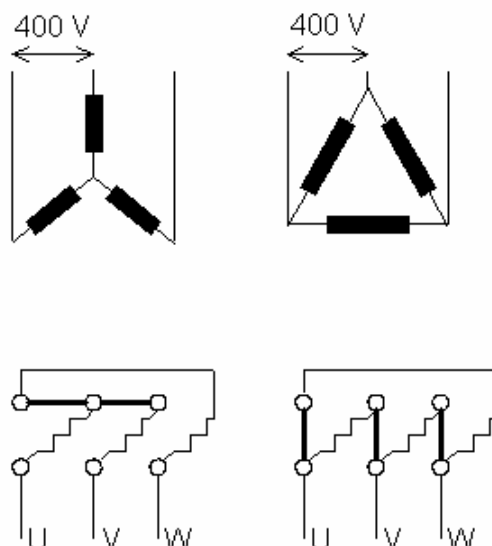
$$s = \frac{\omega_s - \omega}{\omega_s} \quad 7.1-4$$

7.2 Konstrukční provedení asynchronních motorů

Asynchronní motor je tvořen státorem, tvořeným lištěným statorovým paketem, v jehož drážkách je vloženo statorové vinutí, navinutý statorový paket je vložen do kostry statoru. Na kostře je obvykle umístěna svorkovnice, na jejíž svorky jsou vyvedeny konce statorových vinutí. Rotor je buď klecový, tj. s vinutím, tvořeným hliníkovými nebo měděnými tyčemi, spojenými na obou koncích kruhovými čely nakrátko, nebo kroužkový, s vinutím izolovanými vodiči uloženými v rotorových drážkách, jehož konce jsou vyvedeny na rotorové sběrací kroužky. Ke konstrukčním dílům asynchronního motoru dále patří hřídel rotoru, uložená v ložiscích v předním a zadním štítu stroje. Na hřídeli je zpravidla ještě připevněn ventilátor pro chlazení motoru. Asynchronní motory pro servopohony mívají ještě namontovány snímače otáček, případně polohy.

Asynchronní motor s vinutým rotorem, tj. kroužkový, umožňuje měnit vlastní charakteristiky motoru připojováním vnějších odporů, což je výhodné na př. při rozběhu, příp. i při skluzové regulaci rychlosti.

Statorové vinutí lze zapojit buď do hvězdy Y , nebo do trojúhelníku D . Při zapojení do trojúhelníku musí být fázové vinutí statoru dimenzováno na sdružené napětí (tj. u sítě 3x400/230 V na napětí 400 V). Schéma zapojení statorového vinutí a jeho realizace na svorkovnici motoru je na obr. 7-1.

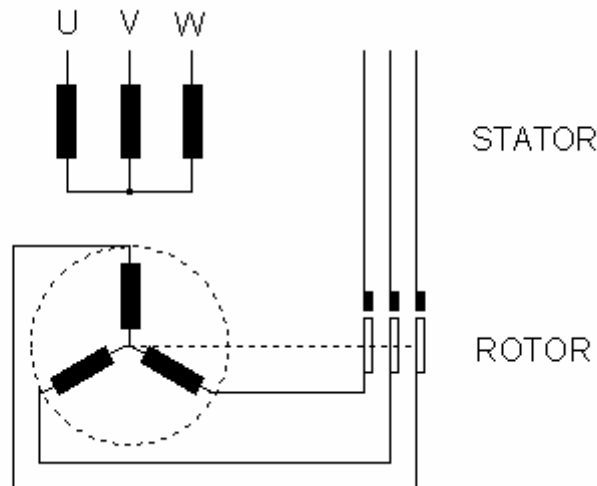


Obr. 7-1 Zapojení statorového vinutí Y a D

Na obr.7-2 je naznačen princip asynchronního motoru kroužkového, tj. motoru s vinutým rotorem. Rotorové vinutí je uloženo v drážkách rotorových plechů, vytvářejících magnetický obvod rotoru. Konce vinutí jsou zpravidla na jednom konci spojeny do uzlu (tj. do hvězdy, uzel nebývá přístupný), druhé konce jsou vyvedeny na kroužky. Kroužky spolu s kartáči, uchycenými v držácích na statoru, tvoří kluzné sběrací ústrojí.

Pro zvýšení záběrného momentu a snížení záběrného proudu se při rozběhu připojuje k rotorovému vinutí vnější přídavný odpor.

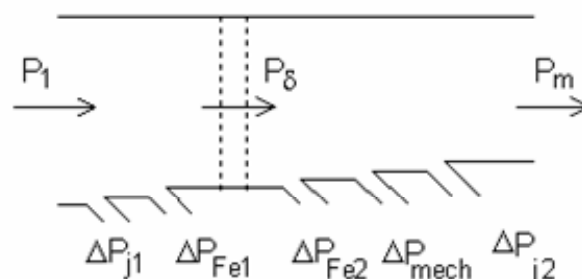
U klecových motorů, u nichž nelze připojovat vnější odpor k rotorovému vinutí a přitom se vyžaduje vyšší záběrový moment, se používá motorů s tzv. vírovou kotvou, využívající zvýšení odporu snížením efektivního průřezu vodiče vlivem skin efektu při vyšších frekvencích, které jsou v rotoru při nulových a nízkých otáčkách, nebo tzv. dvouklecové (Boucherotovo) vinutí, s vnější klecí odporovou (na př. mosaznou), kterou teče proud při rozběhu motoru a vnitřní klecí měděnou, která přebírá proud po rozběhu.



Obr. 7-2 Zapojení asynchronního motoru kroužkového s vinutým rotorem

7.3 Energetická bilance asynchronního motoru a momentová charakteristika

Asynchronní motor je elektromechanické zařízení, měnící elektrickou energii v mechanickou práci. Tato přeměna není bezztrátová, tj. mechanický výkon na hřídeli P_m je menší, než elektrický příkon P_1 do statoru. Energetická bilance je patrná z obr. 7-3.



Obr. 7-3 Energetická bilance asynchronního motoru

ΔP_{j1} jsou ztráty ve vinutí statoru, ΔP_{Fe1} jsou ztráty v železe statoru, ΔP_{j2} jsou ztráty ve vinutí rotoru.

Při zanedbání ztrát v železe rotoru ΔP_{Fe2} a ztrát mechanických ΔP_{mech} platí pro výkon ve vzduchové mezeře P_δ mezi státorem a rotorem

$$P_\delta = P_1 - \Delta P_{j2} \quad 7.3-1$$

Výkon je součin momentu a úhlové rychlosti:

$$\omega_s M = \omega M + \Delta P_{j2} \quad 7.3-2$$

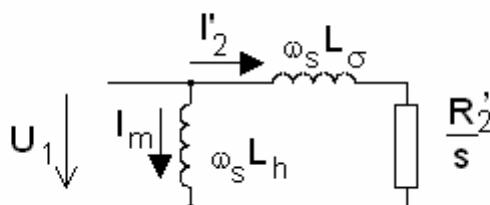
Ztráty ve vinutí rotoru ΔP_{j2} jsou úměrné skluzu:

$$\Delta P_{j2} = M\omega_s - M\omega = M\omega_s \left(1 - \frac{\omega}{\omega_s}\right) = P_\delta s \quad 7.3-3$$

Mechanický výkon na hřídeli P_m je menší než elektrický výkon ve vzduchové mezeře P_δ o skluzové ztráty ve vinutí rotoru:

$$P_m = P_\delta(1 - s) \quad 7.3-4$$

Momentovou charakteristiku lze odvodit ze zjednodušeného náhradního schématu asynchronního motoru, ve kterém je zanedbán odpor statorového vinutí a ztráty v železe statoru (viz obr. 7-4).



Obr. 7-4 Náhradní schéma asynchronního motoru

Výkon a moment ve vzduchové mezeře z náhradního schématu je

$$P_\delta = m \frac{R'_2}{s} I_2'^2 \quad I_2' = \frac{U_1}{\sqrt{\left(\frac{R'_2}{s}\right)^2 + (\omega_s L_\sigma)^2}} \quad 7.3-5$$

$$M = \frac{P_\delta}{s} = \frac{m \frac{R'_2}{s} I_2'^2}{\omega_s} = \frac{m R'_2 U_1^2}{s \omega_s \left[\left(\frac{R'_2}{s}\right)^2 + (\omega_s L_\sigma)^2 \right]} \quad 7.3-6$$

Rovnice 7.3-6 je funkcí momentu asynchronního motoru v závislosti na skluzu. Extrém této funkce $\left(\frac{dM}{ds} = 0\right)$ vyjadřuje tzv. skluz zvratu s_m , při kterém je moment maximální, tzv. moment zvratu M_m .

$$s_m = \frac{R_2'}{\omega_s L_\sigma} \quad 7.3-7$$

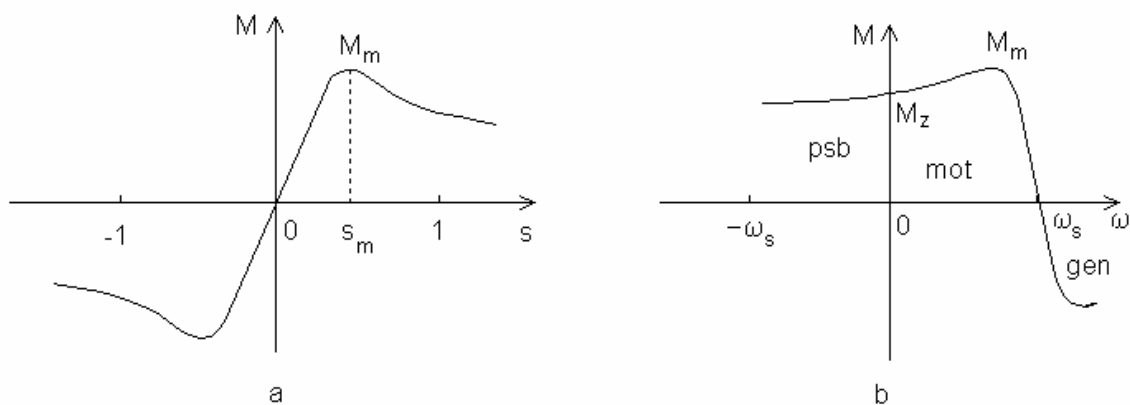
$$M_m = \frac{mU_1^2}{2\omega_s^2 L_\sigma} \quad 7.3-8$$

Z rovnic (7.3-7), (7.3-8) je patrné, že skluz zvratu lze ovlivnit rotorovým odporem R_2 , maximální moment je úměrný čtverci statorového napětí U_1^2 a nezávisí na rotorovém odporu.

Po dosazení s_m, M_m do (7.3-6) získáme zjednodušený výraz pro momentovou charakteristiku asynchronního motoru, tzv. Klossovu formuli:

$$M = \frac{2M_m}{\frac{s}{s_m} + \frac{s_m}{s}} \quad 7.3-9$$

Její grafické vyjádření, tj. momentová charakteristika asynchronního motoru v závislosti na skluzu, je na obr. 7-5 a, v závislosti na otáčkách, což je v pohonech obvyklejší, na obr. 7-5 b.



Obr. 7-5 Momentová charakteristika asynchronního motoru

Na otáčkové charakteristice na obr. 5.5 b jsou vyznačeny tři pracovní oblasti asynchronního motoru: v rozsahu otáček od nuly do ω_s , tj. do synchronní rychlosti, je to oblast motorová (mot), pro nadsynchronní otáčky $\omega > \omega_s$ je to oblast generátorická (gen) a pro záporné otáčky, tj. když se rotor otáčí proti směru točivého pole, oblast protisměrného brzdění (psb). Záběrový moment M_z , který získáme z (7.3-6) pro $s = 1$, je možno ovlivnit statorovým napětím U_1 , nebo rotorovým odporem R_2 :

$$M_z = \frac{mR_2'U_1^2}{\omega_s [R_2'^2 + (\omega_s L_\sigma)^2]} \quad 7.3-10$$

Příklad 7-1

Asynchronní motor nakrátko 1,5 kW, 1450 min^{-1} , $M_m = 1.7M_n$, $s_m = 0.1$. Moment setrvačnosti $J = 0.05 \text{ kgm}^2$. Vypočítejte časový průběh otáček při rozběhu, zatěžovací moment je $M_z = 0.02 \cdot \omega$.

Řešení:

Rozběh asynchronního motoru při zanedbání elektrické časové konstanty je dán řešením diferenciální rovnice

$$M = J \frac{d\omega}{dt} + M_z$$

Moment motoru, daný Klossovou formulí, lze vyjádřit jako funkci ω :

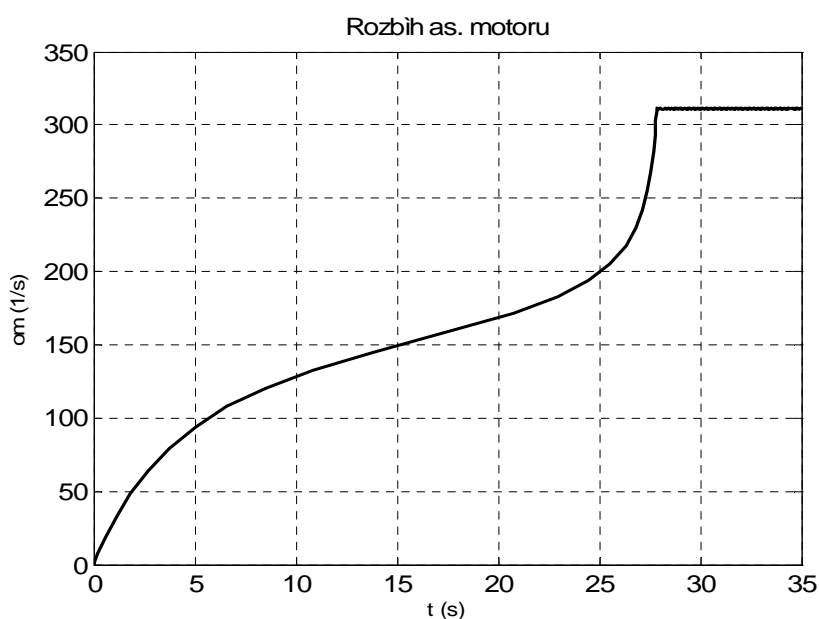
$$M = \frac{2M_m \omega_s s_m (\omega_s - \omega)}{(\omega_s - \omega)^2 + (s_m \omega_s)^2}$$

Pro řešení v MATLABU si diferenciální rovnici přepíšeme do tvaru

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{J}(M - M_z)$$

```
% funot (dif. rovnice)
function dy=funot(t,y)
om=y;
dom=1/0.05*(527*(314-om)/((314-om)^2+246)-0.02*om);
dy=[dom];

% intot (integrace dif rovnice)
[t,x]=ode23('funot',[0,35],[0]);
plot(t,x);
title('Rozběh as. motoru');
xlabel('čas');
ylabel('om');
```



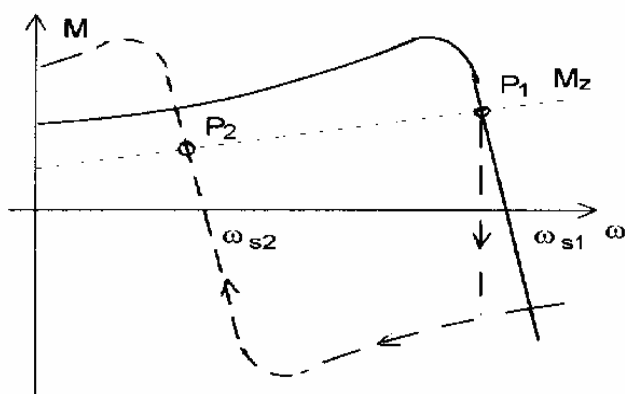
7.4 Způsoby regulace otáček asynchronních motorů

Pro otáčky asynchronního motoru platí vztah

$$\omega = \omega_s(1-s) = \frac{\omega_0}{p}(1-s) \quad 7.4-1$$

ve kterém ω_0 je síťová frekvence a p je počet pólových dvojic motoru. Změnu otáčivé rychlosti lze realizovat jednak skokově změnou počtu pólů (na př. přepínáním ze dvou na šest a pod.), jednak plynule buď změnou skluzu (v tom případě jde o ztrátovou regulaci), nebo změnou frekvence napájecího napětí, která je regulací bezztrátovou.

