

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA STROJNÍHO INŽENÝRSTVÍ
ÚSTAV MECHANIKY TĚLES, MECHATRONIKY A
BIOMECHANIKY

FACULTY OF MECHANICAL ENGINEERING
INSTITUTE OF SOLID MECHANICS, MECHATRONICS AND BIOMECHANICS

ŘÍZENÍ TROJFÁZOVÉHO ASYNCHRONNÍHO MOTORU

CONTROL OF THREE-PHASE ASYNCHRONOUS MOTOR

DIPLOMOVÁ PRÁCE
MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE
AUTHOR

Bc. JAN NEKVAPIL

VEDOUCÍ PRÁCE
SUPERVISOR

Ing. Bohumil Klíma, Ph.D.

BRNO 2009

Anotace

Tato práce pojednává o návrhu a implementaci algoritmu řízení asynchronního motoru pomocí procesoru DSP56F807 od výrobce Freescale. Je zde řešen komplexní návrh, jak aplikovatelného algoritmu řízení, tak i vhodného propojení s procesorem a vnějšími komponenty. Nedílnou součástí je i nalezení vhodných výkonových prvků polovodičového měniče a vhodné snímače.

Annotation

This theses concern proposal and implementation asynchronous motor control algorithm in the processor DSP56F807 from the manufacturer Freescale. The complex design of applicable control algorithm and suitable interconnection with processor and outer component is solved in this work. Integral part is also choosing of suitable power elements of inverter and sensors.

Klíčová slova: řízení ASM, vektorové řízení, DSP56800, modulace prostorového vektoru

Keywords: AC motor control, vector control, DSP56800, Space Vektor Modulation

Čestné prohlášení o původnosti práce

Prohlašuji, že tato práce není plagiátem jiné práce. Tuto práci jsem vypracoval samostatně na základě rad a doporučení mého vedoucího diplomové práce. Všechny použité zdroje a popřípadě citace jsou řádně uvedeny, jak je zvykem.

V Brně dne

.....

Jan Nekvapil

Poděkování

Chtěl bych poděkovat Ing. Bohumilovi Klímovi, Ph.D., za jeho odborné vedení, podnětné připomínky, pevné nervy při konzultacích mé diplomové práce a za pomoc při orientaci v dané problematice. Děkuji také všem těm, kteří mně jakýmkoliv způsobem pomohli se psaní této práce.

Obsah

1	Zadání problému	3
1.1	Úvod	3
1.2	Cíl práce	4
2	Asynchronní motor	5
2.1	Princip činnosti ASM	6
2.2	Matematický model ASM	8
2.3	Vektorové(komplexní) vyjádření ASM modelu	9
2.4	Synchronně rotující systém $-\alpha\beta$	12
2.5	Stacionární systém $-dq$	13
2.6	Náhradní model (schéma) ASM	14
3	Struktura měniče střídavých pohonů	15
3.1	Digitální řízení střídače	16
3.2	Napětí ve střídači	18
3.3	Modulace prostorového vektoru (SVM – Space Vektor Modulation)	19
3.4	Výběr výkonové části pohonu	21
3.5	Usměrňovač měniče	23
3.6	Stejnoseměrný meziobvod měniče	24
4	Řízení ASM	26
4.1	Skalární řízení	26
4.2	Vektorové řízení	28
4.3	Řídicí systém a regulace	32
5	Senzory	34
5.1	Snímač napětí	34
5.2	Snímač proudu	35
5.3	Snímač otáček	36
5.4	Úprava měřítka fyzického signálu	37
6	Procesor DSP56800 a jeho architektura	39
6.1	Funkční jednotka ALU (Arithmetic logic unit)	39
6.2	Funkční jednotka AGU (Address generate unit)	40
6.3	Funkční jednotka Program Control a nastavení přerušení	41
6.4	Univerzální porty GPIO	41
6.5	Hardwarový generátor PWM	42
6.6	A/D převodník	42
6.7	Timer (časovač/čítač)	43
6.8	Dekodér inkrementálního čidla	43
7	Návrh měříték v aplikačním algoritmu	44
7.1	Poměrné jednotky (per-unit)	44
7.2	Aritmetika s desetinnou čárkou	45
7.3	Určení rozsahu proudu	45
7.4	Určení napětíového rozsahu	46
7.5	Určení rozsahu otáček	46
7.6	Určení rozsahu magnetického toku	47
7.7	Časté úpravy měříték v rovnicích (úprava konstant)	47

7.8	Úprava měřítka konstant v rovnici rotorového toku	49
8	Normalizování konstant v desetinné aritmetice	50
9	PI regulátor.....	51
10	Problematika návrhu algoritmu	52
10.1	Řešení rutin	54
10.2	Řešení bloku rotorového toku.....	55
10.3	Řešení bloku natočení os systému.....	56
10.4	Řešení algoritmu SVM.....	56
10.5	Návrh měření inkrementálního čidla.....	56
10.6	Návrh měření A/D převodníku	60
11	Závěr.....	61
11.1	Výsledky.....	62
12	Seznam použité literatury	65
13	Seznam použitých symbolů	67
14	Příloha.....	70

1 Zadání problému

V celé řadě technických oblastí se využívají pro pohon asynchronní stroje. Z důvodu jejich spolehlivosti, konstrukční jednoduchosti a ceny. Problémem asynchronních motorů je jejich nelineární matematický model a s tím související netriviální metody řízení. Cílem je vytvořit model motoru v MATLAB/SIMULINK a následně aplikovat a simulovat metodu vektorově orientovaného řízení. Předpokládá se návrh řízení v MATLAB se zohledněním implementace algoritmu do konkrétního mikroprocesoru včetně aritmetiky s pevnou řádovou čárkou. Za tímto účelem je nutné provést rovněž výběr komponent výkonového měniče – výkonových polovodičových prvků, snímačů a jejich připojení k mikroprocesoru.

1.1 Úvod

Nejčastěji používané elektrické motory řádově pro výkony jednotek až desítek kW jsou třífázové asynchronní motory. Používají se pro výtahy, ventilátory, čerpadla, jeřáby apod.

Asynchronní motory jsou nejčastěji s kotvou na krátko (klecovým rotorovým vinutím), méně časté jsou pak kroužkové asynchronní stroje typu kroužkového (s vinutým rotorem) a nebo s klecovým rotorovým vinutím.

Oproti ostatním elektrickým motorům jsou výrobně velice jednoduché a tím pádem cenově výhodné. Také mají vysokou provozní spolehlivost s nízkými požadavky na údržbu. Dříve se používalo řízení pomocí změny napájecího napětí statoru, přepínáním počtu pólů a přepínáním hvězda-trojúhelník. Dnes se s výhodou využívá polovodičových měničů a motor se řídí změnou frekvence. Progresivní vývoj frekvenčních měničů v posledních letech umožnil využití asynchronních strojů tam, kde dříve dominovaly stejnosměrné stroje.

Asynchronní motor napájený z frekvenčního měniče je možné řídit v širokém rozsahu rychlosti od nuly až na několiknásobek jmenovitých otáček při sníženém momentu. Omezujícím faktorem je pak samotná konstrukce motoru a odstředivé síly v rotujících částech. V měničích bývají implementovány nejčastěji dva typy řídicích algoritmů: tzv. skalární řízení nebo vektorově orientované řízení. Skalární řízení je používané pro aplikace méně náročné na dynamiku (pohony ventilátorů, čerpadel apod.). Vektorově orientované řízení je pak používané v aplikacích s vysokými nároky na dynamiku pohonu především v automatizovaných výrobních procesech. Typ zvoleného řízení má vliv na rychlostní změny otáček čili dynamiku motoru. Dynamiku motoru ovlivňuje také omezení max. proudu měniče. Pokud potřebujeme z důvodu omezení poháněného mechanismu regulovat nárůst otáček el. motoru, můžeme nárůst otáček přesně specifikovat a nebo můžeme udržovat mechanismus v konstantních otáčkách bez ohledu na zatížení pohonu, až do úrovně proudového omezení.

Frekvenční měnič může zároveň sloužit jako diagnostický „prvek“, protože měří proud vinutím motoru a výkon dodávaný z nebo vrácený do napájecí sítě. Pokud měnič a/nebo motor obsahuje teplotní snímač, lze vyhodnotit přehřátí motoru nebo měniče a omezit příkon do motoru nebo ho při kritické teplotě vypnout.

Pro řízení elektrických pohonů je nabízena široká řada mikroprocesorů na různých platformách a s různým výpočetním výkonem. Od obecných mikroprocesorů se liší především vybavením periferními obvody: sofistikovanými generátory PWM pro spolehlivé řízení tranzistorových měničů, A/D převodníky na čipu mikroprocesoru, speciálními čítači pro zpracování signálů z inkrementálních polohových čidel.

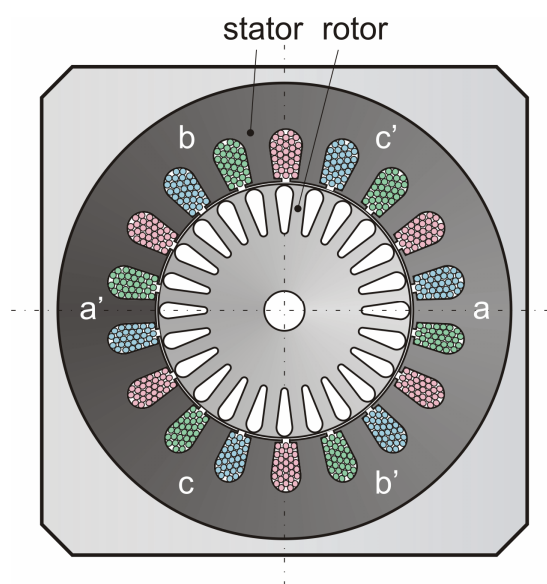
Z hlediska výpočetního výkonu se do oblasti elektrických pohonů rozšířily 16bitové mikroprocesory s pevnou řádovou čárkou s možností použití tzv. zlomkové aritmetiky. V současnosti se do řady aplikací prosazují také 32 bitové mikroprocesory jak s pevnou tak s plovoucí řádovou čárkou. Mezi nejznámější výrobce patří: Freescale, Texas Instruments, Analog Devices, Microchip, atd.

1.2 Cíl práce

Cílem práce je seznámit se se základními algoritmy řízení asynchronních motorů a jejich implementací v mikroprocesorech. Pro diplomovou práci bylo zvoleno vektorově orientované řízení. Zvolenou metodu řízení navrhne pro implementaci do mikroprocesoru s jádrem 56800 od firmy Freescale.

2 Asynchronní motor

Asynchronní motory jsou vůbec nejpoužívanější elektrické stroje pro pohony různých průmyslových strojů, vzhledem ke své jednoduchosti a díky tomu cenové dostupnosti. Hlavními konstrukčními částmi každého elektrického stroje jsou stator a rotor. Stator (pevná část) je často tvořena odlitkem s válcovou dutinou a uzavřen z obou stran ložiskovými štíty. Na statorové konstrukci jsou obvykle umístěny svorkovnice pro trojfázové připojení sítě, na které jsou vyvedeny konce statorových vinutí. Vinutí jednotlivých fází jsou prostorově pootočená o 120° . Statorové vinutí je uloženo v drážkách složených plechů a plechy jsou uvnitř statorové konstrukce. Rotor je tvořen hřídelí s ložisky, která jsou uložena v ložiskových štítech. Mezi ložisky rotoru je uloženo vinutí v drážkách rotorového svazku složeného z plechů. Mezi statorem a rotorem je vzduchová mezera. Viz řez motoru Obr. 1. Typ konstrukčního uložení vinutí na rotoru nám rozděluje ASM na dva typy. U jednoho typu jsou vinutí rotoru uložena v obdobných drážkách ze slisovaných plechů (stejně jako u statoru) a s vyvedeným třífázovým vinutím na sběrné kroužky rotoru. Tento typ se nazývá asynchronní stroj s kroužkovou (vinutou) kotvou. Častějším typem bývá asynchronní stroj s kotvou nakrátko (klecový). Vinutí rotoru je tvořeno nejčastěji hliníkovými nebo měďnými tyčemi uloženými v drážkách rotorových plechů. Tyto tyče jsou spojeny z obou stran tzv. kruhy na krátko. Vytvoří nám uzavřené vinutí neboli uzavřenou klec. V obou dvou případech jsou jednotlivá rotorová vinutí pootočená o 120° . Na rotoru zpravidla bývá uložen ventilátor pro chlazení motoru. Dnes se vyrábějí tyto motory s lepší izolací vodičů vinutí, protože se předpokládá napájení z frekvenčního měniče. Frekvenční měniče zvyšují náročnost na zatížení vinutí vlivem velmi rychlých spínacích prvků.



Obr. 1 Řez 3polovým asynchronním motorem [14]

2.1 Princip činnosti ASM

Princip činnosti ASM spočívá ve vzájemné interakci točivého magnetického pole statoru a jím vyvolaným indukovaným proudem ve vinutí rotoru, který, pokud je rotorové vinutí uzavřeno, vytváří magnetické pole. ASM motory jsou nejčastěji konstruovány s třífázovým vinutím na statoru a díky pootočeným vinutím jednotlivých fází o 120° vytváří při vhodném sinusovém napájení kruhové točivé magnetické pole. Točivé magnetické pole vzniká superpozicí výsledných toků jednotlivých fází vinutí rotoru a má jeden pól severní a druhý jižní. Vytvořené točivé magnetické pole protíná vinutí rotoru a indukuje v nich napětí. Pokud jsou tato vinutí uzavřena, protéká jimi proud, a tak vytváří magnetické pole ve vinutí rotoru. Vzájemným působením magnetických polí v rotoru a statoru vzniká síla, která působí na vinutí rotoru ve směru otáčení pole statoru.

Tato síla, potažmo proud ve vinutí rotoru vzniká pouze pokud je rozdílná rychlost magnetického pole v statoru a rychlost otáčení rotoru. Točí-li se rotor stejnou rychlostí jako statorové pole, neindukuje se pak proud ve vinutí rotoru a nevzniká tak žádná síla mezi vinutími statoru a rotoru, nevznikne moment.

Rychlost otáčení magnetického pole statoru nazýváme synchronní rychlost. Synchronní rychlost ω_s je závislá na frekvenci napájení f_s ASM motoru a počtu pólových dvojic p_p .

$$\omega_s = \frac{2p \cdot f_s}{p_p} \quad (1)$$

Vlivem zátěžového momentu, ztrát ve vinutí a mechanických ztrát, musí být rotorové otáčky menší než synchronní. Protože tento rozdíl rychlostí magnetického pole synchronního vůči rotorovému poli indukuje pouze takový proud ve vinutí rotoru, aby byl elektromechanický systém v rovnováze. Rozdíl otáček statorového pole vůči rotoru charakterizujeme tzv. skluzem. Může být vyjádřen procentuálně nebo poměrem.

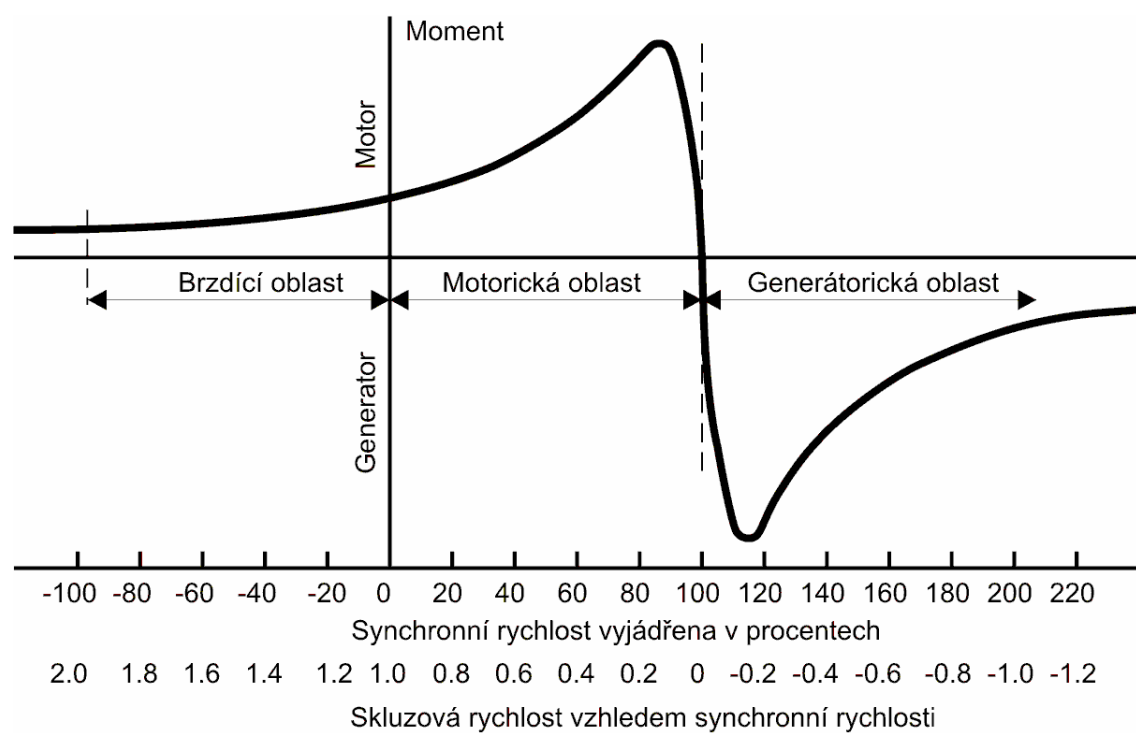
$$s = \frac{\omega_s - \omega_m}{\omega_s} \quad (2)$$

Kde ω_s je statorová rychlost, ω_m je rychlost otáčení rotoru. Pro otáčky ASM motoru je typická momentová charakteristika viz Obr. 2.

Z těchto dvou rovnic můžeme odvodit vztah pro rovnici otáčení rotoru.

$$\omega_m = \omega_s(1 - s) = \frac{2p \cdot f_s}{p_p}(1 - s) \quad (3)$$

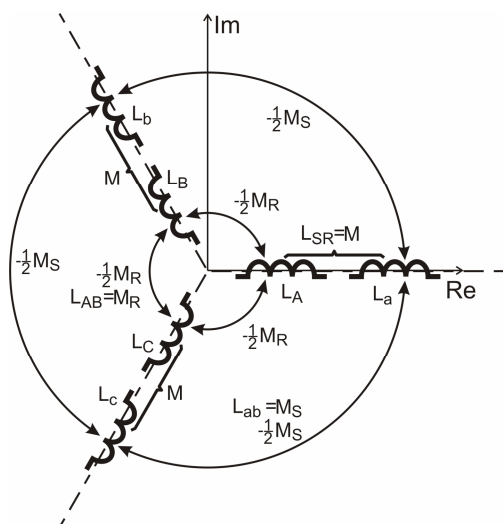
Z této rovnice vyplývá, že můžeme řídit ASM motor změnou počtu pólů, skluzu nebo změnou frekvence napájení. Prvních dvě možností se u ASM využívaly v minulosti, protože byly aplikačně nenáročné. V současné době se pro změnu frekvence napájení používá frekvenčních měničů. Jsou již cenově dostupné a díky výkonným mikrokontrolérům můžeme dosahovat různých vlastností řízení. Více viz lit. [2], [4], [16].



Obr. 2 Závislost momentu na skluzových otáčkách ASM [12]

2.2 Matematický model ASM

Pro modelování elektromagnetických jevů ASM uvažujeme motor s vinutou kotvou a jedním pólpárem, který má souměrně rozložené vinutí na satoru L_{abc} i na rotoru L_{ABC} a pootočená vinutí jednotlivých fází vůči sobě o $2\pi/3$. viz Obr. 3



Obr. 3 Schéma ASM vzájemných indukčností viz [5]

Obecně všechna vinutí v tomto zamýšleném modelu mohou mít vlastní indukčnost rozdílnou, ale v reálných aplikacích s výhodou využíváme symetrie stroje, což nám zjednoduší popisovaný model. Složitější je pak popis vzájemných indukčností mezi satorovými a rotorovými vinutími, protože se s natočením rotoru mění v závislosti na poloze rotoru.

Obecně platí pro běžně používané odvozované ASM modely předpoklad třífázového harmonického napájení, symetrii stroje, zanedbatelných ztrát v železe a lineární magnetizační charakteristiky.

Matematický model může být vyjádřen skalárními rovnicemi, komplexními (vektorovými) rovnicemi a náhradním obvodem.

Pro praktické použití je popis ASM modelu skalárními rovnicemi značně neefektivní. Protože je popsán 6 základními rovnicemi napětí a 3 momentovými rovnicemi. Pokud vycházíme ze skalárního popisu, tak se dá počet rovnic snížit díky symetrii motoru převedením modelu na komplexní vyjádření. Toto vyjádření se v praxi s výhodou využívá a vycházejí z něj některé metody řízení. Předpokládá se stále, že napájení bude třífázové a symetrické.

2.3 Vektorové(komplexní) vyjádření ASM modelu

Model ASM užívaný pro vektorové řízení se získá zavedením prostorového vektoru. Tyto třífázové stroje jsou popsány rovnicemi komplexních vektorů napětí, proudů a spřažených magnetických toků, které nahrazují skalární rovnice těchto veličin pro vinutí jednotlivých fází. Takový model pak popisuje okamžité stavy ASM a také popisuje okamžitý výkon stroje. Pro snadné vyjádření komplexních prostorových vektorů se zavádí komplexní rovina kolmá na osu stroje a osa stroje prochází počátkem. Na ASM se následně můžeme dívat jako na dvoufázový stroj.

Pro přepočet skalárního modelu na vektorový tvar, potažmo komplexní tvar se využívá goniometrických souvislostí vycházející z Eulerových vztahů:

$$\left. \begin{aligned} \cos(j) + j \sin(j) &= e^{jj} \\ \cos(j) &= \frac{1}{2}(e^{jj} + e^{-jj}) \\ \sin(j) &= \frac{1}{j2}(e^{jj} - e^{-jj}) \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

Tyto vztahy nám nahrazují jednotlivé goniometrické funkce a umožní nám vyjádření do komplexních rovnic.

Z Obr. 4 vidíme, že vinutí a napájecí proudy jsou vůči sobě posunuty o úhel $2\pi/3$.

Pro názornost zavedeme jednotkové vektory směrů označené symbolem $\bar{a}$, které pak aplikujeme na jednotlivé proudy a převedou nám je do komplexní roviny (dvouosý kolmý systém).

$$\left. \begin{aligned} \bar{a} &= e^{jj} = e^{j\frac{2p}{3}} = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \bar{a}^2 &= a^{-1} = e^{j\frac{4p}{3}} = e^{-j\frac{2p}{3}} = -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \bar{a}^3 &= e^{j\frac{6p}{3}} = 1 + j0 = 1 \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

Statorovým vinutím protékají proudy v závislosti na napájecí frekvenci f_s s maximální amplitudou I_{Smax} . Jimi vyvolané otáčení magnetického toku je v závislosti na vztahu $\omega_s = 2p \cdot f_s$ a víme, že je zde kosinová závislost na amplitudě. Pokud si zvolíme vinutí fáze a jako referenční, můžeme napsat vztahy pro jednotlivá vinutí statoru ve tvaru:

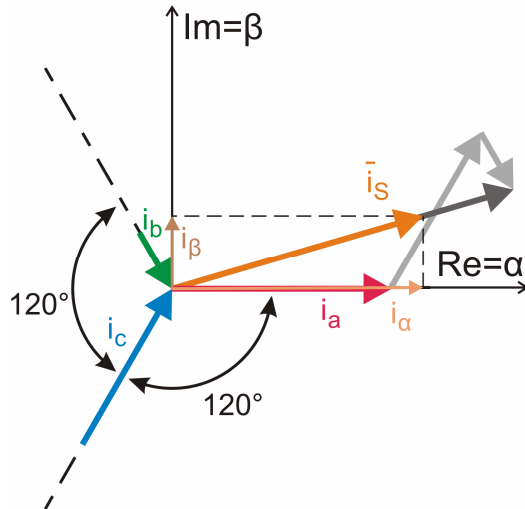
$$\left. \begin{aligned} i_a &= I_{S \max} \cos(w_s t) = \frac{I_{S \max}}{2} (e^{jw_s t} + e^{-jw_s t}) \\ i_b &= I_{S \max} \cos\left(w_s t - \frac{2p}{3}\right) = \frac{I_{S \max}}{2} \left(e^{jw_s t - \frac{2p}{3}} + e^{-jw_s t + \frac{2p}{3}} \right) = \frac{I_{S \max}}{2} (e^{jw_s t} a^2 + e^{-jw_s t} a) \\ i_c &= I_{S \max} \cos\left(w_s t + \frac{2p}{3}\right) = \frac{I_{S \max}}{2} \left(e^{jw_s t + \frac{2p}{3}} + e^{-jw_s t - \frac{2p}{3}} \right) = \frac{I_{S \max}}{2} (e^{jw_s t} a + e^{-jw_s t} a^2) \end{aligned} \right\} (6)$$

Pro působení okamžitých hodnot proudů v jednotlivých fázích vinutí i_a, i_b, i_c , nahradíme výše uvedené vztahy jedním komplexně sdruženým vektorem proudu $\bar{i}_s$ pomocí vzorce viz níže (7). Pro tento vektor je reálná osa souběžná s osou vinutí fáze $\bar{a}$.

$$\bar{i}_s = K_A (i_a + i_b a + i_c a^2) \quad (7)$$

Použijeme-li na úpravu těchto vztahů (4 a 7) tato pravidla: $\bar{a} + \bar{a}^2 = \bar{a}^3 = 1$, $\bar{a} + \bar{a} = \bar{a}^2$, $\bar{a}^2 + \bar{a}^2 = \bar{a}$, $1 + \bar{a} + \bar{a}^2 = 0$, vyplyne nám vztah:

$$\bar{i}_s = \dots = K_A \frac{I_{S \max}}{2} (e^{jw_s t} + 0 + e^{jw_s t} + e^{jw_s t}) = \underline{\underline{\frac{3}{2} K_A I_{S \max} e^{jw_s t}}} \quad (8)$$



Obr. 4 Vektor proudu v komplex. rovině

Konstanta K_A se obvykle volí $2/3$. Potom absolutní hodnota statorového vektoru proudu je shodná se skutečnou amplitudou proudu.

