

2011

Pracoviště:

Regionální inovační centrum elektrotechniky

Výzkumná zpráva č.: 22190 - 55 - 2011

ALGORITMY ŘÍZENÍ A REGULACE TĚŽNÍHO STROJE

Druh úkolu:	Vědecko-výzkumný
Řešitelé:	Tomáš Glasberger, Zdeněk Peroutka
Vedoucí úkolu:	Zdeněk Peroutka
Počet stran:	31
Datum vydání:	prosinec 2011
Revize:	1

Tato práce vznikla s podporou projektu TA01010863.

Anotace

Tato výzkumná zpráva je souhrnem a popisem nejdůležitějších regulačních algoritmů pohonu těžního stroje. Ve zprávě jsou popsány všechny hlavní části uvažované konfigurace – vstupní a výstupní výkonový měnič (napěťový pulzní usměrňovač a napěťový střídač) a synchronní motor. Jsou představeny regulační algoritmy orientované na vektorové řízení s možností maximální unifikace regulačních bloků pro řízení jak pulzního usměrňovače připojeného k síti, tak i výstupního střídače se synchronním strojem. V závěrečné části je popsána topologie uvažovaného výkonového měniče (čtyřúrovňový s plovoucími kondenzátory) a další potřebné algoritmy – synchronizace pulzního usměrňovače se sítí a bezsenzorové určení polohy synchronního stroje.

Seznam symbolů a zkratek

4L-FLC	Čtyřúrovňový měnič s plovoucími kondenzátory.
NPU	Napěťový pulzní usměrňovač.
(α, β)	Stojící souřadný systém.
С	Kapacita kondenzátoru ve stejnosměrném obvodu.
cos(φ)	Účiník první harmonické.
γ	Poloha požadovaného vektoru napětí ve stojícím souřadném systému ($lpha,eta$)
(d, q)	Rotující souřadný systém svázaný s polohou vektoru napětí zdroje – vektor
	napětí zdroje leží v ose q.
3	Řídící úhel pulzního usměrňovače.
f _{PWM}	Spínací frekvence tranzistorů.
i _{sa} , i _{sb} , i _{sc}	Fázové proudy zdroje. Kladný směr proudu definován ve směru od zdroje
	ke svorkám NPU (tzn. v usměrňovačovém režimu teče kladný proud).
	Statorové fázové proudy motoru.
i _{sd,} I _{sd}	Velikost jalové složky proudu – velikost d-složky vektoru proudu na střídavé
	straně NPU v rotujícím souřadném systému (d, q).
	Toková složka statorového proudu stroje.
i _{sdw,} I _{sdw}	Požadovaná jalová složka proudu – požadovaná velikost d-složky vektoru
	proudu na střídavé straně NPU v rotujícím souřadném systému (d, q).
	Požadovaná toková složka statorového proudu stroje.
i _{sq,} I _{sq}	Velikost činné složky proudu – velikost q-složky vektoru proudu na střídavé
	straně NPU v rotujícím souřadném systému (d,q).
	Momentová složka statorového proudu stroje.
i _{sqw,} I _{sqw}	Požadovaná činná složka proudu – požadovaná velikost q-složky vektoru
	proudu na střídavé straně NPU v rotujícím souřadném systému (d, q).
	Požadovaná momentová složka statorového proudu stroje.
i _{sα} , i _{sβ}	Složky vektoru proudu na střídavé straně NPU v souřadném systému ($lpha,eta$).
	Složky vektoru statorového proudu v souřadném systému ($lpha,eta$).

L	Indukčnost vstupního filtru.
ω	Úhlová frekvence zdroje.
ω _N	Jmenovitá úhlová frekvence zdroje ($2\pi f_N$). Typicky f_N = 50Hz.
ω _m	Mechanická úhlová frekvence rotoru stroje.
ω _{me}	Elektrická úhlová frekvence rotoru stroje.
R	Odpor tlumivky vstupního filtru.
R _{isd}	Regulátor jalové složky proudu v rotujícím souřadném systému (d,q).
R _{isq}	Regulátor činné složky proudu v rotujícím souřadném systému (d,q).
R _{Uc}	Regulátor napětí ve stejnosměrném obvodu NPU.
T _{vz}	Perioda vzorkování regulace
θ _u	Poloha vektoru napětí zdroje ve stojícím souřadném systému ($lpha, eta$).
9	Poloha osy d ve stojícím souřadném systému (α , β).
Δ9	Kompenzace dopravního zpoždění regulace.
U _a , U _b , U _c	Fázová napětí napájecího zdroje.
U _c	Napětí ve stejnosměrném obvodu NPU.
U _{cw}	Požadované napětí ve stejnosměrném obvodu NPU.
U _{sm}	Požadované napětí pro modulátor.
U _{sdw} , U _{sqw}	Složky požadovaného vektoru napětí U _{sm} v rotujícím souřadném systému
	(d, q).
U _{sdw0} , U _{sqw0}	Složky požadovaného vektoru napětí U _{sm} vypočtené zjednodušeným
	matematickým modelem pro ustálený stav v rotujícím souřadném systému
	(d, q).
U _{vdw} , U _{vqw}	Složky požadovaného vektoru napětí uv v rotujícím souřadném systému
	(d, q).
U _{vdw0} , U _{vqw0}	Složky požadovaného vektoru napětí uv vypočtené zjednodušeným
	matematickým modelem pro ustálený stav v rotujícím souřadném systému
	(d, q).

ΔU_{vdw} , ΔU_{vqw}	Výstupy regulátorů R _{Isd} a R _{Isq} .
U _{vw}	Velikost požadovaného vektoru napětí pro modulátor.
U _{rva} , U _{rvb} , U _{rvc}	Normované řídící signály pro PWM.
U _m	Velikost vektoru napětí zdroje (amplituda fázového napětí).
U _{mN}	Jmenovitá amplituda fázového napětí zdroje.
Uv	Vektor napětí na střídavých svorkách NPU.