Momentové charakteristiky při přepínání počtu pólů jsou na obr. 7-6, na němž je šipkami vyznačen přechod z vyšší rychlosti (na př. $2p=2$) na rychlost nižší (na př. $2p=6$). V okamžiku přepnutí se motor dostane do generátorické oblasti charakteristiky s větším počtem pólů.



Obr. 7-6 Momentové charakteristiky motoru přepínáním počtu pólů

Na obr. 7-7 jsou momentové charakteristiky při regulaci rychlosti změnou napájecí frekvence. Ze zjednodušeného náhradního schéma asynchronního motoru (obr. 7-4) plyne pro velikost statorového napětí

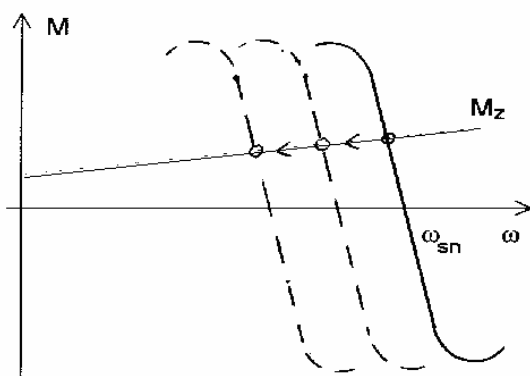
$$U_1 = \omega_s L_h I_m \quad 7.4-2$$

Poněvadž $L_h = konst.$, $I_m = konst.$ pro plně nabuzený motor, musíme při snižování napájecí

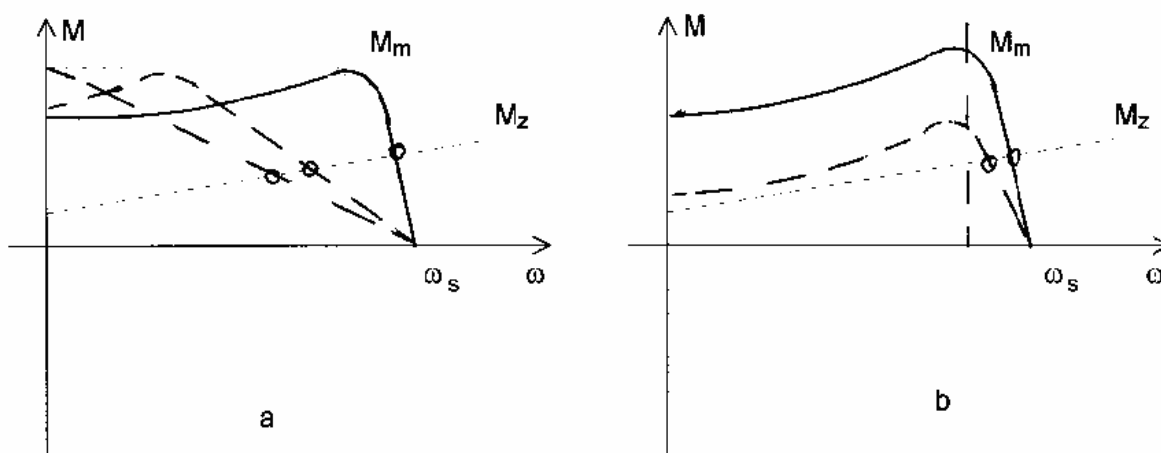
frekvence ω_s snižovat i napájecí napětí U_1 podle vztahu $\frac{U_1}{\omega_s} = konst.$

Skluzová regulace otáček se provádí u kroužkových asynchronních motorů změnou rotorového odporu. Poněvadž moment zvratu M_m na rotorovém odporu nezávisí a mění se jenom skluz zvratu s_m , mění se sklon momentových charakteristik v lineární pracovní oblasti, jak je nakresleno na obr. 7-8 a.

U klecových asynchronních motorů je skluzová regulace otáček možná jen ve velmi omezeném rozsahu, jak je patrné z obr. 7-8 b, změnou napájecího napětí. Při snižování napájecího napětí se výrazně snižuje i moment zvratu, který udává mez stabilního provozu motoru na vlastní momentové charakteristice. Regulace napájecího napětí se nejčastěji provádí tyristorovým napěťovým měničem s fázovým řízením.



Obr. 7-7 Momentové charakteristiky při změně napájecí frekvence



Obr. 7-8 Momentové charakteristiky při změně skluzu a) rotorovým odporem, b) statorovým napětím

7.5 Rozběh a brzdění asynchronního motoru

Asynchronní motory nízkého napětí (do 500 V), s klecovým vinutím, malých výkonů řádově do 5 kW, lze spouštět přímým připojením k síti za předpokladu, že jak síť, tak jištění motoru je dimenzováno na záběrový proud motoru, který bývá až sedminásobkem jmenovité hodnoty.

Urychlující moment (tzv. dynamický moment) při rozběhu je dán rozdílem mezi momentem motoru M a momentem zátěže M_z , který může být i proměnný, na př. v závislosti na otáčkách (při pohonech ventilátorů a p.):

$$M - M_z = J \frac{d\omega}{dt} \quad 7.5-1$$

Moment lze vyjádřit pomocí Klosovy formule, při čemž skluz je nutno přepočítat na otáčky. Rozběh motoru, tj. časový průběh otáček a momentu motoru, při zanedbání elektrických přechodných dějů, získáme numerickým řešením diferenciální rovnice (7.5-1).

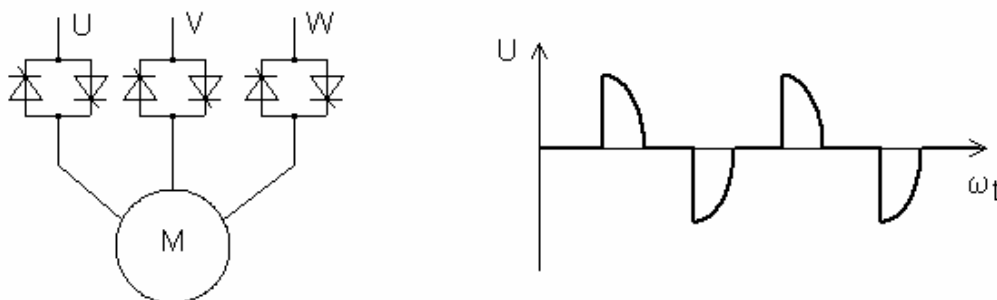
Pro záběrový proud platí přibližně (ze zjednodušeného náhradního schématu)

$$I_z = \frac{U_1}{\sqrt{R_2^2 + (\omega_s L_\sigma)^2}} \quad 7.5-2$$

Motory s klecovým vinutím, jejichž statorové vinutí je pro jmenovité napětí zapojeno do trojúhelníku, je možno spouštět přepínáním hvězda/trojúhelník (Y/D). Při zapojení do hvězdy je na fázovém vinutí jen fázové napětí místo napětí sdruženého. Poněvadž $U_f = \frac{U_s}{\sqrt{3}}$ a

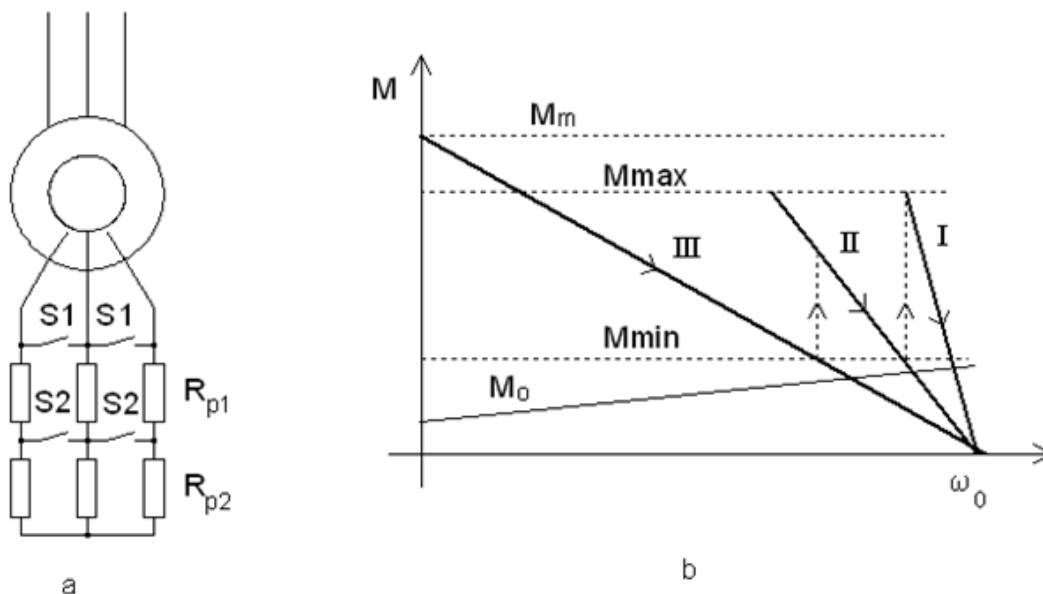
$M \approx U_1^2$, je záběrový moment při spouštění ve hvězdě pouze třetinový vzhledem k záběrovému momentu při spouštění v trojúhelníku.

Rozběh sníženým statorovým napětím, navíc plynule regulovatelným, umožňuje tyristorový napěťový měnič s fázovým řízením, jehož schéma, včetně tvaru fázového napětí, je na obr. 7-9.



Obr. 7-9 Rozběh asynchronního motoru při sníženém napětí (softstart)

Asynchronní motor kroužkový se obvykle rozbíhá postupným vyřazováním rotorového odporu, jak je naznačeno na obr. 7-10 a. Jednotlivým odporovým stupňům odpovídají momentové charakteristiky I, II, III na obr. 7-10 b.



Obr. 7-10 Rozběh kroužkového motoru rotorovým spouštěčem (a) a momentové charakteristiky (b)

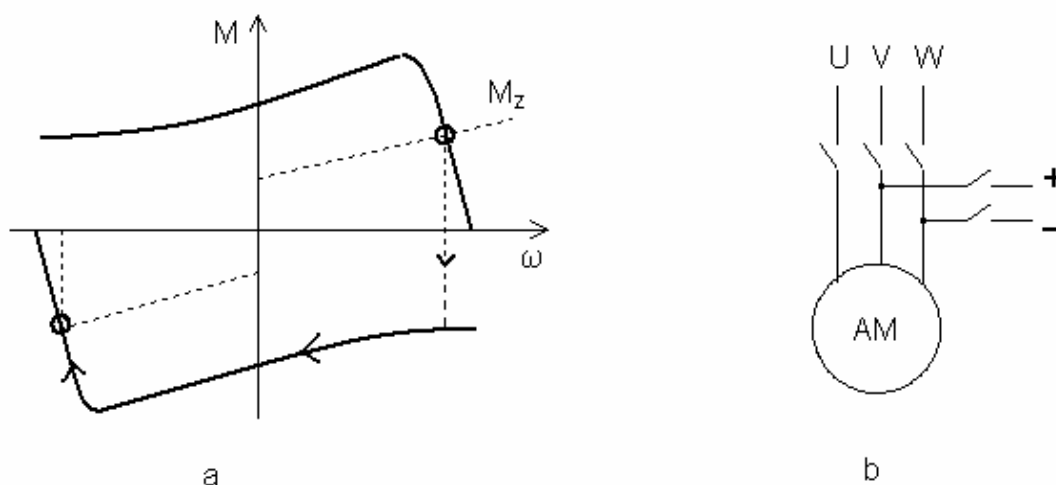
Nejvýhodnější způsob brzdění asynchronního motoru je brzdění generátorické, při němž pracovní bod leží na generátorické části momentové charakteristiky, tj. rychlost otáčení rotoru je vyšší než rychlost synchronní, která je dána otáčkami točivého magnetického pole, při čemž se jak rotor, tak pole otáčejí ve stejném směru. V generátorickém režimu pracuje motor jako asynchronní generátor, který dodává elektrickou energii do napájecího zdroje, příp. i do

sítě, pokud je napájecí zdroj schopen rekuperace. Trvalý provoz v generátorickém režimu je u asynchronních generátorů malých vodních turbin a větrných elektráren a u dynamometrů na zatěžování a zkoušení jiných motorů, na př. i spalovacích. U motorů s přepínáním počtu pólů dochází ke generátorickému brzdění vždy při přepnutí z nižšího na vyšší počet pólů.

U pohonů, napájených z měničů frekvence, motor generátoricky brzdí při snížení napájecí frekvence.

U neregulovaných asynchronních motorů se používá tzv. protisměrné brzdění (nazývané též brzdění protiproudem). Princip spočívá ve změně smyslu otáčení točivého magnetického pole, které se docílí změnou sledu fází statorového napětí (vzájemným přepojením dvou fází mezi sítí a svorkami motoru). Při protisměrném brzdění je směr točivého pole opačný, než směr otáčení rotoru. Neodpojíme-li po zastavení motoru ihned statorové napětí, roztočí se motor na opačnou stranu. Nevýhodou protisměrného brzdění je kromě toho i relativně malý brzdňný moment a velký brzdňný proud, což způsobuje značné tepelné namáhání motoru a při častém brzdění může vést až k jeho zničení. Průběh protisměrného brzdění je vyznačen na momentových charakteristikách šípkami (obr. 7-11 a).