Předpokládáme ASM s vinutími bez vyvedeného uzlu. Pak je součet okamžitých hodnot proudů roven nule $i_a + i_b + i_c = 0$. Toho se využívá pro další zjednodušení stroje a vzniknou nové zjednodušující parametry jako ekvivalentní indukčnost statorových

vinutí $L_s = \left(L_a + \frac{1}{2} M_s \right)$, rotorových $L_r = \left(L_A + \frac{1}{2} M_r \right)$ a ekvivalentní indukčnost mezi statorem a rotorem $L_m = \frac{3}{2} M$.

Obdobně jak u proudů se odvodí i ostatní vektorové rovnice.

Pak rovnice napětí ASM jsou :

$$\left. \begin{aligned} \underline{\underline{\bar{u}_s}} &= R_s \bar{i}_s + \frac{d\bar{y}_s(i, J)}{dt} \Rightarrow \bar{u}_s = R_s \bar{i}_s + \left(L_s \frac{d\bar{i}_s}{dt} + L_m e^{jJ} \frac{d\bar{i}_r}{dt} \right) + j\omega_s L_m e^{jJ} \bar{i}_r \\ \underline{\underline{\bar{u}_r}} &= R_r \bar{i}_r + \frac{d\bar{y}_r(i, J)}{dt} \Rightarrow \bar{u}_r = R_r \bar{i}_r + \left(L_r \frac{d\bar{i}_r}{dt} + L_m e^{-jJ} \frac{d\bar{i}_s}{dt} \right) - j\omega_s L_m e^{-jJ} \bar{i}_s \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

Kde platí pro spřažené magnetické toky vyvolanými proudy:

$$\left. \begin{aligned} \underline{\underline{\bar{y}_s}} &= L_s \bar{i}_s + L_m e^{jJ} \bar{i}_r \\ \underline{\underline{\bar{y}_r}} &= L_r \bar{i}_r + L_m e^{-jJ} \bar{i}_s \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

Pro moment platí vztah:

$$\underline{\underline{M_i}} = -\frac{3}{2} p_p L_m \cdot \text{Im}[\bar{i}_s^* \cdot e^{jJ} \bar{i}_r] \quad (11)$$

Tento matematický model ASM se nejčastěji převádí pomocí transformace souřadnic na synchronně rotující systém $-dq$, Systém svázaný s rotorem $-kl$ a stacionární systém $-a\beta$.

Více viz literatura [5], [16]

2.4 Synchronně rotující systém $-\alpha\beta$

Matematický model ASM je popsán v souřadném systému pevně svázaným se statorem. Souřadnice pro reálnou osu se označuje α a pro imaginární osu β . Využívá se pro převod z rovnic uvedených v odstavci vektorového ASM modelu na tento model tzv. Clarkeovu transformaci :

$$\bar{i}_{ab} = \frac{2}{3} (i_a + i_b a + i_c a^2) \quad (12)$$

Grafické znázornění transformace je na Obr. 5.

Vysvětlení naleznete viz lit. [5],[16].

Rovnice napětí:

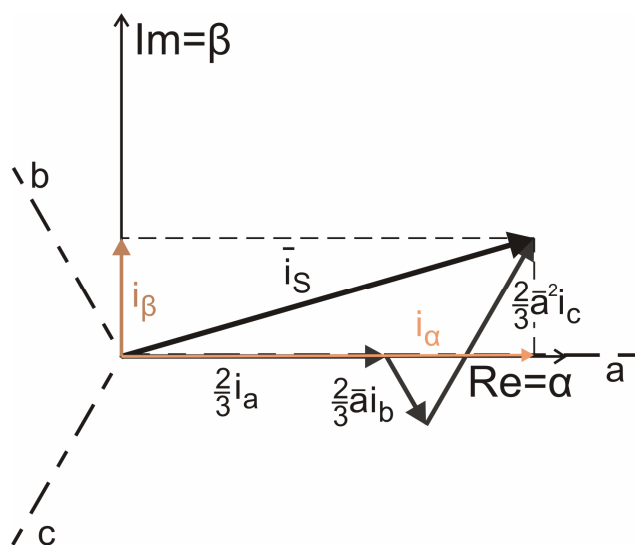
$$\left. \begin{aligned} \bar{u}_s &= R_s \bar{i}_s + \frac{d\bar{y}_s(i)}{dt} \\ \bar{u}_r &= R_r \bar{i}_r + \frac{d\bar{y}_r(i)}{dt} + j\omega_m \bar{y}_r \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

Rovnice sprzęžených magnetických toků:

$$\left. \begin{aligned} \bar{y}_s &= L_s \bar{i}_s + L_m \bar{i}_r \\ \bar{y}_r &= L_r \bar{i}_r + L_m \bar{i}_s \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

Rovnici momentu:

$$M_i = \frac{3}{2} p_p \cdot \text{Im}[\bar{y}_s^* \cdot \bar{i}_s] \quad (15)$$



Obr. 5 Transformace fázových proudů do $\alpha\beta$ systému viz[16]

2.5 Stacionární systém –dq

Motor je popsán v souřadném systému pevně svázaným s točivým magnetickým polem.

Jednou z možností, jak tento model získat je, že vyjdeme z předchozího modelu a aplikujeme na něj rovnici $\bar{i}_{dq} = \bar{i}_{ab} e^{-jJ_s}$.

Grafické znázornění transformace viz Obr. 6.

Použijeme pro úpravu vztahu ASM viz literatura [5],[16] na převod předcházejícího matematického modelu na model označovaný jako synchronně rotujícího systém –dq, pak dostaneme vztahy:

Rovnice napětí:

$$\left. \begin{aligned} \bar{u}_s &= R_s \bar{i}_s + \frac{d\bar{y}_s(i)}{dt} + j\omega_s \bar{y}_s \\ \bar{u}_r &= R_r \bar{i}_r + \frac{d\bar{y}_r(i)}{dt} + j(\omega_s - \omega_m) \bar{y}_r \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

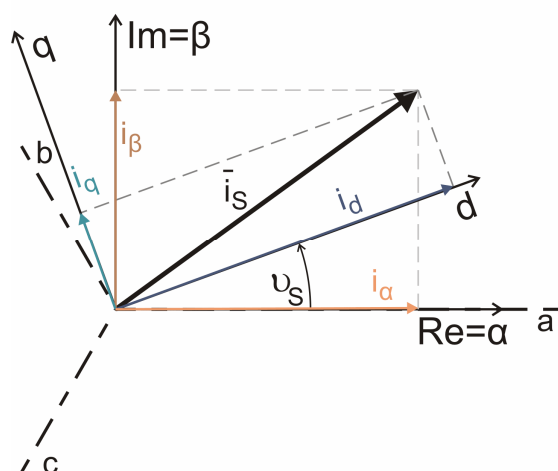
Rovnice spřažených magnetických toků:

$$\left. \begin{aligned} \bar{y}_s &= L_s \bar{i}_s + L_m \bar{i}_r \\ \bar{y}_r &= L_r \bar{i}_r + L_m \bar{i}_s \end{aligned} \right\} \text{ viz stejná rovnice (14)}$$

Rovnici momentu:

$$M_i = \frac{3}{2} p_p \cdot \text{Im}[\bar{y}_s^* \cdot \bar{i}_s] \text{ viz rovnice (15)}$$

Momentová rovnice lze převést na jiný tvar pomocí vztahů uvedené v literatuře [5],[16] a také tyto převedené rovnice jsou zde i uvedeny.



Obr. 6 Transformace proudu v $\alpha\beta$ do dq systému viz[16]

2.6 Náhradní model (schéma) ASM

Z důvodu nelineárních vazeb magnetických toků vznikající mezi fázemi statoru a rotoru je obtížné navrhnout regulátor a obtížné analyzovat dynamický chování ASM. Vektorový model popsany v předcházející kapitole 2.5 diferenciálními rovnicemi nám plnohodnotné nahrazuje skutečnou dynamiku stroje a ustálený stav. V ustáleném stavu pak můžeme vektorový matematický model nahradit náhradním schématem.

Pokud použijeme na rovnice (9 a 11) ASM vztah pro transformaci souřadnic na stacionární systém $\alpha\beta$, pak dostaneme vztah popsany v literatuře [16] jako stacionární systém modelu ASM. Dále předpokládáme, že motor je napájen konstantním harmonickým napájením o frekvenci f_s a předpokládáme ustálený stav stroje s konstantními otáčkami. Potom napěťové diferenciální rovnice jsou lineární a můžeme použít Laplaceovu transformaci ($d/dt = p = j\omega_s$).

Vektor proudu a napětí lze nahradit podle vztahu:

$$\tilde{i}_{sab} = \tilde{I}_s e^{j\omega_s t} = I_{s\max} e^{jj_s} e^{j\omega_s t} \Leftrightarrow (\tilde{I}_s = I_{\max} e^{jj_s}) \quad (17)$$

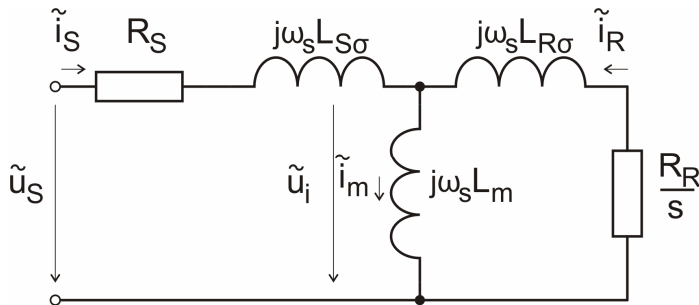
Kde $\tilde{I}_s$ je fázor statorového proudu, $I_{s\max}$ je maximální amplituda a φ_s je fázové posunutí proudu. Náhradní napěťové rovnice pro ustálený stav jsou:

$$\left. \begin{aligned} \tilde{U}_s &= R_s \tilde{I}_s + j\omega_s L_s \tilde{I}_s + j\omega_s L_m \tilde{I}_R \\ 0 &= R_R \tilde{I}_R + j(\omega_s - \omega) L_R \tilde{I}_R + j(\omega_s - \omega) L_m \tilde{I} \end{aligned} \right\}_s \quad (18)$$

Pro přehlednost upravíme tyto rovnice zavedením reaktancí $X_s = \omega_s L_s$, $X_R = \omega_s L_R$, $X_m = \omega_s L_m$ a vynásobíme spodní rovnici vztahem skluzu viz (2). Dále upravíme poslední člen rovnice vztahem pro tzv. magnetizační proud $\tilde{I}_m = \tilde{I}_s + \tilde{I}_R$ a vztahy rozptylových reaktancí $X_{ss} = X_s + X_m$, $X_{Rs} = X_R + X_m$ dosadíme za první člen reaktancí rovnic. Dostaneme vztahy pro náhradní model (schéma) ASM:

$$\left. \begin{aligned} \tilde{U}_s &= (R_s + jX_{ss}) \tilde{I}_s + jX_m \tilde{I}_m \\ 0 &= \left(\frac{R_R}{s} + jX_{Rs} \right) \tilde{I}_R + jX_m \tilde{I}_m \end{aligned} \right\} \quad (19)$$

Graficky se tyto vztahy zobrazují ve schématu viz Obr. 7.



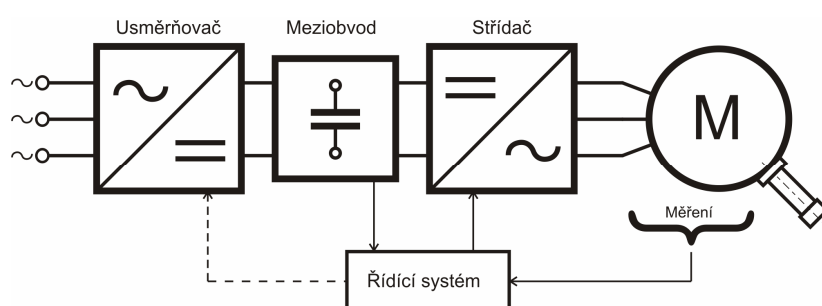
$$L_{ss} = L_s - L_m, \quad L_{Rs} = L_R - L_m$$

Obr. 7 Náhradní schéma ASM pro ustálený stav viz [16]

V literatuře [2], [4], [16] nalezneme další typy a modifikace schémat asynchronního stroje.

3 Struktura měniče střídavých pohonů

Pro řízení střídavých pohonů je z pohledu výkonové části používán statický měnič frekvence. Ten je vykonavatelem povelů řídicí struktury. Po ASM požadujeme především konkrétní otáčivou rychlost a moment, který vznikne díky otáčení magnetického pole ve vzduchové mezeře. Otáčení magnetického pole je závislé na frekvenci výstupního napětí měniče, který je připojen k motoru. Existuje více typů struktury měniče, ale nejpoužívanějším a nejběžnějším je tzv. nepřímý měnič frekvence se napětovým meziobvodem viz Obr. 8.



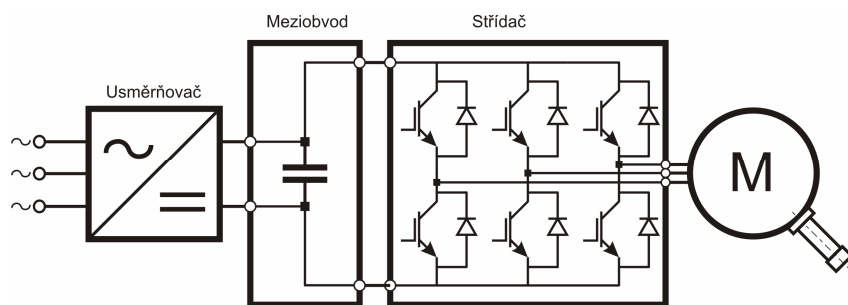
Obr. 8 Schéma frekvenčního měniče se stejnosměrným meziobvodem [16]

Tento typ měniče se skládá ze čtyř základních částí:

Usměrňovač má za úkol přeměnit střídavé napájecí napětí (jednofázové, nebo třífázové) na stejnosměrné, často pulzující (podle použitého typu usměrňovače), napětí. Používá se diodový můstek nebo tranzistorový aktivní usměrňovač. Neřízený neboli diodový usměrňovač nedokáže vrátit přebytečnou energii zpět do sítě. Aktivní usměrňovače jsou tvořeny pomocí výkonových tranzistorů a vstupních tlumivek a pracují v režimu pulzní šířkové modulace se sinusovým odběrem ze sítě a s říditelným účinníkem. Mají minimální nežádoucí vlivy na napájecí síť.

Stejnoseměrný meziobvod má za cíl stabilizovat usměrňované pulzující napětí pro napětový měnič. V případě napětového měniče je meziobvod tvořen kondenzátorovou baterií.

Střídač je výkonový prvek spjatý s řízeným motorem. Má za úkol napájet motor okamžitými hodnotami fázových napětí dle požadavků řídicího algoritmu nebo-li vytvořit okamžitou hodnotu prostorového vektoru napětí v motoru (s okamžitou velikostí a fází). Tento typ tzv. napětového střídače se stejnosměrným meziobvodem (Voltage Source Inverter) je nejtypičtější a nejpoužívanější ve výkonových pohonech el. strojů. Viz níže Obr. 9.

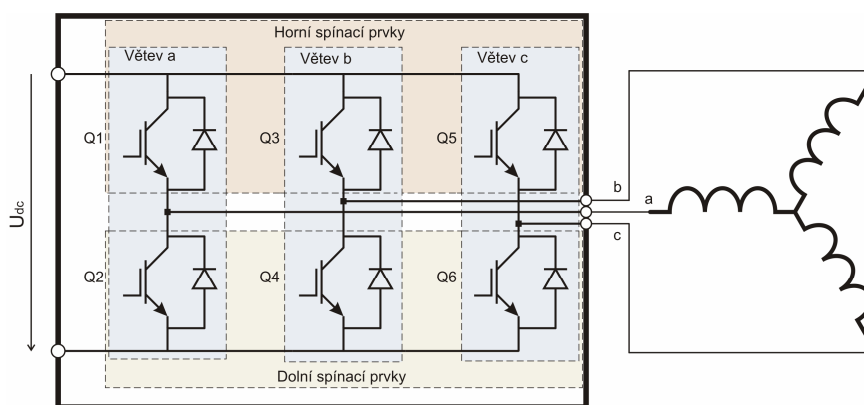


Obr. 9 Střídač se stejnosměrným meziobvodem

Řídicí systém řídí střídač na základě zpracovaných a vyhodnocených signálů ze vstupních a zpětnovazebních naměřených dat na základě v reálném čase prováděného řídicího algoritmu. V dnešní době se vše řídí číslicově s využitím integrovaných obvodů a mikroprocesorů. Stav motoru pro řídicí algoritmus je získáván pomocí čidel. Pro proudy ve statorových větvích se používají čidla proudu využívající principu Hallova jevu. Pro střídavé motory s přesným řízením se zase zabudovávají čidla polohy a nebo čidla rychlosti.

3.1 Digitální řízení střídače

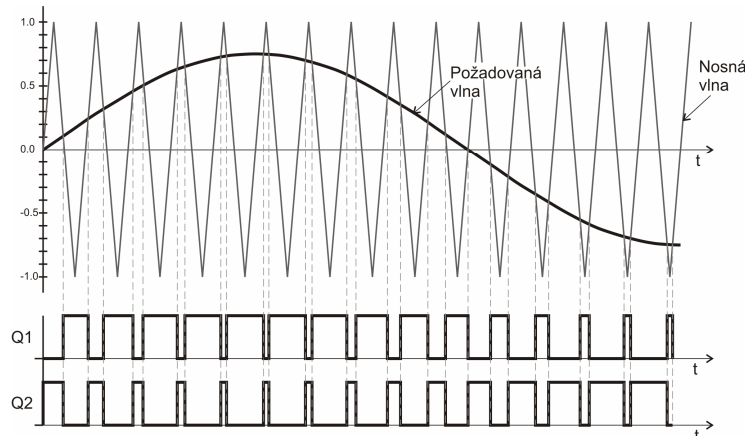
Pro aplikace, kdy chceme řídit třífázový ASM, a tím pádem příslušně otáčet rotorem motoru, potřebujeme napájet motor přes řízený výkonový prvek měniče, který se nazývá střídač. Tento střídač je možno obecně řídit pomocí různých metod. Ty jsou odvozené především z konkrétního typu napájení střídače. Řízený střídač, který je napájen usměrněným napětím z meziobvodu měniče (nejpoužívanější typ meziobvodu), dokáže měnit toto stejnosměrné napětí vhodným spínáním výkonových prvků na napětí s požadovaným harmonickým průběhem, které má vhodnou amplitudou a frekvenci pro připojený motor. Viz Obr. 10.



Obr. 10 Detail střídače

Pro třífázový asynchronní motor je typický třífázový střídač. Ten se skládá ze tří polovodičových větví a každá větev je složena z dvou spínacích prvků. Jednotlivé spínací prvky této dvojice mají svoji funkční logiku. Horní spínací prvek je hlavní a druhý dolní prvek je doplněk horního. Pokud je hlavní spínací prvek sepnutý, tak doplňkový prvek je rozepnutý a naopak. Jestliže se spínací prvek vypíná, tak jeho doba vypínání je zpravidla delší než doba spínání. Proto se mezi přepínací doby dvojice prvků přidává tzv. „dead

time“, který opoždí dobu sepnutí prvku. Jinak by mohlo dojít ke stavu, kdy jeden z dvojice se ještě nestihl vypnout a druhý se za tu dobu sepnul a došlo ke zkratu. Spínání se vytváří nejčastěji pomocí pulzně šířkové modulace (PWM), která používá jako nosnou vlnu rovnoramenný trojúhelník (pilový signál) s porovnávaným (komparovaným), pro jednoduchost sinusovým, napětím. viz Obr. 11. Průsečík trojúhelníku a porovnávaného napětí vymezuje spínací dobu hlavního prvku jednoho můstku měniče. Tento postup modulace (PWM) se označuje jako komparační metoda a je často hardwarově integrován v DSP čipech. Jednotlivé signály z modulátoru pro větve střídače jsou nastaveny tak, aby výstupní třífázové napětí bylo posunuto vůči sobě o 120° , a díky tomu vytvořily kruhové magnetické pole v ASM.



Obr. 11 Zjednodušená modulace střídý jednoho můstku střídače [14]

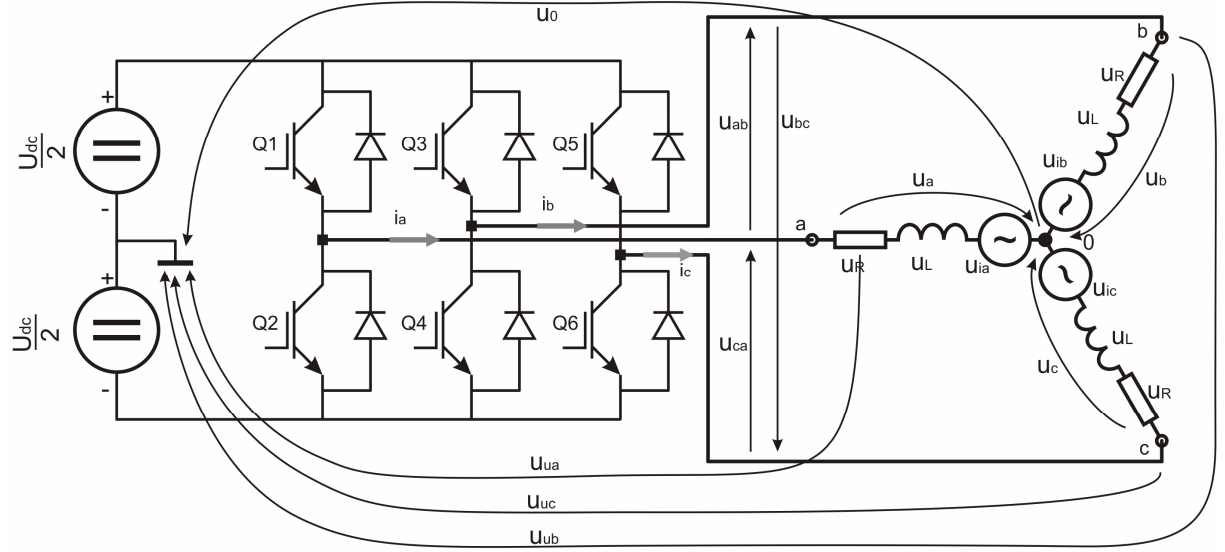
Jako nejpoužívanější výkonové spínací prvky pro elektrické motory se používají výkonové tranzistory typu MOSFET nebo tranzistory typu IGBT.

MOSFETy jsou řízeny napětím. Jsou určeny pro vysoké spínací frekvence (až 100 kHz). Používají se v oblasti menších výkonů a zejména pro nízkonapěťové aplikace, kde je výhodou malý úbytek napětí v sepnutém stavu.

Insulated – Gate Bipolar Tranzistor (IGBT) je obdobně jak MOSFET řízen na obdobném principu. Vyrábí se v širokém spektru závěrných napětí až do 3 kV a propustných proudů až do 2 kA. Používají se v aplikacích od stovek wattů až po jednotky MW.