Obsah

1	ALGORITMY ŘÍZENÍ A REGULACE NAPĚŤOVÉHO PU USMĚRŇOVAČE	LZNÍHO6
	1.1 Popis regulačních algoritmů napěťového pulzního usměrňovače	7
	1.1.1 Popis bloku Synchronizace	9
2	ALGORITMUS SYNCHRONIZACE NAPĚŤOVÉHO PU USMĚRŇOVAČE S NAPĚTÍM SÍTĚ	LZNÍHO 11
3	ALGORITMY ŘÍZENÍ A REGULACE SYNCHRONNÍHO STROJE	14
	3.1 Základní úvahy o volbě regulačních obvodů	14
	3.2 Popis navržených algoritmů řízení a regulace synchronního stroje	16
	3.2.1 Vyhodnocení polohy a rychlosti rotoru – definice veličin	
	3.2.2 Blok "výpočet napětí"	
	3.2.3 Vyhodnocení tokové a momentové složky proudu statoru i_{sd} , i_{sq}	
	3.2.4 Zadání pro modulátor – požadovaný vektor napětí v polárních souřadn	icích 21
4	ESTIMACE POČÁTEČNÍ POLOHY SYNCHRONNÍHO STROJE	
	4.1 Princip metody a její teoretický rozbor	
	4.1.1 Obecné vlastnosti obvodu pro estivaci počáteční polohy rotoru	
	r i i i i i i i i i i i i i i i i i i i	
	4.1.2 Rotorový obvod	
	4.2 Vyhodnocení polohy rotoru	
5	ŘEŠENÍ VÝKONOVÉHO OBVODU FREKVENČNÍHO MĚNIČE T	ĚŽNÍHO
	STROJE	
6	ZAVER	
7		

1 Algoritmy řízení a regulace napěťového pulzního usměrňovače

V této kapitole jsou stručně popsány regulační algoritmy pulzního usměrňovače navrhované pro daný těžní stroj, detailní popis lze najít např. v [1]. Navržený způsob regulace usměrňovače vychází ze základních rovnic obvodu na střídavé straně měniče (1). Při použití prostorových vektorů platí v obecném souřadném systému pohybujícím se rychlostí *ω*, viz Obrázek 1.

$$\overline{u}_{s} = R\overline{i}_{s} + L\frac{d\overline{i}_{s}}{dt} + j\omega L\overline{i}_{s} + \overline{u}_{v}$$
⁽¹⁾

Rozkladem (1) do složek v rotujícím souřadném systému (d, q) a s ohledem na definici souřadného systému, kde platí $\overline{u}_s = ju_{sq} = jU_m$:

$$0 = R.i_{sd} + L.\frac{di_{sd}}{dt} - \omega Li_{sq} + u_{vd}$$

$$U_m = R.i_{sq} + L.\frac{di_{sq}}{dt} + \omega Li_{sd} + u_{vq}$$
(2)

Pro změny složek vektoru proudu na střídavé straně NPU platí:

$$\frac{\frac{di_{sd}}{dt} = \frac{1}{L} \left(-Ri_{sd} + \omega Li_{sq} - u_{vd} \right)}{\frac{di_{sq}}{dt} = \frac{1}{L} \left(U_m - Ri_{sq} - \omega Li_{sd} - u_{vq} \right)}$$
(3)

Z rovnice (3) plyne princip regulace činné a jalové složky proudu pomocí napětí u_v .



Obrázek 1: Náhradní schéma obvodu NPU a odpovídající fázorový diagram.

1.1 Popis regulačních algoritmů napěťového pulzního usměrňovače Navržené regulační algoritmy pulzního usměrňovače jsou koncipovány tak, aby byla zachována maximální podobnost s regulačními bloky vektorového řízení synchronního motoru na výstupní straně frekvenčního měniče. Tato koncepce umožní relativně snadné členění a vývoj modulárního softwaru. Řízení pulzního usměrňovače je složeno z nadřazené regulační smyčky napětí ve stejnosměrném obvodu a z podřazených regulačních smyček složek vektoru proudu zdroje v rotujícím souřadném systému (d, q) – regulace činné a jalové složky proudu v kartézském souřadném systému. Navržené vektorové řízení v kartézských souřadnicích má vynikající dynamické vlastnosti a umožňuje dobré omezení proudu i při náročných přechodových stavech.

Vstupem regulátoru je požadované napětí ve stejnosměrném obvodu NPU (U_{cw}) a požadovaná jalová složka proudu zdroje (i_{sdw}). Nadřazená regulace jalového výkonu resp. účiníku není součástí této výzkumné zprávy, bude tedy použito zadání i_{sdw} = 0 A.

Napětí ve stejnosměrném obvodu NPU je řízeno PI regulátorem R_{Uc} , který reguluje napětí ve stejnosměrném obvodu U_c na požadovanou hodnotu U_{cw} . Výstupem regulátoru R_{Uc} je požadovaná velikost činné složky vektoru proudu zdroje i_{sqw} . Výstup regulátoru R_{Uc} je omezován symetrickým omezovačem O1, který je nastaven na hodnotu maximálního povoleného proudu měniče (I_{smax}).

Primárním požadavkem regulace je zajištění definovaného napětí ve stejnosměrném obvodu usměrňovače U_{cw} , velikost požadovaného jalového proudu i_{sdw} je tedy omezována pomocí O2 tak, aby s přihlédnutím k i_{sqw} nebyl překročen povolený maximální proud měniče I_{smax} :

$$i_{sdw} = \sqrt{I_{smax}^2 - i_{sqw}^2} \tag{4}$$

Základem regulace složek vektoru proudu zdroje (regulace činného a jalového proudu) – je blok "výpočet napětí". Ten vychází ze zjednodušeného modelu obvodu na střídavé straně pulzního usměrňovače v ustáleném stavu. Výstupem bloku "výpočet napětí" jsou modelem vyhodnocené složky požadovaného napětí na střídavých svorkách NPU U_{vdw0} , U_{vqw0} . Výpočet napětí modelem je nedokonalý, proto je chyba výpočtu napětí korigována regulátory R_{Isd} a R_{Isq} – signály ΔU_{vdw} , ΔU_{vqw} . Regulátor R_{Isq} reguluje činnou složku proudu i_{sq} na požadovanou hodnotu i_{sqw} . Regulátor R_{Isd} reguluje jalovou složku proudu i_{sd} na požadovanou hodnotu i_{sdw} . Zpětná vazba pro regulátory, tj. složky vektoru proudu v rotujícím souřadném systému (d, q), je získána z měřených fázových proudů.

