

Regulace elektrických trakčních pohonů a měničů

Měření na reluktančním motoru

Studijní materiál

prof. Ing. Jaroslav Novák, CSc.

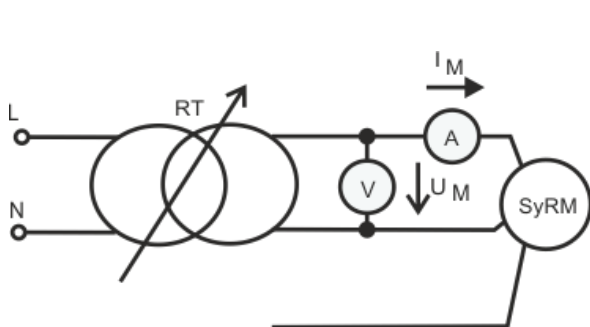


Měření na reluktančním motoru

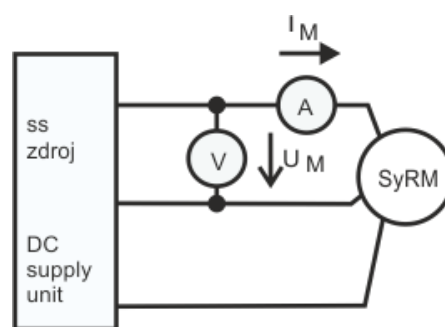
Úkoly:

1. Změřte závislost indukčnosti mezi dvěma fázemi statoru reluktančního motoru na úhlu natočení rotoru.
2. Změřte statickou závislost zátěžného úhlu reluktančního motoru na momentu.
3. Změřte charakteristiky naprázdno $n = f(f)$, $U_M = f(f)$ a $I_{M0} = f(f)$ frekvenčně řízeného reluktančního motoru.

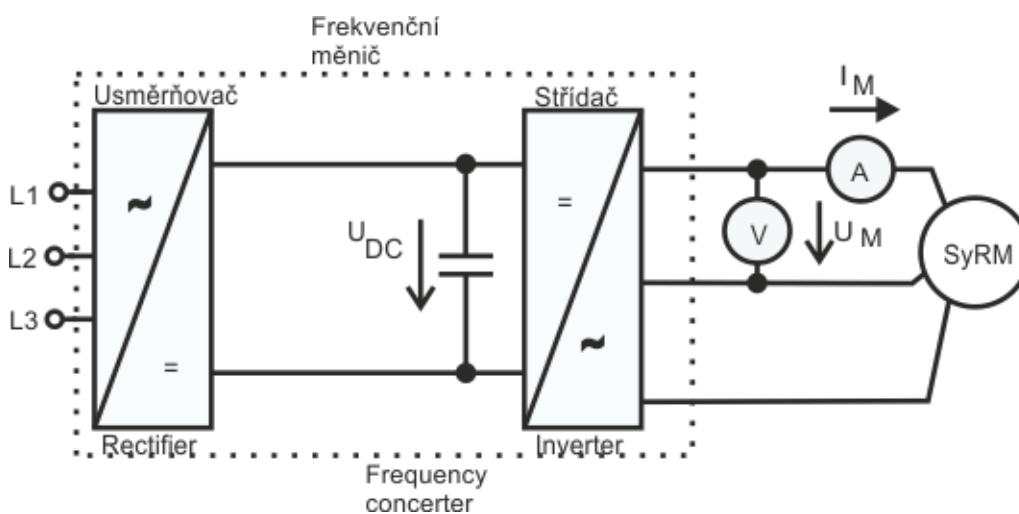
Schéma:



Měření 1



Měření 2



Měření 3

Jmenovité hodnoty motoru: Zaznamenat podle údajů na štítku motoru

Postup:

1. Měření indukčnosti statorového vinutí

Změřte závislost indukčnosti mezi fázemi statorového vinutí reluktančního motoru na úhlu natočení rotoru $L = f(\varphi)$. Úhel natočení rotoru nastavujte v rozsahu 0° až 360° po 10° . Indukčnost vyhodnoťte z efektivních hodnot napětí a proudu. Měřený obvod napájejte z regulačního transformátoru RT napětím s frekvencí 50 Hz. Pro měření nastavte napětí 30 V.

Posuďte, zda je možno vyhodnocovat s dostatečnou přesností indukčnost ze vztahu $\omega L = U_M/I_M$ nebo zda je při výpočtu indukčnosti potřeba respektovat vliv ohmického odporu vinutí. Naměřený průběh vynesťe graficky. Z naměřeného průběhu určete, kolik má stroj pólů.

2. Měření statického momentu reluktančního motoru

Změřte závislost zátěžného úhlu reluktančního motoru na momentu na hřídeli ve statickém stavu $\beta = f(M)$. Statorové vinutí napájejte mezi dvěma fázemi ze stejnosměrného zdroje.

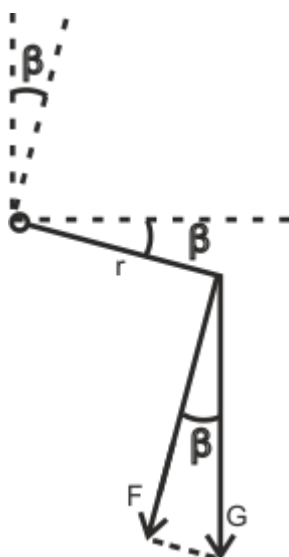
Závislost změřte pro hodnotu stejnosměrného proudu $I_M = 2,5$ A a 5 A.

Naměřený průběh vynesťe graficky.

Při měření nastavujte moment pomocí závaží na ramenu $r = 510$ mm. Pro $I = 2,5$ A měřte pro $m = 100$ g, 200 g, 300 g, 400 g, pro $I = 5$ A měřte pro $m = 200$ g, 500 g, 700 g, 1000 g, 1200 g, 1500 g.

Moment určete podle vztahu:

$$M = m \cdot g \cdot r \cdot \cos\beta = G \cdot r \cdot \cos\beta$$



3. Měření frekvenčně řízeného reluktančního motoru ve stavu naprázdno

Změřte charakteristiky naprázdno $n = f(f)$, $U_M = f(f)$ a $I_{M0} = f(f)$ frekvenčně řízeného reluktančního motoru. Charakteristiky změřte v rozsahu otáček 700 min^{-1} až 2300 min^{-1} .

Otáčky nastavujte s krokem 200 min^{-1} . Naměřené závislosti vynesťe graficky.

Vytvořeno v rámci projektu **Green Deal UPCE**, reg. č. NPO_UPCE_MSMT-2142/2024-4.

Toto dílo podléhá licenci Creative Commons BY-SA 4.0. Pro zobrazení licenčních podmínek navštivte <https://creativecommons.org/licenses/by-sa/4.0/>.



Regulace elektrických trakčních pohonů a měničů

Pohony s vícefázovými
elektromotory a jejich řízení

Studijní materiál

prof. Ing. Jaroslav Novák, CSc.



Pohony s vícefázovými elektromotory a jejich řízení

Točivé magnetické pole je možno vytvořit nejen při napájení třífázového statoru elektrického stroje z třífázové soustavy napětí a proudů, ale i prostřednictvím jiného počtu fází s odpovídajícími prostorovými úhly mezi vinutími na statoru stroje a odpovídajícím fázovým posunutím proudů jednotlivých fází. **Je možno vytvořit točivé magnetické pole pomocí dvou fází s posunem 90°, ale i pomocí vyššího počtu fází. Vícefázovými elektromotory rozumíme motory s větším počtem fází než 3. Vícefázové motory jsou vždy napájeny z elektronického měniče a vždy jsou frekvenčně řízeny.** Realizují se až devítifázové stroje. Vícefázové stroje se realizují zpravidla jako asynchronní nebo synchronní s permanentními magnety. Používají se v pohonech s vysokými nároky na spolehlivost a s požadavky na možnost nouzového provozu s nižším počtem fází. Jedná se například o pohony výtahů, bezpečnostně kritické pohony v průmyslových technologiích a technologiích budov. Vícefázové synchronní motory s permanentními magnety začínají nacházet uplatnění i v pohonech dopravních prostředků především z důvodu jejich předpokladů pro dosažení velké účinnosti (až 97%). Hlavní výhody vícefázových elektromotorů jsou následující:

- Proud motoru se rozloží do více fází, tedy dochází k nižšímu proudovému namáhání vinutí motoru i prvků elektronického měniče s možností snížení Jouleových ztrát.
- Předpoklady pro dobré vlastnosti při nouzovém provozu při výpadku napájení jedné fáze (například u třífázového motoru je při výpadku jedné fáze možno motor provozovat s momentem redukovaným přibližně o 35% při nárůstu proudu o 35%. V případě pětifázového motoru dojde při výpadku napájení jedné fáze k redukci momentu přibližně o 20%, proud ve funkčních fázích se přitom zvýší přibližně o 16%).
- Předpoklady ke zvýšení momentu a výkonu díky možnosti injektáže vyšších harmonických složek proudu statoru s pozitivními dopady na využití magnetického obvodu motoru, zvýšení výkonové hustoty stroje a zvýšení účinnosti stroje (typicky injektáž 3. harmonické složky proudu).
- Nízké amplitudy zvlnění momentu s vyšší frekvencí střídavé složky momentu a s tím související nižší hluk stroje.
- Vyšší počet hladin a spínacích kombinací výstupního napětí vícefázového střídače s možností lepšího modulování výstupního napětí a proudu.

Problematika vícefázových střídačů a rozbor pětifázového střídače

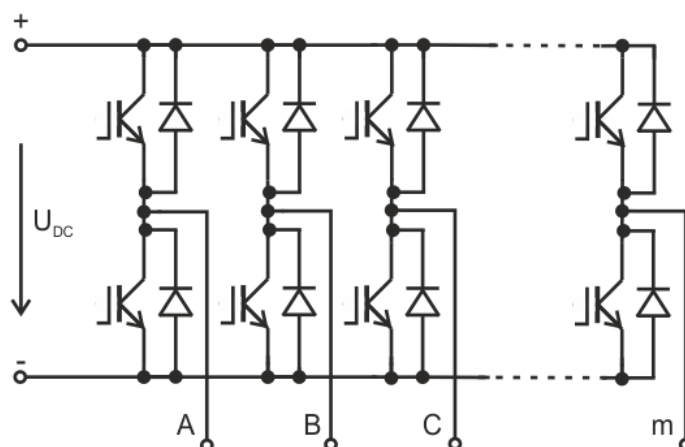
Struktury vícefázových střídačů lze konfigurovat v analogii se strukturami jednofázových a třífázových střídačů, tj. jedná se o uzlová nebo můstková zapojení a to dvouhadinová nebo vícehadinová. Stejně jako v oblasti jednofázových a třífázových střídačů je i v oblasti vícefázových střídačů standardem můstkové zapojení.

Vícefázové střídače se vyznačují i při dvouhadinovém provedení vyššími počty spínacích stavů a výstupních napěťových hladin oproti střídačům třífázovým. S rostoucím počtem fází roste počet spínacích stavů a napěťových hladin, dalšího zvýšení spínacích stavů a napěťových hladin lze dosáhnout při použití vícehadinových střídačů. Obecně lze vyjádřit počet spínacích stavů střídače s pomocí vztahu:

$$s = l^m \quad (1)$$

Ve vztahu (1) značí l počet hladin vstupního napětí střídače a m počet výstupních fází střídače.

V dalším textu bude pozornost zaměřena na můstkové zapojení dvouhadinových vícefázových střídačů. Základní zapojení dvouhadinového můstkového vícefázového střídače vychází z jednofázového a třífázového zapojení doplněním dalších větví s tranzistory a diodami a je znázorněno na obr. 1.



Obr. 1 Dvouhadinový můstkový střídač s m fázemi

Pro dvouhadinový můstkový střídač s m fázemi lze určit počet hladin fázového napětí l_u podle vztahu:

$$l_u = 2 \cdot m - 1 \quad (2)$$

Sdružená napětí u dvouhadinového můstkového vícefázového střídače mohou, stejně jako u třífázového střídače, nabývat hladin $+U_{DC}$, 0, $-U_{DC}$.

Nejjednodušší metodou formování m-fázové soustavy na výstupu m-hladinového střídače je obdélníkové řízení, které je analogické obdélníkovému řízení u třífázového střídače. Při tomto řízení respektuje polarita potenciálu dané výstupní fáze polaritu referenčního napětí této fáze. Toho se dosáhne sepnutím horního nebo dolního tranzistoru v dané fázi. Počet dílčích intervalů za jednu periodu výstupního napětí i_T při obdélníkovém řízení m-fázového střídače se určí podle vztahu:

$$i_T = 2 \cdot m \quad (3)$$

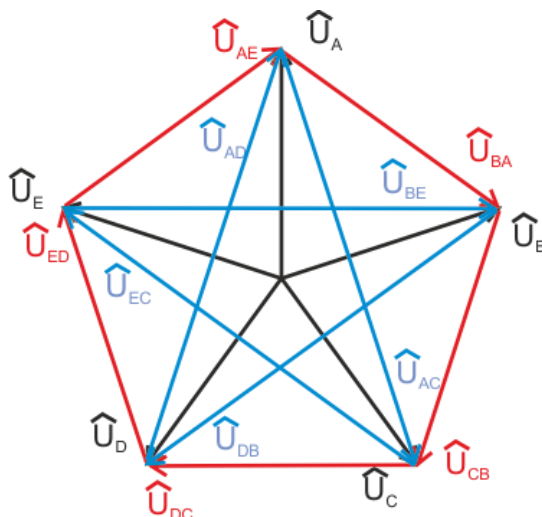
Doba trvání tohoto dílčího intervalu v úhlové míře (ve stupních) t_i se určí podle vztahu:

$$t_i = \frac{360^\circ}{2 \cdot m} [^\circ] \quad (4)$$

Na rozdíl od třífázového střídače jsou u vícefázových střídačů při obdélníkovém řízení v průběhu výstupních fázových napětí vyjádřeny výrazně kromě první harmonické složky i vyšší harmonické složky v závislosti na počtu fází střídače. Stejně jako u třífázového střídače se u vícefázových střídačů obvykle formuje průběh výstupního napětí pomocí šířkově pulsní modulace. V případě generování šířkově pulsní modulace pomocí komparace referenčního fázového napětí s pilovým průběhem je algoritmus řízení spínání tranzistorů u každé fáze analogický jako u třífázového střídače. Referenční průběhy fázových napětí jsou vůči sobě posunuty o úhel $360/m$. V případě vektorové šířkově pulsní modulace roste s počtem fází střídače m počet možných stavů výstupního napětí, tj. počet prostorových vektorů napětí, z nichž lze v dané periodě šířkově pulsní modulace formovat požadovaný prostorový vektor výstupního napětí. Pro vícefázové střídače je nutno využít sofistikované algoritmy vektorové šířkově pulsní modulace, které pracují podle vybraných kritérií, neboť výběr prostorových vektorů, ze kterých je formován výsledný požadovaný prostorový vektor výstupního napětí, určuje významným způsobem zastoupení vybraných harmonických složek napětí ve výstupním průběhu. Pro prezentaci skutečností, jak se problematika vícefázových střídačů rozšiřuje oproti třífázové variantě, budou popsány podrobněji vlastnosti pětifázové soustavy a pětifázového střídače.