3.2 Napětí ve střídači

Ve střídači definujeme napětí dle Obr. 12.



Obr. 12 Schéma výkonového stupně viz [14]

Jak jsme si již uvedli v kapitole digitální řízení střídače o spínání tranzistorů, pokud horní tranzistor větvi střídače sepne, spodní je automaticky rozepnutý. Díky tomuto pravidlu dokážeme definovat všechny stavy přepínání a zároveň popsat jednotlivé okamžité fázové a větrové napětí. Z obrázku vidíme větrové napětí ležící mezi konkrétními výstupy větví měniče a vztažným napětím. Vztažné napětí má hodnotu poloviny napětí napájecího meziobvodu střídače. Fázová napětí směřují od výstupů větví střídače do společného uzlu označeného O ve výstupním obvodu. Tento uzel má za ideálních podmínek vztažné napětí a taky toto napětí předpokládáme. Nyní můžeme definovat sdružená napětí takto:

$$\begin{bmatrix} U_{ab} \\ U_{bc} \\ U_{ca} \end{bmatrix} = U_{dc} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} m_a \\ m_b \\ m_c \end{bmatrix} \quad (20)$$

Kde m_a , m_b , m_c jsou stavy sepnutí větví vyjádřeny v hodnotách 1 nebo 0.

Součet jednotlivých sdružených napětí se rovná nule a předpokládá se lineární symetrický výstupní obvod. Pak můžeme napsat vztah:

$$\begin{bmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \end{bmatrix} = \frac{U_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} m_a \\ m_b \\ m_c \end{bmatrix} \quad (21)$$

Pro větve m_a , m_b , m_c platí to co v předchozí rovnici.

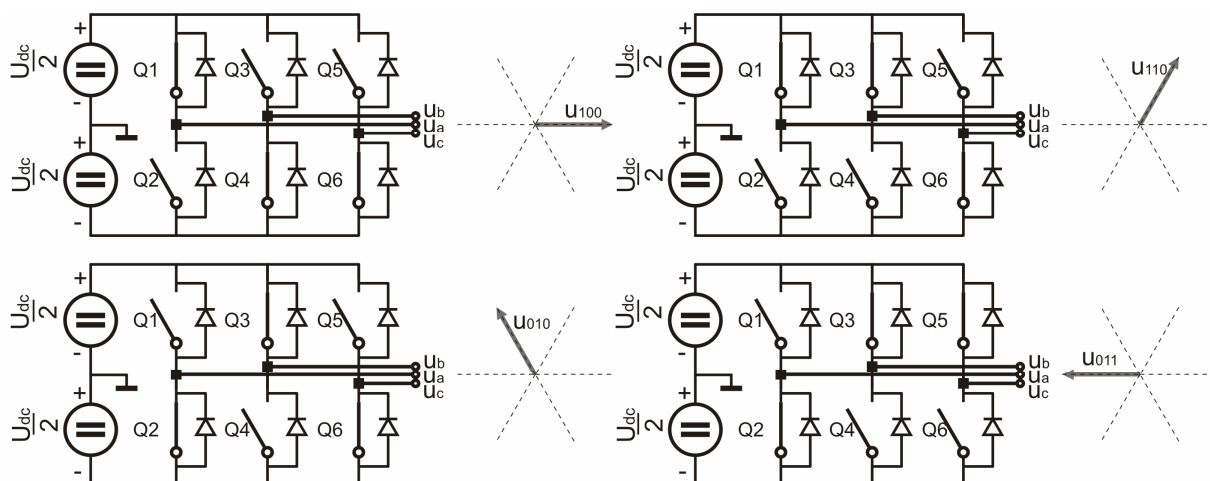
Tohoto vztahu se velmi často používá, můžeme napsat standardně, ve střídavých pohonech a je důležitý pro dané (potřebné) generování referenčního napětí statoru.

3.3 Modulace prostorového vektoru (SVM – Space Vector Modulation)

Běžně se používala pro generování stříd pulzů zpětná Clarkova transformace k získání třífázového napětí. Získané třífázové napětí se použije na generování pulzů střídače. Takto zvolený způsob generování stříd nepřidává do výsledné modulace třetí harmonickou složku, a tím nevyužijeme maximálního dosažitelného výstupního napětí střídače.

Podle dříve uvedeného se trojfázový střídač během provozu může nacházet v osmi diskretních stavech sepnutí a tím vytvořit osm prostorových vektorů napětí na zátěži. Šest vektorů nabývá nenulových hodnot $U_{100}(0^\circ)$, $U_{110}(60^\circ)$, $U_{010}(120^\circ)$, $U_{011}(180^\circ)$, $U_{001}(240^\circ)$, $U_{101}(300^\circ)$ a dva vektory jsou nulové U_{111} , U_{000} . Jednotlivé trojice čísel vektoru napětí jsou zástupci logických hodnot sepnutí větví střídače. První číslo trojice přísluší větvi fáze *a*, druhé *b* a třetí *c*. V závorce u vektoru napětí jsou uvedeny, pro kompletnost, výsledné směry jednotlivých spínacích kombinací. Grafické znázornění stavu sepnutí můstku najdeme na Obr. 13. Nulové vektory mohou být použity v implementaci SVM pro minimalizaci počtu přepínacích změn.

Výstupní vektor napětí střídače se získá z požadovaného vektoru, který je reprezentovaný v souřadnicovém systému $\alpha\beta$. Výstupní vektor je získán superpozicí výstupů (spínacích stavů) střídače (U_{100} , U_{110} , ...) tak, že v průměru na konci každé jedné modulační periody napětí je vygenerován takový vektor napětí, který odpovídá skutečnému požadovanému vektoru. Tuto proceduru znázorňuje Obr. 14 a Obr. 15.



Obr. 13 Princip generování fázového vektoru napětí [12]

Na obrázku leží požadovaný vektor $U_{\alpha\beta}$ v kvadrantu I. mezi vektorem U_{100} a U_{110} . Samozřejmě pozice požadovaného vektoru může ležet kdekoli a díky tomu v kterémkoliv sektoru. Ale úplně stejnou úvahu můžeme použít i na další sektory. Délka každého vektoru projekce U_1 a U_2 viz Obr. 14 určuje zlomek a dobu modulace, která bude obsažena vektorem určuje vztah:

$$d_1 = \frac{|U_1|}{|U_{100}|} ; d_2 = \frac{|U_2|}{|U_{110}|} \quad (22)$$

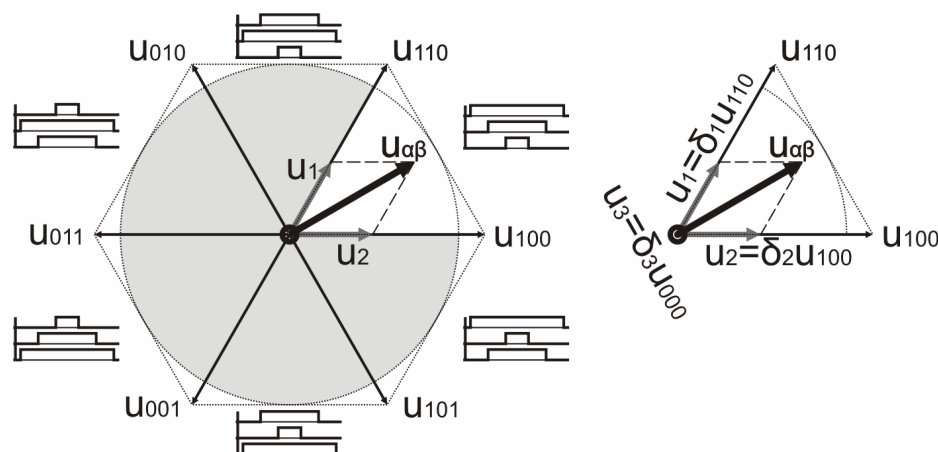
Použijeme-li pro třetí dobu modulace nulového vektoru napětí, aby odpovídala následujícímu vztahu:

$$d_1 + d_2 + d_3 = 1 \Rightarrow d_3 = 1 - d_1 - d_2 \quad (23)$$

který vyjadřuje skutečnost, že doba modulace musí být plně obsazena vektory výstupních napětí. Po vynásobení těchto časů příslušnými vektory dostaneme výstupní vektor U_0 podle očekávání:

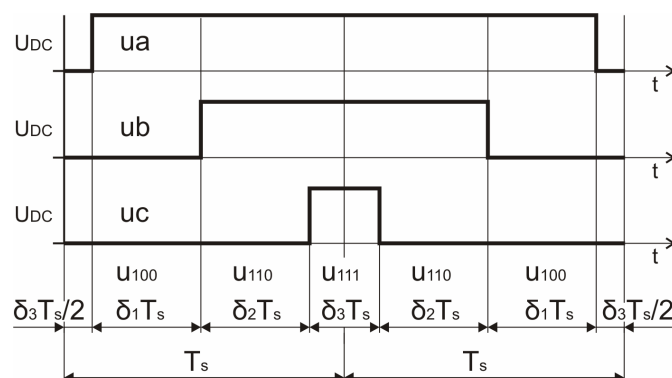
$$U_0 = d_1 U_{100} + d_2 U_{110} + d_3 U_{111} = U_1 + U_2 = U_{ab} \quad (24)$$

Na Obr. 14 je zobrazena časová modulace pro požadovaný vektor ležící v prvním sektoru. V podstatě zobrazuje sečtení dob sepnutí pro vektory $U_{100}(0^\circ)$, $U_{110}(60^\circ)$ a U_{111} tak, aby nám dal výsledný vektor $U_{a\beta}$ podle logiky předchozí rovnice.



Obr. 14 Princip vytvoření střidy

Podrobněji je popsána tato problematika v literatuře [12], kde je také popsán algoritmus modulace.



Obr. 15 Sekvence spínání pro minimalizaci zvlnění proudu

3.4 Výběr výkonové části pohonu

Spínací (neboli výkonové součástky) se obvykle podílejí na ceně pohonu zhruba z jedné třetiny. Plně říditelné výkonové spínací součástky patří k cenově nejnáročnějším prvkům měniče. Nejčastěji se používají tranzistorové spínací prvky.

Pro různé výkony elektrických motorů je na výběr celá řada IGBT modulů obsahující nejen potřebné spínací prvky, ale také další integrovanými obvody (šestipulzní diodový můstek, budič IGBT, brzdňý odpor). Výběr správně dimenzovaného tranzistorového modulu se odvíjí od maximálních hodnot napětí a proudu, jež budou napájet motor.

Řízený motor je konstrukčně navržen pro efektivní fázové napětí 230 V. Chceme-li usměrňovač napájet ze sítě 3x400 V, bude v meziobvodu po usměrnění 565 V. V tom případě je vhodné motor zapojit do hvězdy, protože dosažitelné výstupní sdružené napětí střídače bude rovněž 3x400 V. Fázemi motoru může nepřetržitě téct jmenovitý proud 5 A. Předpokládané přetížení motoru je cca 20 A. Pro napěťové dimenzování je třeba počítat s napěťovými překmity při přepínání tranzistorů a kolísáním napětí v meziobvodu vlivem akcelerace a brzdění stroje.

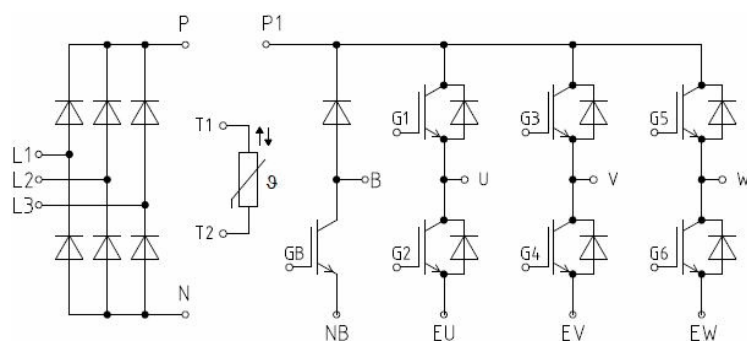
Modul IGBT

Pro výkonový střídač byl vybrán IGBT modul Infineon typ FP25R12W2T4_B11. Obsahuje trojfázový IGBT můstek a další tranzistor pro spínání brzdňého odporu. Dále má šestipulzní diodový usměrňovač.

Specifikace:

Symbol	Podmínka	Hodnota
U_{CE}		1200V
U_{GE}	$T_{chladič}=25/125^{\circ}C$	$\pm 15V$
I_C	$t_p < 1ms$	30A

Tabulka 1 Základní specifikace IGBT modulu



Obr. 16 Schéma zvoleného modulu IGBT

Více viz dokumentace [18].

Budič pro IGBT modul

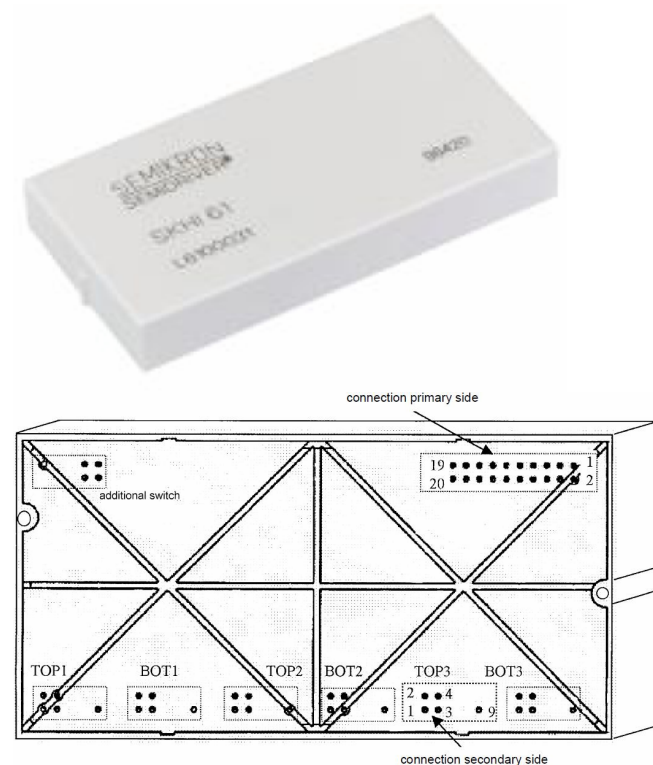
Signály ze řídicího čipu vysílané na báze jednotlivých tranzistorů měniče se musí upravit jak tvarově, výkonově tak galvanicky oddělit. Proto se používají budící obvody.

Modul budiče má označení SEMIDRIVER SKHI 61(R) od výrobce SEMIKRON.

Specifikace:

Symbol	Význam symbolu	Hodnota
U_s	Napájecí napětí	$15V \pm 0.6V$
I_{Smax}	Nominální napájecí proud	450mA
U_{iT+}	Úroveň minim. spínacího napětí (High)	4V
U_{iT-}	Úroveň max. vypínacího napětí (LOW)	1.5V
$U_{G(on)}$	Zapínací budící signál IGBT	14.9V
$U_{G(off)}$	Vypínací budící signál IGBT	-6.5V

Tabulka 2 Základní specifikace budiče IGBT

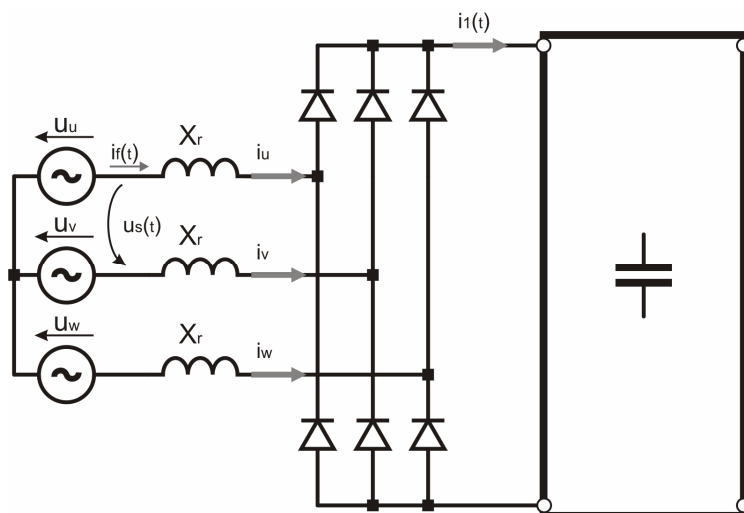


Obr. 17 Budič IGBT

Více viz dokumentace [19].

3.5 Usměrňovač měniče

Pro naše požadavky postačuje některý z typů neřízeného usměrňovače. Takovým standardem pro výkonový měnič je trojfázový můstkový šestipulzní usměrňovač viz Obr. 18. Tento je v našem případě integrován přímo v modulu tranzistorového střídače.



Obr. 18 Schéma šestipulzního můstkového usměrňovače

Usměrňovač je napájen přímo z třífázové napájecí sítě sdruženým napětím. Pokud nezapojíme na výstupu z usměrňovače aspoň kondenzátor, tak má usměrněné napětí zvlněný průběh. Které diody se podílejí na vedení proudu, závisí na okamžitých hodnotách napětí v síti. Propouštění proudu ze sítě u jednotlivých diod horní trojice závisí na katodovém potenciálu těchto diod. Tedy propustí pouze ta dioda, která má katodový potenciál nejvyšší. Zbylé diody horní trojice budou mít závěrné napětí rovné fázovému napětí. U dolní trojice je zase propouští ta dioda, která má na katodě nejmenší potenciál.

Střední hodnota usměrněného napětí je vyjádřena vztahem:

$$U_{DC} = \frac{6}{2p} \int_{\frac{p}{3}}^{\frac{2p}{3}} \sqrt{3}\sqrt{2} \cdot U_m \sin(\omega t) \cdot d\omega t = \frac{3\sqrt{6}}{p} U_m = \frac{3\sqrt{2}}{p} U_{Sm} \quad (25)$$

Kde U_m vyjadřuje efektivní hodnotu fázového napětí. U_{Sm} značí efektivní hodnotu sdruženého napětí. Pro jejíž vzájemný vztah platí: $U_m = U_{Sm} / \sqrt{3}$.

Špičkové napětí na výstupu usměrňovače určíme ze vztahu: $U_{\max} = \sqrt{3}\sqrt{2} \cdot U_m$ (26)

Pokud máme jednofázový zdroj elektrické energie, musíme samozřejmě použít některý z jednofázových usměrňovačů a k němu nalezneme příslušný stejnosměrný meziobod, který zmenšuje zvlnění ss napětí. Více o této problematice najdeme v literatuře [1]

3.6 Stejnoseměrný meziobvod měniče

Meziobvod měniče má především za úkol stabilizovat usměrněné napětí, protože usměrněné napětí z diod pulzuje. Další funkcí meziobvodu je ochrana měniče proti přepětí vygenerovanému motorem, pokud motor přejde do oblasti generatorického režimu (krátkodobě pohlcovat). Větší vygenerované přepětí se musí odstranit aktivním prvkem. Tento prvek ochrany není třeba, máme-li řízený usměrňovač, který generovanou energii vrací zpět do sítě.

Usměrněné napětí se často vyhlazuje pomocí paralelně zapojeného kondenzátoru na zátěžný obvod viz Obr. 19. Kondenzátor se nabíjí na nejvyšší potenciál pulzujícího usměrněného napětí (špičkové), a po poklesu pulzu se odebírá napětí z něj. Klesá tak na nabitém kondenzátoru napětí až do té doby, než se jeho potenciál bude rovnat potenciálu z výstupu usměrňovače a začne se opět nabíjet na nejvyšší potenciál. Vybíjení kondenzátoru je závislé na odebíraném proudu. Jelikož je zátěž tvořena střídačem, tak má odebíraný proud vysokofrekvenční charakter a to komplikuje matematický popis. Proto se vybíjení kondenzátoru nahrazuje konstantním proudem. Vybíjecí proud můžeme stanovit zjednodušeně z Ohmova zákona :

$$I_{DC} \cong \frac{U_{DC}}{R_z} \quad (27)$$

Kde U_{DC} je střední hodnota usměrněného napětí a R_z je odpor zátěže. Nebo se dá určit z jmenovitého proudu motoru. Další důležitý parametr pro určení kapacity kondenzátoru je relativní pokles napětí d a je dán vztahem:

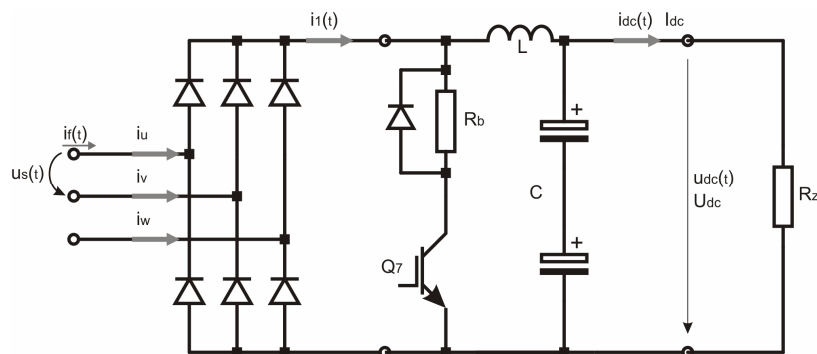
$$d = \frac{\Delta U}{U_{\max}} \quad (28)$$

Kde $U_{\max}$ je špičkové napětí nabitého kondenzátoru a ΔU je požadované zvlnění proudu. Pro relativní pokles napětí d pro šestipulzní usměrňovač menší než $1 - \sqrt{3}/2$ a doporučuje se v intervalu $d \in (0.02, 0.1)$.

Výpočet kapacity se dá určit vztahem:

$$C = \frac{T}{2} \frac{I_{DC}}{\Delta U} \left(\frac{1}{3} - \frac{1}{p} \arccos(1-d) \right) \quad (29)$$

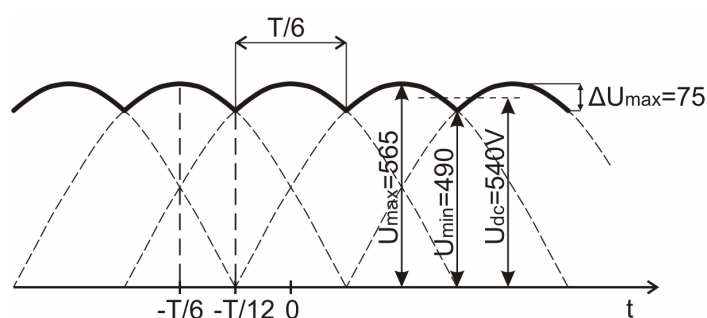
Kde T je doba periody sítě.



Obr. 19 Schéma meziobvodu napětíového šestipulzního usměrňovače

Více o této problematice nalezneme v lit. [1].

Větší množství generované energie z motoru se odstraňuje pomocí aktivní ochrany obvodu zobrazené na Obr. 19. Je tvořena odporem R_b , diodou a výkonovým spínacím prvkem. Odpor je volen tak, aby dostatečně včas dokázal spotřebovat přebytečnou energii generovanou motorem. Typ spínacího prvku se nejběžněji volí stejně jako prvky střídače. Spínání prvku probíhá podle aktuálního potenciálu v meziobvodu. Pokud má meziobvod větší potenciál než požadované napětí U_{DC} na usměrňovači, sepne se tento ochranný spínací prvek. Pokud se sníží potenciál na požadované napětí, dojde k rozepnutí.



Obr. 20 Pulzující usměrněné napětí bez meziobvodu

4 Řízení ASM

Pokud neuvažujeme již dnes ustupující způsoby řízení, můžeme téměř říct historické, jako například řízení pomocí změny počtu pólů statoru, změny rotorového odporu apod., řídíme ASM pomocí frekvenčního řízení.

Tyto způsoby řízení se snad ještě mohou použít pro nenáročné aplikace.

Z důvodu složitých rovnic ASM (nelinearity a jejich provázanost) a tím způsobené komplikace mezi jednotlivými veličinami (jako otáčky, mag. tok apod.) se snažíme tyto rovnice zjednodušit nebo využít myšlenou funkci principu ASM pro vytvoření regulace. Vzniklo tak frekvenční řízení skalárního nebo vektorového typu.

Skalární řízení vychází z funkčního principu ASM, který, hodně zjednodušeně, předpokládá, že pokud se otáčí magnetické pole ve vzduchové mezeře tak vyvolá otáčení rotoru.

Vektorové řízení využívá především myšleného zjednodušení rovnic a podobnosti s určitým elektrickým obvodem.