Výstupy regulátorů *R*_{Isd} a *R*_{Isq} jsou omezovány symetrickým omezovačem O3, který je doporučeno nastavit zhruba na hodnotu odpovídající amplitudě jmenovitého sdruženého napětí zdroje. Jak bylo vysvětleno výše, výstupy regulátorů *R*_{Isd} a *R*_{Isq} opravují chybu výpočtu matematického modelu, v ustáleném stavu a v bezporuchovém režimu by se tyto regulátory neměly ani zdaleka přiblížit hranici saturace. Dostatečná velikost O3 je důležitá z hlediska dynamiky regulace v přechodových stavech, naproti tomu nižší hodnota O3 snižuje možnost selhání regulace při nasycení regulátorů.

Výsledné složky požadovaného napětí na střídavých svorkách NPU jsou popsány v (5):

$U_{\nu dw} = U_{\nu dw0} - \Delta U_{\nu dw}$	(5)
$U_{\nu q w} = U_{\nu q w 0} - \Delta U_{\nu q w}$	(0)

Je třeba zdůraznit znaménko mínus ve vztazích (5), jehož fyzikální podstata plyne z (3).

Signály U_{vdw} a U_{vqw} jsou následně upraveny symetrickým omezovačem O4 tak, aby nebyl překročen zvolený datový formát. O4 je doporučeno nastavit na max. 2,5 násobek efektivní hodnoty jmenovitého sdruženého napětí zdroje.

Ze signálů U_{vdw} a U_{vqw} je následně vypočtena velikost požadovaného vektoru napětí a jeho poloha v souřadném systému (d, q). Poloha vektoru v systému (d, q) může být definována pomocí úhlu α , který je vztažen k poloze ose *d*, nebo pomocí řídícího úhlu ε (Obrázek 1), který je vztažen k ose q. Pro modulátor je potřeba vyhodnotit polohu γ požadovaného vektoru u_v ve stojícím souřadném systému. V případě přepočtu přes úhel α je potřeba znát natočení souřadného systému (d, q) ve stojícím souřadném systému (polohu "virtuálního toku" ve stojícím souřadném systému), tzn. úhel \mathcal{G} (Obrázek 2) nebo v případě přepočtu přes úhel \mathcal{E} polohu vektoru napětí zdroje ve stojícím souřadném systému úhel \mathcal{G}_u (Obrázek 1).

Úhly \mathcal{G}_{u} a \mathcal{G} jsou získány z bloku synchronizace – viz dále. Obě navržené varianty jsou zcela rovnocenné. S ohledem na maximální shodu regulačních algoritmů s regulací výstupního střídače, který napájí synchronní motor, je doporučeno využít variantu s úhlem α - tj. \mathcal{G} udává natočení osy d ve stojícím souřadném systému. Poloha požadovaného vektoru napětí ve stojícím souřadném systému je korigována pomocí konstantního úhlu $\Delta \mathcal{G}$, který kompenzuje dopravní zpoždění zavedené diskrétní regulací.

Vstupem do PWM modulátoru je velikost požadovaného vektoru napětí U_{vw} a jeho poloha ve stojícím souřadném systému γ .

1.1.1 Popis bloku Synchronizace

Vstupní veličinou do bloku synchronizace je jedno, případně dvě měřená napětí sítě. Z hlediska regulace je zásadním výstupem bloku synchronizace poloha vektoru napětí zdroje \mathcal{S}_{u} nebo poloha osy *d* (poloha "virtuálního toku") ϑ ve stojícím souřadném systému.

Úhly \mathscr{G} a \mathscr{G}_{u} jsou vzájemně posunuty o 90°. Pro přepočet mezi těmito úhly platí při uvažování kladného směru otáčení soustavy (tzn. $\omega > 0$):

$$\vartheta = \vartheta_u - \frac{\pi}{2} \tag{6}$$

S ohledem na maximální shodu s regulačními obvody výstupního střídače, jež napájí synchronní motor, je doporučeno při regulaci pracovat s úhlem \mathcal{G} , který u algoritmů pro synchronní motor reprezentuje polohu rotoru a je získán z čidla polohy.



Obrázek 2: Zapojení regulačních obvodů napěťového pulzního usměrňovače.

2 Algoritmus synchronizace napěťového pulzního usměrňovače s napětím sítě

V této části je stručně popsán algoritmus synchronizace založeném na bázi 3f fázového závěsu a určeném pro synchronizaci 3f pulzního usměrňovače s napětím napájecí sítě [3]. Algoritmus obsahuje blok pro eliminaci zpětné složky napěťového prostorového vektoru.

Měřená sdružená napětí sítě e_a , e_b , e_c jsou transformována na prostorový vektor ve stojícím souřadném systému (α , β). Prostorový vektor je dále rozložen na souslednou a zpětnou složku $\vec{e}_{\alpha\beta p}$ a $\vec{e}_{\alpha\beta n}$, kdy synchronizace je dále prováděna pouze se složkou souslednou. Složka e_{dp} je regulována na nulu. Po průchodu filtrem vstupuje do napěťově řízeného oscilátoru, který mění výstupní frekvenci, dokud nedojde k tzv. zavěšení, kdy $e_{dp} = 0$. Posledním blokem v algoritmu dle Obrázek 3 je převod (integrace) frekvence na odhadovaný fázový úhel $\hat{\theta}$.



Obrázek 3: Blokové schéma algoritmu synchronizace s 3f PLL.

Ve snaze o vytvoření co nejjednodušší synchronizace byla provedena modifikace synchronizace, kterou ukazuje Obrázek 4.