Dalším možným způsobem brzdění asynchronního motoru je dynamické brzdění stejnosměrným proudem. Při tomto způsobu brzdění se stator odpojí od střídavé sítě a připojí na zdroj stejnosměrného napětí na př. způsobem, jak je nakresleno na obr.7-11 b. V magnetickém obvodu motoru se vytvoří magnetické pole, které je stacionární (netočí se). Rotor brzdí proudem, vznikajícím ve vinutí indukovaným napětím při otáčení v magnetickém poli. Nevýhodou je snižování brzdňného účinku při klesající rychlosti otáčení, pro spolehlivé zastavení je nutno kombinovat tento způsob s další mechanickou brzdou.



Obr. 7-11 Protisměrné brzdění as. motoru (a) zapojení pro dynamické brzdění ss. proudem

7.6 Regulační pohony s asynchronními motory a frekvenčními měniči

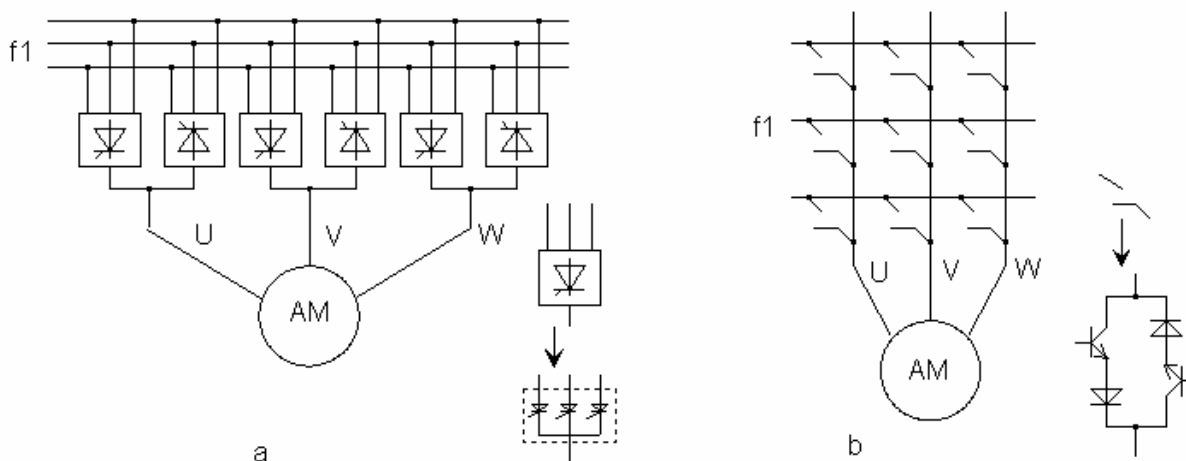
7.6.1 Rozdělení měničů frekvence

Řízení rychlosti asynchronních motorů změnou frekvence napájecího napětí je technicky nejvýhodnějším způsobem regulace, a to jak z hlediska technických parametrů (regulační rozsah, přesnost regulace), tak i z energetického hlediska (princip regulace je bezztrátový).

Frekvenční měniče rozdělujeme na měniče přímé a měniče nepřímé. U přímých měničů dochází pouze k jedné transformaci energie: vstupní střídavé napětí pevné frekvence (50 nebo 60 Hz) se přímo mění na výstupní střídavé napětí proměnné frekvence, dochází tedy pouze k jedné přeměně energie. K přímým měničům počítáme cyklokonvertory a maticové měniče. Nepřímé měniče transformují (v podstatě usměrňují) vstupní elektrickou energii pevné frekvence nejdříve na stejnosměrné napětí nebo proud, které se pak znovu mění na střídavé napětí a proud proměnné frekvence. Podle průběhu elektrických veličin v meziobvodu mezi vstupním a výstupním měničem rozdělujeme nepřímé měniče na napět'ové (s napět'ovým meziobvodem), proudové (s proudovým meziobvodem) a rezonanční (s kmitavým meziobvodem).

Princip cyklokonvertoru je na obr. 7-12 a. Ve své klasické podobě je realizován třemi reverzačními tyristorovými usměrňovači s fázovým řízením, každý pro napájení jedné fáze asynchronního motoru. Výstupní frekvence může být maximálně ca 25% vstupní frekvence. Užívá se pro pomaluběžné pohony velkých výkonů.

Maticový měnič, na rozdíl od cyklokonvertoru, využívá vypínatelné prvky (tranzistory, GTO tyristory), což umožňuje dosáhnout výstupních frekvencí i vyšších, než je vstupní frekvence. Princip maticového měniče je na obr. 7-12 b, na němž je rovněž nakreslen jeden ze spínačů, který musí spínat proud obou směrů a v rozepnutém stavu odolávat napětí obou polarit.

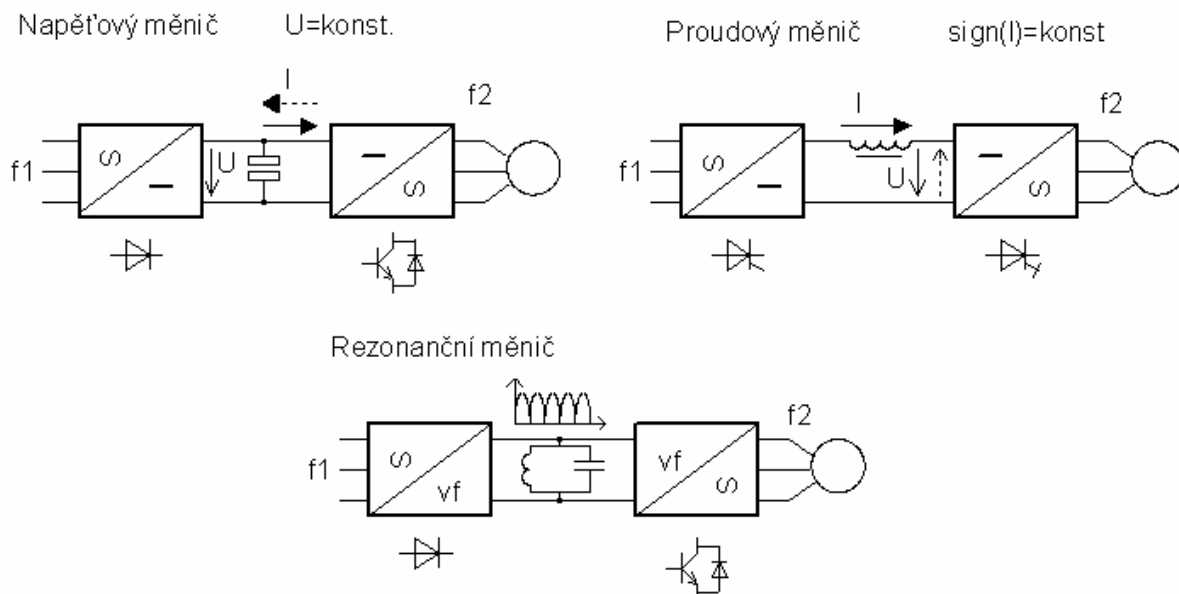


Obr. 7-12 Schéma cyklokonvertoru (a) a maticového měniče (b)

Bloková schemata napět'ového měniče, proudového měniče a měniče s rezonančním meziobvodem jsou uvedena na obr. 7-13. Napět'ový měnič je charakterizován napět'ovým meziobvodem, který se chová jako ideální napět'ový zdroj, tj. s nulovou vnitřní impedancí. Polarita stejnosměrného napětí se nemění, při rekuperaci (na př. při brzdění motoru) se mění směr proudu mezi střídačem a stejnosměrným meziobvodem. Vstupní usměrňovač střídavého síťového napětí bývá u pohonů malých výkonů realizován jako diodový neřízený

usměrňovač, u pohonů větších výkonů, na př. pro vřetena obráběcích strojů, je vstupní usměrňovač tranzistorový s PWM, obvodově shodný s výstupním střídačem, který umožňuje jednak rekuperaci energie zpět do sítě, jednak dokáže eliminovat vyšší harmonické a kompenzovat účinník.

Frekvenční měnič s rezonančním meziobvodem využívá t.zv. "měkkého" spínání tranzistorů, tj. tranzistory spínají v okamžiku, kdy je na kolektoru nulové napětí, případně nulový proud, čímž se podstatně sníží spínací ztráty. Rezonanční meziobvod kmitá na vysokém kmitočtu, řádově 100 kHz. Sinusová modulace výstupního napětí nízké frekvence je vytvářena "vynecháváním" některých pulsů. Jde tedy o šířkovou pulsní modulaci, nejmenší změna šířky pulsu je dána šířkou jednoho vysokofrekvenčního pulsu.

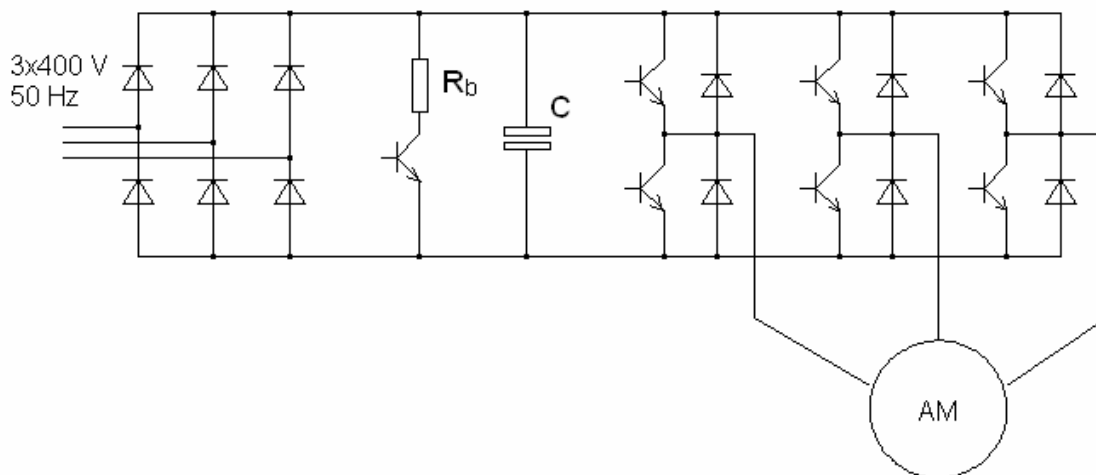


Obr. 7-13 Schémata nepřímých měničů frekvence se stejnosměrným meziobvodem

7.6.2 Napěťový měnič frekvence

Pro střídavé pohony malých a středních výkonů je v současné době nejpoužívanější napěťový měnič frekvence. Schéma výkonové části napěťového měniče frekvence s diodovým šestipulsním napájecím usměrňovačem, elektrolytickým kondenzátorem ve stejnosměrném napěťovém meziobvodu a tranzistorovým třífázovým střídačem, je nakreslen na obr. 7-14. Vzhledem k tomu, že diodový usměrňovač neumožňuje rekuperaci zpět do sítě, je ve stejnosměrném meziobvodu zařazen brzdový odpor, spínaný tranzistorem při brzdění motoru. Výkonový obvod napěťového měniče kmitočtu je obvodově shodný s napěťovým měničem pro napájení EC motoru, liší se pouze způsobem řízení a modulace výstupního napětí. Zatímco výstupní proudy pro EC motor mají obdélníkový tvar a v každém okamžiku jsou napájena jen dvě vinutí motoru, napěťový měnič frekvence pro asynchronní motor má výstupní proudy sinusové a trvale jsou napájena všechna fázová vinutí.

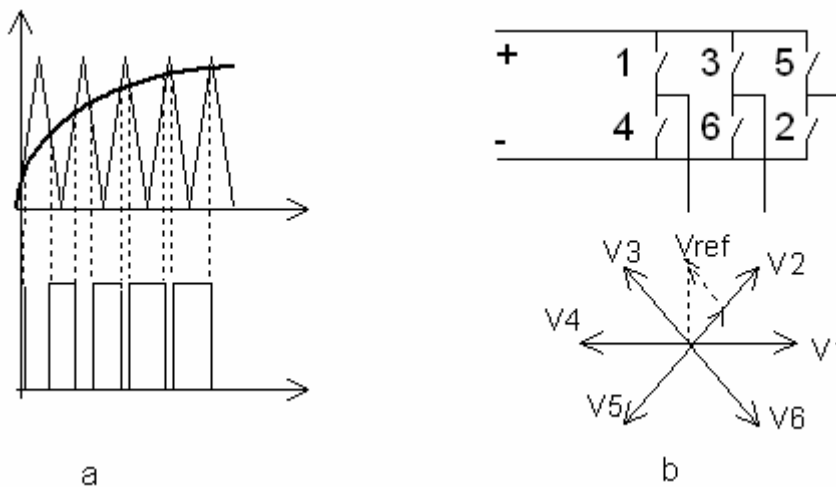
Princip sinusové pulsní šířkové modulace výstupního napětí tranzistorového měniče kmitočtu spočívá v periodickém připojování a odpojování stejnosměrného napětí napěťového meziobvodu k zátěži. Má-li zátěž indukční charakter, je proud téměř sinusový, jak je patrné z obr. 7-15.



Obr. 7-14 Napěťový měnič frekvence s diodovým napáječem

Používá se tří základních principů realizace sinusové pulsní šířkové modulace:

- s pevnou nosnou frekvencí, několikanásobně vyšší než je výstupní (modulační) frekvence (obr. 7-15 a)
- s obdélníkovým řízením s eliminací vyšších harmonických
- s tzv. prostorovou vektorovou modulací (obr. 7-15 b)

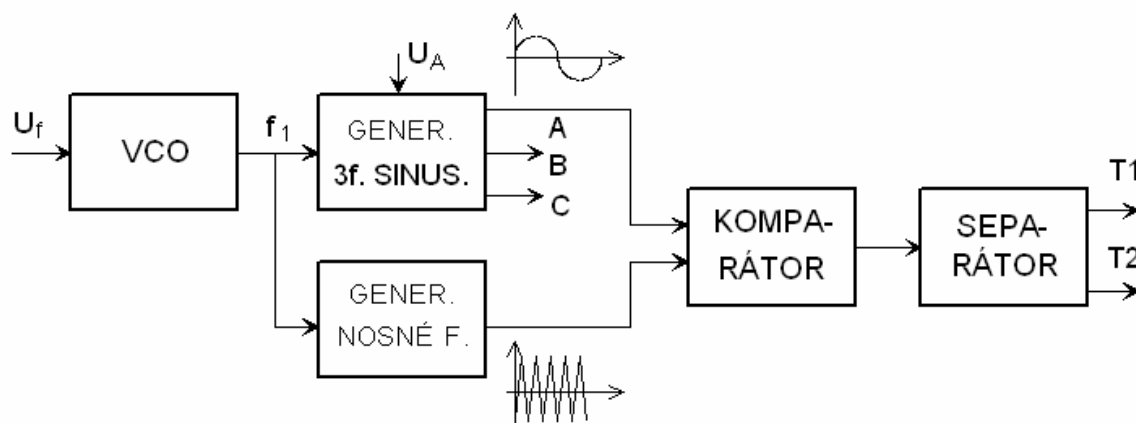


Obr. 7-15 Principy sinusové pulsní šířkové modulace

Blokové schéma zapojení obvodu pulsní šířkové modulace s pevnou nosnou frekvencí pro dvojicí tranzistorů v jedné větvi napěťového měniče kmitočtu je uvedeno na obr. 7-16.