4.1 Skalární řízení

Jednoduchým způsobem jde pomocí skalárního řízení řídit otáčky ASM. Toto řízení požaduje, aby všechny proměnné veličiny byly skalární. Tedy reguluje amplitudy řízených veličin, které jsou vždy stejnosměrné, a to umožňuje principiálně jednoduché řízení. Můžeme řídit jednoduché aplikace v otevřené smyčce viz Obr. 21 a pro přesnější statické výchyly se používá uzavřená smyčka viz Obr. 22. Pro její jednoduchost vybízí přímo pro použití v různých jednoduchých ventilátorových a čerpadlových aplikacích. Zajišťuje pouze optimální podmínky pro ustálený stav, není proto vhodné pro dynamicky náročné regulační úlohy. Máme-li dodržet podmínku konstantního statorového toku, potřebujeme se řídit lineárním poměrem U_s/ω_s . Tento vztah vychází z napěťové rovnice ASM motoru v základním tvaru viz rovnice (30), které umožňují konstrukci vektorového (komplexního) modelu.

$$u_l = R_s i_l + \frac{dy_l}{dt} \quad (30)$$

Kde index l představuje buď fázi a , b nebo c (vycházíme pouze z rovnice jedné fáze).

Po derivování, použití odvozovacích vztahů dostaneme tvar rovnice, a pokud zanedbáme statorový odpor, dostaneme vztah:

$$\underline{u_l = k_z \cdot w_s y_l} \Rightarrow k_z^{-1} \frac{u_l}{w_s} = y_l \Rightarrow \frac{u_l}{w_s} \cong y_l = \textit{kons} \quad (31)$$

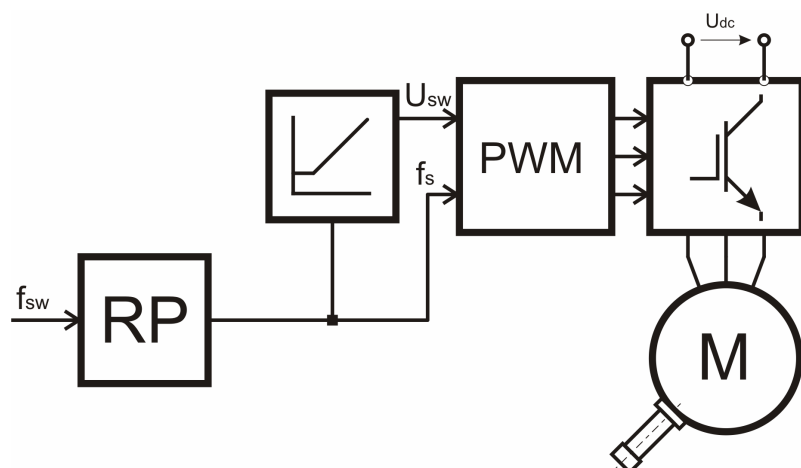
Konstanta k_z je zbytek po derivaci. Důležité je vědět, že musíme udržovat konstantní tok Ψ_s , který je závislý na poměru napětí a frekvence. Pro splnění tohoto poměru používáme funkci $u_l = f(w_s)$, kdy známe statorovou frekvenci a dopočítáme statorové napětí. Více viz lit. [2],[17]. Napětí u_l je často nahrazeno statorovým napětím U_s , protože jejich rozdíl není při běžných provozních podmínkách příliš velký. Zanedbaný statorový odpor R_s má vliv na nízké statorové frekvence a vede na nelineární závislosti napětí na frekvenci.

Pro správné nastavení napětí pro generování pulzu viz PWM na obrázku schématu skalárního řízení Obr. 21 se upravuje vstupní napětí na systém $\alpha\beta$ podle vztahu :

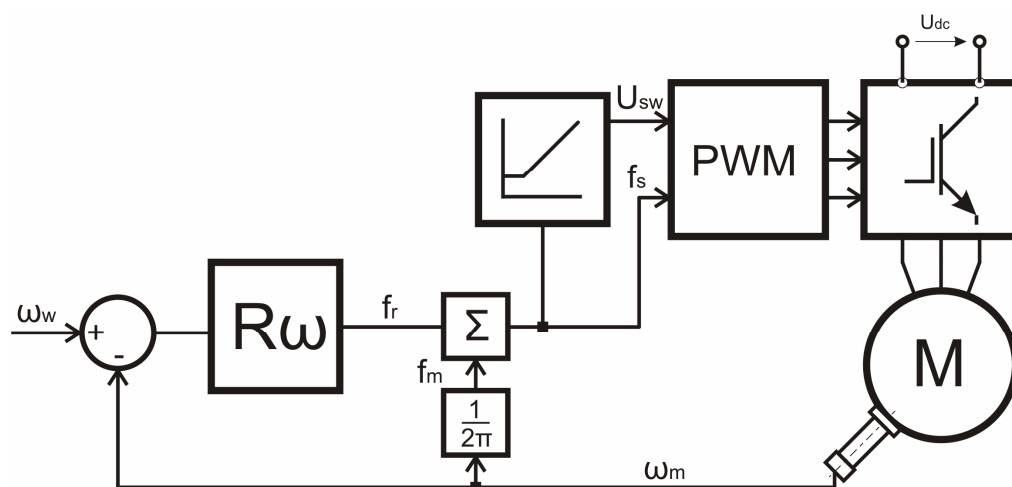
$$\begin{aligned} u_a &= U_s \cdot k_U \sin(\omega_s t) \\ u_b &= U_s \cdot k_U \cos(\omega_s t) \end{aligned} \quad (32)$$

Kde k_U je korekce vstupu amplitudy a pro ω_s platí vztah $\omega_s = 2p \cdot f_s / p_p$.

A následně se generuje střída jak tomu bylo definováno v kapitole Modulace prostorového vektoru.



Obr. 21 Schéma skalárního řízení otevřenou smyčkou



Obr. 22 Schéma skalárního řízení v uzavřené smyčce

V prvním schématu na Obr. 21 je blok RP typ rampy, který za námi zvolený počet kroku z původních otáček f_s , dosáhnou satorové otáčky f_s požadované hodnoty f_{sw} .

Na schématu skalárního řízení Obr. 22 vidíme regulátor otáček označený $R\omega$, který bývá zpravidla typu PI. Ten má dvě časové konstanty. Jedna je mechanická časová konstanta, druhá je elektrická. Mechanická konstanta určuje závislost odezvy otáček na změnu momentu. Elektrická zase určuje rychlost změny momentu na skluzu.

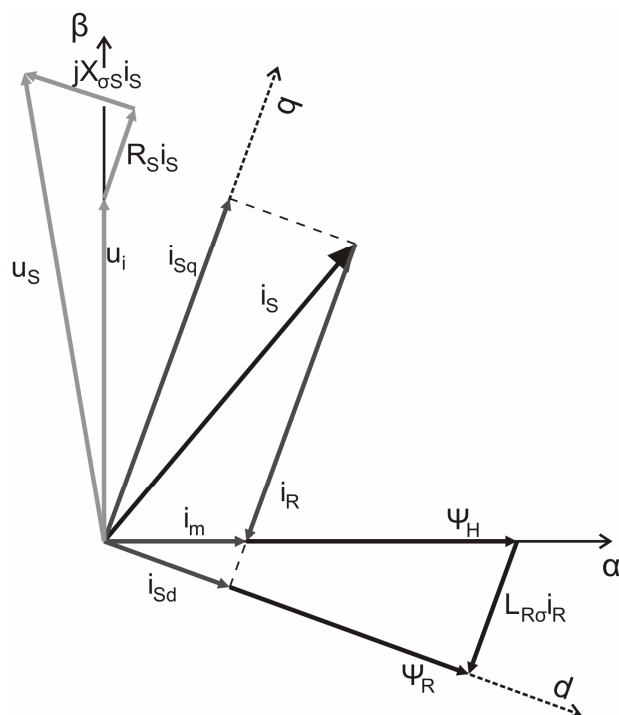
Existují různé typy regulačních schémat skalárního řízení. Mají různé přístupy k jednotlivým stavům veličin motoru. Závisí na požadavcích regulace jaké jsou veličiny

brány za výchozí, a tím pádem budou ostatní veličiny s nimi svázané. Jsou zde použity pro zlepšení regulace různá optimalizační kritéria, způsoby získávání skutečných veličin a pod.

4.2 Vektorové řízení

Protože řídicí struktury skalárního řízení jsou odvozeny z ustálených stavů ASM, dosahují dobré výsledky u aplikací s konstantní zátěží nebo s malými změnami zatěžovacího momentu či otáček. Při vyšších požadavcích na dynamiku pohonu je třeba použít vektorově orientované řízení. Toto vektorové řízení musí řídit nejen amplitudu magnetického toku, jak tomu je u skalárního řízení, ale i polohu ve zvoleném souřadnicovém systému (komplexí rovině), který je nejčastěji $\alpha\beta$. O vektorovém řízení můžeme tvrdit, že dokáže vyhovět požadavkům přesné dynamické regulace jak v ustáleném stavu, tak i v přechodových stavech protože umožňuje řízení okamžitých hodnot elektrických a magnetických veličin. Základní myšlenka tohoto řízení spočívá ve snaze o dosažení podobných regulačních vlastností jako u stejnosměrného stroje s cizím buzením.

Stejnoseměrný motor s cizím buzením má polohu vektoru mag. toku vázanou statorem a tento mag. je závislý na budícím (magnetizačním) proudu. Regulovaný proud ovlivňuje moment na hřídeli a tím otáčky stejnosměrného motoru. Díky tomu, že je odděleno budící vinutí od vinutí kotvy, lze obě složky řídit odděleně. U vektorového řízení ASM umožňují vzájemné vztahy mezi vektory magnetických toků a magnetoelektrického napětí a jejich svázání se zvoleným souřadným systémem (nebo se zvoleným mag. tokem) nezávislou regulaci magnetického toku a momentu, což je zřejmá podobnost se stejnosměrným motorem. Abychom dosáhli této podobnosti u ASM, potřebujeme asynchronní model nahradit náhradním modelem (schématem) ASM viz Obr. 7 a vycházet z fázového diagramu viz Obr. 23.



Obr. 23 Zjednodušený fázový diagram napětí a magnetických toků podle Obr. 7

Největší význam pro řízení má fázor statorového proudu I_s , který má zároveň stejný směr jak magnetomotorické napětí (tedy z něho můžeme určit vyvolaný moment). Rozložíme-li proud I_s do systému dq rotujícího s rotorem na složky i_m a i_r (předchozí Obr. 23) dostaneme složku toku (i_m) a momentu (i_r) z I_s . Udržování konstantní velikosti a polohy vybraného toku související se složkou toku vyvolané statorovým proudem a zároveň možnost nezávisle regulovat momentovou složku a to je základní princip vektorového řízení. Z to vyplývá, že musíme zjistit polohu a velikost zvoleného magnetického toku, protože určuje polohu souřadnicového systému dq pro transformaci jednotlivých proměnných. Statorové veličiny jsou transformovány do $\alpha\beta$ systému a rotorové veličiny jsou transformovány v dq systému, který rotuje spolu s rotorem.

Vektorové řízení se zpětnovazební regulací otáček:

Použité vektorové řízení odvozené a uvedené v literatuře [5] využívá pro svou správnou funkci nepřímé měření zpraženého toku. Proto je potřebné pro správné určení magnetického toku vycházet z veličin, které jsou snáze změřitelné na motoru. Využívá se jak napětí statoru U_s , proud statoru I_s , rychlosti otáčení rotoru a polohy rotoru. Použité nepřímé měření dokáže určit ze statorových proudů a otáček rotoru velikost amplitudy rotorového toku a úhel natočení v souřadnicovém systému vázaném na stator.

Vektor zpraženého mag. rotorového toku Ψ_R je podle lit. [5] vypočten z napěťové rovnice rotoru v nerozviném tvaru viz (9). Pokud dosadíme do této rovnice proud vyjádřený z rovnice rotorového toku viz (13) a upravíme výsledný vztah, pak dostaneme rovnici:

$$t_R \frac{d\bar{y}_R}{dt} = L_m \cdot \bar{i}_s - \bar{y}_R + j\omega_m t_R \bar{y}_R \quad (33)$$

Tato rovnice je ve statorovém souřadnicovém systému. Kde ω_m je úhlová rychlost rotoru a τ_R je dán poměrem L_R/R_R .

Jelikož platí vztah $jy_R = e^{j\frac{p}{2}} y_R$, můžeme přepsat rovnici pro rotorový tok na tvar:

$$\left. \begin{aligned} t_R \frac{dy_{Rd}}{dt} &= L_m \cdot i_{sd} - y_{Rd} + j\omega_m t_R y_{Rq} \\ t_R \frac{dy_{Rq}}{dt} &= L_m \cdot i_{sq} - y_{Rq} - j\omega_m t_R y_{Rd} \end{aligned} \right\} \quad (34)$$

Pro výpočet amplitudy použijeme vztah:

$$|y_R| = \sqrt{y_{Rd}^2 + y_{Rq}^2} \quad (35)$$

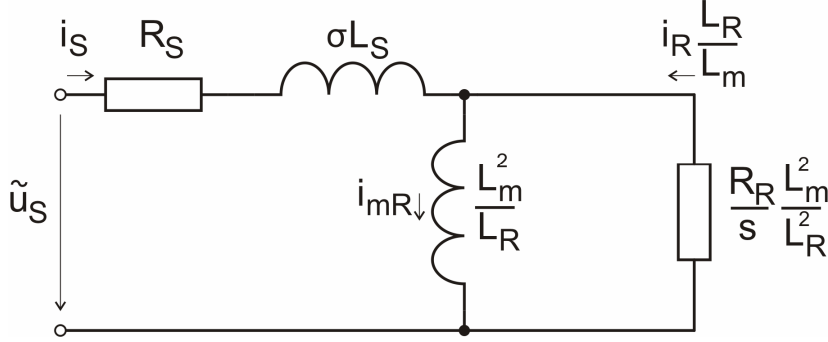
Pro výpočet polohy užijeme vztahy:

$$\begin{aligned} y_{Rd} &= |y_R| \cdot \cos(J) \Rightarrow \frac{y_{Rd}}{|y_R|} = \cos(J) \\ y_{Rq} &= |y_R| \cdot \sin(J) \Rightarrow \frac{y_{Rq}}{|y_R|} = \sin(J) \end{aligned} \quad (36)$$

Pro výpočet polohy vektoru v můžeme použít funkce $J = \arctan(\sin(J)/\cos(J))$.

Přirozené vektorové řízení

Obecně se využívá modifikovaný náhradní model ASM. Přirozené zjednodušené řízení je uvedené v lit. [16] vychází z modifikovaného modelu (schématu) ASM viz Obr. 24, který je vytvořen z náhradního modelu Obr. 7. Toto vektorové řízení má všechny veličiny orientovány na rotorový tok.



$$s = 1 - L_m^2 / L_S L_R$$

Obr. 24 Modifikovaný náhradní obvod s rozptyl. indukčností na stator. straně

Pro toto schéma platí za předpokladu uvedené v literatuře [16] tyto vztahy:

$$\left. \begin{aligned} u_{sd} &= R_S i_{sd} + s L_S \frac{di_{sd}}{dt} - \omega_{sR} s L_S I_{sq} + (1-s) L_S \frac{di_{mR}}{dt} \\ u_{sq} &= R_S i_{sq} + s L_S \frac{di_{sq}}{dt} - \omega_{sR} s L_S I_{sd} + (1-s) L_S \omega_{sR} i_{mR} \end{aligned} \right\} \quad (37)$$

$$\left. \begin{aligned} 0 &= \frac{R_R}{L_R} L_m (i_{mR} - i_{sd}) + L_m \frac{di_{mR}}{dt} \\ 0 &= \frac{R_R}{L_R} L_m i_{sq} + (\omega_{sR} - \omega) L_m i_{mR} \end{aligned} \right\} \quad (38)$$

Kde $s = 1 - \frac{L_m^2}{L_S L_R}$, ω_m je mechanická úhlová rychlost a ω_{sR} je svázaná s rychlostí otáčení systému dq vůči vektoru rotorového toku.

Za předpokladu, že je magnetizační tok Ψ_R je konstantní, závisí moment na velikosti statorového proudu i_{sq} dle literatury [16].

$$M_i = \frac{3}{2} p_p \frac{L_m}{L_R} \Psi_{Rd} i_{sq} = \frac{3}{2} p_p L_S (1-s) i_{mR} \cdot i_{sq} \quad (39)$$

Pomocí úprav rovnic (37 až 39) získáme vztah pro magnetizační tok i_{sd} související se souřadným systémem rotujícím synchronně, které jsou uvedeny v lit. [16].

$$i_{sd} = i_{mR} + \frac{L_R}{R_R} \frac{di_{mR}}{dt} = i_{mR} + t_R \frac{di_{mR}}{dt} \quad (40)$$

Výpočet úhlové rychlosti ω_s za stanovených podmínek v lit. [16] je definován následujícím způsobem:

$$w_s = \frac{U_i}{(1-s)L_s I_{mR}} \quad (41)$$

Kde I_{mR} je konstanta budícího proudu. Pro indukované napětí U_i , které lze stanovit z naměřených hodnot, platí vztah:

$$\bar{U}_i = \bar{U}_s - R_s \bar{I}_s - sL_s \frac{d\bar{I}_s}{dt} = u_{sq} - R_s i_{sq} - sL_s \frac{di_{sq}}{dt} \quad (42)$$

U kterého podle lit. [16] zanedbáváme činitel rozptylu ($\sigma = 0$), a zjednodušíme tedy předchozí vztah na:

$$\bar{U}_i = u_{sq} - (R_s + R_r)i_{sq} \quad (43)$$

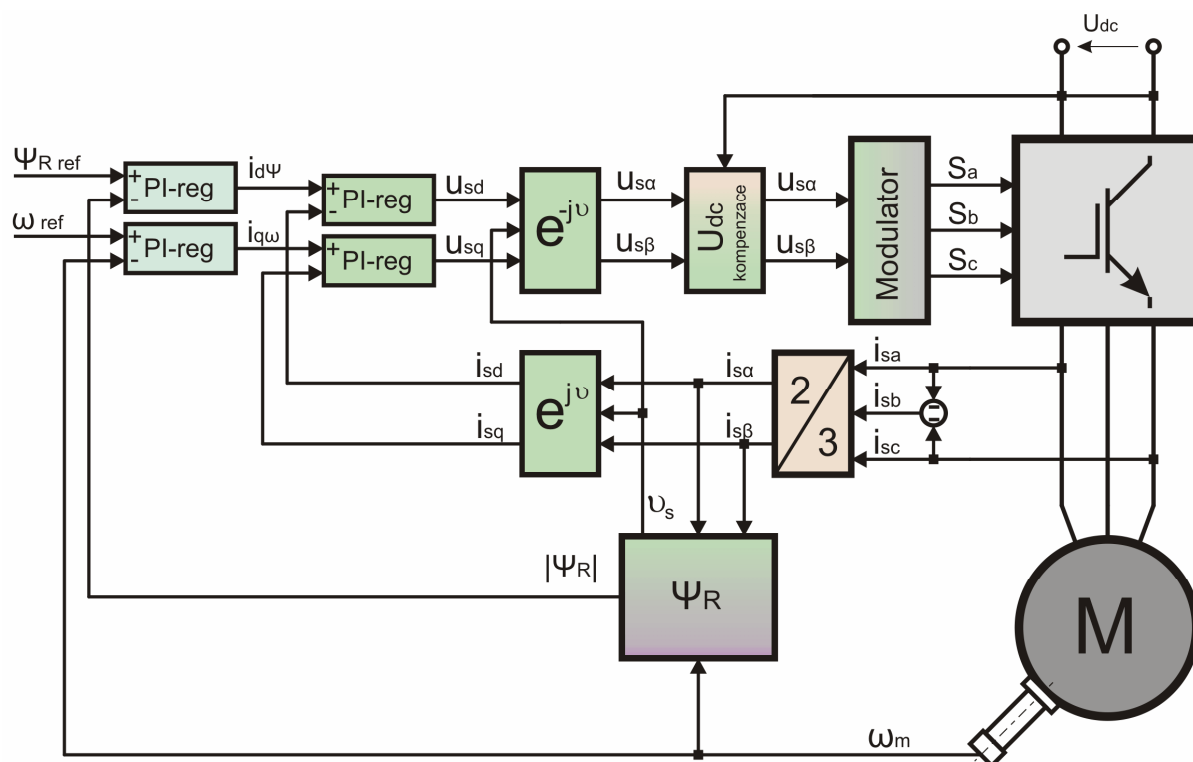
Za předpokladu zanedbaného činitele rozptylu podle lit. [16] vyjde mechanická uhlová rychlost ω :

$$w_m = \frac{u_{sq} - (R_s + R_r)i_{sq}}{L_s I_{mR}} \quad (44)$$

Nevýhodou tohoto konkrétního řízení je obtížnost nastavení řízení pro nízké otáčky motoru.

4.3 Řídicí systém a regulace

Algoritmus řízení zobrazený na Obr. 25 zjednodušeně schématicky popisuje jeho strukturu, která výpočtově probíhá v jádru čipu DSP56800. Podle typu zvoleného řízení jdou do řídicí struktury požadované vstupy, měřené veličiny a z nich pak řídicí algoritmus vypočítá požadovanou střídu pro řízení střídače, který napájí ASM. DSP má hardwarově implementovaný 12bitový analogově číslicový převodník (A/D), šířkově pulzní generátor (PWM), číslicový čítač pulzů (TMR), a víceúčelové vstupně výstupní porty (GPIO) a další specifické podpory čipu.



Obr. 25 Struktura řízení ASM s čidlem otáček

Pro vybraný typ řízení je podstatné měřit fázové proudy statoru, znát aktuální stav čítače otáček, který je připojen na inkrementální senzor polohy a měřit usměrněné napětí U_{dc} v meziobvodu měniče. Tyto měřené veličiny nám poskytnou dostatek informací o stavu pohonu. Takovým jádrem řídicí struktury je blok označený jako Ψ_R . Ten obsahuje matematický model pro výpočet nepřímého měření magnetického toku rotoru a je popsán v kapitole (4.2). Do bloku Ψ_R musí vstupovat okamžité hodnoty proudů statorových souřadnicích $\alpha\beta$ a úhlová rychlost ω v $\text{rad}\cdot\text{s}^{-1}$. Okamžité proudy i_a , i_b se vypočítají vztahem

$$\bar{i}_{sab} = i_{sa} + j i_{sb} = \frac{2}{3} \left[\left(i_a - \frac{1}{2} i_b - \frac{1}{2} i_c \right) + j \left(\frac{\sqrt{3}}{2} i_b - \frac{\sqrt{3}}{2} i_c \right) \right] \quad (45)$$

nebo (takzvanou) Clarkeovou transformací z fázových proudů i_a , i_b a i_c . Z bloku Ψ_R je výstupem zejména úhel υ , který reprezentuje aktuální polohu magnetického toku. Tento úhel je nezbytný pro transformaci do souřadného systému dq (synchronně rotujícího) ze stacionárního systému $\alpha\beta$ a naopak. Další veličinou vystupující z bloku je magnetický tok,

který je připojen jako zpětná vazba pro regulátor magnetizačního toku potažmo proudu. Zpětná vazba regulátoru otáček je tvořena hodnotou z čítače otáček. Vstupem do regulátoru tokotvorné složky potažmo regulátor id je výstup z regulátoru magnetického toku a zpětnovazební složka proudu statoru v souřadnici d . Regulátor momentotvorné složky proudu iq reguluje proud z výstupu regulátoru otáček se zpětnou vazbou tvoří složka statorového proudu q . Zpětnovazební proudy statoru získáme transformací z okamžitých proudu i_α, i_β a úhlu natočení dq systému z bloku Ψ_R podle vztahu

$$\bar{i}_{sdq} = i_{sd} + j i_{sq} = (i_{sa} \cos(u) + i_{sb} \sin(u)) + j(-i_{sa} \sin(u) + i_{sb} \cos(u)) = \bar{i}_{ab} e^{-ju} \quad (46)$$

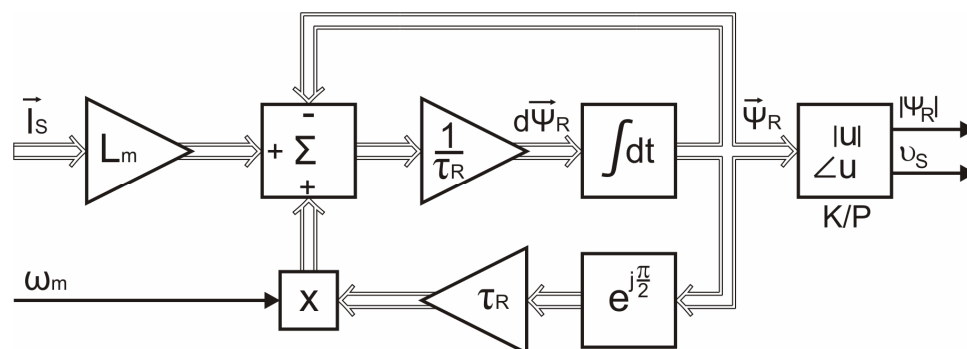
neboli Parkovou transformací. Výstupem z těchto proudových regulátorů jsou statorová napětí v systému dq . Napětí U_d a U_q rotují v systému dq a musejí se zpátky transformovat na systém $\alpha\beta$ vztahem :

$$\bar{u}_{sab} = u_{sd} + j u_{sq} = (u_{sa} \cos(u) - u_{sb} \sin(u)) + j(u_{sa} \sin(u) + u_{sb} \cos(u)) = \bar{u}_{dq} e^{ju} \quad (47)$$

Je to zpětná Parkova transformace. Velikosti hodnot složek napětí v $\alpha\beta$ systému se ještě musejí upravit v závislosti na kolísání stejnosměrného proudu meziobvodu. Upravená napětí vstupují do bloku převádějící $\alpha\beta$ systém souřadnic na jednotlivé složky fázových napětí u_a, u_b, u_c . Tento blok představuje PWM modulátor, který je popsán v kapitole (3.3). Z bloku vystupují střidy vcházející do hardwarové modulace. Ta komparuje vstupující střidu s nosnou pilou a přidává do výsledné střidy „dead time“. Takto upravená střida putuje do měniče a pomocí ní se vytváří fázová napětí ASM.