Obrázek 4: Blokové schéma zjednodušeného algoritmu synchronizace.

Jelikož lze předpokládat, že v uvažované třífázové síti bude zaručena platnost vztahu:

$$e_a + e_b + e_c = 0, \tag{1}$$

kde e_a , e_b , e_c jsou sdružená napětí, postačí k výpočtu složek napěťového prostorového vektoru měření pouze dvou napětí e_a , e_b . V bloku DSC je nejprve provedena transformace na rotující prostorový vektor $\vec{e}_{\alpha\beta}$ dle rovnic:

$$e_{\alpha} = e_{a}, \qquad (2)$$

$$e_{\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}} \left(2e_b + e_a \right). \tag{3}$$

Následuje výpočet sousledné složky prostorového vektoru $\vec{e}_{\alpha\beta\rho}$:

$$e_{\alpha p}(k) = \frac{1}{2} e_{\alpha}(k) - \frac{1}{2} e_{\beta}(k) \left(t - \frac{T}{4} \right), \tag{4}$$

$$e_{\beta p}(k) = \frac{1}{2} e_{\beta}(k) - \frac{1}{2} e_{\alpha}(k) \left(t - \frac{T}{4} \right),$$
(5)

kde v případě $e_{\alpha}(k)\left(t-\frac{T}{4}\right)$ či $e_{\beta}(k)\left(t-\frac{T}{4}\right)$ se jedná o vzorek e_{α} či e_{β} čtvrt periody nazpět. Je potřeba vzorky e_{α} a e_{β} uchovávat v paměti, tedy realizovat dva posuvné buffery odpovídající velikosti čtvrtiny periody pracující jako FIFO, kdy na prvním místě jsou aktuální hodnoty e_{α} či e_{β} , na posledním místě pak hodnoty o čtvrt periody nazpět. Výpočet vektoru zpětné složky $\vec{e}_{\alpha\beta n}$ není zapotřebí.

Následuje převod vektoru sousledné složky $\vec{e}_{\alpha\beta\gamma}$ ze stojícího souřadného systému $\alpha\beta$ do rotujícího souřadného systému dq, jehož natočení určuje výstup celé synchronizace, tedy odhad fázového úhlu $\hat{\mathcal{G}}$. Nejprve je vypočtena velikost vektoru a úhel natočení vůči ose α stojícího souř. systému:

$$\left|\vec{e}_{\alpha\beta\rho}\right| = e_{\alpha\rho}^2 + e_{\beta\rho}^2,\tag{6}$$

$$\varphi_{\alpha\beta} = \arctan\left(\frac{e_{\beta p}}{e_{\alpha p}}\right). \tag{7}$$

Složku náležící ose q rotujícího souřad. systému dq dostaneme podle rovnice:

$$e_{qp} = \left| \vec{e}_{\alpha\beta p} \right| \sin\left(\varphi_{\alpha\beta} - \hat{\beta} \right). \tag{8}$$

Ve druhé části synchronizačního algoritmu dle **Chyba! Nenalezen zdroj odkazů.** je realizován napěťově řízený oscilátor, který upravuje svůj výstup – odhad úhlové frekvence $\hat{\omega}$ na základě velikosti e_{qp} a zesílení k_p dle rovnice:

$$\hat{\omega} = \omega_{ref} + k_p e_{qp}, \tag{9}$$

kde ω_{ref} je referenční úhlová frekvence očekávaná v síti (314,15 rad/s pro systémy 50 Hz). Tento napěťově řízený oscilátor bude měnit odhad frekvence, dokud nebude platit $e_{qp} = 0$. Tehdy bude sousledná složka prostorového vektoru $\vec{e}_{\alpha\beta p}$ ležet právě v ose d rotujícího systému dq a odhad úhlu natočení \hat{g} systému bude ve shodě se skutečným úhlem natočení prostorového vektoru sítě (což je současně fázový úhel napětí e_a). Odhad fázového úhlu dostaneme integrací (sumací v případě implementace v diskrétním čase):

$$\hat{\mathcal{G}} = \int \hat{\omega} dt \,. \tag{10}$$

Rekonstrukci sdruženého napětí e_a (1. harmonické složky) lze pak snadno provést jako:

$$e_{syn} = U_{mw} \cos(\hat{g}), \tag{11}$$

kde U_{mw} je jmenovitá hodnota sdruženého napětí. Situaci transformace vektoru $\vec{e}_{\alpha\beta\rho}$ ze stojícího do rotujícího souřadného systému dokresluje **Chyba! Nenalezen zdroj odkazů.**



Obrázek 5: Vektor $e_{\alpha\beta\rho}$ ve stojícím a rotujícím souřadném systému.

3 Algoritmy řízení a regulace synchronního stroje

V této části jsou stručně uvedeny regulační algoritmy pro synchronní motor pohonu těžního stroje. Detailní studií vybraných jevů ve stroji a chování regulačních algoritmů lze najít např. v [4].

3.1 Základní úvahy o volbě regulačních obvodů

Základním požadavkem kladeným na navrhované algoritmy řízení a regulace synchronního motoru byla maximální unifikace s regulačními obvody vstupního napěťového pulzního usměrňovače [1]. Pro vyvíjený regulovaný pohon se synchronním motorem velkého výkonu se doporučuje použít vektorové řízení v kartézských souřadnicích, které umožňuje zadávat a regulovat odděleně složku proudu statoru vytvářející moment (tzn. momentový proud *I*_{sq}) a složku proudu statoru ovlivňující výsledný magnetický tok (tzn. tokový proud *I*_{sd}).

U vektorových řízení je hlavní otázkou správná volba referenčního rotujícího souřadného systému (d, q). U asynchronních motorů se většinou realizuje vektorové řízení v souřadném systému (d, q), který je orientován na magnetický tok rotoru. Tento tok rotuje vůči rotoru skluzovou rychlostí, vůči statoru rotuje synchronní rychlostí.