Pětifázová soustava napětí

V dalším textu bude uvažována souměrná pětifázová soustava (efektivní hodnoty napětí jsou ve všech fázích stejné, fázové posuny sousedních fázových napětí jsou shodné), předpokládá se souměrná pětifázová zátěž (impedance všech fází jsou shodné z hlediska velikosti i fázového posunu, tj. stejné odpory a indukčnosti všech fázových impedancí). Při nejjednodušším zapojení vinutí pětifázové zátěže do hvězdy jsou fázové impedance napájeny fázovými proudy s fázovým posunem 72° . V případě zátěže tvořené pětifázovým motorem je prostorový posun vinutí po obvodu statoru motoru také 72° . Fázorový diagram fázových napětí pětifázového motoru je vyznačen na obr. 2 černou barvou.



Obr. 2 Fázorový diagram pětifázového motoru

Jak je z obr. 2 zřejmé, v pětifázové soustavě jsou dva typy sdružených napětí, tj. sdružená napětí mezi sousedními fázemi $U_{BA}, U_{CB}, U_{DC}, U_{ED}, U_{AE}$ (v obr. 2 vyznačena červeně) a sdružená napětí mezi fázemi, které spolu nesousedí $U_{AC}, U_{EC}, U_{AD}, U_{DB}, U_{BE}$ (v obr. 2 vyznačena modře). Z trojúhelníku dvou sousedních fázových napětí a odpovídajícího sdruženého napětí prvního typu lze odvodit relaci mezi efektivními hodnotami fázového napětí U_f a efektivními hodnotami těchto sdružených napětí U_{s1} :

$$\frac{1}{2} \cdot U_{s1} = U_f \cdot \sin 36^\circ \rightarrow U_{s1} = 1,176 \cdot U_f \quad (5)$$

Druhý typ sdružených napětí U_{s2} je dán rozdílem dvojic fázových napětí, které spolu nesousedí. Pro velikost efektivních hodnot těchto sdružených napětí U_{s2} platí:

$$\frac{1}{2} \cdot U_{s2} = U_f \cdot \sin 72^\circ \rightarrow U_{s2} = 1,902 \cdot U_f \quad (6)$$

U pětifázové zátěže lze tedy rozlišit napětí fázové U_f a dva typy sdružených napětí U_{s1} a U_{s2} . Fázové posuny odpovídajících si typů napětí jsou vždy 72° (v případě souměrné soustavy). V návaznosti na tuto skutečnost lze potom obecně rozlišit tři možné typy zapojení pěti fázových vinutí:

1. Zapojení do hvězdy – na každém vinutí fáze motoru je fázové napětí U_f (využívají se napětí na obr. 2 označené černě).
2. Zapojení do pětúhelníku – na každém vinutí fáze motoru je sdružené napětí U_{s1} (využívají se napětí na obr. 2 označené červeně).
3. Zapojení do pentagramu – na každém vinutí fáze motoru je sdružené napětí U_{s2} (využívají se napětí na obr. 2 označené modře).

Jak bylo uvedeno výše, u pětifázové zátěže se celkový výkon rozloží do většího počtu fází, při shodné hodnotě napájecího napětí protékají fázemi zátěže menší proudy než

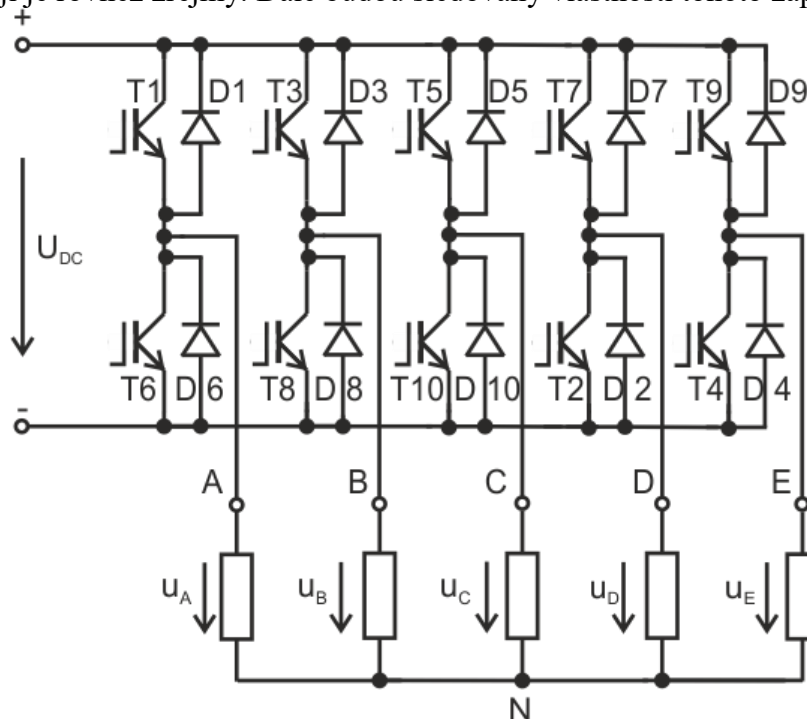
v případě třífázového provedení. Pro celkový činný výkon souměrné pětifázové zátěže lze psát:

$$P = 5 \cdot U_f \cdot I \cdot \cos\varphi \quad (3)$$

Budeme-li uvažovat motorickou zátěž, shodné napájecí napětí motoru a shodný účinník $\cos\varphi$, sníží se u pětifázového motoru efektivní hodnota proudu při shodném napětí, shodném účinníku a shodném výkonu v poměru $3/5 = 0,6$. Vzhledem ke kvadratické závislosti mezi proudem a ztrátovým výkonem v odporu vinutí se v jednom vinutí sníží ztrátový výkon u pětifázového motoru na 0,36 násobek v relaci s třífázovým motorem za předpokladu stejné konstrukce vinutí. Vzhledem k většímu počtu vinutí tak při jinak stejných podmínkách klesnou ztráty v odporech statorových vinutí pětifázového motoru na 0,6 násobek hodnoty ztrát třífázového motoru (za předpokladu stejných parametrů vinutí).

Rozbor funkce pětifázového střídače při obdélníkovém řízení

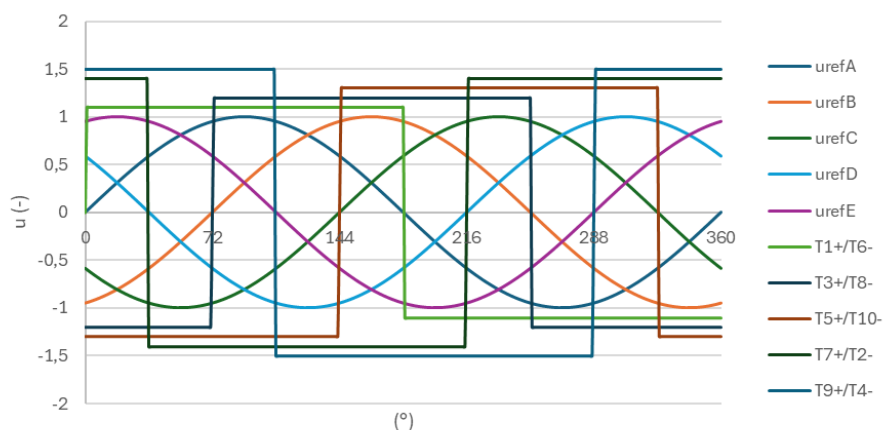
Schéma zapojení pětifázového můstkového dvouhadinového střídače je na obr. 3. Na tomto obrázku je zátěž zapojena do hvězdy a jsou vyznačena fázová napětí. Význam sdružených napětí je rovněž zřejmý. Dále budou sledovány vlastnosti tohoto zapojení.



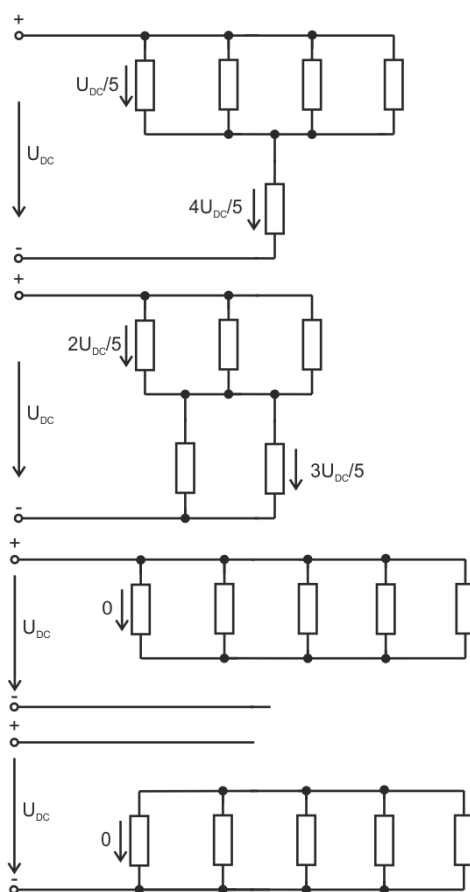
Obr. 3 Pětifázový můstkový dvouhadinový střídač

Nejjednodušším způsobem formování pětifázové soustavy na výstupu můstkového dvouhadinového střídače podle obr. 3 je obdélníkové řízení. V analogii s algoritmem obdélníkového řízení u třífázového střídače se rovněž u pětifázového střídače odvozuje při obdélníkovém řízení spínání horních nebo dolních tranzistorů v dané fázi od polarity konkrétního referenčního fázového napětí, tj. při kladné hodnotě referenčního fázového napětí se horním tranzistorem spojí výstupní svorka fáze s kladným pólem stejnosměrného napájecího zdroje, při záporné hodnotě referenčního fázového napětí aktivuje sepnutí dolního tranzistoru propojení výstupní svorky fáze se záporným pólem stejnosměrného napájecího zdroje. Při přepínání mezi vedením horního a dolního tranzistoru se vkládá ochranná (mrtvá) doba, pro přehlednost nebude v následujícím popisu vliv ochranné doby uvažován. Algoritmus obdélníkového řízení pětifázového střídače je zřejmý z obr. 4. Na tomto obrázku je znázorněno pět sinusových průběhů fázových referenčních napětí a konstantními úsečkami

jsou vyznačeny intervaly sepnutí jednotlivých tranzistorů, tj. zároveň jsou tím znázorněny průběhy potenciálů fázových svorek v jednotlivých fázích.



Obr. 4 Algoritmus spínání tranzistorů při obdélníkovém řízení pětifázového střídače (čísla tranzistorů korespondují s obr. 3)



Obr. 5 Možné konfigurace připojení fází zátěže pětifázového střídače na stejnosměrný zdroj

V kontextu se vztahem (2) lze na výstupu pětifázového střídače nastavit počet možných hladin fázového napětí podle vztahu:

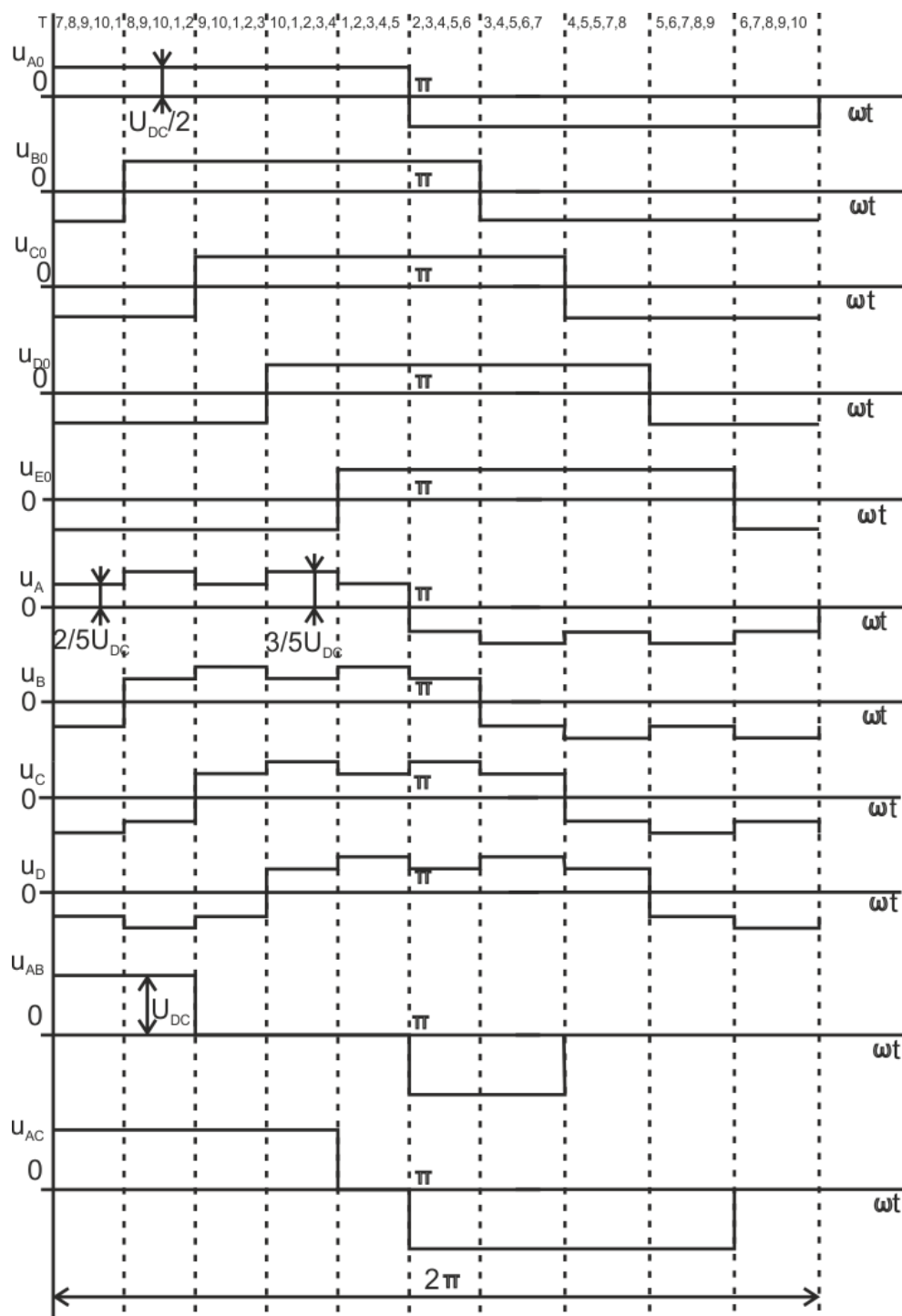
$$l_u = 2 \cdot 5 - 1 = 9 \quad (4)$$

Možné velikosti hladin fázového napětí lze u pětifázového střídače snadno odvodit z možných kombinací připojení pětifázové zátěže přes střídač ke stejnosměrnému zdroji podle obr. 5. Zobecní-li se konfigurace připojení fází pětifázové zátěže ke střídači, je zřejmé, že

fázová napětí na výstupu pětifázového střídače mohou nabývat hladin $\pm 1/5 U_{DC}$, $\pm 2/5 U_{DC}$, $\pm 3/5 U_{DC}$, $\pm 4/5 U_{DC}$ a 0. Tyto hladiny fázového napětí lze přehledně znázornit jen při zapojení zátěže do hvězdy.

Hladiny sdružených napětí na výstupu pětifázového střídače mohou nabývat hodnot $\pm U_{DC}$ a 0.