Vektorová modulace vychází z představy, že každý ze šesti spínačů tranzistorového měniče představuje jednu polohu napěťového vektoru V_1 až V_6 . Sedmá a osmá poloha jsou nulové vektory, představující současné sepnutí všech tří horních, resp. všech tří spodních tranzistorů. Sinusové výstupní napětí je generováno tehdy, jestliže napěťový vektor opisuje přibližně kružnici. Vektor se získá vektorovým skládáním dvou sousedních vektorů a jednoho vektoru nulového:

$$\mathbf{V}_{ref} T_s = \mathbf{V}_k T_k + \mathbf{V}_{k+1} T_{k+1} + \mathbf{0} T_0 \quad T_s = T_k + T_{k+1} + T_0 = konst. \quad 7.6-1$$



Obr. 7-16 Blokové schéma obvodu sinusové pulsní šířkové modulace

7.6.3 Skalární metody řízení asynchronního motoru

Nejpoužívanějším principem řízení rychlosti asynchronního motoru je řízení změnou kmitočtu a napětí při napájení asynchronního motoru z napěťového měniče kmitočtu se sinusovou modulací, zajišťující sinusový tvar proudu motoru.

Podle způsobu řízení rozdělujeme používané metody na skalární řízení, vektorové řízení a přímé řízení momentu. Skalární řízení může být bez zpětné vazby, tj. řízení v otevřené smyčce, nebo se zpětnou vazbou od otáček pro zvýšení statické přesnosti. Vektorové řízení a přímé řízení momentu, která vyžadují zpětnou vazbu (často však bez snímače otáček), se vyznačují výrazně lepšími dynamickými vlastnostmi a jsou použitelné i pro polohové servomechanismy.

Skalární řízení je řízení, které reguluje pouze amplitudy řízených proměnných a tudíž řídicí i zpětnovazební signály jsou stejnosměrné, což vede na jednoduché řídicí struktury.

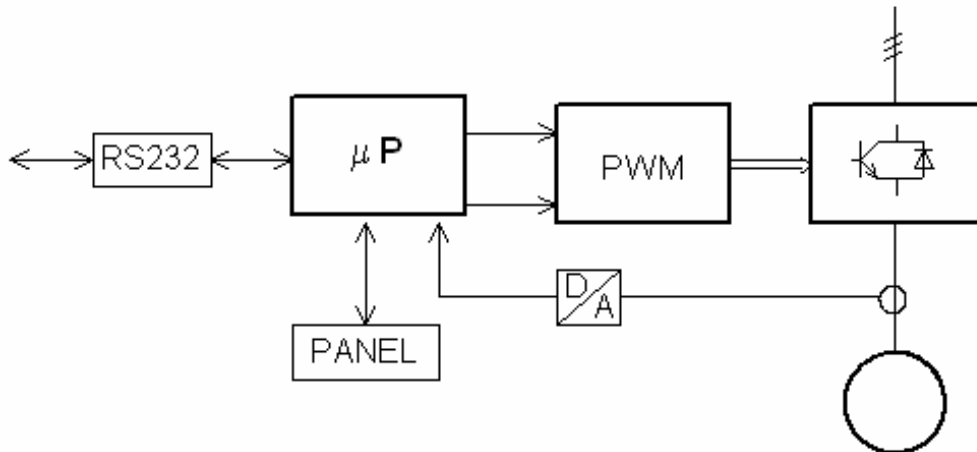
Skalární řízení může být realizováno jak v otevřené smyčce, tak v uzavřené smyčce. V této souvislosti je vhodné konstatovat, že více než 90 % realizovaných průmyslových aplikací regulačních pohonů s asynchronními motory jsou pohony se skalárním řízením v otevřené smyčce, i když se často nazývají jinak, na př. řízením typu napětí/frekvence (volt/hertz) a p. Umožňují bezztrátovou regulaci otáček v širokém rozsahu, pokud není současně požadována vysoká statická přesnost a kvalitní dynamika.

Při požadavku na řízení s konstantním magnetickým tokem, přesněji s konstantním spřaženým magnetickým tokem statorového vinutí, je při zanedbání rotorové frekvence požadované statorové napětí závislé pouze na frekvenci ω_s :

$$U_s = \frac{\Psi_s R_s}{L_s} \sqrt{1 + \left(\frac{\omega_s L_s}{R_s} \right)^2} \quad 7.6-2$$

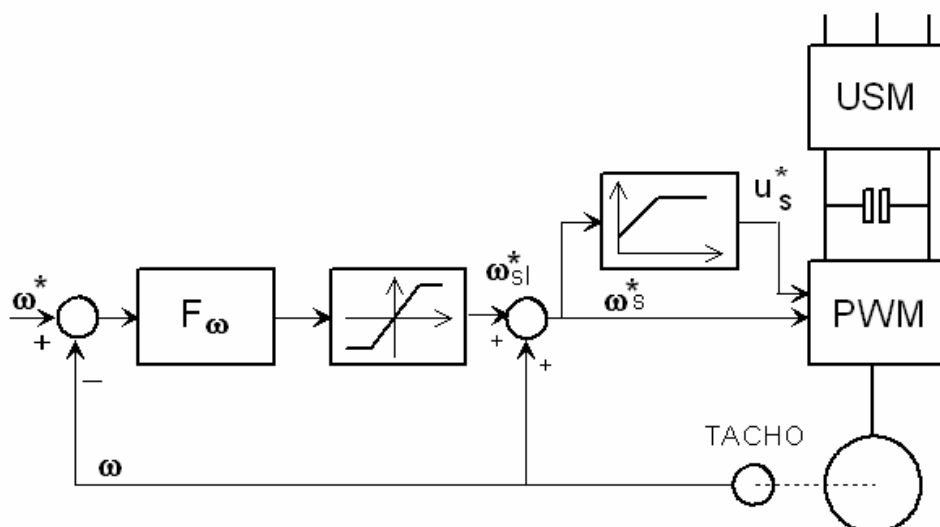
Tato nelineární závislost je realizována funkčním měničem, většinou pouze lineární aproximací, s možností nastavení statorového napětí při nulové frekvenci, s možností nastavení sklonu U_s / ω_s a s možností nastavení meze, od níž se frekvence zvyšuje již při konstantním napětí statoru.

Obvodově se napěťové měniče frekvence se skalárním řízením skládají z výkonové části - šesti tranzistorových spínačů, pro menší výkony zpravidla v jednom bezpotenciálním modulu na chladiči, ze zákaznického integrovaného obvodu pro pulsní šířkovou modulaci a z jednočipového mikroprocesoru. Měniče obsahují obvod proudového omezení a ovládací panel, na němž je možno nastavovat rozsah kmitočtů, tvar charakteristiky U_s / ω_s , záběrový moment, rozběhovou rampu, vynechání rezonančních frekvencí, případně i jednoduchou kompenzaci skluzu (skluz je odvozován od velikosti statorového proudu). Blokové schéma asynchronního pohonu s napěťovým měničem kmitočtu, se skalárním řízením v otevřené smyčce, je na obr. 7.17.



Obr. 7-17 Skalární řízení asynchronního motoru v otevřené smyčce

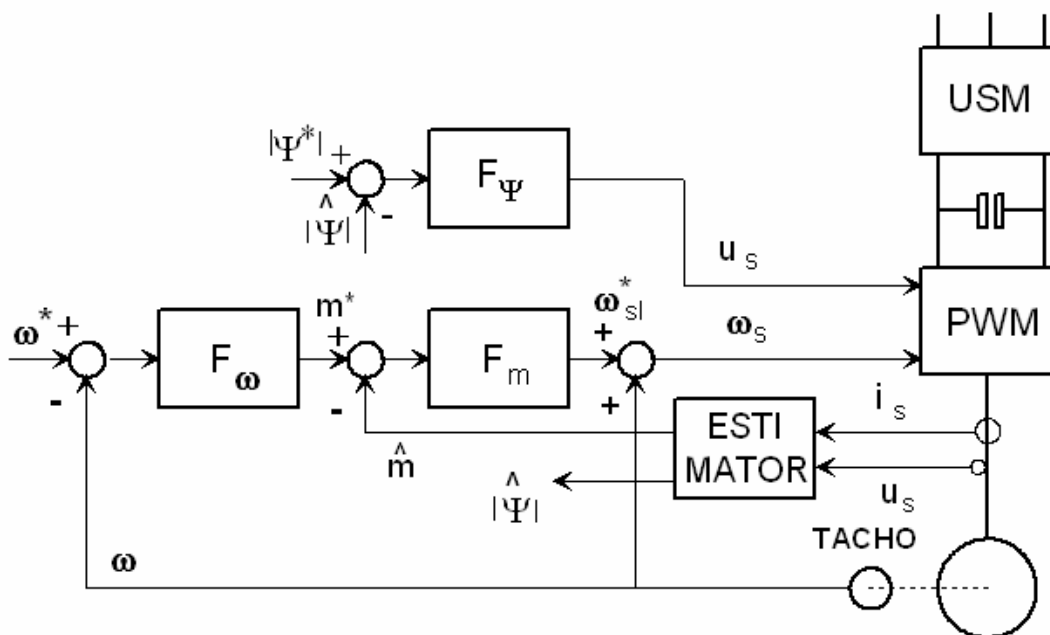
Při požadavku na vyšší statickou přesnost regulace je možno doplnit strukturu řízení v otevřené smyčce zpětnou vazbou od otáček, jak je naznačeno na obr. 7-18. Vstupem regulátoru otáček je rozdíl mezi zadávanou a měřenou rychlostí, výstupem je žádaná skluzová frekvence ω_{sl}^* , z níž se přičtením mechanické úhlové rychlosti ω získá synchronní frekvence ω_s statorového napětí. Amplitudu statorového napětí, respektive jeho efektivní hodnotu, vytváří funkční měnič $u_s^* = f(\omega_s^*)$.



Obr. 7-18 Skalární řízení asynchronního motoru se zpětnou vazbou

Otáčkový regulátor je zpravidla typu PI, regulovaná soustava je soustavou druhého řádu, s mechanickou časovou konstantou, která určuje rychlost odezvy otáček při změně momentu a s elektrickou časovou konstantou, určující rychlost změny momentu při změně skluzu. Výhodou této struktury je, že nevyžaduje čidlo proudu. Změna rychlosti, na př. rozběh, probíhá vždy s maximálním momentem (pokud není rozběh řízen rampovou časovou funkcí).

Výše uvedená struktura skalárního řízení neumožňuje nezávislé řízení magnetického toku a momentu stroje, což při změnách jeho parametrů na př. vlivem teploty, magnetického sycení nebo i při nevhodně nastavené funkční závislosti zhoršuje regulační parametry, na př. motor se může odbuzovat nebo přibuzovat. Tyto nevýhody nemá struktura skalárního řízení s nezávislou regulací momentu a statorového toku, nakreslená na obr. 7-19.



Obr. 7-19 Skalární řízení s nezávislou regulací momentu a statorového toku

Uvedená struktura obsahuje tři regulátory: regulátor momentu $F_m(p)$, regulátor rychlosti $F_ω(p)$ a regulátor magnetického toku $F_Ψ(p)$. Poněvadž ani moment, ani magnetický tok nejsou přímo měřitelné, je nutno je zrekonstruovat (vypočítat) z naměřených statorových proudů a napětí:

$$\hat{\Psi}_s = \int (\mathbf{u}_s - R_s \mathbf{i}_s) dt \quad 7.6-3$$

$$\hat{m} = \frac{3}{2} p (\Psi_{cs} i_{\beta s} - \Psi_{\beta s} i_{cs}) \quad 7.6-4$$

$$|\hat{\Psi}_s| = \sqrt{\Psi_{cs}^2 + \Psi_{\beta s}^2} \quad 7.6-5$$

Regulátory mohou být navrženy opět klasickými metodami, zpravidla jsou typu PI. Výstupem regulátoru momentu je požadovaná skluzová frekvence, která musí být omezena na skluzovou frekvenci, odpovídající maximálnímu momentu (tj. momentu zvratu statické charakteristiky asynchronního motoru). Pohon se skalárním řízením momentu a magnetického toku může být provozován jak v režimu konstantního momentu, tj. při plně nabuzeném stroji, tak i v režimu konstantního výkonu, tj. při konstantním statorovém napětí.

Skalární řízení se zpětnou vazbou dosahuje vysoké statické přesnosti regulace, není však vhodné pro dynamicky náročné pohony a pro pohony, určené pro polohování.

7.6.4 Vektorové řízení asynchronního motoru

Na rozdíl od skalárního řízení je u vektorového řízení nutno řídit nejen amplitudy prostorových vektorů magnetického toku a statorového proudu asynchronního motoru, ale i jejich vzájemný úhel, tj. polohu ve zvolené souřadné soustavě (komplexní rovině).

Vektorové řízení je možno rozdělit podle způsobu získávání informace o vektoru magnetického toku, resp. o jeho úhlové poloze, na tzv. přímé a nepřímé vektorové řízení.

Přímé vektorové řízení rekonstruuje vektor magnetického toku, tj. jeho modul a úhel natočení, z naměřených hodnot statorových napětí a proudů. Je-li navíc pro zpětnou otáčkovou vazbu použit estimátor skluzu (matematický model pro rekonstrukci výpočtem), je možno pro toto řízení použít standardního asynchronního motoru bez dodatečně montovaných snímačů polohy či rychlosti.

Nepřímé vektorové řízení určuje polohu vektoru magnetického toku z naměřené polohy rotoru a rekonstruovaného skluzu.