U synchronních motorů je vhodné realizovat vektorové řízení v souřadném systému (d, q), který je svázán s rotorem. V tomto souřadném systému platí pro motor s budícím vinutím při zanedbání reluktančního momentu:

$$M \approx L_{hd}. I_f. I_{sq} \tag{7}$$

Kde *M* je elektromagnetický moment stroje, L_{hd} je hlavní indukčnost stroje v ose d, I_f je budící proud a I_{sq} je momentový proud. Záporná složka proudu I_{sd} může zmenšovat výsledný magnetický tok. Mimo oblast odbuzování, tj. v malých a středních otáčkách, je navrženo použít pouze pracovní režim 1 (s konstantním budícím proudem) [4]:

- Budící proud $I_f = (I_f)_{opt} = konst.$
- Výsledný magnetický tok v oblasti malých a středních otáček $\psi_{hd} = (\psi_{hd})_N = konst.$

Odbuzování motoru v oblasti vyšších realizuje regulátor hloubky modulace (regulace $U_{\rm rm}$) prostřednictvím změny složky proudu statoru $I_{\rm sd}$. Hranici lineární oblasti modulace odpovídá $U_{\rm rm}$ =1, motor lze odbuzovat i snižováním $I_{\rm f}$, ale pohon s takto odbuzovaným motorem má horší dynamické vlastnosti.



Momentová složku proudu statoru I_{sq} je výstupem z regulátoru otáček. Velikost I_{sq} je omezována tak, aby vektor proudu $I_{s} < I_{smax}$, kde I_{smax} je maximální proud motoru. Proud I_{sd} nelze omezovat, motor musí být při vysokých otáčkách odbuzován, aby byla zajištěna řiditelnost střídače. Odbuzování (a tím zajištění řiditelnosti pohonu) má vyšší prioritu než tvorba momentu.

Výstup regulátoru U_{rm} je omezován řiditelným omezovačem tak, aby nenastalo přesycení magnetického obvodu pólového nástavce:

$$\psi_{hd} = L_{hd} \cdot I_{mg} = L_{hd} \left(I_f - |I_{sd}| \right) \le (\psi_{hd})_N \Longrightarrow$$

$$(I_{sd})_{max} = \frac{(\psi_{hd})_N}{L_{hd}} - I_f \Longrightarrow (I_{sd})_{max} < 0$$
(8)

3.2 Popis navržených algoritmů řízení a regulace synchronního stroje

Navržená regulační struktura je znázorněna na Obrázek 6. Vstupem regulátoru pohonu je požadovaná rychlost rotoru ω_{mew} . Ta je řízena regulátorem rychlosti R_{ω} , jehož výstupem je požadovaný momentový proud I_{sqw} . V případě, že je regulace rychlosti součástí nadřazeného řízení, může být alternativně vstupem regulátoru pohonu požadovaný moment nebo momentový proud I_{sqw} .

Požadovaný momentový proud *I*_{sqw} je omezován symetrickým omezovačem O1, který zajistí, aby nebyl překročen definovaný maximální statorový proud motoru *I*_{smax}:

$$I_{sdw} = \sqrt{I_{smax}^2 - I_{sqw}^2} \tag{9}$$

Pro regulaci statorového proudu je použito vektorové řízení v kartézských souřadnicích v rotujícím souřadném systému (d, q) svázaném s rotorem. Použité regulační obvody, včetně transformací, jsou shodné jako u NPU, viz kapitola 1.1 nebo výzkumná zpráva [1].

Momentová složka vektoru statorového proudu I_{sq} je řízena regulátorem R_{Isq} . Toková složka vektoru statorového proudu I_{sd} je řízena regulátorem R_{Isd} . Výstupem těchto regulátorů jsou signály ΔU_{sqw} , ΔU_{sdw} . Zpětná vazba pro regulátory, tj. složky vektoru proudu statoru v rotujícím souřadném systému (d, q), je získána z měřených fázových proudů. Výstupy regulátorů R_{Isd} a R_{Isq} jsou omezovány symetrickým omezovačem O3. Dostatečná velikost O3 je důležitá z hlediska dynamiky regulace v přechodových stavech. Hranice omezovače O3 doporučujeme nastavit na cca dvojnásobek jmenovitého napětí v ss obvodu střídače.

Činnost regulátorů *R*_{Isd} a *R*_{Isq} je výrazně ulehčena použitím bloku "výpočet napětí". V tomto bloku jsou vypočteny složky požadovaného vektoru napětí střídače v rotujícím souřadném systému (d, q) *U*_{sdw0}, *U*_{sqw0} pomocí zjednodušeného matematického modelu synchronního motoru v ustáleném stavu.

Výsledné složky požadovaného napětí střídače:

$U_{sdw} = U_{sdw0} + \Delta U_{sdw}$	(10)
$U_{sqw} = U_{sqw0} + \Delta U_{sqw}$	(10)

Signály U_{sdw} a U_{sqw} jsou upraveny symetrickým omezovačem O4 tak, aby nebyl překročen zvolený datový formát. O4 je doporučeno nastavit stejně jako u napěťového pulzního usměrňovače, kap. 1.1.

Ze signálů U_{sdw} a U_{sqw} je vypočtena velikost požadovaného vektoru napětí střídače a jeho poloha v souřadném systému (d, q) – signály U_{sm} a α . Pro PWM modulátor je potřeba vyhodnotit polohu γ požadovaného vektoru střídače ve stojícím souřadném systému. K tomu je potřeba znát elektrickou polohu rotoru ϑ , která je vyhodnocena z čidla polohy rotoru.

Vstupem do PWM modulátoru je velikost požadovaného vektoru napětí U_{sm} a jeho poloha γ ve stojícím souřadném systému. Buzení synchronního motoru předpokládáme konstantním proudem, jak bylo vysvětleno v kap. 3.1. Na regulační obvody buzení nejsou kladeny žádné speciální nároky, a lze tedy využít standardní řešení.



Obrázek 6: Kompletní regulační struktura synchronního stroje.