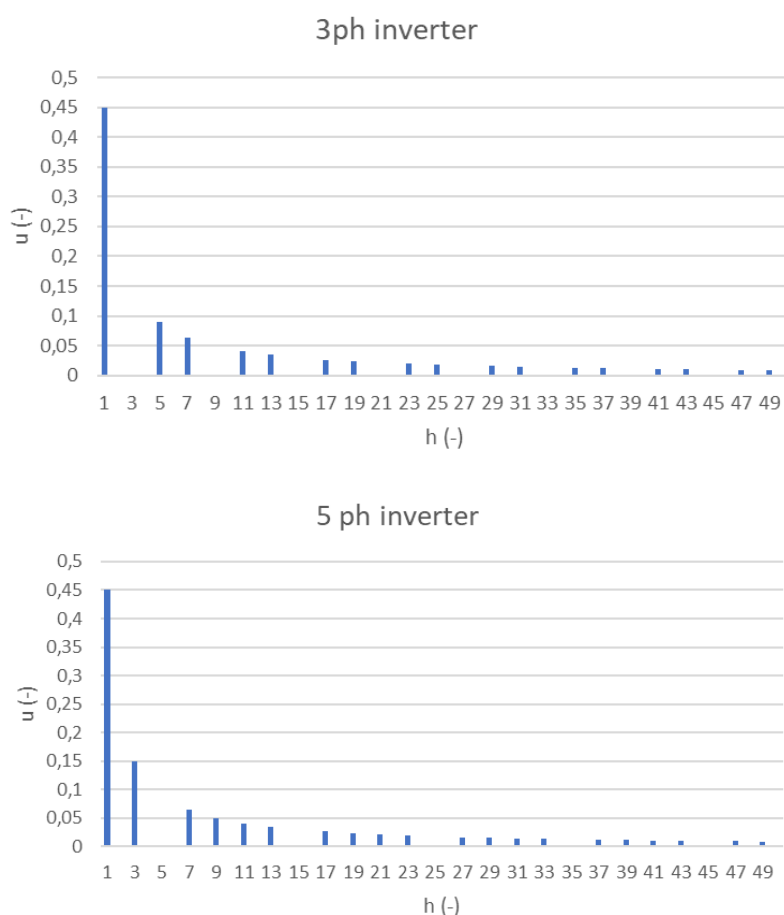
Na základě popsaného principu obdélníkového řízení pětifázového střídače a podle obr. 3 a 4 lze sestavit průběhy fázových a sdružených napětí pro tento způsob řízení. Průběhy potenciálů fázových svorek a vybrané průběhy fázových a sdružených napětí při obdélníkovém řízení pětifázového střídače jsou na obr. 6.



Obr. 6 Vybrané průběhy výstupních napětí pětifázového střídače při obdélníkovém řízení

Z průběhů napětí při obdélníkovém řízení pětifázového střídače na obr. 6 jsou zřejmé především následující skutečnosti:

- V pětifázové soustavě jsou dva typy sdružených napětí, velikosti prvních harmonických složek těchto dvou typů sdružených napětí byly uvedeny ve vztazích (5) a (6). Průběhy sdružených napětí při obdélníkovém řízení střídače podle obr. 6 jsou s touto skutečností v relaci. Na obr.6 je zřejmé, že sdružená napětí mezi sousedními fázemi mají menší efektivní hodnotu než sdružená napětí mezi fázemi, které spolu nesousedí.
- Při obdélníkovém řízení pětifázového střídače nejsou využity všechny dostupné hladiny fázových napětí, ale pouze hladiny $\pm 2/5 U_{DC}$ a $\pm 3/5 U_{DC}$.
- I z kvalitativního náhledu na průběh fázových napětí na výstupu pětifázového střídače při obdélníkovém řízení je patrné výrazné zastoupení 3. harmonické složky.

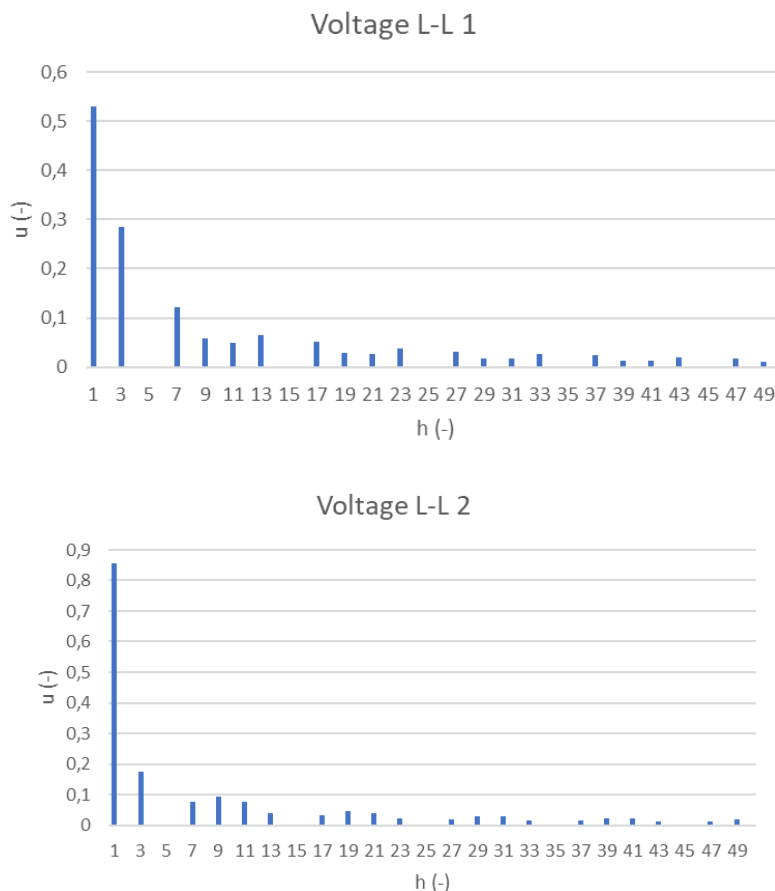


Obr. 7 Frekvenční spektra výstupních fázových napětí třífázového a pětifázového střídače při obdélníkovém řízení

Na obr. 7 jsou pro srovnání znázorněna frekvenční spektra fázových napětí třífázového a pětifázového střídače při obdélníkovém řízení do 50. harmonické. V obrázcích harmonických spekter jsou velikosti jednotlivých složek napětí v měřítku efektivních hodnot a jsou vztaženy k jednotkové hodnotě vstupního napětí střídače U_{DC} .

Z obr. 7 je zřejmé, že efektivní hodnota první harmonické složky je v relaci se vstupním napětím střídače U_{DC} stejně velká u třífázového i pětifázového střídače. U obou střídačů se uplatňují pouze liché harmonické složky, u třífázového střídače se nevyskytuje třetí

harmonická a její násobky, u pětifázového střídače se neuplatňuje pátá harmonická a její násobky, je však výrazná třetí harmonická.



Obr. 8 Frekvenční spektra výstupních sdružených napětí pětifázového střídače 1 – sdružené napětí mezi dvěma sousedními fázemi, 2 – sdružené napětí mezi fázemi, které spolu nesousedí

Na obr. 8 jsou frekvenční spektra obou typů výstupních sdružených napětí při obdélníkovém řízení pětifázového střídače. Z poměrů velikostí efektivních hodnot prvních harmonických složek vyplývá, že tento poměr odpovídá vztahům (5) a (6) a fázorovému diagramu na obr. 2. Z obr. 8 je dále zřejmé, že i ve sdružených napětích na výstupu pětifázového střídače není při obdélníkovém řízení zastoupena 5. harmonická a její násobky.

	3f střídač fáz.	5f střídač fáz.	5f střídač L-L 1	5f střídač L-L 2
1.harm. rms	0,45	0,45	0,53	0,86
THDu	104,4 %	108,4 %	118,9 %	104,2 %
3.harm. rms	0	0,15	0,28	0,18

Tab. 1 Relace mezi vybranými parametry výstupních napětí střídačů při obdélníkovém řízení (3f střídač – fázové napětí, 5f střídač fázové napětí a sdružená napětí mezi sousedními fázemi a fázemi, které spolu nesousedí – efektivní hodnota 1. harmonické složky pro jednotkovou hodnotu vstupního napětí střídače U_{DC} , THDu do 50. harmonické, efektivní hodnota 3. harmonické složky pro jednotkovou hodnotu vstupního napětí střídače U_{DC})

V Tab. 1 jsou přehledně uspořádány parametry výstupních napětí střídačů při obdélníkovém řízení (fázové napětí pro třífázový střídač a pětifázový střídač a sdružená napětí pro pětifázový střídač – efektivní hodnoty 1. a 3. harmonické a THDu). U pětifázového střídače je patrná nezanedbatelná velikost 3. harmonické složky, což je kvalitativně zřejmé i z průběhů na obr. 6. Jak vyplývá z teorie vícefázových motorů, může tato složka nezanedbatelně přispívat ke zvýšení momentu. Charakteristickou vlastností obdélníkového řízení je vysoká hodnota THDu, což je rovněž kvalitativně zřejmé z průběhů na obr. 6. THDu je určeno podle standardního vztahu:

$$THDu = \frac{\sqrt{\sum_{i=2}^{50} U_i^2}}{U_1} \quad (5)$$

V uvedeném vztahu značí dolní index řád harmonické. V Tab. 1 je THDu počítáno do harmonické 50.

Vytvořeno v rámci projektu **Green Deal UPCE**, reg. č. NPO_UPCE_MSMT-2142/2024-4.

Toto dílo podléhá licenci Creative Commons BY-SA 4.0. Pro zobrazení licenčních podmínek navštivte <https://creativecommons.org/licenses/by-sa/4.0/>.



Regulace elektrických trakčních pohonů a měničů

Regulace momentu synchronního motoru
s vnořenými permanentními magnety

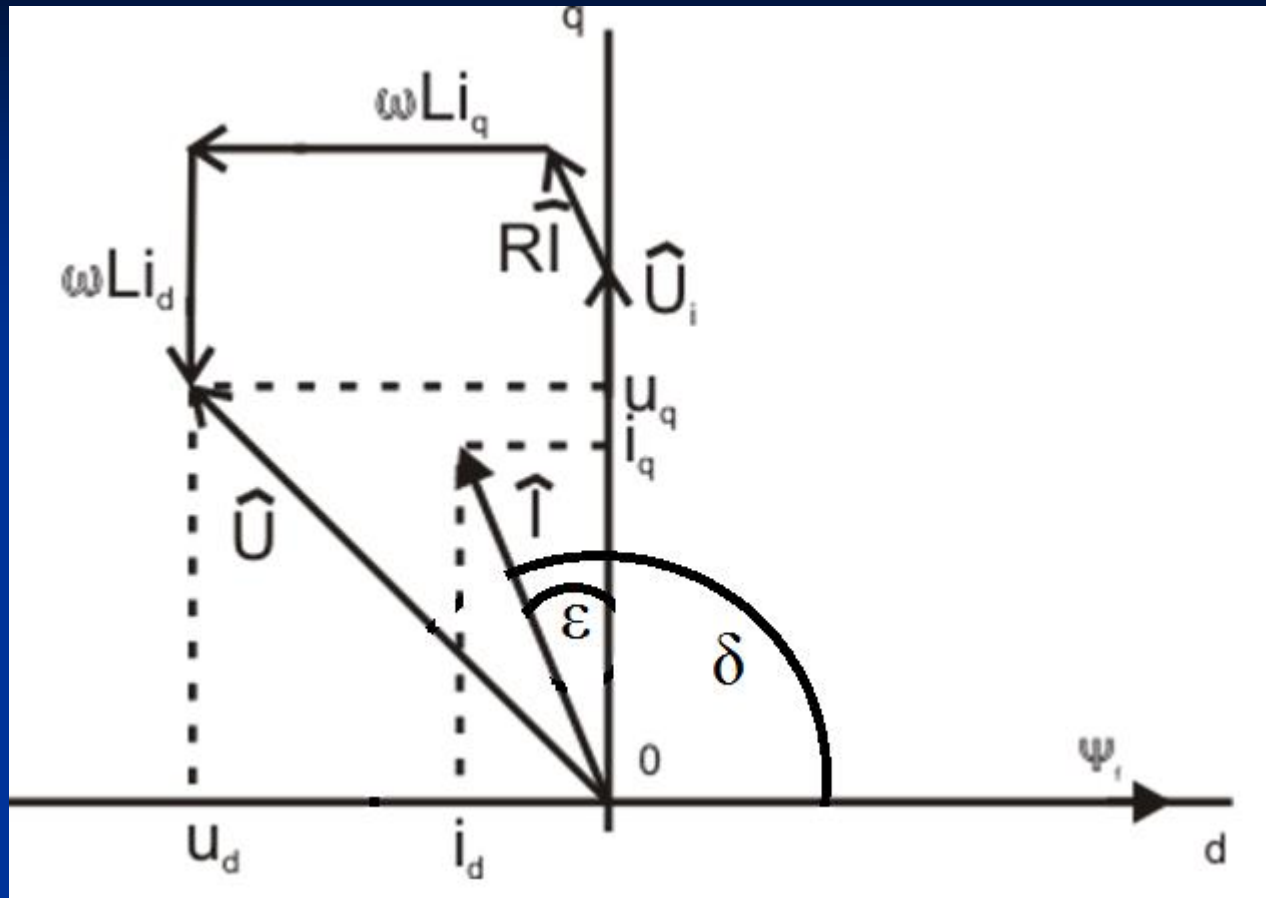
Studijní materiál

prof. Ing. Jaroslav Novák, CSc.