Výpočet nepřímého měření magnetického toku rotoru, transformace do dq souřadnic a zpět, proudové regulátory s generátor PWM, A/D převodník a čítač pulzů je prováděn v rychlé regulační smyčce po intervalech 100 μs . Pomalejší smyčka obsahující regulátory toku a otáček je počítána po časových intervalech 1ms.

Na Obr. 26 je znázorněno jádro řízení, které zastupuje model rotorového toku ASM a na Obr. 25 je označeno blokem Ψ_R . Do tohoto bloku vstupují statorové proudy v $\alpha\beta$, které po vynásobení ekvivalentní magnetizační indukčnosti vytvoří derivace složek magnetizačního toku. Je zohledněna závislost mezi otáčkami rotoru ω_m a mag. tokem. Po odečtení magnetického toku a vynásobení převrácené hodnoty τ_R dostaneme po integraci složky Ψ_R . Složky Ψ_R vstupují do bloku K/P, který je přetvoří na amplitudu a úhel svírající se statorovým systémem. Integrace bloku pro výpočet Ψ_R je citlivá na drift integrátoru, proto se musí upravit parametry horní a dolní větve tak, aby odpovídaly skutečnému toku ASM.



Obr. 26 Struktura nepřímého měření spráženého rotorového toku

5 Senzory

Pro model řízení mikroprocesorem potřebujeme znát elektrické a mechanické veličiny motoru. K určení těchto veličin se používají senzory, které využívají různých principů pro převedení na takové veličiny, které dokážeme převést do digitální podoby třeba A/D převodníkem. Musíme je zvládat v reálném čase a podle použitého typu je dokážeme převést z lepší nebo horší věrností. Pokud bychom chtěli měřit vše a snažili bychom se je co nejvěrněji interpretovat, tak to vždy nemusí být to nejlepší řešení. Například pokud bychom chtěli měřit napětí na fázích ASM z důvodu řízení. Ta jsou dána sdruženým napětím z výstupu měniče. Měnič vytváří fázové napětí pomocí rychlých spínacích sledů napětíových obdélníkových pulzů o velikosti aktuálního usměrněného napětí meziobvodu. Jejich šířku udává modulátor a nárůst hrany je mezi 2 až 10 kV/μs. Pokud bychom chtěli naměřit skutečný průběh napětí, bylo by to vysoce náročné. A/D převodník pro digitální zpracování takovýchto rychlých změn, by potřeboval zaznamenávat s velmi vysokou frekvencí a řídicí struktura by pak musela běžet v enormně rychlé smyčce. Takto extrémní výkony potřebné pro extrémně rychlé smyčky běžné DSP čipy nedosahují. Proto se měření přesného fázové napětí nepoužívá, ale namísto toho se využívá vypočítaných napětí řízení vstupujících do modulátoru. Tato napětí pak vstupují do dalších možných struktur regulace, které používají řízení především bez čidla otáček.

5.1 Snímač napětí

Pro všechny řídicí struktury je nezbytné měřit napětí v meziobvodu. Kdyby se toto usměrněné napětí neměřilo, tak by kolísající napětí ovlivnilo výsledné napětí střídače, a tím pádem snížilo kvalitu chování ASM. Proto se zavádí kompenzace kolísání před vstupem do modulátoru v řídicím algoritmu. Z kapitoly 3.2 víme, fázové napětí je závislé na usměrněném napětí. Proto upravíme měřítko napětí v závislosti na aktuálním stavu napětí meziobvodu Obr. 20. Měřítka je dáno poměrem:

$$k(t) = \frac{U_{DC}}{u_{DC}(t)} \quad (48)$$

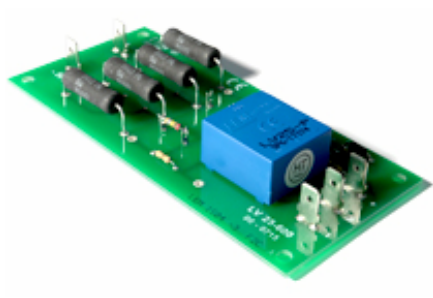
Kde U_{DC} je střední hodnota zvlněného napětí a u_{DC} je aktuální hodnota napětí meziobvodu.

Pro měření napětí je vybrán napětíový převodník LV 25-800 od firmy LEM.

Specifikace:

Symbol	Význam symbolu	Hodnota
U_{PN}	Nominální měřené napětí	±800 V
U_P	Max. měřené napětí	±1200 V
U_C	Napájecí napětí	12-15 V
I_{SN}	Výstupní proudový signál pro nominální napětí	25 mA

Tabulka 3 Základní specifikace napětíového převodníku



Obr. 27 Napěťový převodník

Více viz dokumentace [22].

5.2 Snímač proudu

Pro vektorové řízení potřebujeme znát aktuální hodnotu statorových (respektive fázových) proudů motoru. Pokud měříme pouze dva fázové proudy procházející motorem, dá se zbývající fázový proud dopočítat z podmínky symetrie $i_a + i_b + i_c = 0$ viz vstupující signál proudu v modelu na Obr. 25. Pro měření proudů se nejčastěji používají čidla s principem Hallova jevu. Mají už z principu galvanické oddělení výstupního signálu. Nezbytně důležité je shodně nastavit offset pro vstupní signály proudů do A/D převodníku. Jinak dojde k rozladění transformovaných statorových proudů $i_{\alpha\beta}$ v ustáleném stavu. Přesněji budou oscilovat a projeví se to na kvalitě řízení.

Pro měření fázových proudů je vhodné použít proudový převodník LA 25-NP od firmy LEM.

Specifikace:

Symbol	Význam symbolu	Hodnota
I_{PN}	Nominální měřený proud	$\pm 25A$
I_P	Max. měřený proud	$\pm 36A$
U_C	Napájecí napětí	15V
I_{SN}	Výstupní proudový signál pro nominální proud	25mA

Tabulka 4 Základní specifikace proudového převodníku



Obr. 28 Proudový snímač

Více viz dokumentace [21].

5.3 Snímač otáček

Pro výpočet rotorového magnetického toku a jeho polohy potřebujeme znát statorové napětí a úhlovou rychlost nebo polohu rotoru. Modely řízení bez čidla otáček vypočítávají úhlovou rychlost z elektrických měřitelných veličin stroje. Ty ale potřebují náročnější numerický výpočet než řízení s čidlem úhlové polohy a složitější nastavení. Použité řízení potřebuje čidlo úhlové rychlosti nebo polohy. Jsou různé principy čidel, které měří úhlové veličiny. Rozdílné přístupy používají revolvery, selsyny, magnetorezistivní snímače, optické inkrementální snímače atd. Procesor DSP má hardwarově implementovaný čítač pulzů. Proto je vhodné použít čidlo, které nepotřebuje přídatnou elektroniku pro převod na pulzy. Toto nám splňuje optické inkrementální čidlo.

Pro měření úhlové polohy je použitelné inkrementální čidlo s označením IRC 600/500 PA od firmy LARM.

Specifikace:

Symbol	Význam symbolu	Hodnota
PIO	Počet impulzů na otáčku	500 im/n
U_{NA}	Napájecí napětí	10-30V
I_{NA}	Maximální vlastní spotřeba	70mA
N_{max}	Maximální otáčky	10000min^{-1}
VS	Výstupní signál	HTL

Tabulka 5 Základní specifikace inkrementálního čidla



Obr. 29 inkrementální čidlo

Více viz dokumentace [20].

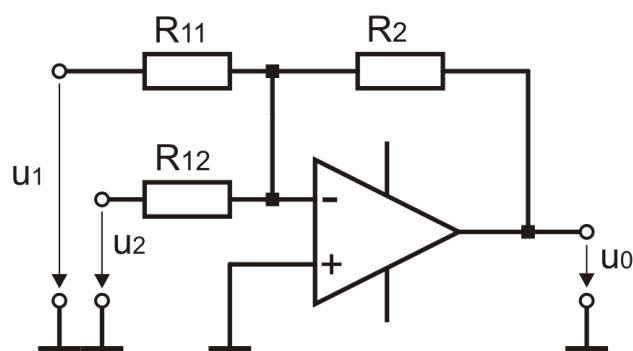
5.4 Úprava měřítka fyzického signálu

Signály z analogových snímačů je třeba upravit pro A/D převodník na potřebný napěťový rozsah pomocí obvodů s operačními zesilovači.

Je mnoho typů zapojení operačních zesilovačů, ale hlavním rozdílem mezi jednotlivými typy je forma výstupu signálu. Tedy invertujícím a neinvertujícím výstupem vůči vstupnímu signálu.

Invertující zapojení

Zapojíme-li výstup z operačního zesilovače zpětnou zápornou vazbou, vytvoříme invertující zapojení zesilovače viz Obr. 30. Po přidání rezistorů nastavíme výstupní zesílení signálu.



Obr. 30 Schéma invertujícího zapojení

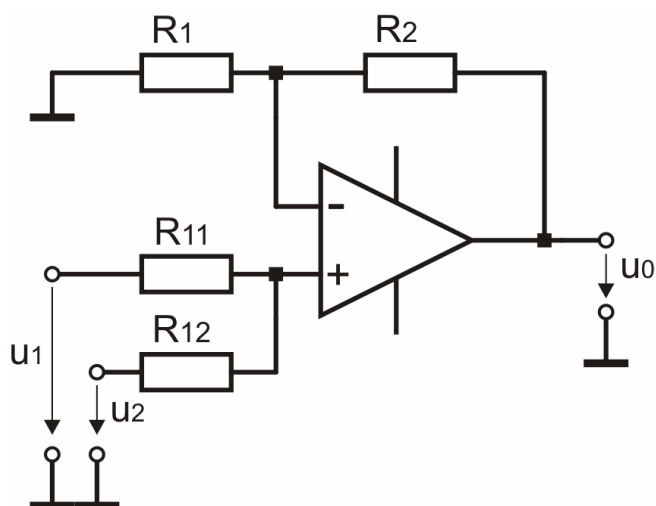
Výstupní napětí získáme pomocí vztahu:

$$u_o = \left(\frac{R_2}{R_{11}} u_1 + \frac{R_2}{R_{12}} u_2 \right) \quad (49)$$

Specifickou vlastností tohoto zapojeného op. zesilovače je velikost vstupní impedance. Operační zesilovač má teoreticky nekonečnou vstupní impedanci, ale přesto má invertující zapojení poměrně menší impedanci. Jelikož na invertujícím vstupu je virtuální nula, přesto teče do tohoto vstupu proud závislý na vstupním odporu. Tedy vstupní impedance celého zapojení je $Z_{in} = R_{in}$.

Neinvertující zapojení

Pokud připojíme na zápornou zpětnou vazbu nezatížený dělič napětí, jenž je napájen výstupem zesilovače, dostaneme neinvertující zapojení op. zesilovače viz Obr. 31.



Obr. 31 Schéma neinvertujícího zapojení

Výstupní napětí je dáno vztahem:

$$u_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \left(\frac{R_{12}}{R_{11} + R_{12}} u_1 + \frac{R_{11}}{R_{11} + R_{12}} u_2 \right) \quad (50)$$

Zesilovače v tomto zapojení má teoreticky nekonečnou vstupní impedanci.

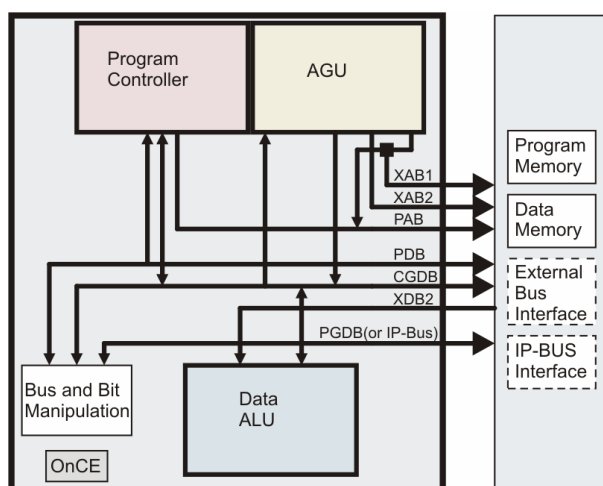
Více v literatuře [3].

Invertující zapojení						
R ₂ [Ω]	R ₁₁ [Ω]	R ₁₂ [Ω]	u ₁ [V]	u ₂ [V]	u ₀ [V]	
11000	10000	10000	-1.5	(-1.5 až 1.5)	(3.3 až 0)	
Neinvertující zapojení						
R ₁ [Ω]	R ₂ [Ω]	R ₁₁ [Ω]	R ₁₂ [Ω]	u ₁ [V]	u ₂ [V]	u ₀ [V]
10000	12000	10000	10000	1.5	(-1.5 až 1.5)	(0 až 3.3)

Tabulka 6 Hodnoty prvků zapojení operačního zesilovače pro proudové čidlo

6 Procesor DSP56800 a jeho architektura

Vlastnosti a způsob programování DSP procesoru jsou obdobné jako u univerzálních procesorů (zejména mikroprocesory známe jako Intel 486 z PC). Oproti nim má ale optimalizovanou architekturu a instrukční soubor, který umožňuje mnohem rychlejší a efektivnější výpočet standardních vztahů používané v signálových a řídicích aplikacích (diskrétní operace a číslicové filtrace). DSP používá takzvanou harvardskou architekturu umožňující oddělené zpracování funkčních jednotek dat, instrukcí, řízení programu a vhodnou komunikaci mezi nimi. Díky tomu dokáže paralelně zpracovat data a instrukce, což zvyšuje efektivitu řešení problému. Komunikaci mezi všemi funkčními jednotkami umožňuje tzv. vnitřní sběrnice. Tato sběrnice se skládá z účelových sběrnic. Vnitřní sběrnice zajišťuje komunikaci i s periferními zařízeními viz Obr. 32.



Obr. 32 Jádro procesoru DSP56800

Na Obr. 32 vidíme propojení účelových sběrnic kde:

XAB1 je první adresová sběrnice z funkční jednotky instrukcí do datové oblasti

XAB2 druhá adresová sběrnice z funkční jednotky instrukcí do datové oblasti

PAB je adresová sběrnice do jednotky řízení procesu

PDB je datová sběrnice do datové paměti

CGDB globální datová sběrnice pro práci s datovou pamětí

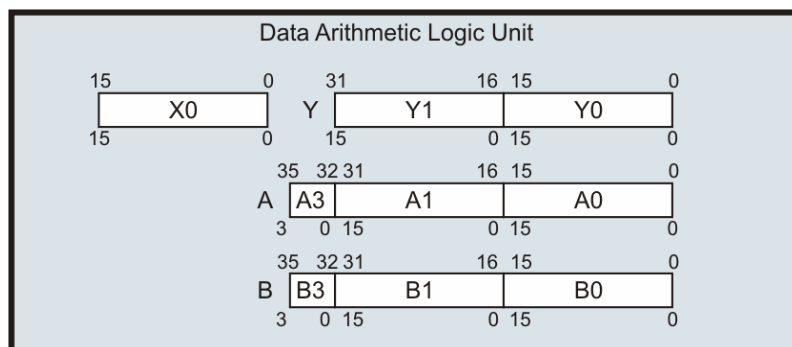
XDB2 druhá datová sběrnice z datové funkční jednotky do datové paměti

PGDB datová sběrnice pro komunikaci s perifériemi

6.1 Funkční jednotka ALU (Arithmetic logic unit)

Jednotka ALU provádí různé logické a základní aritmetické operace. Je optimálně navržena pro práci s celými čísly nebo s čísly s pevnou desetinnou čárkou, což dělá z tohoto procesoru výkonný prostředek pro runtime aplikace. Standardně disponuje třemi 16bitovými registry a dvěma 36bitovými universálními akumulátory, které se rozdělují na

16bitové části (registry). Má také jeden 36bitový akumulátor pro čítání cyklů a navíc jeden 36bitový doplňkový akumulátor pro dělení. Samozřejmě na těchto podpůrných akumulátorech může ALU provést i další instrukce, než je jejich specifický účel, ale mají některá omezení a musíme s nimi počítat. Zajímavou schopností ALU je takzvaný data limiter. Je to vlastně schopnost saturace matematického výsledku rovnou v akumulátoru, pokud je aktivovaný, což zabrání přetečení registru.

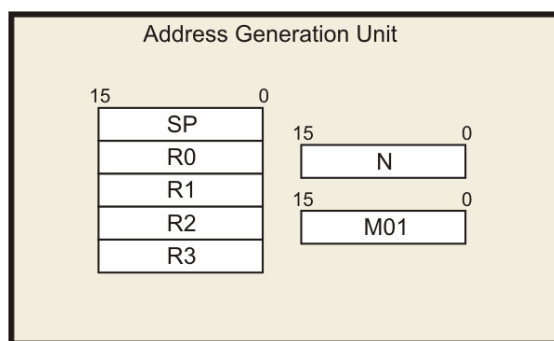


Obr. 33 Aritmetická a logická jednotka DSP56800

Na Obrázku vidíme označení jednotlivých registrů a akumulátoru. Akumulátory mají navíc 4bitové rozšíření a můžeme s nimi pracovat jako s celky, což umožňuje dostatečnou flexibilitu pro další zpracování výsledku.

6.2 Funkční jednotka AGU (Address generate unit)

Jednotka AGU umožňuje adresování paměti, a tím do něj umožňuje přístup. Má v sobě implementovanou matematickou jednotku (modulo aritmetic unit), která umožňuje nezávislé výpočty adresových registrů na ALU. Dále pro práci s řetězcí dat má implementovanou inkrementační/dekrementační jednotku pro posun v paměti o jednotku bez ztráty taktu procesoru.



Obr. 34 Adresová jednotka DSP56800

Na obrázku vidíme čtyři 16bitové adresové registry R0-R3, které se nejčastěji používají jako ukazatele do datové paměti. Pouze jeden z adresových registrů umožňuje inkrementační/dekrementační operaci a je to registr označený R3. Dále je zde 16bitový registr SP, který ukazuje na vrchol zásobníku, registr ofsetu N a modifikační registr M01. Modifikační registr nastavuje typ adresování, a to buď lineární nebo modulo mód adresování. Počet bitů registru nám říká, kolik dokáže adresovat paměti, proto 16bitové registry umožňují adresovat celkově 64 kB paměti, a to jak interní, tak externí.

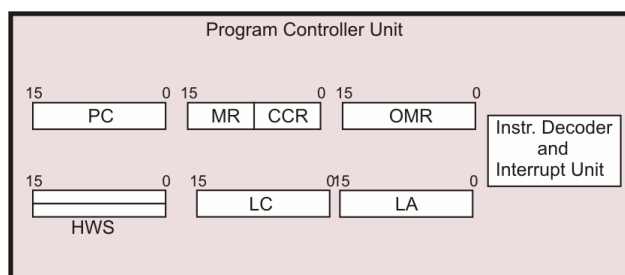
6.3 Funkční jednotka Program Control a nastavení přerušení

Tuto jednotku můžeme jinak nazvat jako jednotka řízení běhu programu. Je odpovědná za načítání a dekodování instrukcí, za průběh hardwarových smyček a za správné zpracování vyvolávaných přerušení. Stručně řečeno dává řídicí povely ostatním jednotkám, a tím řídí proces celého procesoru a díky tomu i našeho programu.

Je zde uložen registr programového čítače, který ukazuje na pozici strojového kódu v paměti. Jsou zde dva registry pro řízení hardwarových smyček. Jeden z nich je ukazatel do paměti a druhý slouží k určení počtu opakování. K urychlení používá registr pro pamatování adres hardwarových smyček (tzv. zásobník). Obsahuje registr módu procesoru. Pro programování aplikace je nejdůležitější registr SR. Ten je rozdělen na dvě části. Dolní část registru je pro stavové příznaky procesu (neboli použitého strojového příkazu) a horní část je pro nastavení módu přerušení(maskovatelná, nemaskovatelná).

Pro nastavení konkrétního přerušení potažmo jejich možné aktivování využíváme povolovací registr jednotlivých kanálů přerušení IPR. Pokud nastavíme bity na konkrétní kanál, zpřístupníme tento kanál pro zpracování přerušení. Každý kanál zastupuje čtyři typy přerušení a je reprezentován registrem GPR konkrétního kanálu. GPR obsahuje čtyři nastavení priorit pro konkrétní typy přerušení. Procesor má tabulku ukazatelů(vektorů) pro jednotlivá přerušení a je jich celkem 64. Pokud nastavíme všechny příznaky tam, kde mají být v registrech IPR a GPR, pak stačí doplnit adresu funkce, kterou chceme provést, do tabulky ukazatelů přerušení a máme kompletně nastavené přerušení. Neuvedl jsem, že v IPR je na spodních 6 bitech nastavitelné signálové přerušení IRQA a IRQB. Tato přerušení jsou výjimečně mimo kanály a nastavují se přímo v IPR.

Pro nastavení přerušení GPIO, A/D, PWM podobných integrovaných zařízení je potřeba nejen nastavit vše v IPR atd., ale také nastavit přerušovací registry v jednotlivých blocích těchto zařízení, jelikož nejsou součástí funkční jednotky řízení běhu programu, ale jsou s nimi spojené jen přes vnitřní sběrnici.



Obr. 35 Programový kontrolér DSP56800

6.4 Univerzální porty GPIO

Univerzální porty slouží pro víceúčelovou signálovou komunikaci pomocí pinů s periferiemi. Periferie jsou například klávesnice, display, budič IGBT a nespočet dalších myslitelných funkčních aplikací. Podle typu procesoru má tři nebo více 8bitových portů. Umožňují jak čtecí nebo zapisovací režim jednotlivých pinů portu, tak i nastavení portu pro komunikaci se sériovým rozhraním a pod. Ale nejčastěji se využívá pouze čtení nebo

zápis na port. Pro nastavení GPIO portů se používají 16bitové registry. Pro představu nastavení GPIO portů uvedu registry.

PUPEN(PUR) Pullup enable register (povolení připojení pull-up rezistoru)

DATA(DR) Data register (čtení nebo zápis portu přes registr)

DDIR(DDR) Data direction register (nastavení pinu portu jako vstup nebo výstup)

PEREN(PER) Peripheral enable register (použití pinu k komunikaci s standard. zařízením)

IASSRT(LAR) Interrupt assert register (simulované přerušení pinu)

IEN(LENR) Interrupt enable register (povolí přerušení z přístupu na pin)

IPOL(IPOLR) Interrupt edge polarity register (volí log. úroveň přerušení)

IPEND(IPR) Interrupt pending register (nastavení požadavku přerušení)

IEDGE(IESR) Interrupt edge sensitive register (detekce signálu v závislosti na vstupní hraně)

PPOUTM Push-pull output mode register (nastavuje mód typu komunikace s periferiemi)

RDATA Provides an unlocked version of the data values currently present on each GPIO pin even when not in GPIO mode. (přímý přístup do kontroleru log. hodnot)

DRIVE Drive strength register (nastavení elektrických vlastností portů)

6.5 Hardwarový generátor PWM

Pulzy střídače generujeme pomocí hardwarového komparačního generátoru PWM. Nezávislý generátor má tu výhodu, že se nemusí vytvářet algoritmus pro správnou časovou generaci pulzů. To za nás podle svého nastavení vykoná nezávisle sám a navíc tímto způsobem nezatížíme zbytečně procesor. Nosná vlna (trojúhelník, pila) je vytvářena pomocí 16bitového čítače a registru stropu čítání Counter Modulo (PWMCM). Podle nastaveného módu čítání nám vytváří pilový nebo trojúhelníkový signál za pomoci předděličky taktu procesoru, která ve stanoveném časovém úseku inkrementuje nebo dekrementuje čítač. (Dekrementování se upotřebí tehdy, když dosáhne čítač hodnoty Counter Modulo a potřebujeme vytvořit sestupnou hranu trojúhelníku.) Tedy nosnou vlnu zastupuje aktuální stav čítače. Nosná vlna je porovnávána s třemi vstupními registry PWM Value Reg (PWMV) jejíž výsledkem jsou obdélníkové signály reprezentované logickými 1 nebo logickými 0. Tyto signály vstupují do bloku zpoždění přepnutí (Dead time), který má dva registry pro časovou kompenzaci vypnutí a sepnutí tranzistoru. Následně do dalších bloků pro nastavení polarity výstupu korekce a podobně. Více viz literatura [6], [7].