Odbuzování motoru ve vyšších otáčkách zajišťuje regulátor hloubky modulace $R_{\rm Urm}$. Odbuzování motoru je realizováno pomocí tokové složky statorového proudu $I_{\rm sd}$. Regulátor hloubky modulace řídí hloubku modulace $U_{\rm rm}$ na požadovanou hodnotu $U_{\rm rmw}$. Předpokládáme provoz střídače v lineární oblasti modulace, tedy $U_{\rm rmw}$ = 1 (při realizaci je vhodné nastavit $U_{\rm rmw}$ < 1, např. $U_{\rm rmw}$ = 0,95). Zpětná vazba regulátoru $R_{\rm Urm}$ by měla být

(12)

filtrována. Výstupem regulátoru R_{Urm} je požadovaná toková složka vektoru proudu statoru I_{sdw} . Výstup regulátoru R_{Urm} je omezován nesymetrickým omezovačem O2 s proměnnou (řízenou) horní hranicí omezovače. Dolní mez omezovače je nastavena na 95% hodnoty I_{smax} . Horní mez omezovače je nastavena tak, aby nedocházelo k přesycování magnetického obvodu pólového nástavce, $I_{sdw max} \leq 0$.

3.2.1 Vyhodnocení polohy a rychlosti rotoru – definice veličin

Navržené algoritmy řízení a regulace jsou realizovány v rotujícím souřadném systému (d, q), který je svázán s polohou rotoru. Použitý motor bude vybaven čidlem polohy rotoru, které vyhodnocuje mechanickou polohu rotoru ϑ_m . Pro regulaci je však podstatná tzv. "elektrická" poloha rotoru, pro kterou platí:

$$\vartheta = p_p.\,\vartheta_m \tag{11}$$

Kde pp je počet polpárů.

V bloku "výpočet napětí" a v regulačních obvodech je využívána elektrická rychlost rotoru ω_{me} , pro kterou platí:

$$\omega_{me} = p_p . \omega_m$$

kde ω_m je mechanická úhlová rychlost rotoru.

3.2.2 Blok "výpočet napětí"

Blok "výpočet napětí" vychází ze zjednodušeného matematického modelu synchronního motoru v rotujícím souřadném systému (d, q) v ustáleném stavu. V bloku se doporučuju využívat žádané hodnoty veličin I_{fw} , I_{sdw} , I_{sqw} . Pokud se využívají skutečné hodnoty veličin, zavádějí se do regulačních algoritmů další zpětné vazby. To může vyvolávat nežádoucí jevy. Vstupem bloku jsou tedy I_{fw} , I_{sdw} , I_{sqw} a měřené elektrické otáčky rotoru ω_{me} :

 $U_{sdw0} = R_s I_{sdw} - \omega_{me} L_{sq} I_{sqw}$ $U_{sqw0} = R_s I_{sqw} + \omega_{me} (L_{sd} I_{sdw} + L_{hd} I_{fw})'$

$U_{sdw0} = R_s I_{sdw} - \omega_{me} L_{sq} I_{sqw}$	(13)
$U_{sqw0} = R_s I_{sqw} + \omega_{me} (L_{sd} I_{sdw} + L_{hd} I_{fw})$	(10)

kde R_s je odpor statoru, $L_{sd} = L_{hd} + L_{s\sigma}$ je statorová indukčnost v podélné ose, $L_{sq} = L_{hq} + L_{s\sigma}$ je statorová indukčnost v příčné ose a L_{hd} je hlavní indukčnost v podélné ose, L_{hq} je hlavní

indukčnost v příčné ose a $L_{s\sigma}$ je statorový rozptyl. Nejvýznamnějším členem v rovnicích je indukované napětí. V rovnicích modelu lze bez významného dopadu na přesnost výpočtu zanedbat odpor statoru:

$U_{sdw0} = -\omega_{me} L_{sq} I_{sqw}$	(14)	
$U_{sqw0} = \omega_{me} (L_{sd}I_{sdw} + L_{hd}I_{fw})$		

Při problémech s určením parametrů regulovaného motoru, lze model motoru ještě výrazně zjednodušit do tvaru:

$U_{sdw0}=0$	(15)
$U_{sqw0} = K_U.\omega_{me}$	(13)

kde K_{U} je napěťová konstanta motoru, kterou lze jednoduše určit měřením – roztočí se nabuzený motor a změří se indukované napětí naprázdno.

3.2.3 Vyhodnocení tokové a momentové složky proudu statoru i_{sd}, i_{sq}

Použité vztahy jsou zcela totožné jako pro pulzní usměrňovač, detailní odvození viz [1].

Je potřeba měřit proud alespoň dvou statorových fází (např. *i*_{sa} a *i*_{sb}). Při měření pouze dvou proudů může být třetí proud dopočítán:

$$i_{sc} = -i_{sa} - i_{sb} \tag{16}$$

Fázové proudy statoru jsou transformovány na složky vektoru proudu ve stojícím souřadném systému – systém (α , β):

$i_{sa} = i_{sa}$	
$i_{s\beta} = \frac{i_{sa} + 2.i_{sb}}{\sqrt{3}}$	(17)

Přepočet složek vektoru proudu ze stojícího systému (α , β) do rotujícího souřadného systému (d, q) je proveden za pomoci úhlu ϑ :

$i_{sd} = i_{s\alpha} \cdot \cos \vartheta + i_{s\beta} \cdot \sin \vartheta$	(18)
$i_{sq} = i_{s\beta} \cdot \cos \vartheta - i_{s\alpha} \cdot \sin \vartheta$	()

3.2.4 Zadání pro modulátor – požadovaný vektor napětí v polárních souřadnicích

Použité vztahy jsou opět zcela totožné jako pro pulzní usměrňovač, viz [1]. Pouze je doporučeno, s ohledem na zjednodušení regulačních obvodů, vyřadit u regulace synchronního motoru kompenzaci $\Delta \vartheta$.

Výstupem regulačních obvodů jsou složky požadovaného vektoru napětí střídače U_{sdw} , U_{sqw} . Z těchto složek lze vypočítat velikost požadovaného vektoru U_{sm} a jeho polohu v rotujícím souřadném systému (d, q) – úhel α .