Vektorové řízení vychází z matematického modelu asynchronního motoru. Pro třífázový asynchronní motor platí pro statorová napětí

$$\begin{aligned}v_{SA} &= R_S i_{SA} + \frac{d\Psi_{SA}}{dt} \\v_{SB} &= R_{SB} i_{SB} + \frac{d\Psi_{SB}}{dt} \\v_{SC} &= R_{SC} i_{SC} + \frac{d\Psi_{SC}}{dt}\end{aligned}\tag{7.6-6}$$

Rovnice 7.6-6 můžeme napsat ve vektorovém tvaru

$$\mathbf{v}_S = R_S \mathbf{i}_S + \frac{d\Psi_S}{dt}\tag{7.6-7}$$

Vektory statorového napětí, proudu a toku jsou:

$$\begin{aligned}\mathbf{v}_S &= \frac{2}{3} \left(v_{SA} + v_{SB} e^{j\frac{2\pi}{3}} + v_{SC} e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) \\ \mathbf{i}_S &= \frac{2}{3} \left(i_{SA} + i_{SB} e^{j\frac{2\pi}{3}} + i_{SC} e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) \\ \Psi_S &= \frac{2}{3} \left(\Psi_{SA} + \Psi_{SB} e^{j\frac{2\pi}{3}} + \Psi_{SC} e^{j\frac{4\pi}{3}} \right)\end{aligned}\tag{7.6-8}$$

Obdobně lze odvodit napětí rovnicí pro rotor:

$$\mathbf{v}_R = R_R \mathbf{i}_R + \frac{d\Psi_R}{dt}\tag{7.6-9}$$

Rovnice 7.6-7 a 7.6-9 transformujeme do soustavy, rotující synchronní rychlostí ω_1 :

$$\begin{aligned}\mathbf{v}_S &= \mathbf{v}_1 e^{j\vartheta_1} = R_S \mathbf{i}_1 e^{j\vartheta_1} + \frac{d}{dt} (\Psi_1 e^{j\vartheta_1}) \\ \mathbf{v}_R &= \mathbf{v}_2 e^{j(\vartheta_1 - \vartheta)} = R_R \mathbf{i}_2 e^{j(\vartheta_1 - \vartheta)} + \frac{d}{dt} (\Psi_2 e^{j(\vartheta_1 - \vartheta)})\end{aligned}\quad 7.6-10$$

Po úpravě jsou napěťové rovnice asynchronního motoru ve vektorovém tvaru

$$\begin{aligned}\mathbf{v}_1 &= R_S \mathbf{i}_1 + \frac{d\Psi_1}{dt} + j\omega_1 \Psi_1 \quad \omega_1 = \frac{d\vartheta_1}{dt} \\ \mathbf{v}_2 &= R_R \mathbf{i}_2 + \frac{d\Psi_2}{dt} + j(\omega_1 - \omega) \Psi_2\end{aligned}\quad 7.6-11$$

Vektory proudů, napětí a toků lze rozložit na reálné a imaginární složky:

$$\begin{aligned}\mathbf{v}_1 &= v_{1d} + jv_{1q} & \mathbf{i}_1 &= i_{1d} + ji_{1q} & \Psi_1 &= \Psi_{1d} + j\Psi_{1q} \\ \mathbf{v}_2 &= v_{2d} + jv_{2q} & \mathbf{i}_2 &= i_{2d} + ji_{2q} & \Psi_2 &= \Psi_{2d} + j\Psi_{2q}\end{aligned}\quad 7.6-12$$

Napěťové rovnice asynchronního motoru v tzv. d - q souřadnicích pak jsou pro stator:

$$\begin{aligned}v_{1d} &= R_S i_{1d} + \frac{d\Psi_{1d}}{dt} - \omega_1 \Psi_{1q} \\ v_{1q} &= R_S i_{1q} + \frac{d\Psi_{1q}}{dt} + \omega_1 \Psi_{1d}\end{aligned}\quad 7.6-13$$

a pro rotor:

$$\begin{aligned}v_{2d} &= R_R i_{2d} + \frac{d\Psi_{2d}}{dt} - (\omega_1 - \omega) \Psi_{2q} \\ v_{2q} &= R_R i_{2q} + \frac{d\Psi_{2q}}{dt} + (\omega_1 - \omega) \Psi_{2d}\end{aligned}\quad 7.6-14$$

Vektorové řízení, orientované na rotorový tok, ztotožňuje osu d s vektorem magnetického

toku rotoru Ψ_2 , tj. $\Psi_2 = \Psi_{2d}$, $\Psi_{2q} = 0$, $\frac{d\Psi_{2q}}{dt} = 0$. Pak podélná složka statorového proudu

i_{1d} , nazývaná tokotvornou složkou, budí ve stroji magnetický tok a příčná složka statorového proudu, zvaná momentotvorná, vytváří spolu s magnetickým tokem moment. Pro vektorové řízení se napěťové rovnice rotoru nakrátko změň na

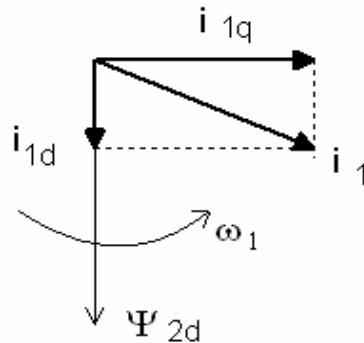
$$\begin{aligned}0 &= R_R i_{2q} + (\omega_1 - \omega) \Psi_{2d} \\ 0 &= R_R i_{2d} + \frac{d\Psi_{2d}}{dt}\end{aligned}\quad 7.6-15$$

Moment asynchronního motoru je

$$M = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_R} (\Psi_{2d} i_{1q})\quad 7.6-16$$

Moment asynchronního motoru je úměrný toku a momentotvorné složce proudu

Grafické znázornění vektorového řízení je na obr. 7-20, v rotujících souřadnicích synchronní rychlosti ω_1 .



Obr. 7-20 Grafické znázornění vektorového řízení asynchronního motoru

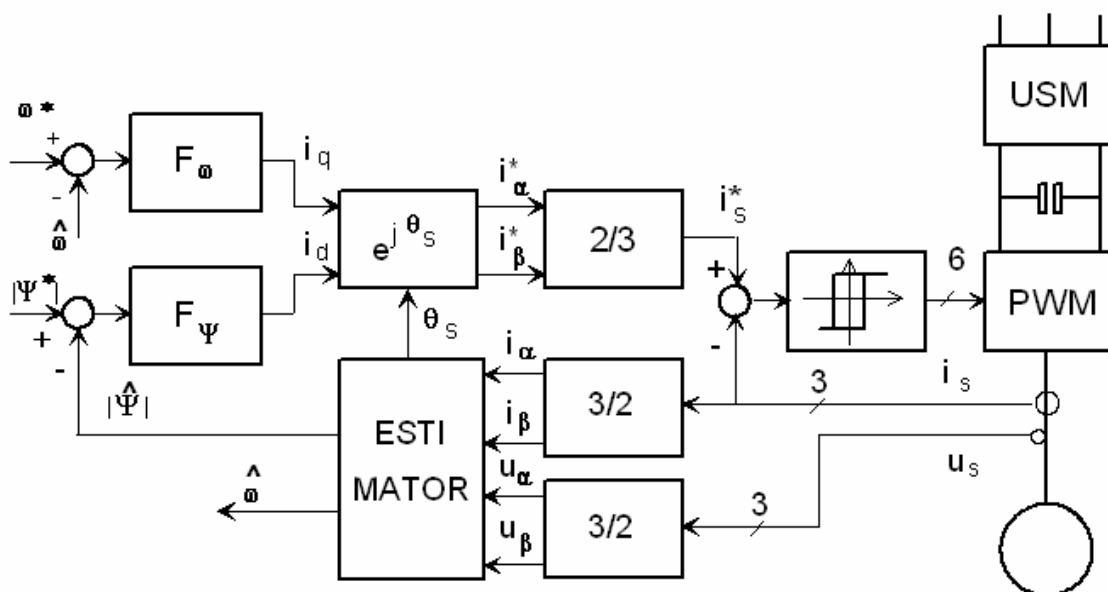
Přímé vektorové řízení rekonstruuje vektor magnetického toku z naměřených hodnot statorových napětí a proudů. Rekonstrukce vektoru magnetického toku rotoru, tj. určení jeho modulu $|\Psi_R|$ a úhlu Θ_s vychází z řešení těchto rovnic:

$$\Psi_S = \int (\mathbf{u}_S - R_S \mathbf{i}_S) dt \quad 7.6-17$$

$$\Psi_R = \Psi_S - \sigma L_S \mathbf{i}_S \quad 7.6-18$$

$$\sin \Theta_s = \frac{\Psi_{R\beta}}{|\Psi_R|} \quad \cos \Theta_s = \frac{\Psi_{R\alpha}}{|\Psi_R|} \quad 7.6-19$$

Blokové schéma přímého vektorového řízení je na obr. 7-21. Naměřená statorová napětí a proudy jsou transformována ze tří na dvě složky α, β , z nichž je pomocí rovnic 7.6-17 až 7.6-19 rekonstruován vektor magnetického toku rotoru. Blok $e^{j\Theta_s}$ transformuje rotující $d-q$ souřadnice do statorových α, β



Obr. 7-21 Přímé vektorové řízení asynchronního motoru

Nepřímé vektorové řízení nevyžaduje identifikaci vektoru magnetického toku, ale počítá pouze skluz, resp. jeho integrál, pomocí matematického modelu asynchronního motoru. Úhel vektoru magnetického toku Θ_e se získá jako součet vypočítaného úhlu skluzu Θ_{sl} a mechanického úhlu natočení rotoru Θ , který je nutno měřit snímačem polohy na motoru.

$$\Theta_e = \Theta_{sl} + \Theta \quad 7.6-20$$

Úhel vektoru magnetického toku je použit pro transformaci ze statorových souřadnic do souřadnic d-q, rotujících vzhledem ke statoru synchronní rychlostí. Model asynchronního motoru pro výpočet skluzového úhlu vychází z popisu stroje v d-q souřadnicích.

Model rotoru asynchronního motoru v d-q souřadnicích je dán soustavou rovnic:

$$\begin{aligned} \frac{d\Psi_{q2}}{dt} + R_R i_{q2} + (\omega_s - \omega) \Psi_{d2} &= 0 \\ \frac{d\Psi_{d2}}{dt} + R_R i_{d2} - (\omega_s - \omega) \Psi_{q2} &= 0 \\ \Psi_{q2} &= L_R i_{q2} + L_m i_{q1} \\ \Psi_{d2} &= L_R i_{d2} + L_m i_{d1} \end{aligned} \quad 7.6-21$$

Pro vektorové řízení musí platit $\Psi_{q2} = 0$, $\frac{d\Psi_{q2}}{dt} = 0$; pak je model stroje pro výpočet skluzového úhlu

$$\begin{aligned} \Theta_{sl} &= \int \omega_{sl} dt = \int \left[\frac{L_m}{\Psi_{d2}} \left(\frac{L_R}{R_R} \right) i_{q1} \right] dt \\ M &= \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_R} i_{q1} \Psi_{d2} \end{aligned} \quad 7.6-22$$

Nepřímé vektorové řízení tedy vyžaduje snímač polohy na motoru, který však je současně využíván pro otáčkovou zpětnou vazbu při regulaci otáček, případně i pro polohovou zpětnou vazbu při použití pohonu jako polohového servomechanismu, jak je naznačeno na obr. 7-22. V tomto případě se neuvažuje s odbuzováním motoru, což zjednoduší regulační strukturu.

Regulátor rychlosti F_ω je zpravidla typu PI (tj. astatický, s nulovou chybou v ustáleném stavu), regulátor polohy F_Θ je typu P pro sledovací servomechanismy, pro nastavovací časově optimální servomechanismy je polohový regulátor nelineární s odmocninovou charakteristikou.

Řízení satorového toku vychází z napěťové rovnice satoru

$$\mathbf{u}_1 = R_S \mathbf{i}_1 + \frac{d\Psi_1}{dt} \quad 7.6-23$$

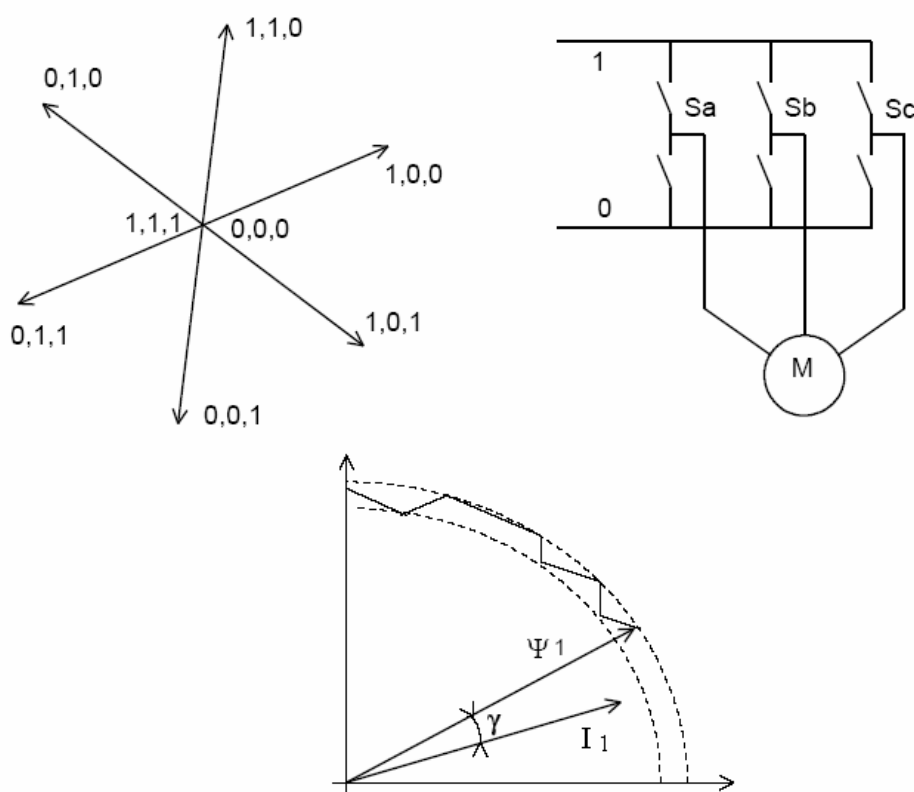
Přírůstek vektoru satorového toku lze při zanedbání satorového odporu vyjádřit změnou vektoru satorového napětí

$$\Delta\Psi_1 = \mathbf{u}_1 \Delta t \quad 7.6-24$$

Řízení momentu vychází z rovnice

$$M = \frac{3}{2} p [\Psi_1 \times \mathbf{i}_1] \quad 7.6-25$$

Přepínání vektoru satorového napětí je dáno prostorovou vektorovou pulsní šířkovou modulací, viz odst. 7.6.2 a obr. 7-24. Satorový tok je úměrný modulu $|\Psi_1|$, moment je dán rovnicí 7.6-25 a závisí tedy i na úhlu γ .