6.6 A/D převodník

Závisí na typu použitého DSP procesoru s jádrem DSP56800. Protože nejvyšší řada tohoto jádra má dva převodníky, což umožňuje paralelní převod dvou signálů naráz a ostatní mají převodník jeden, se kterým dokážeme naráz zpracovávat pouze po jednom signálu. Základní vlastností převodníků je rychlost převodu a jeho rozlišovací schopnost daná počtem bitů převodu a registru, do kterého se ukládá hodnota převodu. Maximální

fyzická rychlost převodníku je 5.33 MHz. Ale můžeme rychlost převodu zvolit sami, pokud nepřekročíme maximální rychlost převodu, v závislosti na nastavení předděličky taktu procesoru. Za jeden cyklus dokáže s maximálním taktem převodníku nastavit za 187 ns dva bity 12bitového převodu. Z toho plyne 1.125 μ s na jeden úplný převod signálu do digitální podoby. Tento výsledek převodu se uloží do 16bitového registru a posune se o tři doleva. Z toho vyplývá, že výsledek převodu může být pouze kladný o maximální velikosti 32 768 s přesností 12bitového čísla. Pokud chceme měřit napětí například v rozmezí od -1.65 V do 1.65 V, musíme nejprve posunout měřený signál na rozmezí od 0 V do 3.3 V (maximální napětí dovolené napětí A/D převodu) a následně převedené napětí uložené v registru posunout odečtením hodnoty poloviny měřeného rozsahu. To nám umožňuje přímo A/D převodník pomocí Offset Registru registru. Dokáže měřit napětí z 8 pinů, které se připojují na převodník pomocí přepínače tzv. Mux-e. Umožňuje navíc diferenčně měřit napětí mezi konkrétními dvojicemi pinů.

Nastavuje se pomocí 16 registrů, které nastavují jak módy převodu, při jaké události se má generovat přerušení atd. Najdeme je popsané v referenční příručce nebo v lit. [6], [7].

6.7 Timer (časovač/čítač)

Časovač se obecně používá k vyvolání funkcí v konkrétním časovém úseku. Funguje jako čítač, který čítá takty procesoru nebo pulzy vnějšího zdroje do stanovené hodnoty a pak následně generuje požadavek na přerušení nebo pošle impuls do dalšího čítače či funkční jednotky (zařízení). Obecně má několik časovačů typu master (nadřazený) a čtyři slave (podřazené) časovače. Podřazené časovače mohou pracovat pouze s pulzy z výstupu ze svého nadřazeného časovače a případně se vzájemně propojovat. Některé podřazené časovače se dokáží propojit s dekodérem inkrementálního čidla nebo jsou určeny pro synchronizaci PWM apod., ostatní časovače toto nedokáží.

Používá pro svou činnost sedm 16bitových registrů. Jeden je pro nastavení čítače, jeden pro jednotlivé příznaky čítače a zbylé jsou pro funkci. Z důvodu počtu nastavení módů čítání a propojení mezi sebou neuvádím popis funkčního chodu časovače.

6.8 Dekodér inkrementálního čidla

Nejnižší řada s jádrem DSP56800 nemá žádný inkrementální dekodér, ostatní řady mají minimálně jeden. Mají čtyři vstupy, PHASE A, PHASE B, INDEX, HOME. První dva signály představují pulzy od inkrementálního čidla posunuté vůči sobě o 90°. Do vstupu INDEX jde vždy jeden pulz po jednom celém otočení inkrementálního čidla a do HOME vstupuje externí pulz konkrétní námi zvolené pozice tzv. shalft home position. Vstup HOME není vždy využíván. Závisí na konkrétní aplikaci. Dekodér využívá 32bitový registr polohy (Position Register). Dále registr otáček (Revolution Counter), který je vždy aktualizován při pulzu vstupujícím na vstup pinu INDEX. Obsahuje také registr rozdílů polohy (Position Difference Register). Ten obsahuje rozdíl počtů inkrementů mezi předchozím a aktuálním měřením. Mají také registry, do kterých se ukládá každá příchozí hrana pulzu. Obsahuje také filtr, který po přečtení čtyř změn (pokud si odpovídají), předá změnu dekodéru. Umí určit směr otáčení a podle toho inkrementuje nebo dekrementuje hrany pulzů. Umí propojit čítání hran pulzů s časovači, což umožňuje přesné měření otáček i při malých rychlostech.

Vzhledem ke složitosti nastavení a módů je vhodné nastudovat manuál.

7 Návrh měřítek v aplikačním algoritmu

Návrh řídicího systému můžeme rozdělit na dvě hlavní fáze. První je návrh řídicího algoritmu. Využívá se k tomu dostupných teoretických znalostí, ze kterých se pak na základě zadaného problému přinejlepším vybere a nebo musí navrhnout, řídicí algoritmus. Následuje ověření na simulačním programu a ladění parametrů řízení. Druhé stádium je následná realizace daného zařízení, buď jako prototyp nebo hotový produkt, u kterého doladíme řízení a upravujeme fyzické části.

Pro teoretický návrh řízení a často i simulace se využívá základních hodnot fyzikálních veličin. Jako například úhlové rychlosti v $\text{rad}\cdot\text{s}^{-1}$, proudu v ampérech, napětí ve voltech a pod. Jejich rozsah není teoreticky nijak omezen.

Ale pokud chceme vytvořit model řízení blízký tomu, co je uloženo v programové paměti řídicího čipu, musíme upravit matematický model na rozsah používaný daným čipem a zároveň převést model do číslicové podoby. Takto upravený model je pak snadné převést do programové podoby pro zvolený mikroprocesor.

DSP pracuje efektně převážně s 16bitovými registry. Používá jak aritmetiky s celými čísly a nebo s čísly s pevnou desetinnou čárkou. To znamená, že můžeme používat maximální rozsah hodnot od -32 768 do 32 767, tedy o celkovém počtu 65 535 nastavitelných hodnot. Musíme proto nastavit všechny veličiny (napětí, frekvence apod.) do rozsahů použité aritmetiky čipu, aby neztratily svůj fyzikální smysl řešených rovnic a zároveň abychom měli dostatečnou rozlišovací schopnost.

7.1 Poměrné jednotky (per-unit)

Pokud potřebujeme převést fyzický signál na 16bitové číslo, musíme zavést takzvané poměrné jednotky jednotlivých veličin. V podstatě je to konstanta, která změní měřítko dané veličiny tak, aby se signály vešly do rozsahu i v maximálních provozních stavech (rozběh, zátěž apod.) a tím pádem nedošlo k přetečení registru.

Obvykle signály z převodníku a dekodéru jsou bipolární hodnoty. Například otáčky motoru můžou nabývat kladných hodnot, pokud se otáčí hřídel kladným směrem, v opačném případě dostaneme otáčky záporné. Proto potřebujeme používat kladné a záporné hodnoty v rovnicích. Pak tedy musíme rozdělit maximální rozsah registru na kladnou a zápornou část. V procesorech obvykle bývá reprezentován dělicí prvek nejvyšším bitem daného registru. Logická 0 nejvyššího bitu registru znamená kladné číslo, logická 1 zase záporné číslo. To platí jak pro číslo ve formátu celých čísel tzv. integer, tak i pro formát reprezentovaný s pevnou desetinnou čárkou tzv. fractional. Jejich následný rozsah je pak pro integer od -32 768 do 32 767 a pro fractional od -1 do 1 respektive do 0.999 969 482. Všimněme si, že maximální hodnota záporných je větší než u kladných, nicméně rozsah je stejný, ale o 1 posunutý. V registru jsou reprezentovány oba dva formáty číselných hodnot stejným zápisem, jen je pro výpočet použit jiný aritmetický aparát. Pro celočíselnou a zlomkovou aritmetiku jsou především rozdílné operace násobení a dělení.

7.2 Aritmetika s desetinnou čárkou

Pro dobrou numerickou stabilitu a optimalizaci rovnic je vhodné volit normalizovaný tvar jak signálů tak rovnic, neboli brát všechny veličiny v desetinném tvaru. Pak musí být zvoleny vztažné hodnoty poměrných jednotek takovým způsobem, aby se vešel celkový fyzikální signál do rozsahu od -1 do 1. Číslo 1 reprezentuje maximální možnou hodnotu, kterou fyzický signál může dosáhnout a -1 zase minimální. Tato hodnota je pro nás určující i pro převodník A/D a dekodér inkrementálního čidla.

7.3 Určení rozsahu proudu

Pokud známe jmenovitý proud ASM (je určen konstrukcí), tak z něj můžeme určit přetížitelnost motoru. ASM je možné proudově přetížít až 10násobkem jmenovitého proudu. Podle námi stanovené velikosti proudové přetížitelnosti motoru je zvolen tranzistorový modul střídače, který dokáže bezpečně pracovat s touto hodnotou proudu. Tedy tranzistorový modul je volen s takovou proudovou hodnotou, aby dokázal zvládnout se zvolenou rezervou požadovanou přetížitelnost (Požadovaná přetížitelnost ASM je 20 A $\Rightarrow$ Zvolen tr. modul z katalogu s hodnotou maximálního dovoleného proudu 36 A). Tato maximální hodnota proudu je brána jako výchozí hodnota pro dimenzování proudového čidla.

Výstupní signál ze snímače „projde operačním zesilovačem“ a máme signál upravený v rozmezí mezi 0 až 3.3 V. Takto upravený signál je připravený na A/D převod, který je integrován v DSP čipu. V tomto případě víme, že maximální proud vytvoří napětí na A/D převodníku 3.3 V a jeho opačný směr toku proudu zase 0 V.

Napěťový převodník v DSP má nejčastěji 12bitové rozlišení. Pak se převedená veličina vejde do kladné části 16bitového čísla. Z toho vyplývá, že rozsah napětí od 0 až 3.3 V vytvoří při A/D převodu v registru převodníku odpovídající hodnoty napětí v rozsahu od 0 do 1, které jsou reprezentované desetinnou aritmetikou. Protože A/D převodník umí jenom unipolární převod v uvedeném rozsahu napětí, byl měřený proud posunut tak, aby odpovídal tomuto rozsahu. Nulový proud je reprezentován polovinu rozsahu neboli 1.65 V. Toto napětí odpovídá hodnotě 0.5 v registru převodníku. Proto je hodnota 16bitového registru převodu posunuta o 0.5 směrem dolů. Jinými slovy je od převedeného čísla A/D převodníku odečtena hodnota z nastaveného 16bitového registru offsetu. Ta má hodnotu právě 0.5. Tímto dostaneme rozsah měřených veličin od -0.5 do 0.5, jež zastupují maximální proudy v obou směrech tekoucí ve fázích ASM.

Tento popis lze vyjádřit poměrem:

$$i_{frac} = \frac{i_{real}}{2 \cdot i_{max}} \quad (51)$$

Kde i_{frac} je zlomková reprezentace aktuální hodnoty proudu, i_{real} je skutečná aktuální hodnota ve fyzikálních jednotkách proudu a i_{max} je maximální rozsah proudu, který pojme číslo zlomkové aritmetiky.

Obecně ale platí pro proudy poměr:

$$i_{frac} = \frac{i_{real}}{i_{max}} \quad (52)$$

Obecná hodnota měřítka je pak určena vztahem $1/i_{max}=M_i$.

7.4 Určení napět'ového rozsahu

Pracovní napět'ový rozsah motoru je definován konstrukční a výrobní specifikací daného točivého elektrického stroje. Tuto větu můžeme chápat tak, že napětí na fázích motoru nemá přesáhnout onu maximální přípustnou hodnotu napětí, kterou nalezneme v dokumentaci od výrobce. Z kapitoly 3.2 víme, že ve střídači na fázích je elektrický potenciál vůči zemi vyšší, než k jeho vztažnému nulovému potenciálu. Vztažené napětí musí mít stejnou maximální hodnotu jako je přípustná hodnota konstrukčního napětí. To znamená, že regulační obvod bude pracovat s maximálním napětím vstupujícím na jednotlivé fáze odpovídajícím konstrukci stroje. Minimální napětí určíme jako zápornou hodnotu maximálního napětí. To nám stanoví napět'ový rozsah, který bude reprezentován hodnotami od -1 do 1 ve zlomkové aritmetice.

Pro výpočet kompenzace kmitání usměrněného napětí musíme měřit toto napětí A/D převodníkem. Měřené napětí je unipolární (kladné), proto nepotřebujeme posouvat signál ze senzoru napětí na rozmezí 0 až 3.3 V. Pouze upravit měřítka výstupu, aby odpovídalo potřebnému rozsahu pro A/D převodníku. Tedy rozsahu 0 až 3.3 V. Nulová hodnota napětí odpovídá 0 V na vstupu A/D a maximální napětí usměrňovače plus námi stanovená rezerva reprezentuje napětí 3.3 V. Tento napět'ový rozsah odpovídá rozsahu 0 až 1 v desetinné aritmetice.

Popis vyjadřuje poměr:

$$u_{frac} = \frac{u_{real}}{u_{max}} \quad (53)$$

Kde u_{frac} je zlomková reprezentace aktuální hodnoty napětí, u_{real} je skutečná aktuální hodnota ve fyzikálních jednotkách napětí a u_{max} je maximální rozsah napětí, který pojme číslo zlomkové aritmetiky. Obecná hodnota měřítka je pak určena vztahem $1/u_{max}=M_u$.

7.5 Určení rozsahu otáček

Měření otáček probíhá ve většině případů pomocí inkrementálního čidla. Měřicí rozsah těchto senzorů je dán buď vlastním mechanickým omezením, pak následným elektrickým zpracováním nebo se odvíjí od způsobu zpracování signálu z otáčkového senzoru v DSP čipu. Tak či onak musíme zvolit potažmo vypočítat, kterou maximální hodnotu bude reprezentovat číslo 1 v desetinné aritmetice. Nesmíme taky zapomenout, že matematický model má závislost úhlových otáček na počtu pólů stroje. Proto musíme rozhodnout, které otáčky vstupují do řídicího algoritmu (jestli mechanické, nebo elektrické).

Vyjádření poměru:

$$\omega_{frac} = \frac{\omega_{real}}{\omega_{max}} \Rightarrow \frac{1}{\omega_{max}} \omega_{real} = M_{\omega} \omega_{real} \quad (54)$$

Kde ω_{frac} je zlomková reprezentace aktuální hodnoty otáček, ω_{real} je skutečná aktuální hodnota ve fyzikálních jednotkách otáček, ω_{max} je maximální rozsah otáček, který pojme číslo zlomkové aritmetiky a M_{ω} je jeho měřítka.

7.6 Určení rozsahu magnetického toku

Magnetický tok prochází vnitřním obvodem točivého stroje, a proto jeho velikost nemůžeme změřit standardními prostředky. Jako takový se počítá na základě matematického modelu ASM v závislosti na snadno měřitelných veličinách (proudu, indukčnosti, otáček, napětí). Z toho vyplývá, že velikost magnetického toku závisí na veličinách vstupujících do rovnic pro výpočet magnetického toku. Tyto rovnice obsahují časové derivace magnetického toku a ty zastupují napětí magnetického toku. Viz rovnice v kap. 2.4. Provedeme simulaci a z integrovaných veličin napětí magnetického toku získáme maximální hodnotu magnetického toku. Jinak pro ustálený stav platí, že magnetický tok se rovná poměru napětí a otáček.

Je vyjádřen poměrem:

$$y_{frac} = \frac{y_{real}}{y_{max}} \Rightarrow \frac{1}{y_{max}} y_{real} = M_y y_{real} \quad (55)$$

Kde Ψ_{frac} je zlomková reprezentace aktuální hodnoty toku, Ψ_{real} je skutečná aktuální hodnota ve fyzikálních jednotkách toku, Ψ_{max} je maximální rozsah toku, který pojme číslo zlomkové aritmetiky a M_Ψ je jeho měřítko.

7.7 Časté úpravy měřítek v rovnicích (úprava konstant)

Pokud normalizujeme signály, musíme normalizovat i rovnice, ve kterých vystupují. Rovnice modelu řízení obsahují konstanty, kterými se normalizovaný signál násobí. Pak normalizování neboli úpravu musíme provést na těchto konstantách tak, aby odpovídal výsledek rovnice správné poměrné veličině. V rovnicích vystupují konstanty jako odpor nebo indukčnost.

Úprava odporu

Vycházíme se základního vztahu závislosti odporu, proudu a napětí známého jako Ohmova zákona. Kde za napětí dosadíme poměrnou hodnotu rozsahu a obdobně za proud. Poměrná jednotka je podíl jedné ku maximálnímu rozsahu dané veličiny. Pak postupujeme jako při výpočtu odporu z ostatních známých veličin.

$$M_U = M_R M_I \Rightarrow \frac{1}{U_{max}} = M_R \frac{1}{I_{max}} \Rightarrow \frac{I_{max}}{U_{max}} = M_R \quad (56)$$

Výsledné měřítko M_R vynásobíme hodnotou odporu a máme upravený tvar odporu.

$$R_{frac} = M_R R$$

Kde výsledný poměr je v důsledku nový přepočet měřítka, kde normalizovaný proud se přepočítá zpět na skutečnou hodnotu a po vynásobení odporu s přepočtenou hodnotou se normalizuje podle měřítka proudu.

Úprava indukčnosti

Zde je pro základní vztah napětí a indukce definována změnou vstupního proudu viz vztah:

$$u = L \frac{di}{dt} \quad (57)$$

Kde derivace proudu podle času můžeme definovat jako difference: $\frac{di}{dt} = \frac{\Delta i}{\Delta t}$

Víme, že čas musí být vždy stejný jak pro normalizovanou rovnici, tak i pro rovnici počítající s reálnými veličinami, tedy měřítko času je jedna. Pokud změníme měřítko proudu M_i , pak to samé musíme provést i s jeho rozdílem, potažmo pro jeho diferenci ($M_i \cdot i_{n+1} - M_i \cdot i_n = M_i \Delta i$) Z toho vyplývá obdobná závislost poměrů jak u úpravy odporu.

$$M_U = M_R M_I \Rightarrow \frac{1}{U_{\max}} = M_L \frac{1}{I_{\max}} \Rightarrow \frac{I_{\max}}{U_{\max}} = M_L \quad (58)$$

Posléze vynásobíme výsledné měřítko M_L s indukčností a máme upravený tvar:

$$L_{\text{frac}} = M_L L \quad (59)$$

Všechny tyto úpravy měřítek však fungují pouze pro rovnice, které využívají stejných definic z kterých úpravy vycházejí. Tedy výpočty napětí z proudů. Tyto úpravy použijeme především pro vektorové řízení pomocí přirozeného řízení.

7.8 Úprava měřítka konstant v rovnici rotorového toku

Rovnice pro výpočet toku viz (33) je složena z částí, které představují toky. Rovnice obsahuje konstantu $\tau_R = L_R/R_R$, pro kterou platí měřítko $M_L/M_R=1:1$. Dále do rovnice vstupuje normalizovaný signál proudu a úhlové rychlosti. Tedy proud vytvoří spolu s indukčností díl mag. rotorového toku $\bar{y}_i = L_m \cdot \bar{i}_s$ –z toho vyplývá úprava měřítka indukčnosti:

$$M_y = M_{Ly} M_I \Rightarrow \frac{1}{y_{R \max}} = M_{Ly} \frac{1}{I_{\max}} \Rightarrow \frac{I_{\max}}{y_{R \max}} = M_{Ly} \quad (60)$$

Další část magnetického toku je závislost úhlové rychlosti, která spolu s konstantou a rotorovým tokem vytvoří následující díl toku $\bar{y}_w = jw_m t_R \bar{y}_R$. Protože může vstupovat do rovnice pouze normalizované veličiny, musí se úhlová rychlost upravit podle vztahu $w_m = w_{frac} w_{\max}$ viz (54). Z toho vyplývá odpovídající úprava konstanty části toku označena závorkou takto: $\bar{y}_w = jw_{frac} (w_{\max} t_R) \bar{y}_R$. Tok $\bar{y}_R$ není v požadovaném měřítku, pokud jej vynásobíme měřítkem M_ψ , které získáme podle vztahu (55), bude mít odpovídající měřítko.

Pak výsledný vztah pro výpočet rotorového toku odpovídá:

$$M_y \frac{d\bar{y}_R}{dt} = \frac{1}{t_R} (L_m M_{Ly} \cdot \bar{i}_{sfrac} - M_y \bar{y}_R + M_y jw_{frac} (w_{\max} t_R) \bar{y}_R) \quad (61)$$

Kde w_{frac} je normalizovaný signál otáček a $\bar{i}_{sfrac}$ je normalizovaný vektor proudu

8 Normalizování konstant v desetinné aritmetice

V kapitolách 7 a 9 jsme si popsali metody úprav konstant jež jsou násobeny s proměnou v rovnicích. V praxi se často stává, že upravená konstanta má hodnotu diametrálně jinou, než je rozsah čísla typu fractional. Například hodnoty konstant PI regulátoru bývají často 10 a větší, nebo naopak zase menší jak 0.000 000 1. Tyto hodnoty se nevejdou do 16bitového registru desetinné aritmetiky, a tím pádem bychom nemohli s nimi počítat. Pokud bychom samozřejmě neemulovali výpočty s plovoucí desetinnou čárkou, které by enormně zatížily procesor.

Tento problém s většími nebo menšími čísly než je rozsah daného registru se dá elegantně obejít za použití bitových posunů.

Pozice logické jedničky v registru představuje tolikátou mocninu dvojky, na kolikáté pozici je uložena (počítá se od nulté pozice). Pokud obsahuje registr více log. jedniček, tak je výsledné číslo dáno součtem mocnin dvojek, z nichž každá mocnina dvojky přísluší dané pozici registru. U desetinných čísel zase pozice značí kolikátá je to záporná mocnina dvojky. Bitový posun tedy dokáže číslo uložené v registru zvětšit, jestliže je posune doleva, nebo zmenšit, pokud je posune doprava podle vztahu:

$$X_{scale} = X \cdot 2^n \quad (62)$$

Kde X_{scale} je upravené číslo, X je původní číslo a n je počet bitových posuvů.

Pokud posuneme původní číslo podle předchozího vztahu (62) na číslo, které se vejde do rozsahu čísla desetinné aritmetiky (fractional), můžeme tuto hodnotu násobit s proměnnou typu fractional. Po zpětném posunu výsledku, dostaneme skutečnou hodnotu v desetinné aritmetice, viz $X \cdot x = ((X \cdot 2^n) \cdot x) \cdot 2^{-n}$, ovšem pokud se násobek vejde do rozsahu registru.

Aby výsledek měl co možná nejvíce zachovanou přesnost při násobení 16bitových čísel, tak upravené číslo X_{scale} se musí vejít do rozsahu $\langle 0.5, 1 \rangle$.

Pak pro bitový posuv n platí podmínka:

$$\frac{\log(0.5) - \log(X)}{\log(2)} \leq n < \frac{\log(1) - \log(X)}{\log(2)} \quad (63)$$

Kde n musí být vždy celé číslo.

Je-li původní číslo X číslem mocniny dvojky, výsledná čísla zlomku logaritmu jsou celá čísla. Pak je dobré zvolit vždy za bitový posuv n levou stranu podmínky. U ostatních čísel jsou výsledné zlomky v reálném tvaru (s desetinnými hodnotami) a výsledný posuv je celé číslo mezi dvěma výsledky zlomků.