Velikost vektoru napětí:

$$U_{sm} = \sqrt{U_{sdw}^2 + U_{sqw}^2} \tag{19}$$

Poloha požadovaného vektoru napětí střídače v souřadném systému (d, q):

$$\alpha = \arctan \frac{U_{sqw}}{U_{sdw}} \tag{20}$$

Vstupem PWM modulátoru je poloha požadovaného vektoru napětí střídače ve stojícím souřadném systému γ:

$$\gamma = \alpha + \vartheta \tag{21}$$

Při výpočtu γ je možné provést kompenzaci dopravního zpoždění vzniklého diskrétní regulací, obdobně jako u NPU:

$\gamma = \alpha + \vartheta + \Delta \vartheta$	(22)

Kde $\Delta \vartheta = K_{\text{komp}} \omega_{\text{me}} T_{\text{v}z}$, K_{komp} je konstanta obvykle volená jako K_{komp} =1,5. $\Delta \vartheta$ není, na rozdíl od regulace NPU, konstanta, ale je funkcí elektrické rychlosti rotoru ω_{me} .

4 Estimace počáteční polohy synchronního stroje

4.1 Princip metody a její teoretický rozbor

Předkládaná metoda je použitelná pro synchronní motor s vinutým rotorem. Základní myšlenkou je injektování proudového pulsu do rotorového vinutí, kdy je současně měřen naindukovaný proud do statorového vinutí, které je zkratováno. Konfigurace algoritmu je znázorněna na Obrázek 7.

Princip estimace matematicky popisují následující rovnice:

Obecný vztah pro statorová napětí v souřadném systému d, q je dán:

$$U_{sd} = R_s I_{sd} - \omega_{re} \psi_q + \frac{d\psi_d}{dt}$$

$$U_{sq} = R_s I_{sq} + \omega_{re} \psi_d + \frac{d\psi_q}{dt}$$
(23)

Při zanedbání úbytků na odporu statoru a orientování se na přechodné děje jsou napětí:

Rozepsáním dle elektromagnetů produkující jednotlivé toky v příslušných osách a při zanedbání úbytků na statorovém vinutí lze psát:

$$U_{sd} = \frac{d(L_{sd}I_{sd} + L_{hd}.I_f)}{dt}$$

$$U_{sq} = \frac{d(L_{sq}.I_{sq})}{dt}$$
(24)

Při zkratovaném statorovém vinutí (sepnutí horních nebo dolních prvků dvojúrovňového střídače ve všech fázích) dostáváme rovnice.

$$0 = \frac{d(L_{sd}I_{sd} + L_{hd}.I_f)}{dt}$$

$$0 = \frac{d(L_{sq}.I_{sq})}{dt}$$
(25)

Vliv impulsu injektovaného do rotoru má tedy následek pouze v ose d. Vyjádřením vztahu pro I_{sd} lze psát:

$$\frac{dI_{sd}}{dt} = -\frac{L_{hd}}{L_{sd}} \cdot \frac{dI_f}{dt}$$
(26)

Injektování impulsu do rotorového vinutí způsobí proudovou odezvu ve zkratovaném statorovém vinutí pouze v ose *d* a v opačném směru, než je změna v rotoru orientována (mínus ve vztahu **Chyba! Nenalezen zdroj odkazů.** a posun estimované polohy o 180° vůči reálné poloze rotoru, což je v souladu s Lenzovým zákonem). Tímto je dokázáno, že v takovémto případě vektor statorového proudu leží v ose pólu stroje.



Obrázek 7: Blokové schéma estimace počáteční polohy rotoru. Implementace algoritmů

4.1.1 Obecné vlastnosti obvodu pro estivaci počáteční polohy rotoru

Metoda je aplikována za předpokladu, že je použit synchronní stroj s vinutým rotorem, motor je v klidu (ω_m =0) a statorové vinutí je zkratováno. Zkratování je provedeno např. pomocí napěťového střídače.

4.1.2 Rotorový obvod

Dle principu metody je nutné způsobit změnu rotorového proudu (proudu buzení), aby se indukovalo napětí do zkratovaného statorového vinutí a začal jím protékat proud. Jelikož je estimační procedura prováděna v rámci startu pohonu, je využita rampa náběhu budící proudu při počátečním nabuzování stroje z nulového na jmenovitý budící proud stroje.

Rotorový (budicí) obvod je napájen tyristorovým usměrňovačem, který je napájen z 3f střídavé sítě. Pro regulaci potřebného proudu buzení je využit regulátor R_{if} , jehož výstupem je požadovaná hodnota úhlu řízení usměrňovače α . Aktuální proud je měřen čidlem proudu v rotorovém obvodu.

4.2 Vyhodnocení polohy rotoru

Je potřeba měřit proud alespoň dvou statorových fází (např. i_{sa} a i_{sb}). Fázové proudy statoru jsou transformovány na složky vektoru proudu podle (17) ve stojícím souřadném systému – systém (α , β):

Estimovaná poloha rotoru lze poté vypočítat dle vztahu:

$$\vartheta_e = \operatorname{arctg} \frac{I_{s\beta}}{I_s\alpha} - \pi \tag{27}$$

Při nasazení algoritmu v reálném systému jsou naměřené hodnoty proudů zvlněny (zašuměny). Pro přiblížení se správné (přesné) hodnotě polohy rotoru, je nutné průměrovat hodnoty získané z vícenásobného změření a vypočtení polohy rotoru. Nutnost průměrování více hodnot estimované polohy však přináší problém v okolí $\vartheta_e = \pi$ resp. $-\pi$, pokud je použit průběh z Obrázek 8, který charakterizuje průběh vypočtené polohy při normování úhlu na hodnotu π). Hodnoty v průměru obsahují členy např. 3,1 a naopak -3,1, průměr tedy nekonverguje k hodnotě π , ale k 0. Výsledná poloha je tedy značně odlišná od reálné.