Obr. 7-24 Princip přímého řízení momentu

7.7 Kontrolní otázky ke kap. 7

1. Jak vzniká točivý moment asynchronního motoru?
2. Nakreslete momentovou charakteristiku asynchronního motoru a vyznačte motorickou oblast, generátorickou oblast a oblast protisměrného brzdění.
3. Proč je skluzová regulace otáček asynchronního motoru energeticky nevýhodná?
4. Porovnejte napěťový a proudový měnič frekvence z hlediska zapojení, použitých polovodičových prvků a polarit napětí a proudů ve stejnosměrném meziobvodu.
5. Vysvětlete fyzikální princip vektorového řízení asynchronního motoru porovnáním se stejnosměrným motorem s cizím buzením.

8 Pohony se synchronními motory

Pohony se synchronními motory s permanentními magnety na rotoru jsou v současnosti nejpožívanějšími motory pro polohové servomechanismy. Kapitola 8 pojednává nejprve o konstrukčním provedení synchronních motorů dále je odvozen matematický model synchronního motoru a je uvedeno kompletní schéma pohonu se synchronním motorem a vektorovým řízením. V závěru jsou porovnány pohony se synchronním motorem s pohony s elektronicky komutovaným motorem.

8.1 Synchronní motor buzený permanentními magnety na rotoru

Synchronní motor je elektrický stroj, jehož rotor se otáčí synchronně s otáčením točivého magnetického pole statoru. Stator je shodný se státorem asynchronního motoru, tj. je lištěný, s drážkami pro uložení statorového vinutí. Vinutí je zpravidla třífázové, rozložené do statorových drážek a podle konstrukce může být dvoupólové nebo vícepólové.

Rotor může být hladký nebo s vyjádřenými póly, které mohou být opatřeny budičím vinutím, napájeným stejnosměrným proudem. Budičím proudem se do rotorového vinutí přivádí buď pomocí kluzných kontaktů (kartáčů a kroužků), nebo bezkontaktně rotačním transformátorem a následným usměrněním diodami na rotoru. Synchronní motory určené k připojení ke střídavé napájecí síti mají na rotoru tzv. tlumicí vinutí, které může sloužit pro asynchronní rozběh motoru.

Pro servopohony se používá synchronních motorů buzených permanentními magnety na rotoru. Konstrukčně se synchronní motor s permanentními magnety na rotoru podobá elektronicky komutovanému motoru. Magnety mohou být umístěny na povrchu rotoru buď jako zapuštěné (v tom případě je méně potlačen vliv tzv. reakce statorového vinutí na tvar pole ve vzduchové mezeře), nebo na povrchu rotoru, což představuje umístění ve vzduchové mezeře (výhodou je potlačení vlivu reakce statorového vinutí vlivem velké vzduchové mezery, neboť permanentní magnety mají prakticky stejnou permeabilitu jako vzduch). Od elektronicky komutovaného motoru se v obou případech liší velikostí pólového krytí: zatímco elektronicky komutovaný motor vyžaduje obdélníkový tvar indukce ve vzduchové mezeře, což je dosahováno pólovým krytím blízkým jedničce, synchronní motor vyžaduje sinusový tvar pole ve vzduchové mezeře, což je přibližně dosahováno dvoutřetinovým pólovým krytím. (Pólové krytí je poměr obvodu pólových nástavců, případně obvodu povrchu permanentních magnetů ve vzduchové mezeře, k celkovému obvodu vzduchové mezery.)

Jiným konstrukčním principem je, podobně jako u elektronicky komutovaných motorů, uložení permanentních magnetů uvnitř rotoru. Tento konstrukční princip se používá zejména při použití feritových magnetů, neboť umožňuje koncentraci magnetického toku do vzduchové mezery. Navíc vhodným tvarem pólových nástavců (tj. proměnnou vzduchovou mezerou) lze snadno dosáhnout sinusového tvaru magnetického pole ve vzduchové mezeře. Nevýhodou je větší vliv reakce statorového vinutí na tvar tohoto pole při zatížení motoru.

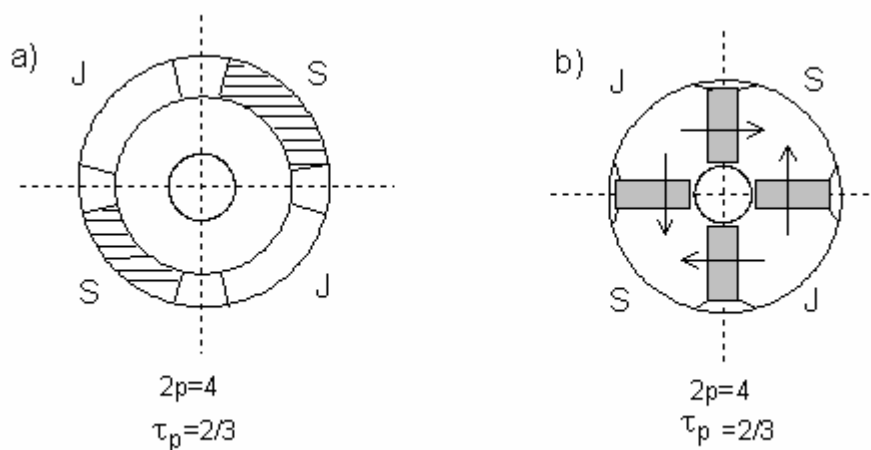
Jako materiálu pro výrobu permanentních magnetů se používá vzácných zemin, jako jsou na př. samarium - kobalt, nebo neodým - železo - bor, případně i tvrdých feritů, které jsou levnější, avšak s horšími magnetickými vlastnostmi.

Synchronní motory buzené permanentními magnety na rotoru, určené pro servopohony, nemají na rotoru žádné tlumicí vinutí, neboť tyto motory pracují stále v synchronním režimu, podmíněném zpětnou vazbou od polohy rotoru.

Výrazným rozlišením synchronních motorů od motorů s elektronickou komutací je použitý princip snímání polohy rotoru pro účely řízení tranzistorového měniče, napájecího statorové vinutí: zatímco elektronicky komutovaný motor vyžadoval pouze diskrétní snímání vždy po 60 el. stupních, synchronní motor potřebuje trvalou informaci o poloze rotoru. Nejpoužívanějším snímačem polohy rotoru je selsyn (resolver).

Dalším konstrukčním prvkem synchronních servomotorů bývá snímač teploty statorového vinutí (termistor) pro ochranu motoru před trvalým přetěžováním a elektromagnetická klidová brzda, jejímž účelem je zabezpečit klidový stav motoru bez napájení, případně i havarijní zabrzdění motoru při poruše regulátoru nebo při výpadku síťového napájecího napětí.

Synchronní servomotory s permanentními magnety na rotoru jsou nejrozšířenějším typem motorů pro polohové servomechanizmy výrobních strojů, robotů a v automatizační technice. Oproti asynchronním motorům jsou menší a lehčí při stejném výkonu, lépe se chladí (na rotoru nevznikají ztráty a není tedy potřeba odvádět teplo z rotoru), ve srovnání s elektronicky komutovanými motory se vyznačují vyšší rovnoměrností chodu bez momentových pulzací. Snímač polohy rotoru lze pochopitelně využít i pro polohovou zpětnou vazbu při polohovém řízení servopohonu.



Obr. 8-1 Konstrukce rotorů s magnety na povrchu (a) a vestavěnými (b)

8.2 Matematický model synchronního motoru s permanentními magnety

Za předpokladu, že stator je napájen třífázovým harmonickým napětím a že všechna tři statorová vinutí jsou symetrická, je matematický model synchronního motoru s permanentními magnety na rotoru ve vektorovém tvaru

$$\mathbf{u}_S = R_S \mathbf{i}_S + \frac{d\Psi_S}{dt}$$

$$\Psi_S = L_S \mathbf{i}_S + \Psi_m e^{j\Theta_R} \quad 8.2-1$$

v nichž je Ψ_m spřažený magnetický tok permanentních magnetů, natočených o úhel Θ_R a L_S je rozptylová indukčnost statorového vinutí.

Po transformaci soustavy do rotorových souřadnic d-q, je model synchronního motoru

$$u_{dS} = R_S i_{dS} + \frac{d\Psi_{dS}}{dt} - \omega_s \Psi_{qS}$$

$$u_{qS} = R_S i_{qS} + \frac{d\Psi_{qS}}{dt} + \omega_s \Psi_{dS}$$

$$\Psi_{dS} = L_S i_{dS} + \Psi_m$$

$$\Psi_{qS} = L_S i_{qS} \quad 8.2-2$$

Elektromagnetický moment synchronního motoru je dán vztahem

$$m = p(\Psi_m i_{qS}) = p\Psi_m |i_S| \sin \delta \quad 8.2-3$$

ve kterém p je počet pólových dvojic synchronního motoru.

Vektorové řízení synchronního motoru je dáno podmínkou $i_{dS} = 0$, za předpokladu, že nechceme motor odbuzovat podélnou složkou statorového proudu i_{dS} . Pak je vektor statorového proudu kolmý na vektor magnetického toku, tj. $\delta = 90^\circ$ a moment motoru je maximální. U motorů buzených permanentními magnety na rotoru je vektor magnetického toku totožný s polohou rotoru.

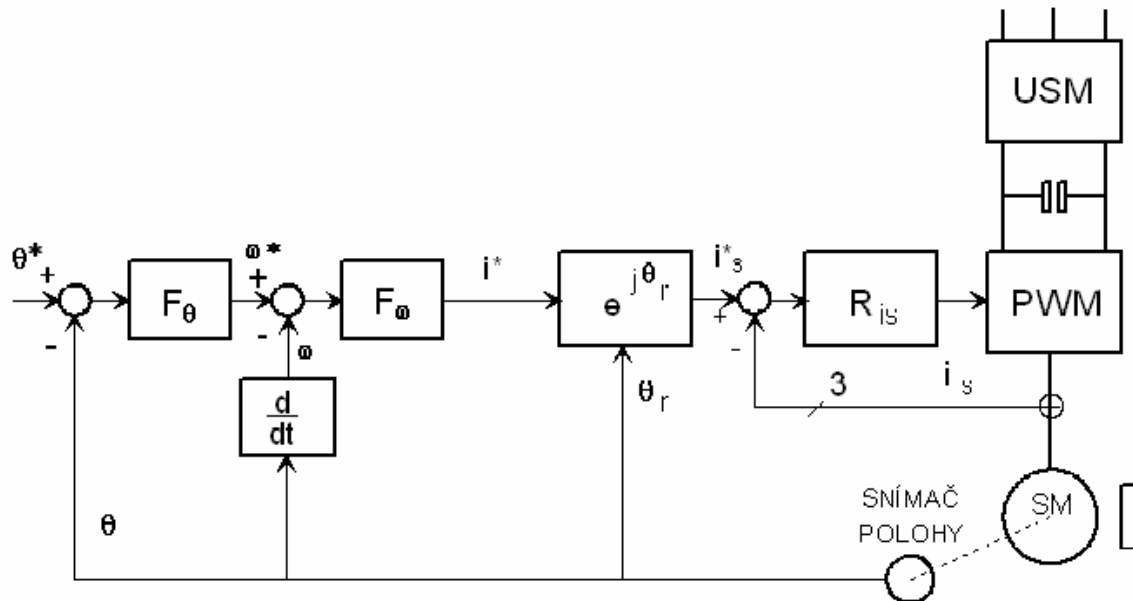
8.3 Servopohon se synchronním motorem

Servopohon se synchronním motorem, buzeným permanentními magnety na rotoru, sestává z motoru, opatřeného snímačem polohy rotoru, jehož statorové třífázové vinutí je napájeno proměnným kmitočtem a napětím z napěťového měniče kmitočtu.

Výkonová část napěťového měniče kmitočtu je shodná s měničem pro napájení elektronicky komutovaného motoru, rozdíl spočívá pouze ve způsobu řízení: zatímco pro elektronicky komutovaný motor má výstupní proud měniče obdélníkový tvar a napájeny jsou v každém okamžiku cyklicky pouze dvě ze tří fází, synchronní motor je napájen třífázovým sinusovým proudem, podobně jako při napájení asynchronního motoru.

Vektorové řízení synchronního motoru s permanentními magnety na rotoru je jednodušší, než vektorové řízení asynchronního motoru, neboť v tomto případě není nutno rekonstruovat polohu magnetického toku, která je shodná s polohou rotoru (u asynchronního motoru je úhlová rychlost rotoru nižší než úhlová rychlost točivého magnetického pole) a stačí tedy měřit polohu rotoru.

Blokové schéma servopohonu se synchronním motorem, buzeným permanentními magnety na rotoru, je na obr. 8-2. Synchronní motor je napájen z tranzistorového měniče kmitočtu se sinusovou pulsní šířkovou modulací výstupního napětí pomocí tří regulátorů statorových proudů R_{iS} .



Obr. 8-2 Servopohon se synchronním motorem

Transformaci z rotorových souřadnic, v nichž i^* je skalární (tj. stejnosměrná) veličina, je realizována v bloku transformace souřadnic, jehož druhým vstupem je úhel natočení rotoru θ_r , podle vztahů

$$\begin{aligned} i_x^* &= i^* \sin(\theta_r - 120^\circ) \\ i_y^* &= i^* \sin \theta_r \\ i_z^* &= i^* \sin(\theta_r + 120^\circ) \end{aligned}$$

8.3-1

Nadřazenou smyčkou proudovým smyčkám je otáčková smyčka s regulátorem otáček typu PI, jehož návrh je shodný s návrhem regulátoru otáček stejnosměrného pohonu, případně pohonu s elektronicky komutovaným motorem. Žádaná hodnota otáček, která je výstupem regulátoru polohy, je srovnávána se skutečnou hodnotou, získanou jako derivací skutečné polohy (v praktické realizaci jde o diferenci za časový interval odměřování).

Při rozhodování, zda pro danou aplikaci použijeme pohon se synchronním motorem, nebo pohon s elektronicky komutovaným motorem, můžeme vycházet z porovnání obou typů servopohonů podle následující tabulky:

SYNCHRONNÍ MOTOR

napájení 3 fázovým sinusovým proudem

tři regulátory proudu

spojité odměřování polohy rotoru
plynulé řízení

bez momentových pulzací

lepší rovnoměrnost otáčení

dražší

ELEKTRONICKY KOMUTOVANÝ MOTOR

napájení 2 fázovým obdélníkovým proudem

jeden regulátor proudu

diskrétní odměřování polohy rotoru (po 60°)
nespojité řízení - elektronická komutace

momentové pulzace při malých rychlostech

horší rovnoměrnost otáčení

levnější

8.4 Kontrolní otázky ke kap. 8

1. V čem se liší synchronní motor s permanentními magnety na rotoru od elektronicky komutovaného motoru?
2. Vysvětlete princip vektorového řízení servopohonu se synchronním motorem.
3. Jakým napětím se napájí vinutí synchronního motoru a jaký proud teče jednotlivými fázovými vinutími?
4. Vyjmenujte některé aplikace servopohonů se synchronními motory s permanentními magnety v praxi.