Regulace momentu synchronního motoru s vnořenými permanentními magnety (IPMSM)

Specifika regulace momentu IPMSM



- SPMSM – optimální úhel $\delta = 90^\circ$, $\varepsilon = 0^\circ$ - nejvyšší dosažitelný moment při nejnižším proudu – úhel 90° mezi magnetickým tokem rotoru a proudem statoru

Specifika regulace momentu IPMSM

- IPMSM – optimální úhel $\delta = ?$, $\varepsilon = ?$
- Kritérium optimality nastavení δ , ε ? (maximální moment při minimálním proudu, minimální ztráty, ..?)

$$M = \frac{3}{2} \cdot p_p (\Psi_f \cdot i_q + (L_d - L_q) \cdot i_q \cdot i_d) = M_{\text{synchronní}} + M_{\text{reluktanční}}$$

- $M_{\text{synchronní}}$ – závisí na Ψ_f
- $M_{\text{reluktanční}}$ – závisí na $L_d - L_q$
- V případě IPMSM platí $L_d < L_q$
- Optimální úhly δ a ε budou závislé na relaci mezi synchronním a reluktančním momentem

Specifika regulace momentu IPMSM

Příklad – kritérium maximálního momentu M z daného celkového proudu statoru I

$$M = \frac{3}{2} \cdot p_p (\Psi_f \cdot i_q + (L_d - L_q) \cdot i_q \cdot i_d) =$$
$$\frac{3}{2} \cdot p_p (\Psi_f \cdot I \cdot \cos \varepsilon + \frac{1}{2} \cdot (L_q - L_d) \cdot I^2 \cdot \sin 2 \cdot \varepsilon)$$

Úhel ε , při kterém je nejvyšší moment M pro daný proud I , se vypočte podle vztahu:

$$\frac{dM}{d\varepsilon} = 0$$

Pro optimální úhel ε potom platí:

$$\varepsilon_{opt} = \arcsin \frac{-\Psi_f + \sqrt{\Psi_f^2 + 8 \cdot (L_q - L_d)^2 \cdot I^2}}{4 \cdot (L_q - L_d) \cdot I}$$

Specifika regulace momentu IPMSM

Technická praxe – pro zadaný moment nalézt optimální i_d takové, aby byly minimální ztráty v motoru

$$\Delta P(M) = \Delta P_j + \Delta P_{Fe} = \min.$$

$$\Delta P_j = 3 \cdot R \cdot I_{ef}^2 \rightarrow I^2 = \min. \rightarrow I = \min.$$

$$\Delta P_{Fe} = (k_H \cdot f + k_V \cdot f^2) \cdot \Psi^2 = \Delta P_{Fehysterezní} + \Delta P_{Fevířivé} \doteq k_{Fe} \cdot \Psi^2 \cdot f^{1,3 až 2}$$

Úlohou je tedy nalézt i_d takové, aby ΔP byly minimální pro zadaný moment:

$$\Delta P = \min. \rightarrow \frac{d\Delta P}{di_d} = 0$$

Přičemž

$$\Delta P = f(M, \omega_m, i_d), \quad i_{dopt} = f(M, \omega_m)$$

Specifika regulace momentu IPMSM

Bližší vyjádření ztrát: Technická praxe – pro zadaný moment nalézt optimální i_d takové, aby byly minimální ztráty v motoru

$$\Delta P_j = \frac{3}{2} \cdot R \cdot \sqrt{i_d^2 + i_q^2} = \frac{3}{2} \cdot R \cdot \sqrt{i_d^2 + \left(\frac{2 \cdot M}{3 \cdot p_p \cdot (\Psi_f + (L_d - L_q) \cdot i_d)} \right)^2}$$

$$\begin{aligned} \Delta P_{Fe} &= (k_H \cdot p_p \cdot \omega_m + k_V \cdot p_p^2 \cdot \omega_m^2) \cdot (\Psi_d^2 + \Psi_q^2) = \\ &= (k_H \cdot p_p \cdot \omega_m + k_V \cdot p_p^2 \cdot \omega_m^2) \cdot \left((L_d \cdot i_d + \Psi_f)^2 + L_q^2 \cdot \left(\frac{2 \cdot M}{3 \cdot p_p \cdot (\Psi_f + (L_d - L_q) \cdot i_d)} \right)^2 \right) \end{aligned}$$

Tedy

$$\Delta P = \min. \rightarrow \frac{d(\Delta P_j + \Delta P_{Fe})}{di_d} = 0$$

Specifika regulace momentu IPMSM

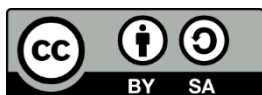
Úloha nelze řešit analyticky, algebraická rovnice je po derivaci podle i_d vyššího řádu.

Možná řešení jsou:

- On line optimalizace i_d v reálném čase – výpočetní testování minima ztrátového výkonu
- Pro konkrétní motor off-line vyčíslení závislosti $i_{dopt} = f(M, \omega_m)$ a on-line vyčítání i_{dopt} z tabulky trojrozměrné funkce
- Pro konkrétní motor off-line vyčíslení závislosti $i_{dopt} = f(M, \omega_m)$, aproximace této trojrozměrné funkce a on-line výpočet i_{dopt} z aproximované funkce

Vytvořeno v rámci projektu **Green Deal UPCE**, reg. č. NPO_UPCE_MSMT-2142/2024-4.

Toto dílo podléhá licenci Creative Commons BY-SA 4.0. Pro zobrazení licenčních podmínek navštivte <https://creativecommons.org/licenses/by-sa/4.0/>.



Regulace elektrických trakčních pohonů a měničů

Reluktanční motory

Studijní materiál

prof. Ing. Jaroslav Novák, CSc.



Reluktanční motory

Reluktanční motory (reluktance = magnetický odpor) jsou speciálním typem synchronních motorů. **Využívají reluktančního momentu, tedy nevyžadují na rotoru přítomnost zdroje magnetického toku, ale podmínkou jejich činnosti je magnetická nesymetrie rotorového magnetického obvodu, tedy nestejně hodnoty indukčností L_d a L_q , resp. reaktancí X_d , X_q .** Při konstrukci rotorů reluktančních motorů je **snaha o dosažení co nejvyšší magnetické nesymetrie rotoru**, u reálných motorů se tím dosahuje poměrů L_d/L_q v rozmezí 5 až 10. Speciální konstrukce reluktančních motorů umožňují dosažení i vyšších hodnot uvedeného poměru. Vyšší hodnoty poměru L_d/L_q jsou spojeny s dosažením vyššího momentu, ale i s dosažením vyššího účinku. Reluktanční motory jsou elektrickými točivými stroji s nejjednodušší konstrukcí. Na rotoru není ani zdroj stejnosměrného magnetického toku jako u konvenčních synchronních strojů, ani elektrický obvod jako u asynchronních strojů. Jejich výhodou je tedy **konstrukční jednoduchost a předpoklady k dosažení dobré účinnosti**, vyznačují se však vyššími rozměry ve srovnání s konvenčními synchronními stroji.

Reluktanční motory se provozují téměř **výhradně se zpětnovazebním frekvenčním řízením s napájením** pomocí elektronického měniče - střídače. Stejně jako u konvenčních synchronních motorů je nutné i u reluktančních motorů při zpětnovazební regulaci **vyhodnocovat okamžité úhlové natočení rotoru**. Vzhledem k jejich rotorové magnetické nesymetrii lze však s výhodou použít pro vyhodnocování úhlového natočení rotoru **bezsenzorové metody**, u reluktančních motorů se tedy mnohdy nepoužívají snímače úhlového natočení rotoru.

Podle konstrukce a řízení lze rozlišit dva typy reluktančních motorů:

- Reluktanční motory se stejným počtem pólů statoru a rotoru (SyRM – synchronní reluktanční motory)
- Reluktanční motory s rozdílným počtem pólů statoru a rotoru (SRM – spínané reluktanční motory)

Nevýhodou spínaných reluktančních motorů je vyšší zvlnění momentu a s tím související vyšší hluk.

V praktických aplikacích se více používají reluktanční motory se stejným počtem pólů na statoru a rotoru. Používají se v některých průmyslových pohonech, s výhodou v synchronizovaných vícemotorových pohonech například v textilních strojích. Je tendence ověřovat možnosti jejich využití také v pohonech dopravních prostředků, v této oblasti však k většímu rozšíření tohoto typu motoru zatím nedošlo. V dalším popisu bude věnována pozornost synchronním reluktančním motorům se **stejným počtem pólů na statoru a rotoru**.

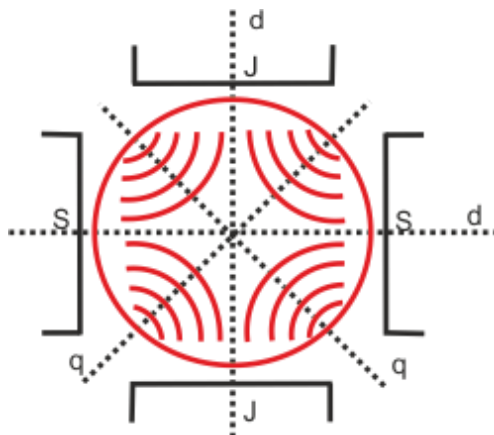
Konstrukce statoru synchronního reluktančního motoru je stejná jako u asynchronního motoru, tedy v drážkách statorového magnetického obvodu z plechů je uloženo třířázové vinutí. Stejná konstrukce statoru jako u asynchronního motoru umožňuje výrobcům zlevnit výrobu reluktančních motorů tím, že jsou jejich statory unifikovány a vyrábějí se ve velkých sériích v rámci výroby statorů pro asynchronní motory.

Po připojení třířázové soustavy napětí na statorové vinutí reluktančního motoru se vytvoří točivé magnetické pole a pro jeho úhlovou rychlost, stejně jako pro úhlovou rychlost mechanickou, platí vztah stejný jako u konvenčního synchronního stroje:

$$\omega_m = \omega_s = \omega = \frac{\omega_1}{p_p} = \frac{2 \cdot \pi \cdot f_1}{p_p} \quad (1)$$

Při rotaci točivého magnetického pole má tedy rotor tendenci zaujímat vůči točivému magnetickému poli takovou pozici, aby byl **magnetický odpor pro siločáry magnetické indukce točivého magnetického pole co nejnižší**. V ustáleném stavu se tedy rotor otáčí v synchronismu s točivým magnetickým polem statoru. Rotor reluktančního motoru je z feromagnetického materiálu, vzhledem k synchronním otáčkám může být vytvořen z plného materiálu a vyznačuje se soustavou žebířů, která jsou tvarována podle idealizovaného tvaru

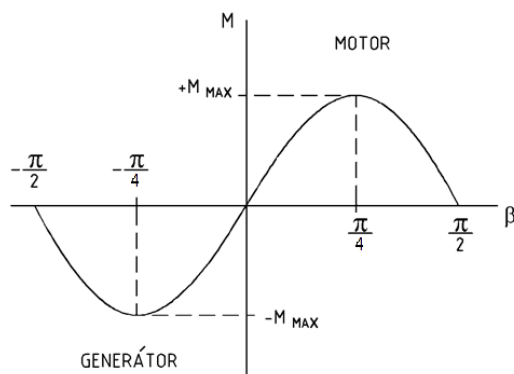
siločar točivého magnetického pole s cílem dosažení co nejnižšího magnetického odporu a co nejvyššího poměru L_d/L_q . Na obr. 1 je principiálně znázorněna situace čtyřpólového reluktančního motoru. Čtyři magnetické póly v obrázku reprezentují póly magnetického působení točivého magnetického pole čtyřpólového statoru, na červeně vyznačeném rotoru jsou žebra tvarovaná podle magnetických siločar pro co nejefektivnější průchod magnetického toku rotorem. V případě synchronních reluktančních motorů je osa d souřadnicové soustavy vázána na rotor a její směr je určen směrem, ve kterém je v rotoru nejmenší magnetický odpor.



Obr. 1 Vysvětlení principu funkce reluktančního motoru a znázornění tvaru žebíř rotorového magnetického obvodu (červeně) pro případ čtyřpólového motoru

Moment synchronního reluktančního motoru vykazuje jen reluktanční složku, pro moment synchronního reluktančního motoru v ustáleném stavu lze psát vztah:

$$M = 3 \cdot \frac{p_p}{\omega_1} \cdot \frac{U^2}{2} \cdot \left(\frac{1}{X_q} - \frac{1}{X_d} \right) \cdot \sin 2 \cdot \beta \quad (2)$$



Obr. 2 Závislost mezi momentem reluktančního motoru a jeho zátěžným úhlem β

Ve vztahu (2) značí p_p počet pólových dvojic stroje, ω_1 úhlovou frekvenci napětí a proudu statorového vinutí, U efektivní hodnotu fázového napětí statoru, X_d a X_q podélnou a příčnou reaktanci statorového vinutí, kterým odpovídají indukčnosti L_d a L_q , a β zátěžný úhel, tedy úhel mezi směrem magnetických siločar točivého magnetického pole statoru a osou d určenou úhlovým natočením rotoru – při reprezentaci ve dvoupólovém stroji.

Jak je ze vztahu (2) zřejmé, **maximální moment vykazuje reluktanční motor pro zátěžný úhel $\beta = 45^\circ$** . Odpovídající závislost mezi momentem reluktančního motoru a zátěžným úhlem (elektrickým) je na obr. 2. U reluktančních motorů řízených ve zpětné vazbě není nebezpečí vypadnutí ze synchronismu, stejně jako u konvenčních synchronních strojů se zpětnovazební regulací.

Alternativní konstrukci synchronního reluktančního motoru představuje tzv. PMa-SyRM (synchronní reluktanční motor asistovaný permanentními magnety). Jedná se o stroj, který má na rotoru umístěné pomocné permanentní magnety. Složka momentu vytvářená těmito pomocnými magnety je však menší než složka momentu reluktanční. Z hlediska vlastností a řízení se v principu jedná o stroj IPMSM, avšak na rozdíl od IPMSM mohou být rotorové magnety PMa-SyRM umístěny nejen v ose d, ale i v ose q nebo pouze v ose q. V ose q se permanentní magnety umísťují s takovou magnetickou orientací, aby zeslabovaly magnetický tok. Tuto skutečnost je potom nutno zohlednit při řízení motoru. Oproti konvenčnímu IPMSM má však PMa-SyRM výhodu v tom, že jsou zde zpravidla použity levné permanentní magnety na bázi feritu.

Další alternativní konstrukcí je LS-SyRM (synchronní reluktanční motor s možností přímého rozběhu ze sítě). Jedná se o SyRM, který má na rotoru doplněnou vodivou klec. Tato klec umožňuje rozběh a provoz motoru bez měniče, s napájením přímo ze sítě, neboť rozběhová klec rotoru generuje asynchronní složku momentu analogickou jako u asynchronního motoru. Existují konstrukce SyRM, kde jsou na rotoru umístěny pomocné permanentní magnety i vodivá klec.

V dalším textu bude věnována pozornost jen standardnímu provedení SyRM bez rotorové klece a bez rotorových permanentních magnetů, což je v případě SyRM nejčastější případ. Z hlediska konstrukce těchto SyRM lze rozlišit stroje s axiálně tvořenou magnetickou nesymetrií a radiálně tvořenou magnetickou nesymetrií, jedná se zde však převážně o technologickou záležitost.

Při zpětnovazebním frekvenčním řízení reluktančního motoru SyRM má pohon obdobné vnější vlastnosti jako pohon s frekvenčně řízeným asynchronním motorem nebo s konvenčním synchronním motorem.

Matematický model a regulace synchronního reluktančního motoru

Při sestavování obecného matematického modelu synchronního reluktančního motoru se zavádějí zjednodušující předpoklady, obdobné jako při sestavování modelů asynchronních a synchronních strojů:

- Stroj je uvažován jako souměrná třífázová zátěž
- Odpor a indukčnosti jsou ve vinutích všech fází konstantní, tj. zanedbává se vliv změny odporu s teplotou a vliv syčení magnetického obvodu
- Je uvažováno sinusové rozložení magnetické indukce po obvodu statoru
- Zanedbávají se ztráty v železe

Obdobně jako u synchronního stroje s permanentními magnety se u synchronního reluktančního stroje používá pro matematický popis transformovaná souřadnicová soustava d, q, osa d této soustavy je vázána na směr v rotoru, kde je nejmenší magnetický odpor.