Jako robustní řešení je použita metoda, kdy první vzorek je brán jako referenční ϑ_{ref} . Z následujících vzorků ϑ_k (k - určuje pořadí vzorku) se počítá pouze diference od tohoto referenčního vzorku podle:

$$d\vartheta_k = \vartheta_k - \vartheta_{ref} \tag{28}$$

Výsledná poloha je pak vypočítávána z aritmetického průměru všech diferencí, který je přičten k prvnímu referenčnímu vzorku:

$$\vartheta_e = \vartheta_{ref} + \frac{1}{n} \sum_{k=1}^n d\vartheta_k$$
(29)

Ošetření konvergence ke správné hodnotě se automaticky dosáhne přetečením datového formátu při dané normě π .



Obrázek 8: Průběh vyhodnocované polohy v rámci jedné elektrické otáčky průběhu polohy rotoru.

Touto metodou lze dosáhnou při deseti vzorcích polohy přesnost určení polohy $\pm 5^{\circ}$ elektrického úhlu (0,087 rad).

5 Řešení výkonového obvodu frekvenčního měniče těžního stroje

Primární variantou pro řešení je v současné době, vzhledem k napěťovým možnostem dostupných výkonových polovodičových prvků IGBT, čtyřhladinový měnič s plovoucími kondenzátory (4L-FLC), viz Obrázek 9. U tohoto měniče je nutné z hlediska řízení řešit zejména start měniče s nenabitými kondenzátory na jednotlivých hladinách a při provozu potom stabilizaci (balancování) napětí na těchto kondenzátorech v daném bezpečném rozmezí napětí, aby nedošlo k napěťovému průrazu u výkonových prvků.

Vstupní i výstupní měnič (NPU a VSI) bude tvořen stejnými topologiemi. To zajistí potřebnou modularitu a unifikaci výkonových obvodů pohonu a umožní použít stejné algoritmy řízení měničů pro vstupní i výstupní část frekvenčního měniče.

Byly provedeny analýzy možných algoritmů řízení tohoto měniče od nejjednodušší PWM s přirozeným balancováním až po vektorovou PWM s aktivním balancováním napětí na kondenzátorech. Modulační metody lze obecně rozdělit na metody s otevřenou nebo uzavřenou regulační smyčkou [4]. Metody s otevřenou regulační smyčkou musí zajišťovat tzv. přirozené balancování (samobalancování) napětí na plovoucích kondenzátorech, které je velmi důležité pro správnou funkci měniče. Metody s uzavřenou regulační smyčkou využívají zpětnou vazbu od napětí na plovoucích kondenzátorech a pomocí tzv. redundantních spínacích kombinací zajišťují aktivní balancování napětí na plovoucích kondenzátorech. Metody aktivního balancování vynikají svou rychlou dynamickou odezvou balancování.

Algoritmus PWM s přirozeným balancováním se tedy po analýze nejeví jako vhodné řešení pro pohony se specifiky těžního stroje (např. dlouhodobý stejnosměrný provoz měniče před rozběhem těžního stroje, rychlé dynamické změny provozu), kdy by mohlo dojít k nebezpečnému rozvážení kondenzátorů. Použitelným algoritmem pro implementaci pro pohon těžního stroje je tedy nutné využít sofistikovaný algoritmus s aktivním balancováním napětí na kondenzátorech.

S přihlédnutím na existenci patentovaných řešení je nutné zvážit možnost výroby a prodeje měničů v příslušném tržním teritoriu. Pro výběr vhodné další varianty lze použít např. [5],

kde jsou analyzovány nové varianty vycházející např. z hybridních kombinací topologií s plovoucími kondenzátory i s upínacími diodami, popř. s aktivním clampingem.



Obrázek 9: Schéma jedné větve čtyřhladinového měniče s plovoucími kondenzátory (4L-FLC).

6 Závěr

Tato zpráva přináší souhrn řídicích a regulačních algoritmů pro těžní stroj se synchronním motorem a frekvenčním měničem založeném na bázi napěťového pulzního usměrňovače a napěťového střídače. Regulační algoritmy jsou voleny tak, aby došlo k maximální unifikaci a modularitě výkonových měničů a algoritmů řízení, což bude mít za následek zlevnění výroby (konstrukce) měničů a vývoj softwaru, který bude možné také koncipovat modulárně.

7 Literatura

- [1] Peroutka, Z.; Blahník, V.: Algoritmy řízení a regulace třífázového NPU pro těžní stroj: Základní algoritmy regulace. Výzkumná zpráva č. 22190-03-2010 (22160-28-10). Plzeň, 2010.
- [2] Komrska, T.: Synchronizace NPU na bázi SPLL s DSC (3-fázový fázový závěs). Výzkumná zpráva č. 22190-02-2010. Plzeň, 2010.
- [3] Saccomando, G., Svensson, J.: Transient Operation of Grid-connected Voltage Source Converter Under Unbalanced Voltage Conditions. Industry Applications Conference 2001, 36th IAS Annual Meeting Conference record of the 2001 IEEE, vol. 4, 30. Sept.-4. Oct. 2001, pp. 2419-2424.
- [4] Zeman, K., Peroutka, Z., Uzel, D. *Regulovaný pohon se synchronním motorem: Návrh algoritmů řízení a regulace*. Výzkumná zpráva č. 22190-04-2010. Plzeň, 2010.
- [5] Janík, D., Glasberger T., *Topologie vícehladinových měničů*. Výzkumná zpráva č. 22190-028-2011. Plzeň, 2011.

Seznam obrázků

Obr.1.1 Indukční detektor - smyčka [4]	Chyba! Záložka není definována.
Obr.1.2 Infračervený detektor [4]	Chyba! Záložka není definována.
Obr.1.3 Kamera videodetekce [4]	Chyba! Záložka není definována.
Obr.1.4 Radar/ mikrovlnné čidlo [5]	Chyba! Záložka není definována.

Historie revizí

Dev	Kanitala	Popis změny	Datum	
Rev.	Kapitola		Jméno / Odd.	
1	Všechny	Publikování dokumentu	15.12.2011	
			Glasberger/RICE	