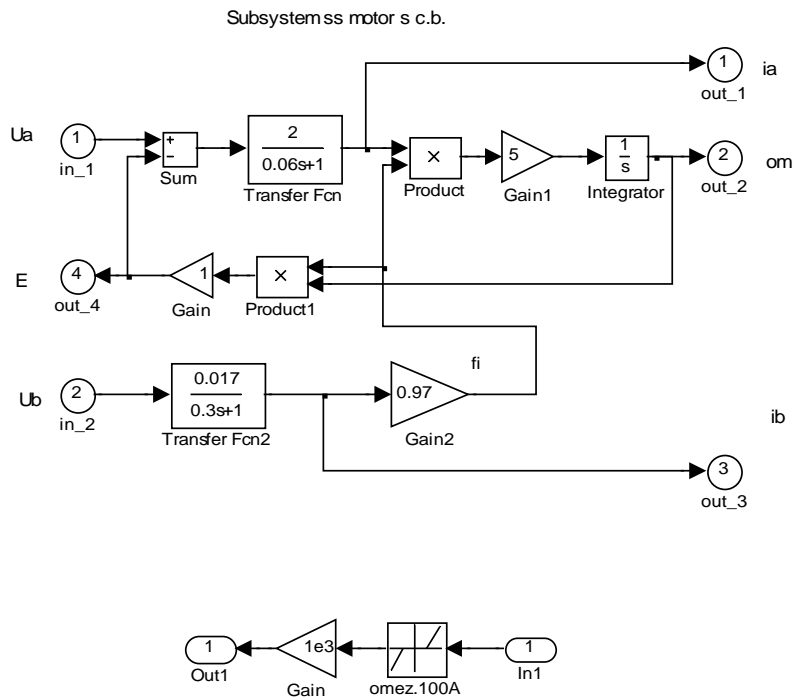
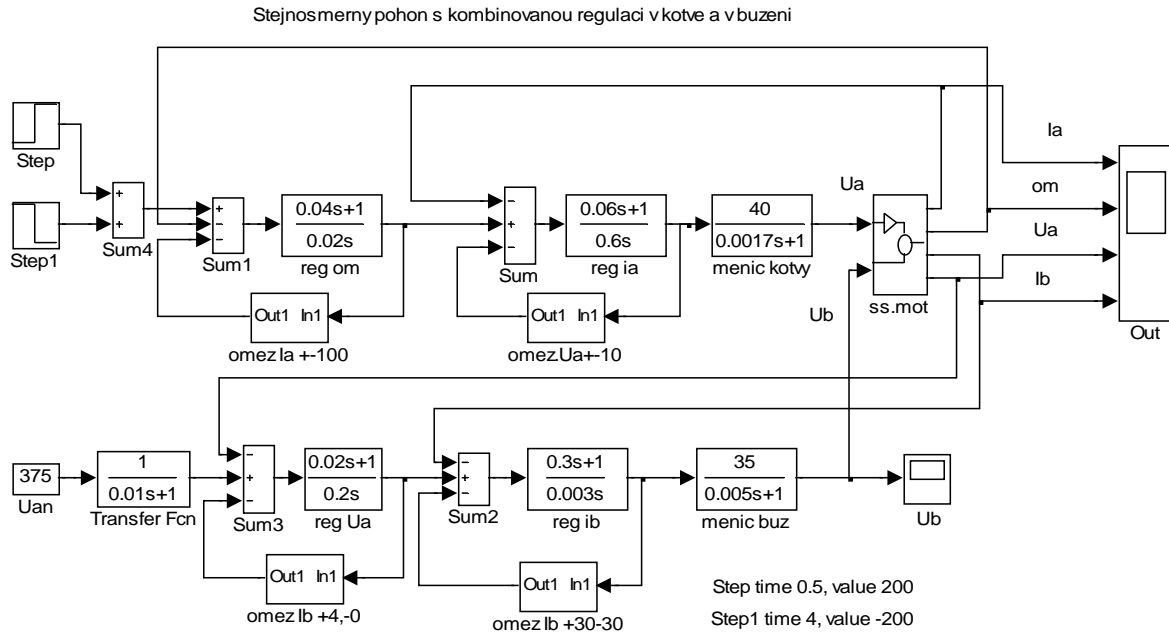
9 Dodatky

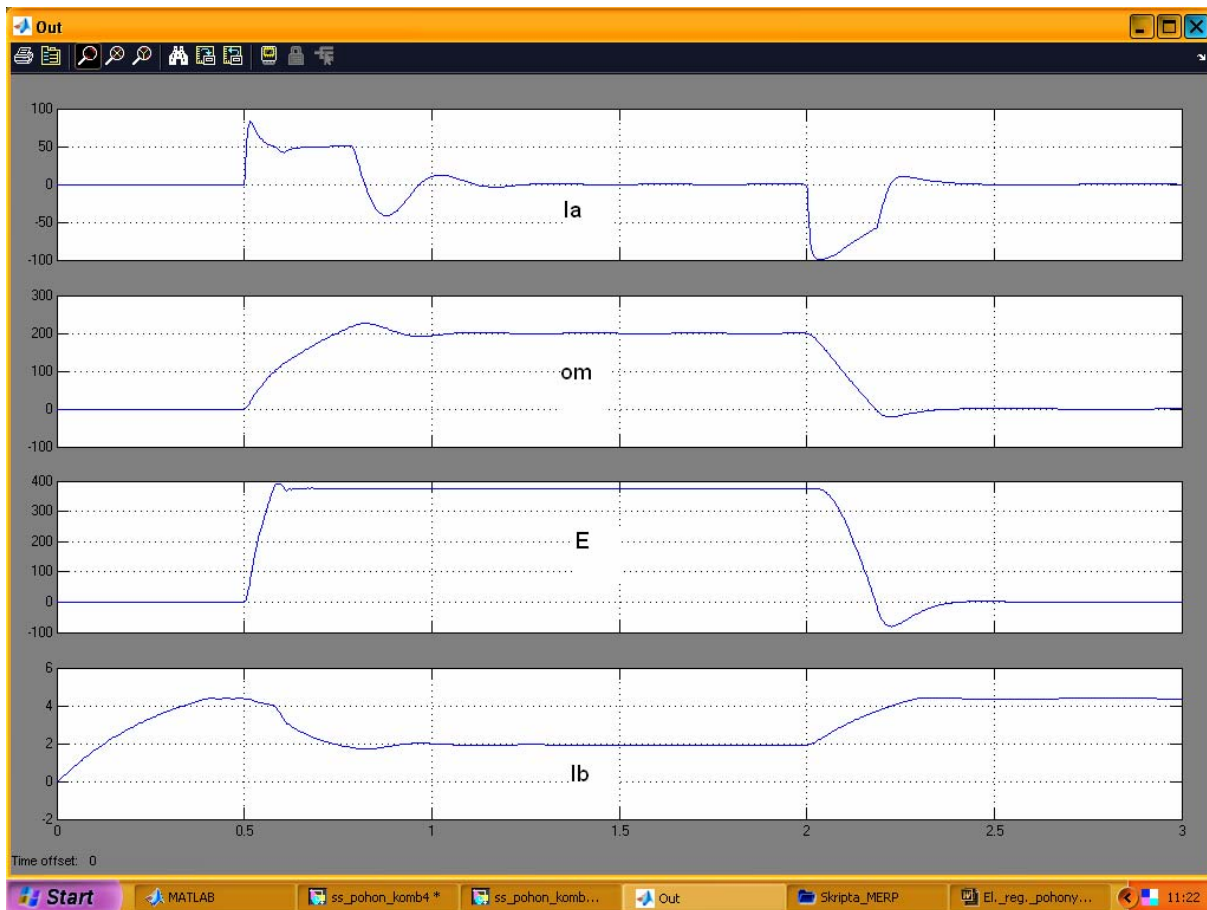
9.1 Výsledky vstupního testu

1. Z fyzikálního hlediska obsahuje dvě energie: kinetickou a energii magnetického pole. Matematicky je popsán lineární diferenciální rovnicí 2. řádu.
2. 5,23 J, v prvních dvou případech se přemění v teplo, ve třetím v el. energii.
3. 490 Nm, 981 W, 2 s⁻¹ (19,1 ot/min).
4. Řídicí signál (žádanou hodnotu rychlosti) je sinusový se zvyšující se frekvencí. Měříme amplitudu a fázové zpoždění výstupního signálu, tj. skutečné rychlosti snímané tachodynamem. Frekvenční charakteristika je závislost amplitudy a fáze výstupního signálu na frekvenci řídicího signálu. Pásmo frekvenční propustnosti je frekvence, při níž poklesne amplituda výstupního signálu o 3 dB.
5. Čtyřkvadrantové zapojení umožňuje chod motoru oběma směry točení, při čemž v obou směrech může motor pracovat jak v motorickém režimu, tak v režimu generátorickém. Jednotlivé kvadranty v rovině XY (X=otáčky, Y=moment) určují směr točení a znaménko momentu.
6. Zatěžovací charakteristika motoru s cizím buzením je lineární, s malým poklesem otáček při zatížení (tvrdá charakteristika), motor seriový má hyperbolickou závislost otáček na momentu (měkká charakteristika). Znaménko momentu u motoru s cizím buzením lze změnit buď změnou polaritu napětí kotvy nebo změnou polaritu budicího napětí. U sériového motoru je nutné přepojit sériové vinutí.
7. Z důvodu udržení konstantního magnetického toku v motoru.
8. Při generátorickém brzdění je $s < 0$, při protisměrném brzdění je $s > 1$.
9. Zapalovací úhly jsou $90^0 < \alpha < 180^0$, výstupní napětí je záporné, směr proudu je stejný jako v usměrňovačovém režimu, energie se vrací ze zátěže zpět do sítě.
10. Z důvodu minimálních ztrát, střední hodnota se mění pulsní šířkovou modulací (PWM).

Seznam příloh

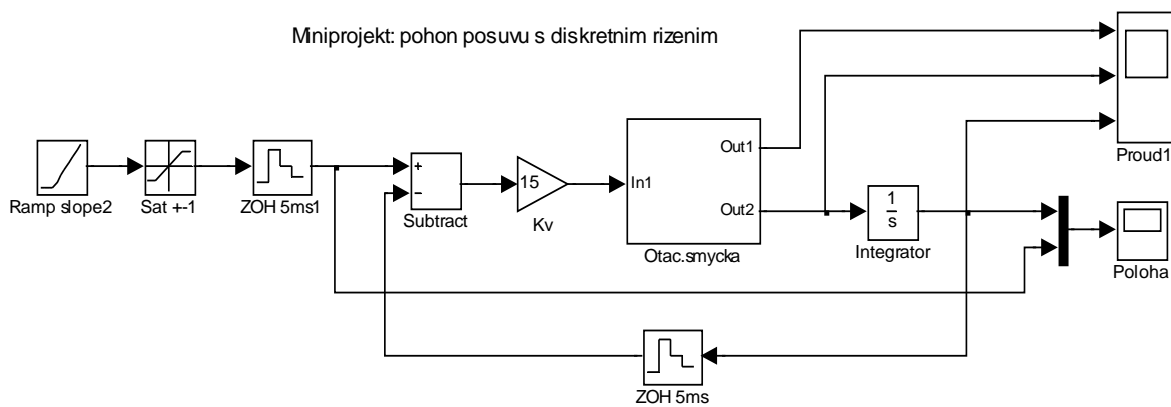
Příloha 1 Simulace stejnosměrného pohonu s kombinovanou regulací v kotvě a v buzení

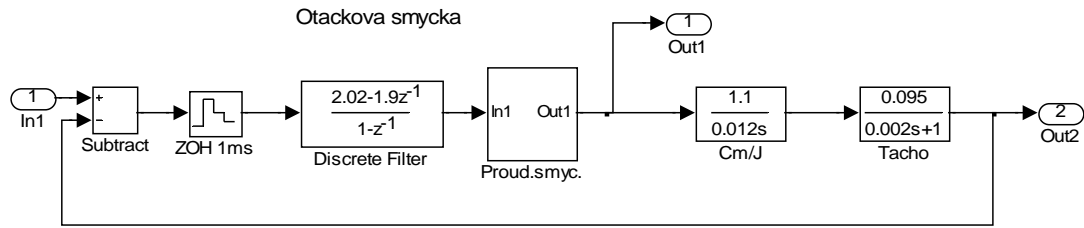




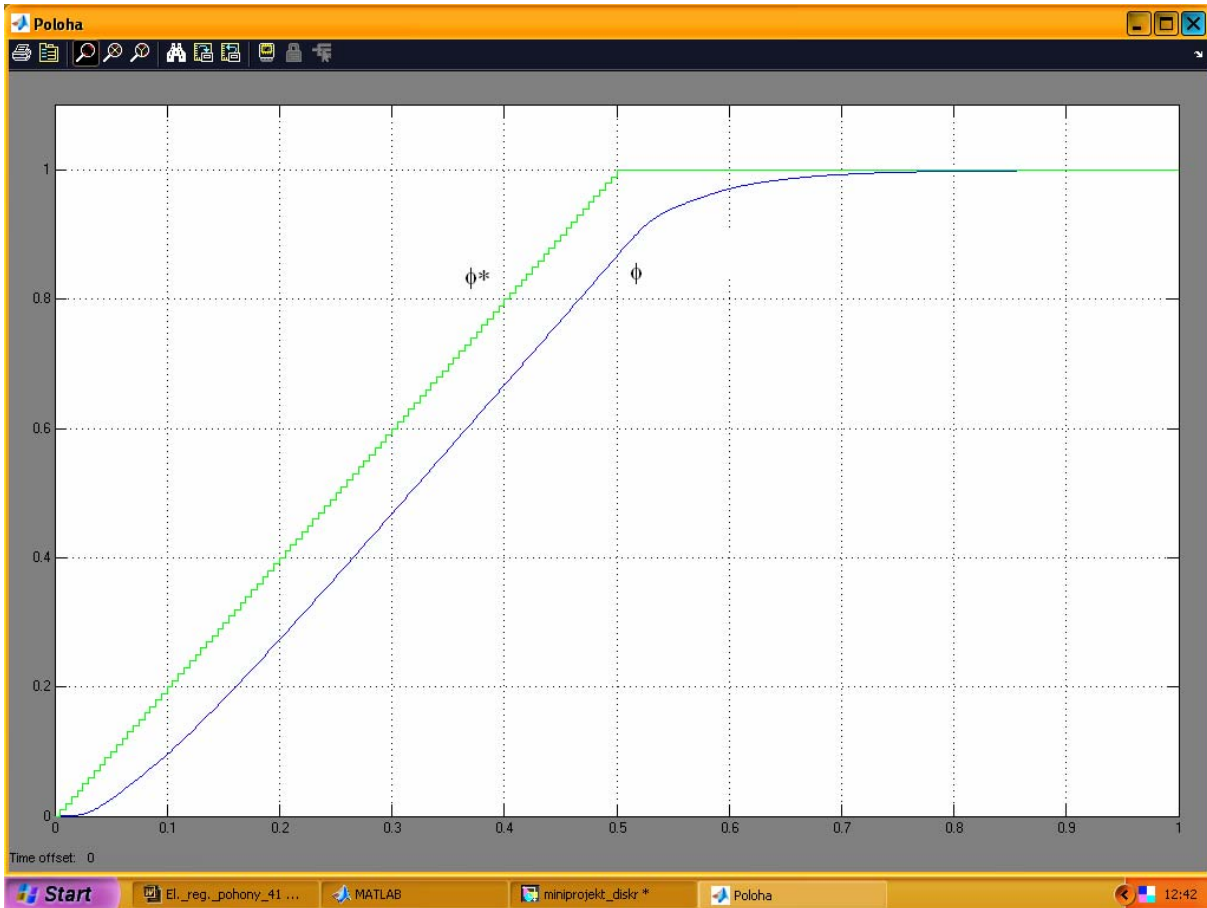
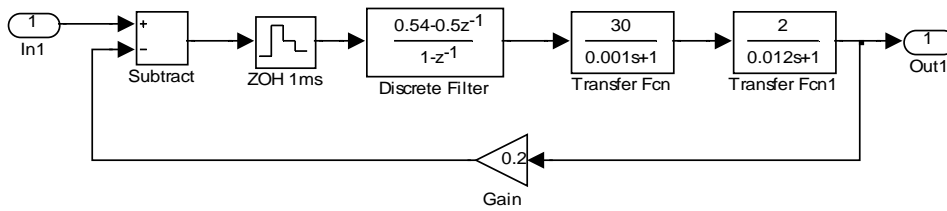
Příloha 2 Polohové servo se stejnosměrným motorem a diskretními regulátory