V souřadnicové soustavě d, q je matematický model SyRM tvořen následujícími vztahy:

Napěťové rovnice statoru:

$$u_d = R \cdot i_d + \frac{d\psi_d}{dt} - \omega_1 \cdot \psi_q \quad (3)$$

$$u_q = R \cdot i_q + \frac{d\psi_q}{dt} + \omega_1 \cdot \psi_d \quad (4)$$

Rovnice pro spřažené magnetické toky:

$$\Psi_d = L_d \cdot i_d \quad (5)$$

$$\Psi_q = L_q \cdot i_q \quad (6)$$

Ve vztazích (3) až (6) značí u_d a u_q složky d, q prostorového vektoru napětí vinutí statoru, i_d a i_q složky d, q prostorového vektoru proudu vinutí statoru, Ψ_d a Ψ_q složky d, q prostorového vektoru spřaženého magnetického toku statoru ($\Psi = N \cdot \Phi$, N je počet závitů cívky, Φ je magnetický tok procházející závit cívky), L_d a L_q indukčnosti vinutí statoru v ose

d a q, R odpor vinutí statoru, ω_1 úhlovou frekvenci napětí a proudu statorového vinutí. Pro indukčnosti L_d a L_q lze dále psát:

$$L_d = L_\sigma + L_{hd} \quad (7)$$

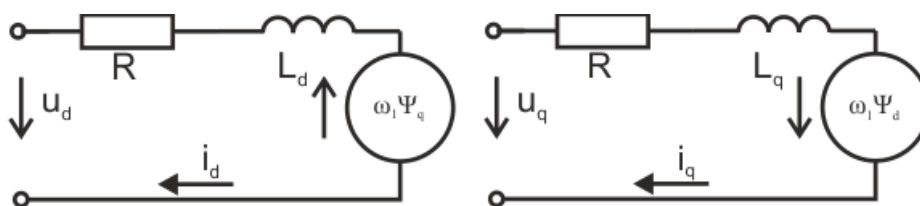
$$L_q = L_\sigma + L_{hq} \quad (8)$$

Ve vztazích (7) a (8) značí L_σ rozptylovou indukčnost a L_{hd} , L_{hq} hlavní (magnetizační) složky indukčnosti vinutí statoru ve směrech d a q.

Obdobným postupem jako u asynchronního a synchronního stroje s permanentními magnety lze pro reluktanční motor získat obecný vztah pro vnitřní moment M:

$$M = \frac{3}{2} \cdot p_p \cdot (\Psi_d \cdot i_q - \Psi_q \cdot i_d) = \frac{3}{2} \cdot p_p \cdot (L_d - L_q) \cdot i_d \cdot i_q \quad (9)$$

Na základě rovnic matematického modelu (3) až (6) lze sestavit obvodový model statorového vinutí reluktančního motoru pro osu d a osu q, obr. 3.



Obr. 3 Obvodový model vinutí statoru reluktančního motoru

V souvislosti s parametrizací matematického modelu reálného reluktančního motoru je nutno zdůraznit, že se zde projevují výrazné nelinearity způsobené sycením magnetického obvodu statoru a rotoru, tedy indukčnosti L_d a L_q nejsou konstantní, ale jsou závislé na proudech i_d a i_q , $L_d = f(i_d, i_q)$, $L_q = f(i_d, i_q)$. Indukčnost v dané ose tedy není závislá jen na proudu v odpovídající ose (d nebo q), ale i na proudu v ose kolmé. Sycení magnetického obvodu v ose d je tedy ovlivněno i magnetickým tokem v ose q a naopak. Výraznější jsou efekty nelinearit a sycení magnetického obvodu v ose d, kde se uplatňuje menší magnetický odpor v rotorové části. Uvedené nelinearity magnetického obvodu je nutno respektovat při zpětnovazební regulaci momentu odpovídající adaptací.

Další nelinearita, která se projevuje změnou indukčností L_d a L_q , je způsobena drážkováním statorové části magnetického obvodu, tj. magnetický odpor je proměnný v závislosti na úhlu natočení rotoru vůči drážkám, resp. zubům ve statorové části magnetického obvodu. Vliv této nelinearity se někdy eliminuje zešíkmením žebrování rotoru vůči ose rotoru, obdobně jako jsou v některých případech zešíkmeny tyče rotorového elektrického obvodu u asynchronního motoru.

Pro vyšetřování vlastností reluktančního motoru v ustáleném stavu lze vyjít z rovnic (3) až (6), kde se v rovnicích (3) a (4) uvažují nulové derivace složek d a q spřaženého magnetického toku. Pro tento případ lze potom sestavit fázorový diagram reluktančního motoru, obr. 4. Ve fázorovém diagramu na obr. 4 je zanedbán vliv odporu vinutí statoru R. V tomto fázorovém diagramu je zřejmá elektrická reprezentace zátěžného úhlu β , analogicky jako u konvenčního synchronního stroje se jedná o úhel mezi osou d souřadnicové soustavy a fázorem napětí vinutí statoru U.

Z rovnic (3) až (6) pro ustálený stav, kde se zanedbají úbytky napětí na odporech vinutí statoru, lze odvodit vztah pro moment reluktančního motoru (2) postupem analogickým jako u konvenčního synchronního stroje s magnetickou nesymetrií rotoru.

S ohledem na nelinearity stroje je však při regulaci potřebné adaptovat odpovídající hodnoty L_d a L_q .

V souladu s fázorovým diagramem na obr. 4 rostou s rostoucí rychlostí reluktančního motoru úbytky napětí $\omega_1 L_d i_d$ a $\omega_1 L_q i_q$. Proto se, obdobně jakou u konvenčního synchronního motoru, s rostoucí rychlostí musí zvyšovat efektivní hodnota napájecího napětí statorového vinutí U reprezentovaná ve fázorovém diagramu odpovídajícím fázorem. Po dosažení mezní hodnoty velikosti napájecího napětí, která je dána napětím napájecího zdroje, již nelze zvyšovat rychlost motoru při dodržení metody MTPA, ale, obdobně jako u synchronního motoru s permanentními magnety, následuje přechod do režimu odbuzování. Stejně jako u jiných typů motorů, také u reluktančního motoru je režim odbuzování charakteristický stálou efektivní hodnotou napájecího napětí statoru a klesajícím dosažitelným momentem při zvyšování rychlosti. Po stránce analytického popisu pohonu v režimu odbuzování je zde nutno dodržet dvě podmínky. První podmínka je vázána na limitaci velikosti proudu motoru s ohledem na ztráty a tepelné zatížení stroje. Matematicky lze tuto podmínku reprezentovat vztahem:

$$\sqrt{i_d^2 + i_q^2} \leq I_{MAX} \quad (13)$$

V souřadnicích $i_d - i_q$ lze oblast mezního proudu I_{MAX} vyznačit jako kružnici.

Další podmínka je vázána na omezení maximální hodnotou napětí napájecího zdroje a matematicky ji lze vyjádřit:

$$\sqrt{u_d^2 + u_q^2} \leq U_{MAX} \quad (14)$$

Dosadíme-li do vztahu (14) za složky u_d a u_q ze vztahů (3) a (4) pro případ ustáleného stavu a zanedbání odporu R , lze dále s využitím vztahů (5) a (6) a po dílčí úpravě psát:

$$\frac{i_q^2}{\left(\frac{U_{MAX}}{\omega_1 \cdot L_q}\right)^2} + \frac{i_d^2}{\left(\frac{U_{MAX}}{\omega_1 \cdot L_d}\right)^2} \leq 1 \quad (15)$$

Ze vztahu (15) je zřejmé, že v souřadnicích $i_d - i_q$ lze oblast mezního napětí U_{MAX} vyznačit jako elipsu. V závislosti na rychlosti otáčení stroje může oblast elipsy podle (15) překračovat rozsah oblasti kružnice podle (14) nebo může být elipsa do kružnice vepsaná. Pro první případ je při určité rychlosti pracovní bod pohonu pro případ maximálního momentu v průsečíku elipsy a kružnice a s rostoucí rychlostí je při zachování stálých U_{MAX} a I_{MAX} stálý výkon motoru, moment klesá s rostoucí rychlostí hyperbolicky. Při určité rychlosti začne docházet k tomu, že elipsa podle (15) je vepsaná do kružnice (14). V této oblasti se při zachování konstantního U_{MAX} a rostoucí rychlosti začne snižovat moment, výkon i proud stroje. Řízení podle uvedených analytických vztahů je opět komplikováno nekonstantními hodnotami L_d a L_q .

Při praktické implementaci regulační struktury momentu reluktančního motoru v oblasti odbuzování lze postupovat s určitou analogií struktury odbuzování u synchronního motoru s permanentními magnety. Lze zavést nadřazenou regulační smyčku modulu svorkového napětí motoru U s žádanou hodnotou U_{MAX} , skutečná hodnota je vypočtena podle Pythagorovy věty ze složek u_d a u_q . Výstupem tohoto regulátoru je žádaná hodnota složky proudu i_d . Žádaná hodnota složky proudu i_q se vypočte na základě požadované hodnoty momentu na základě vztahu (11). Je zde opět nutné respektovat proměnné hodnoty L_d a L_q .

Vytvořeno v rámci projektu **Green Deal UPCE**, reg. č. NPO_UPCE_MSMT-2142/2024-4.

Toto dílo podléhá licenci Creative Commons BY-SA 4.0. Pro zobrazení licenčních podmínek navštivte <https://creativecommons.org/licenses/by-sa/4.0/>.



Regulace elektrických trakčních pohonů a měničů

Vektorová regulace momentu
asynchronního motoru

Studijní materiál

prof. Ing. Jaroslav Novák, CSc.



Vektorová regulace momentu asynchronního motoru

Stejně jako při regulaci momentu stejnosměrného stroje se i u asynchronního stroje používá struktura, která převádí regulaci momentu na regulaci proudu. Oproti stejnosměrnému stroji s cizím buzením je u asynchronního stroje převod regulace momentu na regulaci proudu složitější, neboť jak magnetický tok, tak i moment jsou zprostředkovány proudy ve třech fázích statoru. V každém případě je regulace momentu asynchronního stroje řešitelná pouze ve spojení se zpětnovazebním frekvenčním řízením. Akčním členem zpětnovazební struktury regulace momentu asynchronního stroje je tedy střídač nebo frekvenční měnič.

Metody zpětnovazební regulace momentu asynchronního stroje lze rozdělit do dvou hlavních skupin: metody lineární a metody nelineární. V pohonářské praxi jsou podstatně častěji využívány lineární metody označované jako vektorová regulace momentu. Vektorová regulace momentu je využívána ve více podobách. Se specifickými alternativami vektorové regulace momentu asynchronního motoru se lze setkat například v elektrické trakci. V následujícím textu bude popsána standardní struktura vektorové regulace momentu, která se nejčastěji uplatňuje v průmyslových pohonech malých a středních výkonů, tedy zejména v běžných frekvenčních měničích, které jsou na trhu dostupné v širokém sortimentu.

Principy vektorové regulace momentu asynchronního stroje vycházejí z matematického modelu a využití transformovaných souřadnicových soustav. Statorové vinutí asynchronního stroje je protékáno střídavými proudy, avšak z hlediska dobré funkce regulační struktury a z důvodu dosažení nulové regulační odchylky v ustáleném stavu je pro regulaci výhodné použití pravoúhlé souřadnicové soustavy d, q . Právě konstantní průběh veličin stroje v této soustavě v ustáleném stavu splňuje výše uvedený požadavek. Vektorová regulace momentu asynchronního stroje vychází z určité analogie s regulací momentu stejnosměrného stroje s cizím buzením. Při regulaci momentu stejnosměrného stroje s cizím buzením lze nezávisle na sobě řídit magnetický tok stroje změnou budicího proudu a při konstantním budicím magnetickém toku lze měnit moment změnou rotorového proudu.

Z matematického modelu je odvozen obecný vztah pro moment asynchronního stroje v souřadnicové soustavě d, q :

$$M = \frac{3}{2} \cdot p_p \cdot (\Psi_{2d} \cdot i_{1q} - \Psi_{2q} \cdot i_{1d}) \quad (1)$$

Ve výše uvedeném vztahu značí p_p počet pólových dvojic stroje, Ψ_{2d} a Ψ_{2q} jsou složky fázoru spřaženého magnetického toku rotoru a i_{1d} a i_{1q} jsou složky fázoru proudu statoru. Srovnáme-li vztah (1) se vztahem pro moment stejnosměrného stroje, je zřejmá známá skutečnost, že pro vytvoření točivého momentu je potřebná přítomnost magnetického toku a proudu. Z hlediska převodu regulace momentu elektromotoru na regulaci proudu je výhodná lineární závislost momentu na proudu. Ve vztahu (1) se však vyskytují dva členy se součinem spřaženého magnetického toku a proudu v rozdílu. Pro zachování analogie s regulací momentu stejnosměrného stroje má smysl u asynchronního stroje hledat možnost převodu vztahu (1) na vztah formálně shodný se vztahem pro moment stejnosměrného stroje ($M = C_{ss} \Phi I_a$), tedy vztah s prostým součinem konstanty, magnetického toku a proudu.

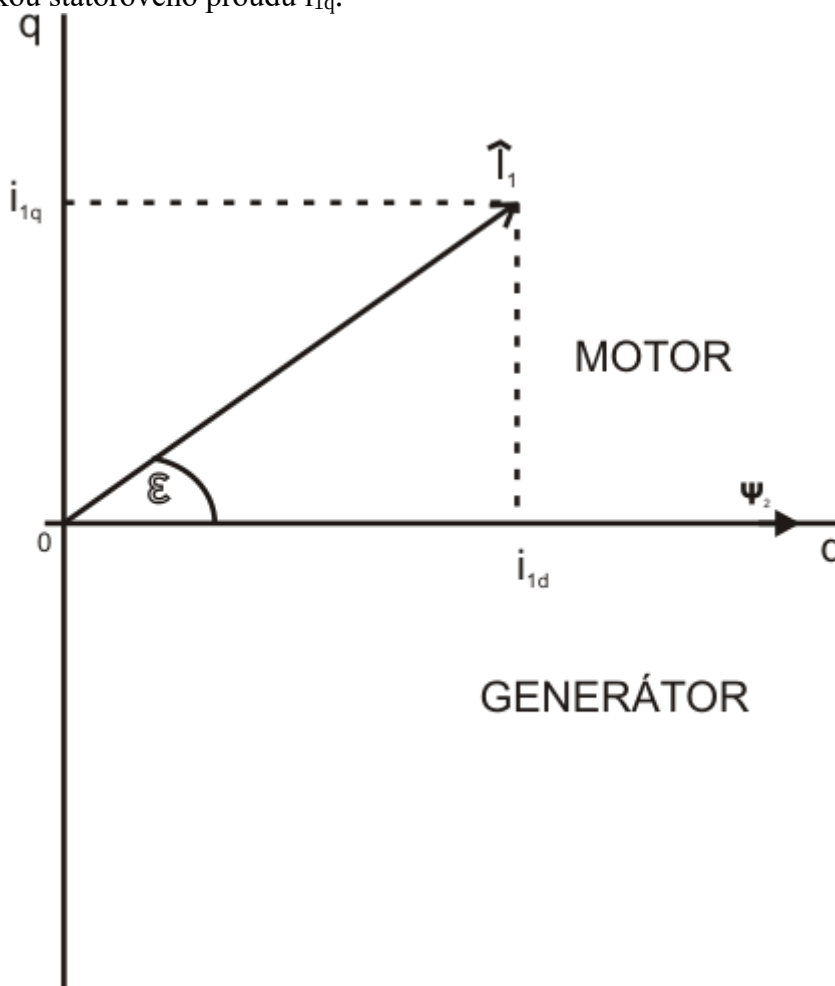
Ze skutečností platných pro souřadnicovou soustavu d, q je zřejmé, že rychlost otáčení souřadnicové soustavy d, q je jednoznačně dána úhlovou frekvencí napájecího napětí statoru stroje, tj. i synchronní úhlovou rychlostí a počtem pólových dvojic stroje. Není však striktně definováno stálé úhlové natočení souřadnicové soustavy d, q vůči spřaženému magnetickému toku, který se otáčí stejnou úhlovou rychlostí. Z hlediska zjednodušení vztahu (1) je výhodné svázat úhlově orientaci osy d souřadnicové soustavy d, q s fázorem spřaženého magnetického toku rotoru Ψ_2 , tj. osa d je orientována rovnoběžně s fázorem Ψ_2 . Při této orientaci souřadnicové soustavy je fázor Ψ_2 orientován jen v ose d , jeho složka q je nulová:

$$\left| \hat{\Psi}_2 \right| = \Psi_{2d} \quad \Psi_{2q} = 0 \quad (2)$$

Za tohoto předpokladu přechází vztah 1 do tvaru:

$$M = \frac{3}{2} \cdot p_p \cdot \Psi_{2d} \cdot i_{1q} = \frac{3}{2} \cdot p_p \cdot \left| \hat{\Psi}_2 \right| \cdot i_{1q} \quad (3)$$

Vztah (3) je potom analogií vztahu pro moment stejnosměrného stroje s cizím buzením a moment asynchronního stroje je při konstantním spřaženém magnetickém toku Ψ_2 dán složkou satorového proudu i_{1q} .