9 PI regulátor

Základním regulačním členem řízení motorů je PI(D) regulátor. Řídicí algoritmus využívá čtyři PI regulátory, a to jak pro elektrické veličiny (proudy, mag. tok), tak i pro mechanickou (ω) veličinu. PI potažmo PID regulátor řídí soustavu pomocí akčních zásahů u , který vzniká na základě regulační odchylky (rozdíl vstupu a výstupu reg) $e = w - y$. Regulátor se snaží řídit soustavu tak, aby regulační odchylka byla co možná nejmenší bez ohledu na poruchovou veličinu.

Pro spojitý signál a řízení v lineární oblasti má PI regulátor tvar:

$$u(t) = K \left(e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t) dt \right) \quad (64)$$

Kde K je proporcionální složka zesílení a T_i je časová konstanta regulátoru. Integrační člen v regulátoru zajišťuje nulovou regulační odchylku v ustáleném stavu při konstantní požadované hodnotě, což je postačující vlastnost pro daný typ řízení.

Jsou různé typy algoritmu pro číslicové zpracování PI(D) regulátoru, jako paralelní, sériový, absolutní (nerekurzivní) nebo v přírůstkovém tvaru (rekurzivní). Každý má svoje výhody a nevýhody. Pro naše účely postačuje paralelní algoritmus typu absolutní.

Vycházíme z rovnice spojitého regulátoru PI. Integrátor v PI regulátoru se nahrazuje obecně sumou.

$$\int_0^t e(t) dt = T_0 \sum_{i=0}^k e(iT) = T_0 \sum_{i=0}^{k-1} e(iT) = I(k) \quad (65)$$

Kde $t = kT_0$, T_0 je časová konstanta kroku (délka kroku) a k je konkrétní krok.

Zástupcem sumace můžeme být součet podle lichoběžníkového, obdélníkového nebo Simpsonova pravidla. Aplikačně se nejčastěji používá obdélníkové pravidlo.

Pak spojitý PI regulátor je převeden na číslicový neboli PS regulátor:

$$u(k+1) = K \left(e(k) + \frac{1}{T_i} I(k) \right) \quad (66)$$

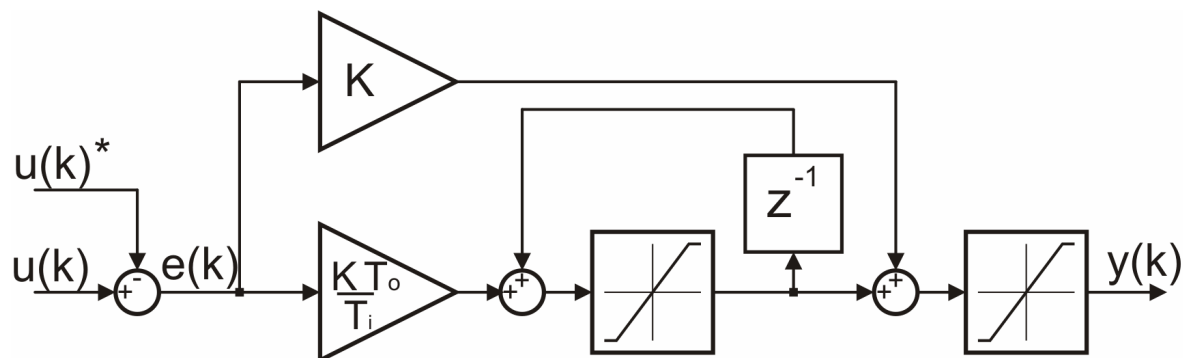
Kde suma $I(k)$ pro obdélníkové pravidlo je:

$$I(k) = I(k-1) + T_0 e(k) \quad (67)$$

Všimneme-li si, že v rovnicích (66) a (67) můžeme odchylku zároveň vynásobit s konstantami regulátoru, pak dostaneme tvar rovnice:

$$u(k+1) = (K \cdot e(k) + I(k)) \quad \text{kde} \quad I(k) = I(k-1) + \frac{K \cdot T_0}{T_i} e(k) \quad (68)$$

Schéma algoritmu podle předchozího vztahu je na Obr. 36.



Obr. 36 Schéma PS regulátoru

Výhodou sumace pomocí obdélníkového pravidla je, že máme algoritmus s minimálním počtem instrukcí, avšak s menší přesností aproximace regulační odchylky. Pokud bychom použili lichoběžníkové nebo Simpsonovo pravidlo, měli bychom dosáhnout lepší přesnosti.

10 Problematika návrhu algoritmu

Důležité je správně zvolit postup při řešení jednotlivých smyček rutin neboli takzvaných programových funkčních jednotek. Rutiny počítající model řízení jsou závislé na vstupních signálech (napětí, proud, otáčky), které je předávány pomocí senzorických rutin, které zpracovávají externí zařízení. Rutiny modelu řízení předpokládají dostatečně přesné interpretování jednotlivých vstupních signálů za takovou jednotku času, jakou samy predikují, potažmo takovou časovou jednotku, jako je samotná perioda dané smyčky rutiny.

V modelu řízení, tedy i v jeho rutinách, jsou výpočty závislé na časových intervalech, proto musíme znát čas průběhu jedné smyčky modelové rutiny. Potřebnou časová jednotku (časová konstanta kroku) periody smyčky musí znát především integrátor vystupující v některých rovnicích, jenž je nahrazen sumou známou z kapitoly 9.

Čas smyčky modelové rutiny řízení se může změřit pomocí časovače. Pak by se musely měnit konstanty závislé na čase (integrační konstanty) a díky přerušení je to nelehký úkol, který by vyžadoval sofistikovaný přepočít konstant. Proto se používá pro výpočet časových závislých rovnic pevná časová integrační konstanta, která je zaručena vyvoláváním rutin v určitých námi definovaných časových intervalech. Tedy časová konstanta kroku v integrační konstantě má takovou hodnotu, aby odpovídala hodnotě periody vyvolávané rutiny, jež se v ní vyskytuje jako člen časově závislé rovnice.

Takové základní schéma pro řešení časových smyček vychází z modelu vytvořeného v MATLAB/Simulink viz Obr. 37.

10.1 Řešení rutin

Rutiny řeší algoritmus řízení ASM podle zvoleného typu řízení. To je znázorněno na Obr. 37 zelenými barvami. V podstatě máme dvě základní programové smyčky, které se neustále opakují.

Pomalá smyčka řízení, označená na Obr. 37 tyrkysově zelenou barvou, běží s frekvencí cca 1 000 Hz a má za úkol řešit signály pomocí regulátorů magnetického toku a otáček. Tyto regulátory řeší regulaci pomocí rozdílu žádané hodnoty a naměřené hodnoty. Vytvoří nám požadovaný regulační zásah, který je z obou stran omezen tak, aby výsledný elektrický proud nepřekročil požadovanou hodnotu, a tím nezničil motor.

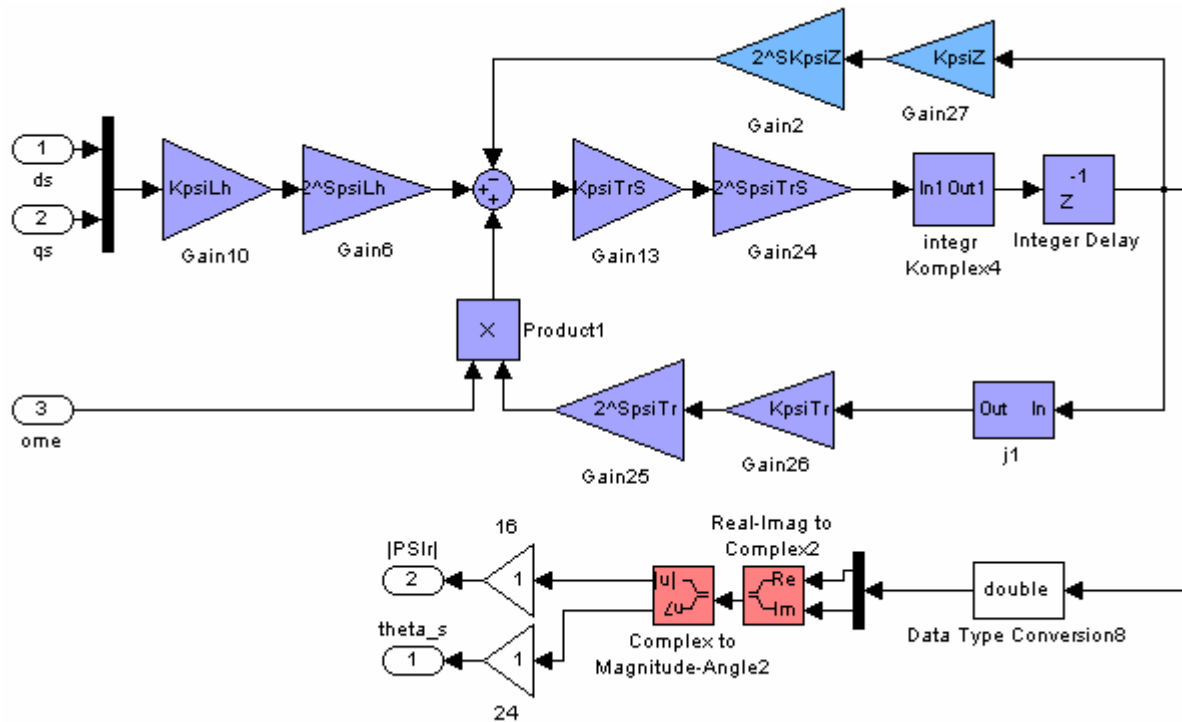
Rychlá smyčka řízení je na Obr. 37 označená hráškově zelenou barvou, řeší jádro řízení s frekvencí cca 10x větší, tedy s frekvencí 10 000 Hz. Regulátory proudů jsou omezeny na maximální napájecí napětí motoru. Obsahují přepočty do os dq systému. Tento přepočet je nutný pro výpočet rozdílů proudů, které jsou zase potřebné pro proudové regulátory. Pro stanovení úhlového natočení dq systému vůči statorovému slouží blok, který využívá rovnice rotorového toku viz kapitola 4.2. Také tento blok stanoví okamžitou velikost rotorového toku pro pomalou rutinu. Dále je nutná zpětná transformace do statorového systému pro vypočítaná napětí statoru. Podle stanoveného opravného koeficientu se upraví velikost složek napětí, které následně jdou do bloku algoritmu SVM. Výsledná střída posléze putuje do registrů hardwarového modulátoru PWM, který ji dotvoří a vyšle impulzy na tranzistorový budič měniče.

Fázové proudy a napětí nám zjistí A/D převodník označený oranžovou barvou. Od převodníku vyvolané přerušení dopočítá proudy Clarkovou transformací a také nám určí z aktuální hodnoty napětí v meziobvodu měniče opravný koeficient, který zajistí správnou velikost statorových proudů.

Inkrementální dekodér spolu s přidruženým přerušením, jenž je označen fialovou barvou, stanoví za co nejkratší čas normalizovanou hodnotu úhlové rychlosti.

10.2 Řešení bloku rotorového toku

Vychází se z rovnice (33), která je označena modrou barvou. Všechny koeficienty jsou normalizovány podle kapitoly 7.8. Dále je zde kalibrační koeficient označený bleděmodrou barvou, protože použitý integrátor (suma) používá obdélníkovou metodu sumace. To způsobuje nevhodný drift rotorových hodnot, který se kompenzuje kalibračním koeficientem. Ten získáme, pokud porovnáme rotorový tok z modelu ASM a vypočítaný rotorový tok z bloku viz Obr. 38.



Obr. 38 Schéma nepřímého měření spráženého rotorového toku v MATLAB/Simulink

Dále je zde řešena absolutní hodnota rotorového toku pomocí Pythagorovy věty a úhel natočení dq systému (označen červenou).

Ten je vypočten pomocí funkce `arkustangens` ze složek vektoru rotorového toku. Arkustangens se řeší pomocí aproximace polynomu. Tento způsob řešení arkustangens je již vytvořen v motor control library jako funkce.

Odmocnina je řešena aproximačně pomocí funkce integrované v knihovně.

10.3 Řešení bloku natočení os systému

Je definován vztahem:

$$\left. \begin{aligned} x_J &= x \cos(J) + y \sin(J) \\ y_J &= -x \sin(J) + y \cos(J) \end{aligned} \right\} \quad (69)$$

A pro zpětnou transformaci použijeme vztah:

$$\left. \begin{aligned} x &= x_J \cos(J) - y_J \sin(J) \\ y &= x_J \sin(J) + y_J \cos(J) \end{aligned} \right\} \quad (70)$$

kde x zastupuje v tomto bloku proudovou složku v ose d a y zastupuje proudovou složku ve směru q .

Jediným problémem této transformace z hlediska programového algoritmu je funkce úhlu. Řeší se pomocí polynomu 5. stupně a jsou vytvořeny v knihovně motor control library.

10.4 Řešení algoritmu SVM

Jeho princip je popsán v kapitole 3.3. Využijeme opět knihovny motor control library.

10.5 Návrh měření inkrementálního čidla

Pro získání aktuální hodnoty úhlové polohy nebo rychlosti se nejčastěji používají signály z inkrementálního čidla. Z inkrementálního čidla jdou impulzy do dekodéru. Šířka jednoho impulzu je závislá na úhlové šíři inkrementu, který se odvíjí od počtu pulzů na jednu otáčku daného měřicího čidla. Mezery mezi impulzy předpokládáme stejné jako délky pulzů a tedy po celém obvodu stejné symetrické rozložení. Pak tedy dokážeme měřit rychlost nejen podle počtu pulzů na jednu otáčku, ale také z času, po který trvá jeden pulz.

Víme, že rychlá rutina má probíhat s frekvencí cca 10 000 Hz, a proto by měla být rychlost aktualizovaná s tou samou periodou. Zvolené čidlo uvedené v kapitole 5.3 má 500 pulzů na otáčku. Každý pulz má po dvou hranách (vzestupná, sestupná), a tím pádem má 1000 hran na jednu otáčku. Maximální stanovené otáčky jsou 350 rad.s^{-1} Pro vztah

$$\text{mezi otáčkami a uhlovou rychlostí platí: } \omega_m = 2p \cdot n_m \Rightarrow \frac{\omega_m}{2p} = n_m,$$

kde ω_m je úhlová rychlost v radiánech za sekundu a n_m je počet otáček za sekundu.

Po dosazení hodnot maximální úhlové rychlosti dostaneme počet otáček za sekundu o velikosti 55.70423 ot^{-1} .

Pokud chceme určit, jestli měřit pomocí počtu pulzů nebo pomocí trvání jednoho pulzu nebo kombinací obou dvou metod měření, musíme stanovit nejprve maximální počet pulzů za měřenou periodu pomocí vztahu (metoda pro počet pulzů):

$$\frac{n_m \cdot 2N_{\text{čidla}}}{f_{\text{měření}}} = I_{pf} \quad (71)$$

kde n_m je počet otáček za sekundu, $N_{\text{čidla}}$ je počet pulzů na jednu otáčku, $f_{\text{měření}}$ je požadovaná frekvence měření. Po dosazení do vztahu dostaneme počet hran na otáčku I_{pf} za požadovanou časovou periodu.

Po dosazení maximální hodnoty otáčení a periody měření do vztahu (71) dostaneme počet hran za měřenou periodu o hodnotě 5.570423.

Tato hodnota nám napoví, jakou metodu pro měření zvolit, protože její převrácená hodnota nám zároveň stanoví odhad přesnosti frekvence otáčení. Pro vypočítaný počet hran za měřenou periodu je přesnost menší jak 20 % (1/5.570423). Pokud by byla hodnota větší jak 100 hran na periodu měření, tak by se o metodě měření pomocí počtu pulzů dalo uvažovat.

Z tohoto příkladu je zřejmé, že jediné východisko pro měření úhlové rychlosti je měření podle délky pulzu.

Pro stanovení doby pulzu se používá časovač, který je v režimu Gated-count mode, který čítá počet pulzů primárního hodinového zdroje, pokud na sekundárním signálu je logická jednička. Signál z inkrementálního čidla vytváří obdélníkové pulzy o délce dané rychlostí otáčení, kde pulz je v dekodéru interpretován jako logická hodnota jedničky. Tato logická hodnota trvá do té doby, než je šterbina zakryta stínítkem. Čítač v tomto módu určí časovou délku trvání jednoho pulzu.

Výhoda takového způsobu určení úhlové rychlosti je v tom, že dokáže stanovit rychlost otáčení hned z jednoho jediného pulzu. Tedy určení rychlosti otáčení závisí na době pulzu. Tato metoda dokáže určit za minimální čas úhlovou rychlost. Měřitelný rozsah rychlostí je omezen pouze konstrukcí čidla potažmo počtem inkrementů čidla.

Pro stanovení rychlosti otáčení použijeme vztah:

$$w_m = \frac{K_w}{T_{\text{pulz}}} \quad (72)$$

kde T_{pulz} je počet napočítaných pulzů primárního hodinového zdroje za dobu trvání jednoho pulzu inkrementálního čidla a K_w je přepočtový koeficient. T_{pulz} má rozsah od 0 do 65535, resp. po vyjádření v desetinné aritmetice od 0 do 2. Desetinné vyjádření dostaneme, pokud podělíme celočíselný rozsah číslem 32767.5 (Pro procesor hodnota 65535 v 16bitovém registru zároveň reprezentuje 2 v desetinné aritmetice)

$$K_w = \frac{N_T(w_m)}{w_m} \text{ kde } N_T(w_m) = \frac{T_{\text{clock}}}{2 \cdot N_{\text{čidla}} \cdot \frac{w_m}{2p}} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow K_w = \frac{2p \cdot T_{\text{clock}}}{D \cdot 2 \cdot N_{\text{čidla}}} \Rightarrow K_{wf} = \frac{2p \cdot T_{\text{clock}}}{D \cdot 2 \cdot N_{\text{čidla}} \cdot 32767.5} \quad (73)$$

kde T_{clock} je počet taktů procesoru za sekundu, D je hodnota poměru předděličky (1,2,4,8,16,...,128) a K_{of} je převedení čísla na desetinné vyjádření.

Koeficient $K_{\omega f}$ má hodnotu odpovídající měřítku 1:1. Tedy otáčí-li se hřídel $350 \text{ rad}\cdot\text{s}^{-1}$, tak přepočtená hodnota podle vztahu (72) je opět hodnota $350 \text{ rad}\cdot\text{s}^{-1}$. Proto se musí vytvořit poměrná jednotka podle vztahu:

$$K_{wfrac} = \frac{K_{wf}}{w_{\max}} \quad (74)$$

Potom tedy vypočítáme poměrné otáčky vztahem:

$$w_{frac} = \frac{K_{wfrac}}{T_{pulz}} \quad (75)$$

Pak budou odpovídající otáčky v potřebném měřítku.

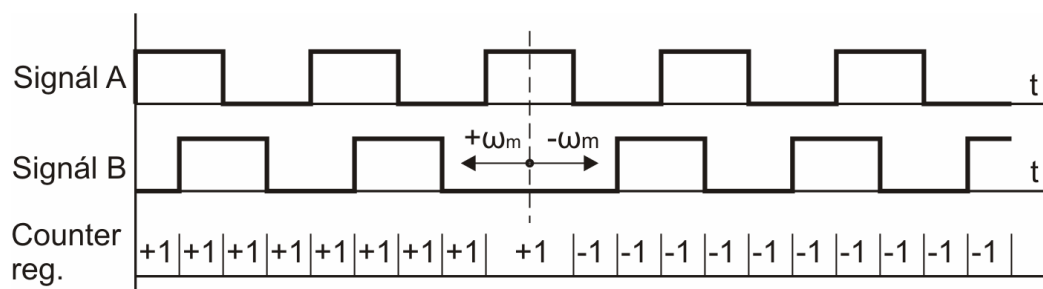
Pokud koeficient není v rozmezí 1 až 0,5, můžeme použít stejného principu jako v kapitole 8. Pro něj platí opět bytové posuvy nezávisle na tom, jestli násobíme nebo

dělíme. Osvětlí nám to vztah $\frac{X}{x} = \left(\frac{X \cdot 2^n}{x} \right) \cdot 2^{-n}$. (76)

Otáčky v daném případě budou vyjádřeny pouze absolutní hodnotou, proto jí musíme přiřadit znaménko směru otáčení. Znaménko můžeme určit dvěma způsoby. Jeden způsob využívá časovače v módu Quadrature-count nebo pomocí registru counter v dekodéru inkrementálního čidla.

Určení pomocí časovače v módu Quadrature-count probíhá tak, že čítač zpracovává signály A a B z inkrementálního čidla a na základě jejich pozice vůči sobě dokáže určit směr potažmo rychlost. V podstatě přičte jedničku do čítače tehdy, pokud pulz ze signálu A předbíhá signál B a naopak. Princip obdobný jako v reg counter viz Obr. 39.

Jelikož jsou nezávisle na sobě dekodér a připojené čítače (časovače), můžeme mít dekodér nastaven v jakémkoliv módu. Což nám umožňuje nezávislé vybírání metody měření rychlosti (pomocí počtů hran za otáčku, pomocí časovače). Dále ale také můžeme kdykoliv číst z registrů dekodéru. Pro získání směru otáčení za dobu jednoho pulzu se může použít registr counter. Tento registr je pouze pro čtení a funguje na stejném principu jako časovač v režimu Quadrature-count. Porovnává signál A se signálem B a podle toho přičte, nebo odečte jedničku do tohoto registru viz Obr. 39.



Obr. 39 Průběh čítání hran v registru counter

Toho můžeme využít pro určení směru, aniž bychom použili časovače a tím s nimi neplýtvali (Master časovač má pod sebou pouze 4 časovače, které se mohou různě propojovat).

Určení směru získáme podmínkou:

$$\begin{aligned} \text{kladný_směr} &= (C(n) - C(n-1)) > 0 \\ \text{záporný_směr} &= (C(n) - C(n-1)) < 0 \end{aligned} \quad (77)$$

kde $C(n-1)$ je stav counter registru v předcházejícím pulzu a $C(n)$ je stav counter registru na konci aktuálního pulzu dekodéru. Čtení z tohoto registru bude vždy na sestupné hraně pulzu spolu s čtením z časovače v módu Gated-count. Bude-li směr odpovídat kladné hodnotě, tak vypočítaná úhlová rychlost otáčení ze vzorce (75) je správná. Pokud ale bude směr záporný, musíme změnit znaménko vypočítané úhlové rychlosti. To provedeme tak, že k desetinnému číslu uloženému v registru přičteme jeden bit a provedeme negaci. Provedeme jakoby vynásobení -1, ale pomocí bitových operací (je to rychlejší).

Jelikož pro čítač v módu Gated-count využívá jako svůj sekundární zdroj časovač, připojíme zde primární časovač s nastavenou předděličkou o hodnotě 8. Pak dokáže tento čítač čítat od $1 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}$ do $350 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}$ (od 47123 do 134 pulzů primárního čítače). Otáčí-li se hřídel pomaleji, přeteče registr časovače (max hodnota v registru čítače je 65535). Proto připojíme k čítači v režimu Gated-count další čítač, který je v módu Count-mode. Bude mít hodnotu předděličky 16. Pak tento připojený čítač dokáže čítat pulzy sekundárního zdroje od 58904 pro $0.05 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}$, do 2945 pro $1 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}$. Pro další zpřesnění je připojen k tomuto přidanému čítači čítač stejného typu a hodnoty předděličky. Pak tento čítač dokáže zpracovat otáčky v rozsahu od 0.0045 do $0.05 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}$. Více viz tabulka:

Úhlové otáčky [$\text{rad} \cdot \text{s}^{-1}$]	Otáčky [ot^{-1}]	Čas na 1 impulz [s]	Dělička [-] pro 60MHz zdroj	Počet tiku [-]	K _{ωf} [-]	K _{ωfract} [-]
350	55.70423	1.795e-5	8	134	1.438128933	0.00410894
1	0.159155	0.006283	8	47123		
1	0.159155	0.006283	$8 \cdot 16 = 128$	2945	0.089883058	0.000256809
0.05	0.007958	0.125663	128	58904		
0.05	0.007958	0.125663	$128 \cdot 16 = 2048$	3681	0.005617691	1.60505E-05
0.0045	0.00716	1.396263	2048	40906		
0.0045	0.00716	1.396263	$2048 \cdot 16 = 32768$	2556	0.000351106	1.00316E-06
0.00025	3.98e-5	25.13274	32768	46019		

Tabulka 7 Tabulka přepočtových koeficientu spolu s časovači

10.6 Návrh měření A/D převodníku

Je známo (kapitoly 6.6 a 7.3), že převodník dokáže převést měřený signál (v rozsahu 0 V až 3 V) do digitální podoby potažmo na číselné hodnoty za 1.125 μ s. Tím pádem dokáže tento převodník za 1/10 000 sekundy převést 88.8 měřených signálů. Nám za tuto dobu postačují pouze 3 převody. Rozsahy, ve kterých může A/D převodník měřit, jsou od 0 V až do 3 V, což odpovídá číselnému rozsahu od 0 až 1. Pokud byl měřený signál posunut o konkrétní potenciál před převodníkem, může se tento signál virtuálně posunout zpět pomocí hodnoty v offset registru, která lze nastavit pro každý signál zvlášť.