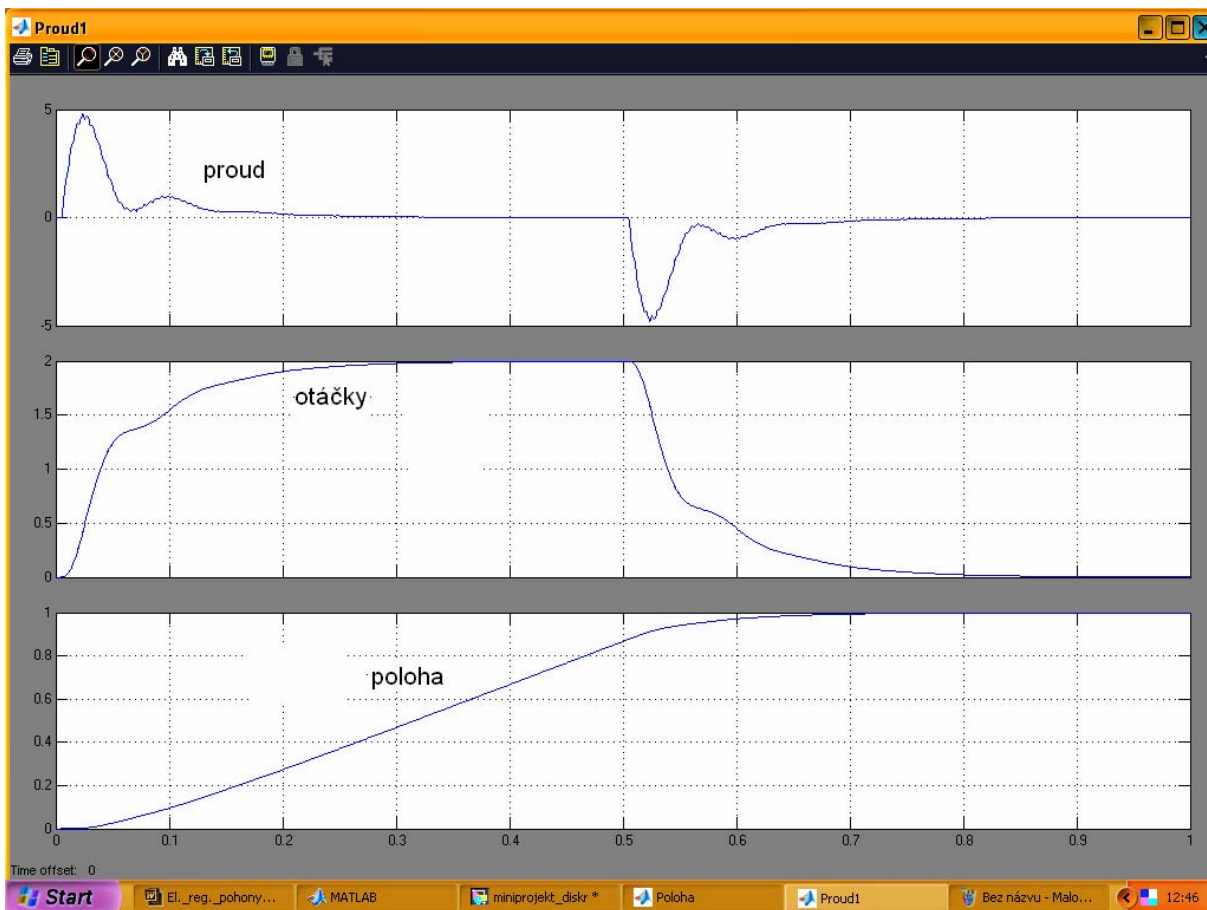
Simulace polohové odchylky při najíždění na polohu konstantní rychlostí.



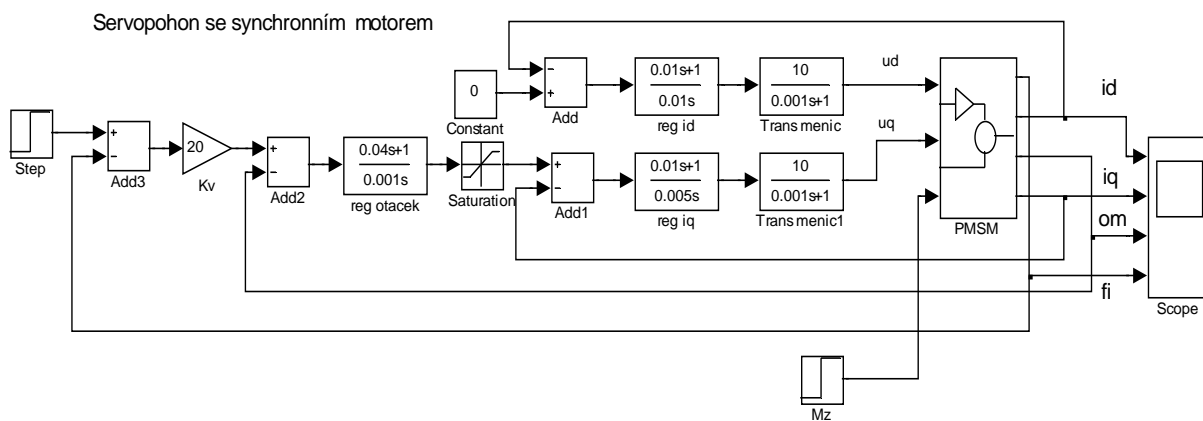


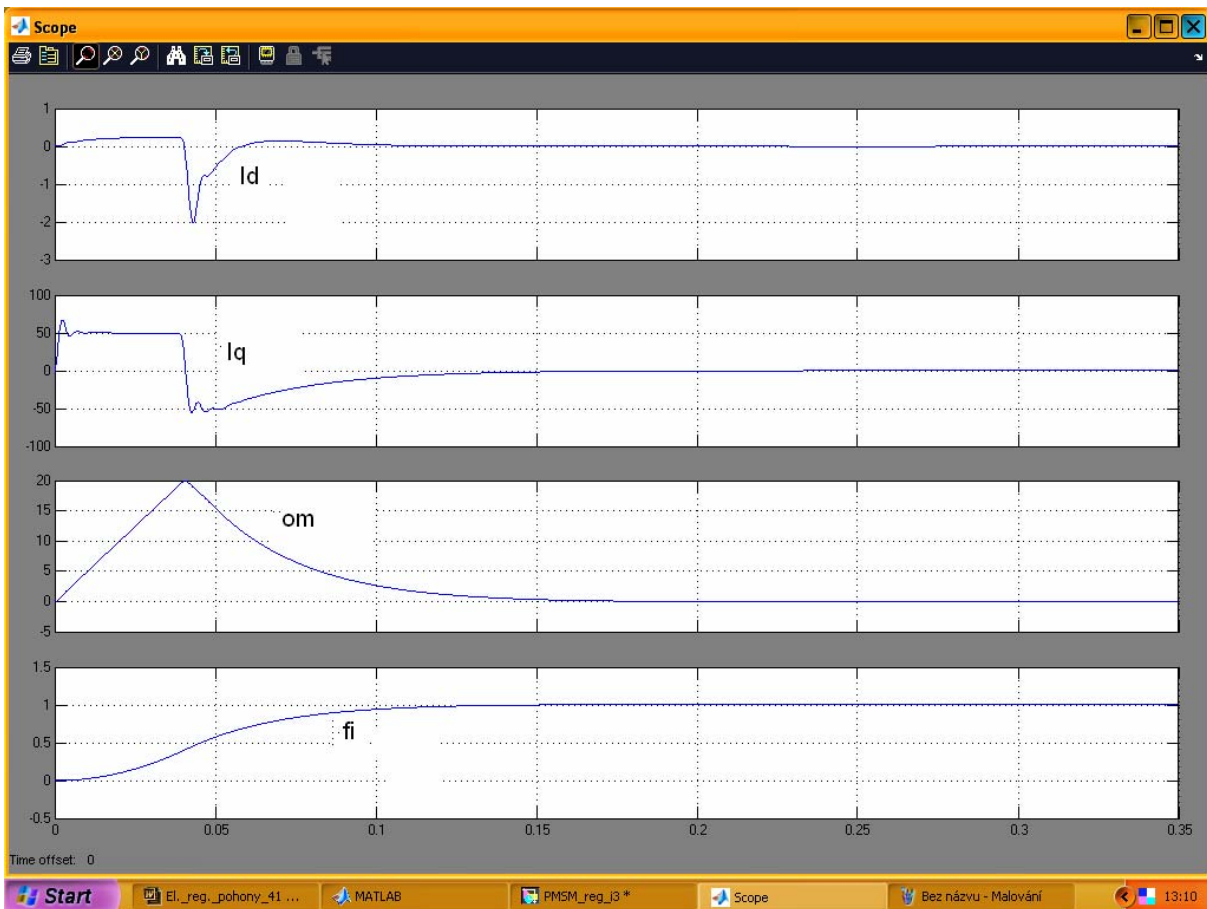
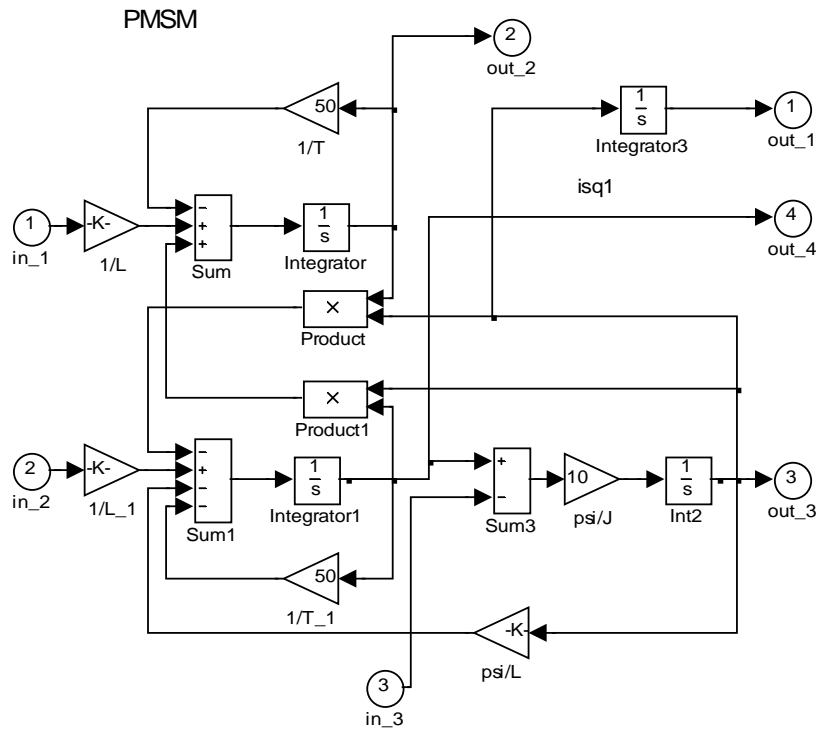
Proudova smyčka





Příloha 3 Servopohon se synchronním motorem s permanentními magnety na rotoru





Seznam použité literatury

- [2] ČAHA, Z., ČERNÝ, M.: Elektrické pohony, SNTL Praha, 1990
- [3] KULE, L. A. J.: Technika elektrických pohonů, Technický průvodce sv. 50, SNTL Praha, 1983
- [4] POLIAK, F., FEDÁK, V., ZBORAY, L.: Elektrické pohony, Alfa Bratislava, 1987
- [5] SKALICKÝ, J.: Elektrické servopohony, skriptum VUT FEKT, 1999
- [6] KÜMMEL, F.: Elektrické pohony, úlohy a riešenia, Alfa Bratislava, 1989
- [7] ČERNÝ, M.: Elektrické pohony, skripta VUT FE Brno, 1986
- [8] PAVELKA, J. A. J.: Elektrické pohony, skripta ČVUT Praha, FEL, 1996
- [9] ŠUBRT, J.: Elektrické regulační pohony, skripta VUT Brno, FE, 1987
- [10] LEONHARD, W.: Control of Electrical Drives, Springer, Berlin, 1996
- [11] SCHRÖDER, D.: Elektrische Antriebe 1, Grundlagen, Springer Berlin, 1994
- [12] AGRAWAL, JAI P.: Power electronic systems: theory and design, N.J., Prentice Hall, 2001, 562 p.
- [13] BOSE, BIMAL K.: Power Electronics and Variable Frequency Drives, IEEE Press, 1996, 576 p.
- [14] BOSE, BIMAL K.: Modern power electronics and AC drives, NJ, Prentice Hall, 2002, 711 p.
- [15] MOHAN, NED, UNDELAND TORE M., ROBBINS WILLIAM P.: Power Electronics: Converters, Applications and Design, 2nd edition, Wiley, 1995. 802.
- [16] SEN, P. C., PARESH CHANDRA: Principles of Electric Machines and Power Electronics, 2nd ed., New York: John Wiley & Sons, 1997, 615 p.