Obr.1 K principu vektorové regulace momentu asynchronního motoru

Podívejme se nyní na princip regulace spřaženého magnetického toku rotoru Ψ_2 . V kapitole 6.1. byly uvedeny rovnice matematického modelu asynchronního stroje. Pro rovnici pro napětí rotoru v ose d platí pro asynchronní stroj s rotorem nakrátko:

$$0 = u_{2d} = R_2 \cdot i_{2d} + \frac{d\Psi_{2d}}{dt} - (\omega_1 - \omega_m \cdot p_p) \cdot \Psi_{2q} \quad (4)$$

Ve výše uvedeném vztahu značí $\omega_1 = 2\pi f_1$ úhlovou frekvenci napájecího napětí statoru a R_2 přepočtenou hodnotu rotorového odporu stroje. Uvážíme-li velkou setrvačnost magnetického pole ve stroji z pohledu sledovaných jevů a nulovou hodnotu složky Ψ_{2q} podle vztahu (2), je ze vztahu (2) zřejmé, že složka rotorového proudu i_{2d} bude rovněž nulová. Podle kapitoly 6.1. pro složku Ψ_{2d} spřaženého magnetického toku rotoru platí vztah:

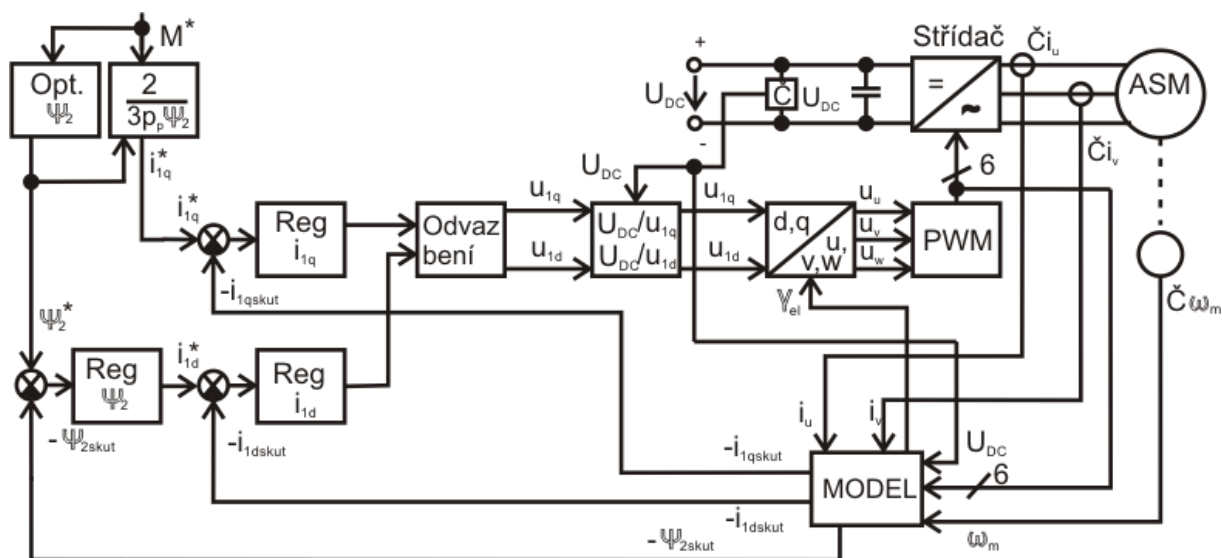
$$\Psi_{2d} = L_2 \cdot i_{2d} + L_h \cdot i_{1d} \quad (5)$$

Ve výše uvedeném vztahu značí L_2 indukčnost rotorového obvodu a L_h hlavní indukčnost motoru. Bude-li podle výše uvedených úvah $i_{2d}=0$, bude platit:

$$\Psi_{2d} = |\hat{\Psi}_2| = L_h \cdot i_{1d} \quad (6)$$

Podle vztahu (6) je při orientaci osy d souřadnicové soustavy d, q spřažený magnetický tok rotoru přímo úměrný složce i_{1d} statorového proudu. Analogii vektorové regulace momentu asynchronního stroje s regulací momentu stejnosměrného stroje s cizím buzením lze tedy chápat tak, že v obou případech se nezávisle na sobě reguluje magnetický tok a moment, u stejnosměrného stroje s cizím buzením se magnetický tok reguluje prostřednictvím regulace proudu budicího vinutí, moment se reguluje prostřednictvím regulace proudu rotoru. U asynchronního stroje je nutno nezávisle na sobě regulovat složky fázoru statorového proudu i_{1d} a i_{1q} , přičemž prostřednictvím složky i_{1d} se reguluje spřažený magnetický tok rotoru Ψ_2 , při konstantní hodnotě velikosti Ψ_2 se moment reguluje prostřednictvím složky i_{1q} podle vztahu (3). Na základě uvedených skutečností se složka i_{1d} nazývá tokotvorná a složka i_{1q} momentotvorná. Výše popsanou situaci znázorňuje obr. 1. Z tohoto obrázku i ze vztahu (3) je zároveň patrné, že moment je úměrný složce i_{1q} i z hlediska polarity. Změnou polarity složky statorového proudu i_{1q} je možno přecházet mezi motorickým a generátorickým režimem. Při zachování stálé hodnoty spřaženého magnetického toku statoru Ψ_2 a tokotvorné složky proudu statoru i_{1d} a proměnné hodnotě momentu se tedy s hodnotou složky proudu statoru i_{1q} mění i velikost úhlu ε mezi fázorem spřaženého magnetického toku rotoru Ψ_2 a fázorem proudu statoru I_1 .

Princip vektorové regulace momentu asynchronního stroje lze zjednodušeně formulovat i tak, že se tokotvornou složkou proudu statoru i_{1d} řídí jalová složka tohoto proudu vytvářející magnetický tok, momentotvornou složkou proudu i_{1q} se řídí velikost činné složky proudu statoru, která určuje moment.



Obr. 2 Struktura vektorové regulace momentu asynchronního motoru

Na obr. 2 je znázorněna struktura zajišťující funkci výše popsané vektorové regulace momentu asynchronního stroje. Vstupem regulační struktury je žádaná hodnota momentu M^* . Z této hodnoty může být generována žádaná hodnota spřaženého magnetického toku rotoru, jak bude uvedeno níže, podle vztahu (3) je ze žádané hodnoty momentu vypočtena žádaná hodnota momentotvorné složky fázoru proudu statoru i_{1q}^* . Po odečtení skutečné hodnoty i_{1qskut} je regulační odchylka složky q fázoru proudu statoru zavedena na vstup regulátoru této složky. Regulátor je lineární typu PI. Výstup regulátoru složky proudu i_{1q} má rozměr napětí a jeho konkrétní reprezentace může být implementována ve dvou variantách. Jednodušším případem je varianta, kdy výstupem PI regulátoru složky proudu i_{1q} je přímo složka fázoru

napětí statoru u_{1q} – v souřadnicové soustavě d, q. Dokonalejším řešením je implementace bloku „Odvazbení“, který zajistí zlepšení dynamických vlastností regulátoru tím, že je zohledněna velikost složky fázoru spřaženého magnetického toku rotoru Ψ_{2q} resp. její součin s úhlovou frekvencí napájecího napětí ω_1 , což je indukované napětí od této složky fázoru toku. Obdobně může být odvazbení implementováno v procesu výpočtu regulace v ose q, kdy se v odvazbení uplatňuje zohlednění indukovaného napětí od složky spřaženého magnetického toku Ψ_{2d} . Regulátory obou složek fázoru proudu statoru potom vypočítávají v principu velikosti úbytků napětí na vnitřních impedancích vinutí. Praxe je zpravidla taková, že se implementuje odvazbení pouze ve výpočtu regulace v ose q, kde se uplatňuje složka spřaženého magnetického toku rotoru Ψ_{2d} , ve výpočtu regulace v ose d téměř nemá odvazbení význam, neboť, jak bylo uvedeno výše, Ψ_{2q} se pokládá rovné nule. Na výstupu bloku odvazbení jsou tedy vyčísleny složky fázoru napětí statoru u_{1q} a u_{1d} .

V linii výpočtu regulace spřaženého magnetického toku rotoru Ψ_2 se v nejjednodušším případě zadává konstantní, jmenovitá, žádaná hodnota spřaženého magnetického toku rotoru Ψ_2^* . Po odečtení skutečné hodnoty Ψ_2 je regulační odchylka zavedena na vstup PI regulátoru spřaženého magnetického toku rotoru Ψ_2 . Výstupem tohoto regulátoru je žádaná hodnota tokotvorné složky fázoru proudu statoru i_{1d}^* . Po odečtení její skutečné hodnoty je regulační odchylka zavedena do vstupu PI regulátoru složky i_{1d} . Reprezentace výstupu regulátoru složky i_{1d} je analogická jako v ose q v závislosti na tom, zda je využit blok odvazbení. Jak bylo uvedeno výše, odvazbení má praktický význam právě v ose d a představuje výpočet vztahu:

$$u_{1q} = \text{výstup_regulátoru_}i_{1q} - \omega_1 \cdot \Psi_{2d} \quad (7)$$

Při zadávání žádané hodnoty spřaženého magnetického toku rotoru Ψ_2^* je zadávání jeho konstantní, jmenovité, hodnoty jen jednou z alternativ. Jiný postup je uplatněn v režimu odbuzování, tj. při práci motoru v oblasti otáček vyšších, než jsou jmenovité, kdy je nutno s rostoucí hodnotou otáček snižovat zadání magnetického toku tak, aby byl motor napájen napětím s přibližně jmenovitou efektivní hodnotou. V oblasti odbuzování je řešeno generování Ψ_2^* dalšími algoritmy, přičemž s rostoucími otáčkami motoru v režimu odbuzování klesá Ψ_2^* přibližně hyperbolicky. Důsledky odbuzování na velikost maximálního dosažitelného momentu v závislosti na otáčkách jsou stejné, jako v případě skalárního frekvenčního řízení podle kritéria $U/f = \text{konst.}$, tj. jedná se o pokles maximálního momentu s druhou mocninou rostoucí rychlosti resp. frekvence napájecího napětí motoru.

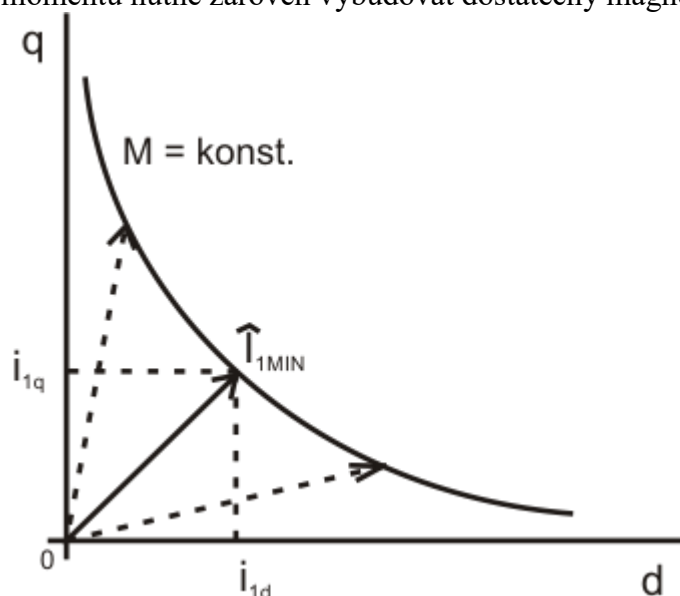
V oblasti otáček menších, než jsou jmenovité, je zpravidla možno u průmyslových měničů využívat blok označený v obr. 2 Opt. Ψ_2 . Úkolem tohoto bloku je generování žádané hodnoty spřaženého magnetického toku rotoru Ψ_2^* v závislosti na aktuální velikosti žádané hodnoty momentu M^* tak, aby bylo splněno kritérium minimálních ztrát motoru. Ze vztahu (3) je totiž zřejmé, že konkrétní hodnotu momentu je možno vytvořit s různými hodnotami i_{1q} a Ψ_2 resp. i_{1q} a i_{1d} . Vzájemná závislost těchto dvou složek fázoru proudu statoru je při konstantním momentu motoru M a uvažování konstantní hodnoty hlavní indukčnosti motoru L_h hyperbolická, jak je zřejmé z obr. 3. Blok Opt. Ψ_2 určí pro aktuální žádanou hodnotu momentu M^* žádanou hodnotu spřaženého magnetického toku rotoru Ψ_2^* s ohledem na optimalizační kritérium sledující dosažení minimálních ztrát v motoru resp. dosažení jeho maximální účinnosti. Požadavek na minimální ztráty v motoru lze převést například na požadavek, aby byl požadovaný moment vytvořen s minimální efektivní hodnotou proudu statoru. Matematicky lze výchozí podmínky kritéria formulovat s uvážením platnosti vztahu (6) následujícím způsobem:

$$(M = \text{konst} = \frac{3}{2} \cdot p_p \cdot \Psi_{2d} \cdot i_{1q} = \frac{3}{2} \cdot p_p \cdot L_h \cdot i_{1d} \cdot i_{1q}) \wedge (|\hat{I}_1| = \sqrt{i_{1d}^2 + i_{1q}^2} = \min.) \quad (8)$$

Uplatnění metody optimalizace žádané hodnoty spřaženého magnetického toku rotoru Ψ_2^* sleduje v principu zvýšení účinnosti motoru zejména v případech, kdy je motor

provozován s nižším zatížením, než jmenovitým, a kdy je pro dosažení nižšího momentu postačující menší magnetický tok, než jmenovitý. S druhou mocninou snížení spráženého magnetického toku motoru se potom snižují ztráty v železném magnetickém obvodu stroje a v důsledku snížení magnetizační, tedy tokotvorné, složky proudu statoru se částečně sníží i jouleovy ztráty ve statorovém vinutí.

Jediným negativem zavedení optimalizace magnetického toku Ψ_2 může být částečné zhoršení dynamických vlastností pohonu v extrémně dynamických stavech, kdy je při požadavku na zvýšení momentu nutné zároveň vybudovat dostatečný magnetický tok.