Předpokládáme, že se použije paralelní převod, což znamená 2 převody najednou. Tím budou měřeny dva fázové proudy za 1.125 μ s. Následně se bude měřit napětí spolu jedním prázdným převodem za tutéž dobu. Naměříme 2 proudy a jedno napětí v meziobvodu měniče s jedním prázdným měřením. Hodnoty z A/D převodníku jsou už normalizované, pokud jsme správně nastavili převodník a mezisignálový obvod, a tudíž není třeba s nimi cokoli dělat.

Pokud spustíme převod pomocí nastaveného bitu start v control registru převodníku, automaticky převede všechny nastavené vstupní signály do číselné podoby v normalizovaném tvaru. Stop bit se nastaví po dokončení posledního převodu v control registru a A/D převodník vyčkává na jeho opětovné smazání. Pak může rychlá programová rutina číst převedené veličiny a po jejím načtení do svých proměnných spustit znovu převod vymazáním stopovacího bitu.

11 Závěr

V této práci jsem se snažil nastínit souvislost mezi základními modely ASM a metodami jejich řízení.

Řízení s čidlem otáček ASM vychází z modelu, který je popsán diferenciálními rovnicemi odvozenými v literatuře [5]. Je to základní metoda vektorového řízení a v této práci je uveden jak postup programové aplikace, tak nastavení opravných koeficientů v bloku rotorového toku. Velikost opravných koeficientů závisí na použité metodě náhrady integrátoru v rovnici rotorového toku modelu řízení a na frekvenci rychlé smyčky.

Pro softwarovou aplikaci je nutné vytvořit dvě rutiny. Jedna rutina běží v pomalé časové smyčce o frekvenci 1 000 Hz a obstarává regulátor otáček i magnetického toku. Druhá rychlá rutina běží v časové smyčce o frekvenci 10 000 Hz. Ta v sobě obsahuje výpočet rotorového toku a z něj dokážeme určit úhlovou polohu mezi souřadnicovým systémem statoru a rotoru (souřadnicový systém dq). Tato úhlová poloha se použije pro transformace do dq souřadnic a zpět pro potřebné veličiny.

Je zde popsán princip normalizování rovnic potažmo jejich konstant na příkladech a následné vyjádření významných normalizačních vztahů. Jejich správné určení je důležité a zásadní pro správnou funkci rovnic v modelu řízení, které mají omezené rozsahy hodnot dané velikostí registrů procesoru.

Pro měření fyzických veličin je uveden postup, jak docílit maximální přesnosti a včasného měření. A/D převodník procesoru dokáže převést do digitální podoby 88.8 fyzických signálů (veličin) během jedné 1/10 000 sekundy. Nám postačuje převést pouze 3 veličiny za tuto dobu, napětí v meziobvodu a fázové proudy.

Pro měření otáček je zvolen princip měření pomocí časového trvání jednoho inkrementu inkrementálního senzoru. V práci je uveden důvod, proč byla použita jenom tato metoda. Navrhované měření úhlové rychlosti dovoluje dostatečně přesné měření v obou směrech v rozsahu od 0,000 25 $\text{rad}\cdot\text{s}^{-1}$ do 350 $\text{rad}\cdot\text{s}^{-1}$. Rychlost otáčení mezi -0,000 25 a 0,000 25 $\text{rad}\cdot\text{s}^{-1}$ je brána jako nulová rychlost, jelikož menší rychlost už nedokážeme měřit vlivem dlouhé časové periody jednoho inkrementu (delší jak 25 sekund).

Jednotlivé goniometrické a cyklometrické funkce jsou již vytvořeny v motor control library, a proto je v práci jen nastíněno řešení této problematiky.

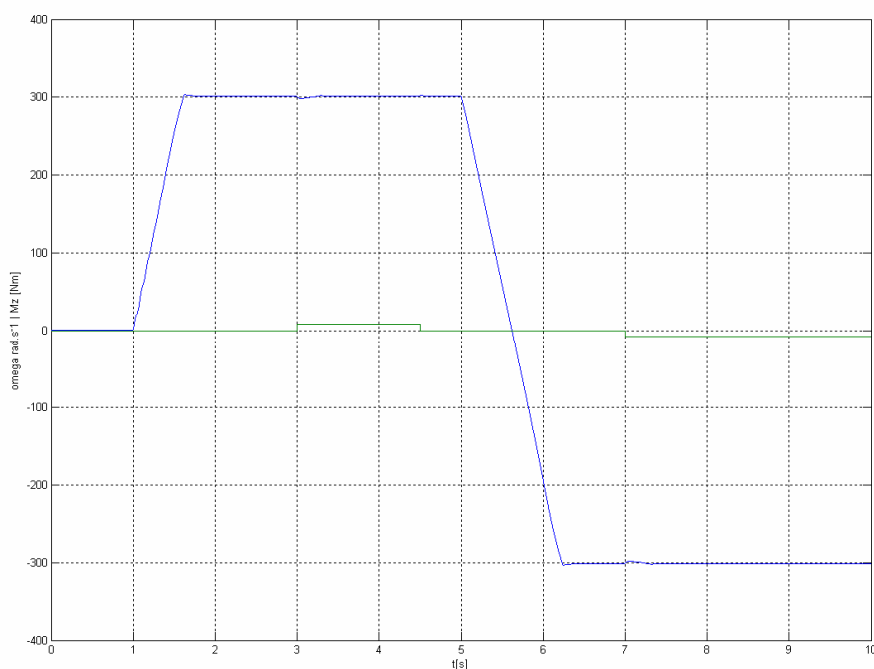
Řízení bez čidla otáček vychází z rovnic náhradního modelu ASM ve zjednodušeném tvaru. Toto řízení je popsáno a odvozeno v lit. [16], ale tento způsob se nezdá dostatečně robustní. Uvedené řízení je nutné doplnit o kladnou transformaci os mezi dq a synchronně rotujícím systémem pro fázové proudy, které vstupují do PI regulátoru (používá zápornou transformaci), aby bylo funkční. Ale i po této úpravě řízení nejsou výsledky průběhu otáček ASM kvalitativně porovnatelné s řízením pomocí čidla otáček. Tento způsob řízení se mně však povedl vcelku dobře aplikovat na motor se všemi známými parametry stroje (nikoli pro hodnoty náhradního zjednodušeného modelu stroje) a napětí fází 600 V.

Diplomové práci je popsán měnič se stejnosměrným meziobvodem využívající usměrněné napětí z 3fázového usměrňovače. Pokud bychom chtěli použít 2fázový usměrňovač pro zdroj stejnosměrného napětí, je v příslušné kapitole uvedena literatura o dané problematice.

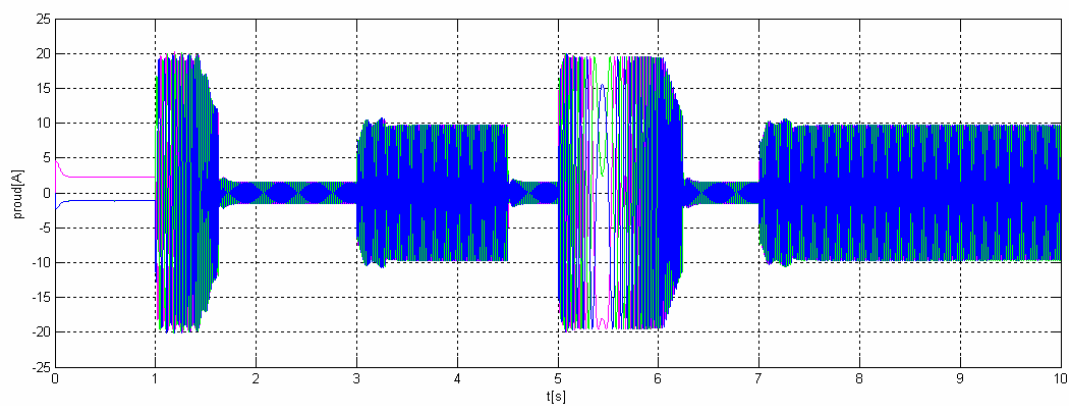
Budiče tranzistorů a tranzistory jsou dodávány jako moduly. Budič umí přidat do modulačního signálu „deadtime“, ale nepředpokládá se tuto schopnost využívat. Předpokládám přidání „deadtime“ o hodnotě 3 μ s přímo do modulačního signálu pomocí hardwarového modulátoru PWM v DSP čipu.

Přínos této práce je v tom, že je zde propojena teorie s aplikačním řešením. Je zde popsán základní postup normalizování konstant pro desetinnou aritmetiku. Tento postup je zásadní pro softwarové návrhy v aplikacích s mikroprocesory a platí jak pro uvedený model řízení s čidlem otáček, tak i pro model řízení bez čidla otáček. V práci jsou také uvedeny programové metody pro nalezení potřebných vstupních veličin (napětí meziobvodu, fázový proud, úhlové otáčky), které jsou nastaveny na co největší přesnost měření a které jsou přenositelné na další metody řízení.

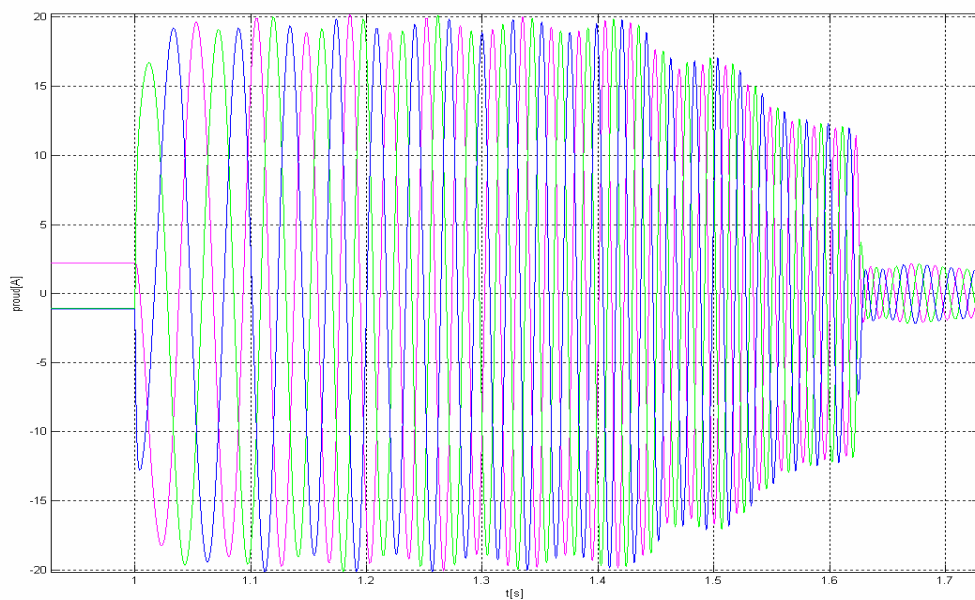
11.1 Výsledky



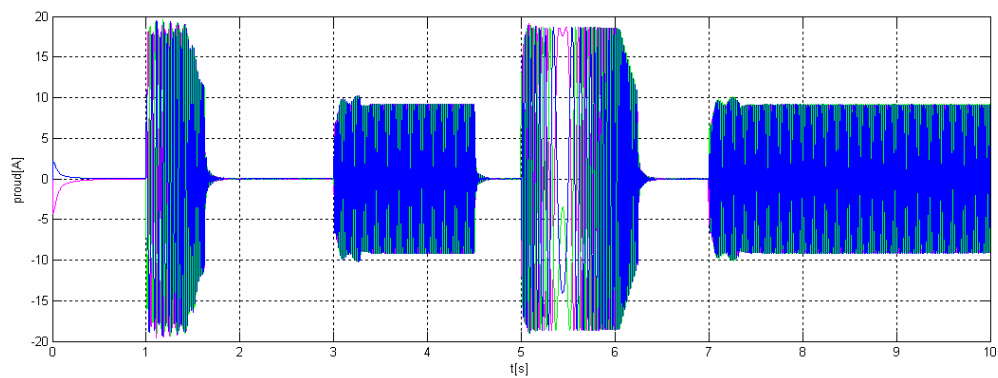
Obr. 40 Rozběh a reverzace motoru se pulzním zatížením



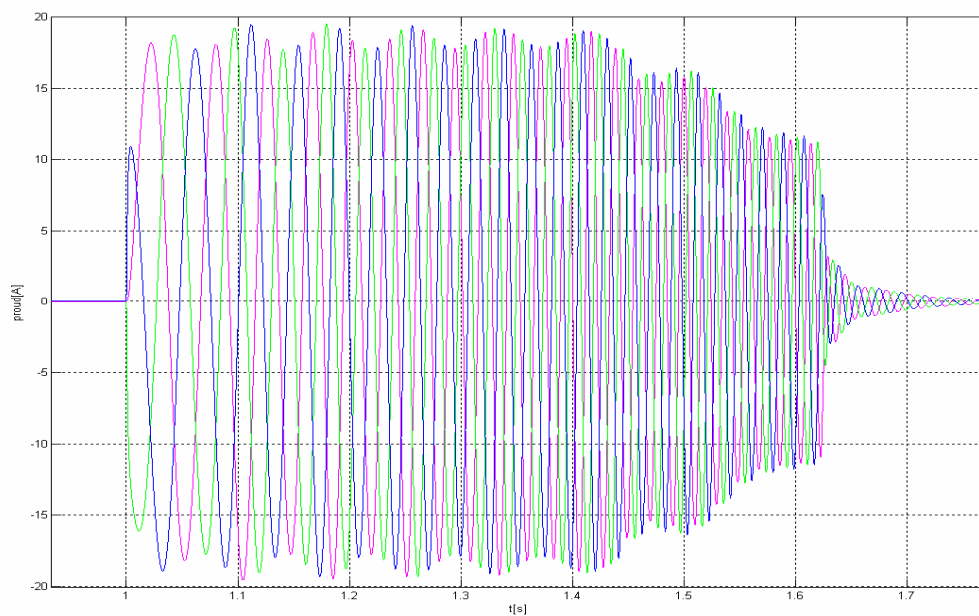
Obr. 41 Statorové proudy podle Obr. 40



Obr. 42 Detail průběhu statorového proudu



Obr. 43 Rotorové proudy podle Obr. 40



Obr. 44 Detail průběhu rotorového proudu

12 Seznam použité literatury

Použité zdroje

- [1] PATOČKA, M.: *Vybrané statě z výkonové elektroniky Svazek II*, Brno 2005, skriptum VUT Brno
- [2] SKALICKÝ, J.: *Elektrické regulované pohony*, Brno 2007, skriptum VUT Brno
- [3] VYSOKÝ, O.: *Elektronické systémy II* , Praha 2002, skriptum ČVUT
- [4] KOČMAN, S: *Asynchronní stroje*, Ostrava 2002, skriptum FEI VŠB-TU
- [5] ŠUBRT, J.: *Elektrické regulační pohony II*, Brno 1896, skriptum VUT Brno
- [6] KLÍMA, B.: *Mikroprocesorové řízení elektrických pohonů*, Brno 2007, skriptum VUT Brno
- [7] KLÍMA, B. –STUPKA, R.: *Mikroprocesorová technika v elektrických pohonech*, Brno 2004, skriptum VUT Brno
- [8] ČERNÍK, M.: *Výkonové polovodičové spínače a výkonová elektronika*, Liberec 2008, skriptum Technická univerzita v Liberci
- [9] MACHÁČEK, J.: *Elektrotechnika*, Pardubice 2005, skriptum Univerzita Pardubice
- [10] VICHER, M.: *Numerika*, Brno 2002, skriptum VUT Brno, <http://mbox.troja.mff.cuni.cz/~vicher>
- [11] LEUCHTER, J.: *Praktikum z výkonové elektroniky*, Brno 2006, Univerzita obrany, ISBN 978-80-7231-210-8
- [12] BUSO, S. – MATTARELLI, P. –HUDGINS, J.: *Digital Control in Power Electronics*, Morgan & Claypool 2006, University of Nebraska-Lincoln, ISBN-10: 1598291130
- [13] LEPKA, J. – STEKL, P.: *3-Phase AC Induction Motor Vector Kontrol Undiny a 56F80x, 56F8100 of 56F8300 Device*, Freescale Semiconductor rev.2 -2/2005, Aplikation Note
- [14] *Motor Control Library for 56F83xx Motorola Hybrid Controllers*, Rožnov pod Radhoštěm, Freescale Semiconductor, Reference Manual-Rev.2.0 Czech Republik
- [15] DSP56800E, *16-Bit Digital Signal Controller Core* , Freescale Semiconductor, Reference Manual Rev.2.16 11/2005
- [16] KADANÍK, P.: *Řízení asynchronního motoru bez použití snímače rychlosti*, Praha 2004, disertation ČVUT, <http://pohony.kadanik.cz/>
- [17] KUBÍN, J.: *Způsoby frekvenčního řízení asynchronního motoru z hlediska dynamiky*, Liberec 2006, disertation

Dokumentace

[18] Tranzistorový modul IGBT (*FP25R12W2T4_B11*)

<www.infineon.com/dgdl/DS_FP25R12W2T4_B11_2_0.PDF?folderId=db3a304412b407950112b4095b0601e3&fileId=db3a30431add1d95011aed27bf4a0232>

[19] Budič IGBT (*SEMIDRIVER SKHI 61(R)*)

<www.semikron.com/internet/webcms/online/pdf/SKHI_61_71.pdf>

[20] Inkrementální senzor (*IRC 600*)

<www.larm.cz/CZ/katalogy/snimace/INKREMENTALNI%20SNIMACE%20IRC6xx.pdf>

<www.larm.cz/CZ/katalogy/prislusenstvi/PRISLUSENSTVI%20SNIMACU.pdf>

[21] Proudový převodník (*la 25-np e*)

<www.lem.com/docs/products/la%2025-np%20e.pdf>

[22] Napěťový převodník (*lv 25-800*)

<<http://www.lem.com/docs/products/lv%2025-800%20e.pdf>>

13 Seznam použitých symbolů

s	poměrný rozdíl otáček statorového mag. pole a rotoru tzv. skluz
R_S	odpor fáze statorového vinutí
R_R	odpor fáze rotorového vinutí
$L_a L_b L_c$	celková statorová indukčnost fází a, b, c bez vlivu ostatních vinutí
$L_A L_B L_C$	celková rotorová indukčnost fází A, B, C bez vlivu ostatních vinutí
$L_{ab} = M_S$	vzájemná indukčnost dvou statorových fází vinutí při souososti cívek
$L_{AB} = M_R$	vzájemná indukčnost dvou rotorových fází vinutí při souososti cívek
$M = L_{SR}$	vzájemná indukčnost statorové a rotorové fáze vinutí odpovídajících fází
L_S	indukčnost statorové fáze vinutí spolu s vlivem všech fází statoru
L_R	indukčnost rotorové fáze vinutí spolu s vlivem všech fází rotoru
L_m	indukčnost stator. a rotor. fáze vinutí při uvážení vlivu všech fází rotoru
i_a, i_b, i_c	okamžitý proud tekoucí statorovou fází a, b, c
i_A, i_B, i_C	okamžitý proud tekoucí rotorovou fází A, B, C
u_a, u_b, u_c	okamžité napětí statorové fáze a, b, c
u_A, u_B, u_C	okamžité napětí rotorové fáze a, b, c
M_i	Moment vyvolaný elektromagnetickým polem ASM
K_A	koeficient amplitudy vektorových sdružených rovnice (2/3)
φ_s	fázové posunutí statorového proudu
f_s	frekvence napájení statoru
ω_s	synchronní úhlová rychlost otáčení statorového magnetického pole
$\tilde{I}_S$	fázor statorového proudu
$\tilde{I}_R$	fázor rotorového proudu
$\tilde{I}_m$	fázor magnetizačního proudu
I_{Smax}	maximální amplituda statorového proudu
X_S	celková vlastní reaktance jedné statorové fáze; $L_S = L_m + L_{S\sigma} = (1 + \sigma_S)L_m$
X_R	celková vlastní reaktance jedné rotorové fáze; $L_R = L_m + L_{R\sigma} = (1 + \sigma_R)L_m$
X_m	vzájemná reakt. stat. a rot. v závislosti na $\omega_s L_m$ (magnetizační reaktance)
$L_{S\sigma} (X_{S\sigma})$	rozptylová indukčnost (reaktance) jedné statorové fáze
$L_{R\sigma} (X_{R\sigma})$	rozptylová indukčnost (reaktance) jedné rotorové fáze

σ_s	koeficient statorového rozptylu
Ψ_s	celkový magnetický tok jedné statorové fáze; $\Psi_s = \Psi_m + \Psi_{s\sigma}$
Ψ_R	celkový magnetický tok jedné rotorové fáze; $\Psi_R = \Psi_m + \Psi_{R\sigma}$
Ψ_m	hlavní magnetizační tok; $\Psi_m = L_m I_m$
$\bar{y}_s$	spřažený magnetické toky vyvolanými proudy statoru
$\bar{y}_R$	spřažený magnetické toky vyvolanými proudy rotoru
$\bar{i}_{dq}$	vektor proudu svázaný s dq systémem
$\bar{i}_{\alpha\beta}$	vektor proudu svázaný s $\alpha\beta$ systémem
U_{ab}, U_{bc}, U_{ca}	větvová napětí mezi větvemi ab, bc, ca (sdružené napětí)
U_a, U_b, U_c	napětí na větvích a, b, c střídače
m_a, m_b, m_c	stavy logických sepnutí větví (1 nebo 0)
$U_{100}, \dots, U_{101}$	napětí pro různé stavy sepnutí jednotlivých větví střídače
U_1, U_2	projekce napětí z $\alpha\beta$ systému do odpovídací osy šestiúhelníkové soustavy
$U_{\alpha\beta}$	projekce napětí v $\alpha\beta$ systému
d_1, d_2, d_3	časová doba modulace pro jednotlivé fáze
U_m	efektivní hodnota fázového napětí
U_{Sm}	efektivní hodnotu sdruženého napětí
U_{DC}	střední hodnota usměrněného napětí
I_{DC}	střední hodnota proudu tekoucí meziobvodem měniče
R_z	odpor zátěže
δ	relativní pokles napětí
U_{max}	špičkové napětí nabytého kondenzátoru v meziobvodu střídače
ΔU	požadované zvlnění proudu
T	perioda napájecí sítě
R_b	brzdový odpor
f_s	statorová frekvence
f_{sw}	požadované hodnota statorové frekvence
τ_R	poměr rotorové indukce a odporu (L_R/R_R)
k_z	zbytek po derivaci jedné fáze statorové rovnice
k_U	korekce amplitudy před PWM skalárního řízení

i_m	magnetizační proud
σ	činitel rozptylu
X	zástupce obecných veličin ($\omega, i, u, R, \dots$)
X_{frac}	fractional (obecná veličina v 16bitové registru reprezentován jako desetinné číslo)
X_{max}	maximální hodnota obecné veličiny
X_{real}	skutečná hodnota obecné veličiny
X_{dq}	obecné veličiny v souřadnicovém systému dq
$X_{\alpha\beta}$	obecné veličiny v souřadnicovém systému $\alpha\beta$
X_α	složka ve směru α obecných veličin
X_β	složka ve směru β obecných veličin
X_d	složka ve směru d obecných veličin
X_q	složka ve směru q obecných veličin
$C(n-1)$	stav counter registru v předcházejícím pulzu
$C(n)$	stav counter registru na konci aktuálního pulzu
T_{clock}	počet taktů procesoru za sekundu
D	hodnota poměru předděličky (1,2,4,8,16,...,128)
$K_{\omega f}$	přepočtový koeficient otáček pro normalizovanou hodnotu (fractionál)
T_{puls}	počet napočítaných pulzů primárního hodinového
K_ω	přepočtový koeficient otáček pro skutečnou hodnotu
ψ	úhlová pozice hřídele (natočení hřídele)
n_m	počet otáček za sekundu
$N_{\dot{c}idla}$	počet pulzů na jednu otáčku
$f_{m\acute{e}řeni}$	požadovaná frekvence měření
I_{pf}	počet hran sekundárního hodinového zdroje na otáčku
K	konstanta proporcionálního zesílení PI regulátoru
T_i	časová konstanta PI regulátoru
T_0	časová konstanta kroku(délka kroku) sumace PI regulátoru
k	Konkrétní krok v sumaci PI regulátoru

14 Příloha

1 ks CD-ROM