Obr. 3 K vysvětlení principu optimalizace spráženého magnetického toku rotoru Ψ_2

Jak bylo uvedeno výše, výstupem struktury vektorové regulace momentu v osách d a q , tedy akčními veličinami, jsou složky fázoru napětí statoru u_{1d} a u_{1q} . Akčním členem, který zajistí formování požadovaných napětí na svorkách asynchronního motoru, je střídač, v některých méně častých případech i přímý měnič frekvence – obr. 2. Z tohoto obrázku je zřejmé, že výstupní hodnoty regulační struktury u_{1d} a u_{1q} jsou přepočítány v blocích, které zohledňují okamžitou hodnotu vstupního napětí střídače U_{DC} . V běžných aplikacích je nezbytné uvažovat kolísání napětí U_{DC} buď v důsledku kolísání napětí napájecí sítě, nebo v důsledku kolísání napětí na výstupu měniče, který je předřazen střídači. Uvedený přepočet zajistí ve spojení se šířkově pulsní modulací generování napětí na výstupu střídače s takovou efektivní hodnotou, která je vyžadována výstupy regulační struktury a to v širokém pásmu nezávisle na kolísání napětí U_{DC} .

V bloku následujícím za přepočtem respektujícím aktuální hodnotu napětí U_{DC} se uskutečňuje transformace souřadnic fázoru požadovaného napětí statoru u_{1d} a u_{1q} . Tento blok aplikuje transformační vztahy pro transformaci složek fázoru napětí statoru u_{1d} a u_{1q} na požadované okamžité hodnoty fázových napětí na svorkách motoru u_U , u_V , u_W . Tyto hodnoty jsou aktualizovány vždy za dobu jedné periody výpočtu struktury vektorové regulace, která bývá v moderních měničích nastavena na desítky až stovky μs , a jsou zavedeny na vstup šířkově pulsního modulátoru. Šířkově pulsní modulátor pracuje buď s algoritmem vektorové šířkově pulsní modulace nebo s algoritmem s komparací referenčního a pilovitého průběhu. Výstupní hodnoty u_U , u_V , u_W transformačního bloku představují okamžité hodnoty referenčních signálů pro šířkově pulsní modulátor, přičemž jejich sinusový průběh v ustáleném stavu není předem nijak definován, ale je přirozeným důsledkem funkce struktury vektorové regulace momentu.

Výstupem šířkově pulsního modulátoru je sekvence pulsů pro spínání tranzistorů ve střídači. Oddělení těchto signálů řídicích pulsů mezi mikroprocesorovým regulátorem a výkonovými polovodičovými spínači zajišťují budiče výkonových tranzistorů. Z principu pulsního charakteru napájecího napětí motoru formovaného šířkově pulsní modulací není možné na výstupu střídače nastavit okamžité hodnoty napětí odpovídající výstupům transformačního bloku u_U , u_V , u_W , požadované hodnoty fázových napětí na výstupu střídače jsou formovány jen ve střední hodnotě za periodu šířkově pulsní modulace. Je vhodné, aby spolu korespondovaly velikosti periody výpočtu regulační struktury a periody šířkově pulsní modulace střídače, avšak nezbytné splnění této rovnosti není.

Klíčovou funkci má ve struktuře vektorové regulace momentu blok označený v obr. 2 jako „MODEL“. Tento blok poskytuje pro zpětnovazební strukturu skutečné hodnoty regulovaných veličin, tedy skutečné hodnoty modulu fázoru spřaženého magnetického toku rotoru Ψ_2 a dále složek fázoru proudu statoru i_{1d} a i_{1q} . Dále blok „MODEL“ poskytuje hodnotu transformačního úhlu γ , jehož znalost je nezbytná pro transformace mezi souřadnicovými soustavami a který představuje okamžitou hodnotu úhlu natočení fázoru spřaženého magnetického toku Ψ_2 ve stroji a tím i polohu osy d souřadnicové soustavy. Blok „MODEL“ zahrnuje jednak výpočet složek fázoru spřaženého magnetického toku rotoru Ψ_2 buď v soustavě souřadnic α , β , nebo soustavě d, q, dále pak realizuje transformaci složek proudů statoru z třífázové soustavy U, V, W do soustavy d, q s využitím hodnoty transformačního úhlu γ . Výpočet složek fázoru spřaženého magnetického toku rotoru se uskutečňuje prostřednictvím řešení soustavy diferenciálních rovnic matematického modelu asynchronního stroje. Výpočet soustavy rovnic matematického modelu asynchronního stroje se provádí v reálném čase s frekvencí, která je zpravidla několikanásobně vyšší, než frekvence výpočtu celé struktury vektorové regulace momentu a dosahuje hodnot několika stovek kHz. Vliv zvyšování frekvence výpočtu soustavy rovnic matematického modelu na přesnost výsledků je zásadní.

V soustavě rovnic matematického modelu asynchronního stroje vystupují jako parametry odpory a indukčnosti. Velký vliv na přesnost výpočtu matematického modelu má přesnost zadání těchto parametrů. Určitou komplikaci představuje především změna hodnoty hlavní indukčnosti L_h motoru v závislosti na okamžité poloze pracovního bodu na magnetizační křivce materiálu magnetického obvodu stroje, tj. na velikosti sycení, a dále změna hodnoty odporu rotorového elektrického obvodu R_2 v závislosti na teplotě, která se mění se změnou zatěžovacích poměrů a proudu stroje. V matematických modelech asynchronních strojů, které jsou používány v průmyslových měničích, se zpravidla adaptuje hodnota hlavní indukčnosti L_h podle aktuální velikosti magnetického toku Ψ_2 – linearizací magnetizační charakteristiky po částech nebo tabulkou. Hodnota R_2 se v matematickém modelu zpravidla adaptuje podle teploty motoru. Teplota motoru je vyčíslována buď z on-line výpočtu zjednodušeného tepelného modelu stroje na principu časového integrálu druhé mocniny proudu (I^2t), nebo je přímo měřena čidlem umístěným ve stroji, jehož výstupní signál je vzorkován regulátorem pohonu.

Způsoby on-line výpočtu řešení soustavy rovnic matematického modelu asynchronního stroje lze rozdělit do dvou variant. První variantou je použití tzv. **proudového modelu**. Pro proudový model je charakteristické, že vstupními hodnotami on-line vypočítávaného matematického modelu asynchronního stroje jsou vzorkované okamžité hodnoty dvou fázových proudů měřených čidly a okamžitá hodnota mechanické úhlové rychlosti opět měřená čidlem. Matematický model lze počítat například v souřadnicové soustavě α , β . Pro transformaci okamžitých hodnot měřených proudů fází motoru do souřadnicové soustavy α , β se použijí vztahy uvedené v kapitole 5, přičemž okamžitá hodnota třetího fázového proudu se vyčíslí z jednoduchého vztahu:

$$i_w = -i_u - i_v \quad (9)$$

Principiálně je možno i proud i_w měřit čidlem, ale při jeho výpočtu ze dvou zbývajících fázových proudů se zjednoduší konstrukce měniče absencí jednoho čidla.

Základ výpočtu proudového modelu tvoří výpočet rovnic pro složky napětí rotoru. Pro motor s rotorem nakrátko platí:

$$0 = u_{2\alpha} = R_2 \cdot i_{2\alpha} + \frac{d\Psi_{2\alpha}}{dt} + \omega_m \cdot p_p \cdot \Psi_{2\beta} \quad (10)$$

$$0 = u_{2\beta} = R_2 \cdot i_{2\beta} + \frac{d\Psi_{2\beta}}{dt} - \omega_m \cdot p_p \cdot \Psi_{2\alpha} \quad (11)$$

Ze vztahů pro složky spřaženého magnetického toku rotoru $\Psi_{2\alpha}$ a $\Psi_{2\beta}$ podle kapitoly 5 lze vyjádřit složky rotorových proudů $i_{2\alpha}$ a $i_{2\beta}$. Platí:

$$i_{2\alpha} = \frac{\Psi_{2\alpha} - L_h \cdot i_{1\alpha}}{L_2} \quad (12)$$

$$i_{2\beta} = \frac{\Psi_{2\beta} - L_h \cdot i_{1\beta}}{L_2} \quad (13)$$

Dosadíme-li vztahy (12) a (13) do rovnic (10) a (11) a vyjádříme-li časové derivace složek spřaženého magnetického toku rotoru, dostáváme vztahy:

$$\frac{d\Psi_{2\alpha}}{dt} = L_h \cdot \frac{R_2}{L_2} \cdot i_{1\alpha} - \frac{R_2}{L_2} \cdot \Psi_{2\alpha} - \omega_m \cdot p_p \cdot \Psi_{2\beta} \quad (14)$$

$$\frac{d\Psi_{2\beta}}{dt} = L_h \cdot \frac{R_2}{L_2} \cdot i_{1\beta} - \frac{R_2}{L_2} \cdot \Psi_{2\beta} + \omega_m \cdot p_p \cdot \Psi_{2\alpha} \quad (15)$$

Integrací vztahů (14) a (15) se získají finální vztahy pro výpočet proudového modelu asynchronního stroje. Z nich je zřejmé, že vstupními veličinami výpočtu jsou složky fázoru proudu statoru $i_{1\alpha}$, $i_{1\beta}$ a mechanická úhlová rychlost ω_m , parametry výpočtu jsou odpor rotorového obvodu R_2 , indukčnost rotoru L_2 a hlavní indukčnost L_h . V současnosti jsou regulátory pohonů realizovány výhradně číslicovou technikou, proto se výpočet matematického modelu provádí nespojitě v čase. V reálné implementaci modelu bude potom výpočet složek fázoru spřaženého magnetického toku rotoru v i -tém intervalu probíhat podle vztahů, kde integrál přechází v sumaci:

$$\Psi_{2\alpha i} = \sum \left(L_h \cdot \frac{R_2}{L_2} \cdot i_{1\alpha i} - \frac{R_2}{L_2} \cdot \Psi_{2\alpha(i-1)} - \omega_m \cdot p_p \cdot \Psi_{2\beta(i-1)} \right) \cdot \Delta t \quad (16)$$

$$\Psi_{2\beta i} = \sum \left(L_h \cdot \frac{R_2}{L_2} \cdot i_{1\beta i} - \frac{R_2}{L_2} \cdot \Psi_{2\beta(i-1)} + \omega_m \cdot p_p \cdot \Psi_{2\alpha i} \right) \cdot \Delta t \quad (17)$$

Výpočet úhlu ε na obr. 1, který svírá fázor spřaženého magnetického toku rotoru Ψ_2 s fázorem proudu statoru I_1 , je možno ze složek těchto fázorů vyčíslit podle pravidel skalárního součinu:

$$\cos \varepsilon = \frac{i_{1\alpha} \cdot \Psi_{2\alpha} + i_{1\beta} \cdot \Psi_{2\beta}}{|\hat{I}_1| \cdot |\hat{\Psi}_2|} \quad (18)$$

Moduly fázorů spřaženého magnetického toku rotoru a proudu statoru lze snadno vyčíslit pomocí Pythagorovy věty:

$$|\hat{\Psi}_2| = \sqrt{\Psi_{2\alpha}^2 + \Psi_{2\beta}^2} \quad (19)$$

$$|\hat{I}_1| = \sqrt{I_{1\alpha}^2 + I_{1\beta}^2} \quad (20)$$

Při znalosti úhlu ε lze potom podle obr. 1 snadno vyčíslit složky fázoru proudu statoru i_{1d} a i_{1q} jako zpětnovazební veličiny pro strukturu regulace:

$$i_{1d} = |\hat{I}_1| \cdot \cos \varepsilon \quad (21)$$

$$i_{1q} = |\hat{I}_1| \cdot \sin \varepsilon \quad (22)$$

Výstupem matematického modelu asynchronního stroje je dále transformační úhel γ_{el} , který se uplatňuje při transformaci veličin stroje mezi souřadnicovými soustavami d, q a α , β . Jedná se o úhel udávající okamžitou polohu souřadnicové osy d vůči statoru stroje resp. úhlovou polohu fázoru magnetického toku rotoru Ψ_2 ve stroji. Určení úhlu γ_{el} vlastně představuje určení okamžité hodnoty úhlu natočení fázoru Ψ_2 vůči souřadnicové ose α ze vztahu:

$$\sin \gamma_{el} = \frac{\Psi_{2\beta}}{|\hat{\Psi}_2|} \quad (23)$$

Druhou variantou řešení on-line matematického modelu asynchronního stroje je tzv. **napěťový model**. Cílem výpočtu napěťového modelu asynchronního stroje je, stejně jako u proudového modelu, určení okamžitých hodnot složek spřaženého magnetického toku rotoru $\Psi_{2\alpha}$, $\Psi_{2\beta}$. Na rozdíl od proudového modelu jsou vstupními veličinami napěťového modelu okamžité hodnoty proudů a svorkových napětí asynchronního stroje. Měření proudů se provádí nejčastěji, stejně jako v případě aplikace proudového modelu, snadno dostupnými snímači s Hallovou sondou pracujícími na kompenzačním principu. Měření proudů je dostatečně přesné díky tomu, že jsou indukčnostmi motoru významně filtrovány vyšší harmonické složky a proudy mají téměř sinusový průběh, jen se zbytkovým zvlněním způsobeným šířkově pulsní modulací měniče. Oproti měření proudů je podstatně komplikovanější měření okamžitých hodnot napětí na svorkách motoru, tedy na výstupu střídače. Tato napětí jsou formována šířkově pulsní modulací s frekvencemi zpravidla v řádech kHz a jsou tvořena sledem velmi úzkých obdélníkových pulsů. Přesné vzorkování těchto pulsních průběhů napětí je vlivem zpoždění v měřicím řetězci komplikované. V měničích frekvence se proto zjišťování okamžitých hodnot svorkových napětí motoru uskutečňuje nepřímou. Informace o průbězích napětí je rekonstruována z hodnoty vstupního napětí střídače U_{DC} a z okamžitého stavu sepnutí prvků střídače, který je pro řídicí systém známou informací.

Základ výpočtu napěťového modelu tvoří výpočet rovnic pro složky napětí statoru. Pro stroj popisovaný v souřadnicové soustavě α , β platí:

$$u_{1\alpha} = R_1 \cdot i_{1\alpha} + \frac{d\Psi_{1\alpha}}{dt} \quad (24)$$

$$u_{1\beta} = R_1 \cdot i_{1\beta} + \frac{d\Psi_{1\beta}}{dt} \quad (25)$$

Složky fázoru spřaženého magnetického toku statoru Ψ_1 lze vyjádřit z rovnic pro spřažené magnetické toky s vyjádřením složek fázoru proudu rotoru I_2 podle vztahů (12). a (13):

$$\Psi_{1\alpha} = L_1 \cdot i_{1\alpha} + L_2 \cdot \frac{\Psi_{2\alpha} - L_h \cdot i_{1\alpha}}{L_2} \quad (26)$$

$$\Psi_{1\beta} = L_1 \cdot i_{1\beta} + L_2 \cdot \frac{\Psi_{2\beta} - L_h \cdot i_{1\beta}}{L_2} \quad (27)$$

Dosadí-li se vztahy (26) a (27) do vztahů (24) a (25) a vyjádří-li se derivace složek spřaženého magnetického toku rotoru, lze psát:

$$\frac{d\Psi_{2\alpha}}{dt} = \frac{L_2}{L_h} \cdot (u_{1\alpha} - R_1 \cdot i_{1\alpha} - \sigma \cdot L_1 \cdot \frac{di_{1\alpha}}{dt}) \quad (28)$$

$$\frac{d\Psi_{2\beta}}{dt} = \frac{L_2}{L_h} \cdot (u_{1\beta} - R_1 \cdot i_{1\beta} - \sigma \cdot L_1 \cdot \frac{di_{1\beta}}{dt}) \quad (29)$$

Ve vztazích (28) a (29) byl zaveden činitel rozptylu σ , pro který platí:

$$\sigma = \frac{L_1 \cdot L_2 - L_h^2}{L_1 \cdot L_2} \quad (30)$$

Pro případ nespojitého regulátoru se okamžité hodnoty složek spřaženého magnetického toku rotoru v i -tém intervalu výpočtu vyčíslí z rovnic (28) a (29) sumací, obdobně jako v případě proudového modelu:

$$\Psi_{2\alpha i} = \sum \left(\frac{L_2}{L_h} \cdot (u_{1\alpha i} - R_1 \cdot i_{1\alpha i} - \sigma \cdot L_1 \cdot \frac{i_{1\alpha i} - i_{1\alpha(i-1)}}{\Delta t}) \cdot \Delta t \right) \quad (31)$$

$$\Psi_{2\beta i} = \sum \left(\frac{L_2}{L_h} \cdot (u_{1\beta i} - R_1 \cdot i_{1\beta i} - \sigma \cdot L_1 \cdot \frac{i_{1\beta i} - i_{1\beta(i-1)}}{\Delta t}) \cdot \Delta t \right) \quad (32)$$

Další výpočty skutečných hodnot pro zpětnovazební regulační strukturu probíhají stejně jako v případě použití proudového modelu. Výhodou proudového modelu oproti napětovému je vyšší přesnost výpočtu, zejména v oblasti nízkých otáček a frekvencí, kdy je nízká hodnota statorového napětí. Naproti tomu nevýhodou proudového modelu je nutnost použití čidla mechanické úhlové rychlosti. Toto čidlo může být zdrojem poruch a komplikuje mechanickou instalaci pohonu. Při použití napětového modelu se využívají pouze jednoduché, cenově příznivé a spolehlivé snímače jen elektrických veličin - napětí a proudu, které jsou vždy integrovány přímo v měniči.

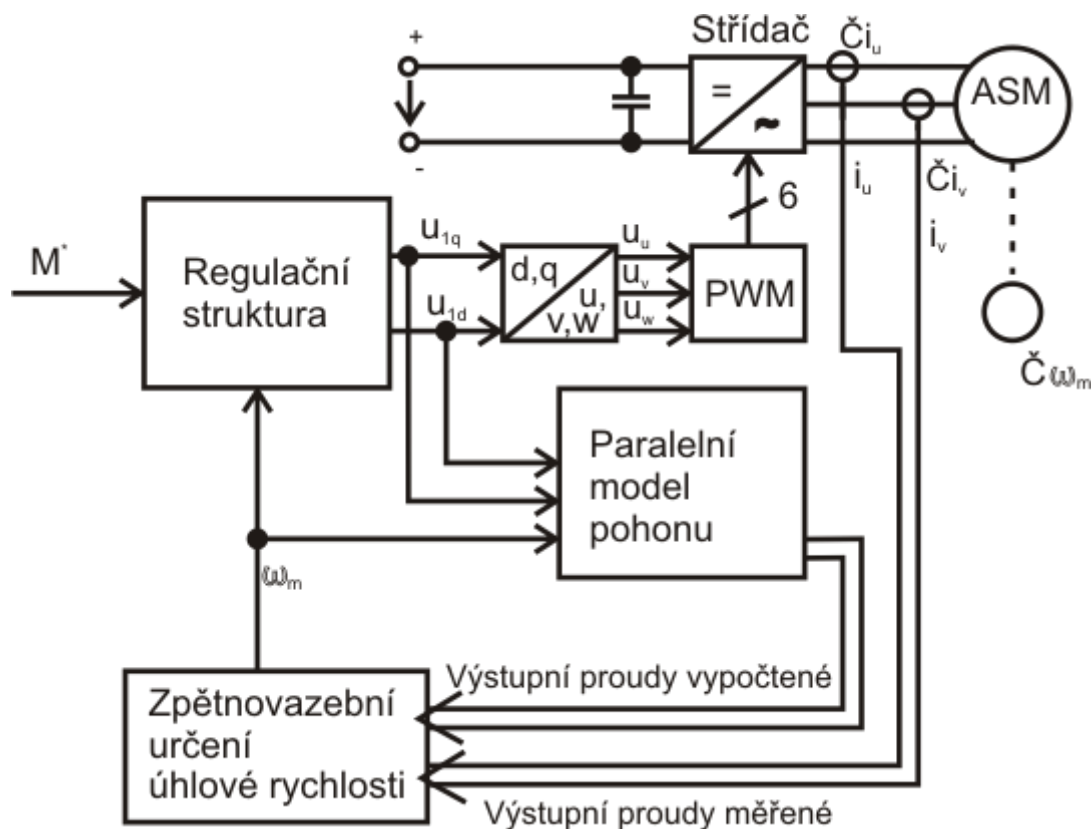
Při použití proudového i napětového modelu vystupují ve výpočtech parametry motoru – odpory a indukčnosti. U moderních měničů jsou standardně implementovány algoritmy automatické identifikace těchto parametrů. Identifikační algoritmy je zpravidla u měničů třeba aktivovat při uvádění do provozu a počátečním parametrování. Znalost přesných parametrů motoru ze strany uživatele není tedy nutná.

U moderních měničů je velmi často aplikováno tzv. bezsenzorové řízení. Jedná se o metody regulace, jejichž cílem je provoz pohonu se zpětnovazební regulací momentu a případně i mechanické úhlové rychlosti bez nutnosti použití snímače otáček. Při bezsenzorovém řízení je tedy možno provádět zpětnovazební regulaci otáček v nadřazené regulační smyčce bez nutnosti použití čidla, neboť mechanická úhlová rychlost je získávána výpočtem. Na rozdíl od napětového modelu, popsaného výše, který lze také řadit mezi metody bezsenzorového řízení, vyznačují se moderní metody bezsenzorového řízení větší složitostí, ale zároveň vyšší přesností výpočtu. Vzhledem k výpočetní výkonnosti moderních řídicích jednotek frekvenčních měničů se sofistikované metody bezsenzorového řízení používají běžně.

Existuje více principů bezsenzorového řízení asynchronního stroje. Jedním z nejběžnějších principů je použití paralelního modelu pohonu a korekce vypočtené hodnoty mechanické úhlové rychlosti ve zpětné vazbě na základě relace mezi veličinami reálného stroje a paralelního modelu. Veličinou, u které se sleduje shoda mezi reálným strojem a paralelním modelem, je velmi často proud vinutí statoru.

Výše popsaný princip bezsenzorového řízení je znázorněn na obr. 4. Paralelní model pohonu je na vstupech buzen stejnými akčními veličinami jako reálný stroj, tedy složkami fázoru napětí statoru u_{1d} a u_{1q} . Při správně naladěné struktuře bezsenzorového řízení je minimální difference mezi proudy reálného stroje a proudy vyčíslenými pomocí paralelního modelu. Při vzniku difference mezi naměřenými proudy reálného stroje a proudy vypočtenými paralelním modelem pohonu je zřejmé, že aktuálně určená hodnota mechanické úhlové rychlosti není správná. Při nesouladu reálných a vypočtených hodnot proudu stroje je difference mezi nimi zaváděna v principu jako regulační odchylka do regulátoru. Výstupem

tohoto regulátoru je určená hodnota mechanické úhlové rychlosti, která vstupuje do struktury zpětnovazební regulace i do paralelního modelu pohonu. Při nenulové diferenci mezi naměřenými a vypočtenými hodnotami proudu motoru se mění ve zpětné vazbě určená hodnota mechanické úhlové rychlosti tak, aby se dosáhlo souladu mezi naměřenými a vypočtenými proudy, což je stav správně určené hodnoty mechanické úhlové rychlosti.



Obr. 4 Struktura bezsenzorového řízení asynchronního motoru

Dosud popisovaná metoda vektorové regulace momentu asynchronního stroje odpovídá obr. 2. Tato struktura zajišťuje regulaci fázoru statorového proudu stroje v pravoúhlých souřadnicích, tedy ve složkách i_{1d} a i_{1q} . Výstupy této struktury jsou pravoúhlé složky fázoru napětí statoru u_{1d} , u_{1q} , tedy v principu transformované okamžité hodnoty statorových napětí. Takováto forma generování zadání statorových napětí je možná jen ve spojení s asynchronní šířkově pulsní modulací. V případě, kdy se zvyšuje frekvence první harmonické složky výstupního napětí měniče a je relativně nízká frekvence šířkově pulsní modulace, dochází ke stavu, kdy se výrazně sníží počet period šířkově pulsní modulace připadajících na jednu periodu výstupního napětí a značně se deformuje průběh výstupního proudu měniče. Tato situace je aktuální zejména u měničů středních a velkých výkonů, případně u vysokootáčkových pohonů, kde není vlivem spínacích vlastností a spínacích ztrát výkonových polovodičových prvků možno používat vyšších hodnot frekvencí šířkově pulsní modulace, než maximálně stovek Hz nebo několika kHz. V případech, kdy je již nedostatečná frekvence asynchronní šířkově pulsní modulace, používá se modulace synchronizovaná. Při všech variantách synchronizované šířkově pulsní modulace je však nezbytná znalost požadované efektivní hodnoty a frekvence první harmonické složky výstupního napětí již na začátku periody modulovaného výstupního napětí. Ve spojení se synchronizovanými šířkově pulsními modulacemi není tedy použitelná struktura vektorové regulace momentu v pravoúhlých

souřadnicích, která poskytuje pouze informace o požadavku na okamžité hodnoty statorových napětí v aktuální vzorkovací periodě výpočtu.

Pro možnost využití synchronizovaných šířkově pulsních modulací ve spojení s vektorovou regulací momentu byly vyvinuty alternativy regulační struktury, které zajišťují regulaci fázoru statorového proudu asynchronního stroje v polárních souřadnicích, kde regulovanými veličinami jsou modul fázoru statorového proudu a úhel, který tento fázor svírá s osou d souřadnicové soustavy, tedy s fázorem spřaženého magnetického toku rotoru Ψ_2 . Výstupem vektorové regulace momentu v polárních souřadnicích je potom efektivní hodnota a frekvence první harmonické složky napětí statoru. Tato dvojice veličin potom může být vstupem šířkově pulsního modulátoru pro asynchronní i synchronizovanou modulaci. Vektorová regulace momentu asynchronního stroje v polárních souřadnicích vyžaduje vždy použití čidla otáček a vyznačuje se horší dynamikou ve srovnání se strukturou regulace v pravoúhlých souřadnicích. Pracuje se v podstatě s principem regulace momentu skluzem, který je úměrný momentotvorné složce fázoru proudu statoru i_{1q} . U řady pohonů velkých výkonů je však díky nízké hodnotě frekvence šířkově pulsní modulace použití vektorové regulace momentu v polárních souřadnicích nezbytné, má-li pohon pracovat v momentové zpětné vazbě.

Frekvenční měniče pro průmyslové pohony jsou koncipovány se snahou o co největší univerzálnost. Přizpůsobení vlastností měniče konkrétní aplikaci po stránce řízení se uskutečňuje pomocí sady parametrů, kterých bývá u moderních měničů řádově stovky. Nastavováním řady parametrů lze ladit i vlastnosti struktury vektorové regulace momentu podle obr. 2. Konkrétní postupy parametrování regulační struktury závisí na výrobci a typu frekvenčního měniče. Přesto však lze problematiku zobecnit a vyjmenovat řadu parametrů, kterými lze strukturu vektorové regulace momentu v měniči nastavovat u převážné většiny dodávaných typů. Jsou to zejména tyto parametry:

- nastavení módu regulace, tj. nastavení, zda se bude používat napěťový nebo proudový model resp. bezsenzorové vyhodnocování
- nastavení typu a parametrů čidla otáček
- nastavení periody šířkově pulsní modulace
- nastavení periody výpočtu struktury regulace
- korekce parametrů matematického modelu stroje zjištěných po spuštění identifikačních algoritmů (odpory, indukčnosti, časové konstanty)
- nastavení módu regulace momentová/otáčková s podřazenou momentovou regulací
- nastavení ramp žádaných hodnot regulačních smyček
- nastavení parametrů filtrů skutečných hodnot regulovaných veličin
- nastavení parametrů regulátorů proudu, spřaženého magnetického toku a otáček
- nastavení aktivace optimalizace magnetického toku s určením rozsahu spřaženého magnetického toku pro optimalizaci
- nastavení omezení veličin, které se vyskytují v regulační struktuře
- nastavení zdrojů žádaných hodnot
- nastavení míry dynamiky zpětnovazební struktury při aktivaci algoritmů pro automatickou optimalizaci regulátorů
- možnosti adaptace parametrů regulátoru, především otáčkového
- nastavení frekvence přechodu do odbuzování

Přímá regulace momentu asynchronního motoru

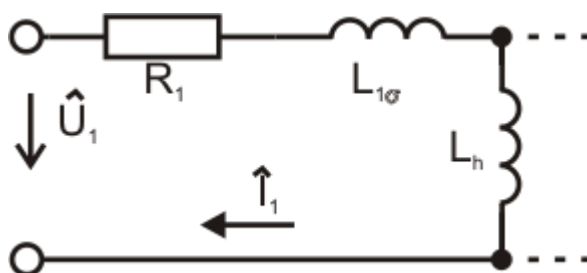
Přímá regulace momentu asynchronního stroje, která je v anglické literatuře označována jako Direct Torque Control (DTC) a v německé literatuře Direkte Selbst Regelung (DSR), představuje nelineární regulační strukturu. Lze ji implementovat ve více

formách, například ve formě dvouhodnotového regulátoru momentu nebo ve formě fuzzy regulátoru. Charakteristické pro tuto metodu je, že zde není vyjádřen širkově pulsní modulátor, jako například při skalárním řízení asynchronního motoru nebo při vektorové regulaci momentu, ale spínání polovodičových prvků ve střídači je přímo svázáno s funkcí regulační struktury magnetického toku a momentu. V důsledku toho se přímá regulace momentu vyznačuje velmi dobrými dynamickými vlastnostmi, málo závislými na změně parametrů regulované soustavy – asynchronního stroje, a dále není vyjádřena pevně frekvence širkově pulsní modulace, ale frekvence spínání výkonových prvků ve střídači se spojitě mění v závislosti na stavu regulačních smyček.

Přímé řízení momentu aplikuje ve svých měničích několik firem, z nichž nejvýznamnější je firma ABB.

Standardní, a historicky nejstarší, formu přímého řízení momentu asynchronního stroje představuje tzv. **Depenbrockova metoda**. Stejně jako při vektorové regulaci momentu, je i při přímém řízení Depenbrockovou metodou oddělena regulace spřaženého magnetického toku a momentu.

Při přímém řízení momentu se reguluje spřažený magnetický tok statoru Ψ_1 . Při této regulaci se zavádí zjednodušující předpoklad zanedbatelného odporu statorového vinutí ($R_1 \rightarrow 0$). Za tohoto předpokladu je součet napětí na rozptylové indukčnosti statorového vinutí $L_{1\sigma}$ a napětí na hlavní indukčnosti L_h roven fázoru svorkového statorového napětí $\hat{U}_1$ - v souladu s konfigurací náhradního schématu asynchronního stroje pro statorový obvod na obr. 5.



Obr. 5 Náhradní schéma statorového obvodu asynchronního stroje

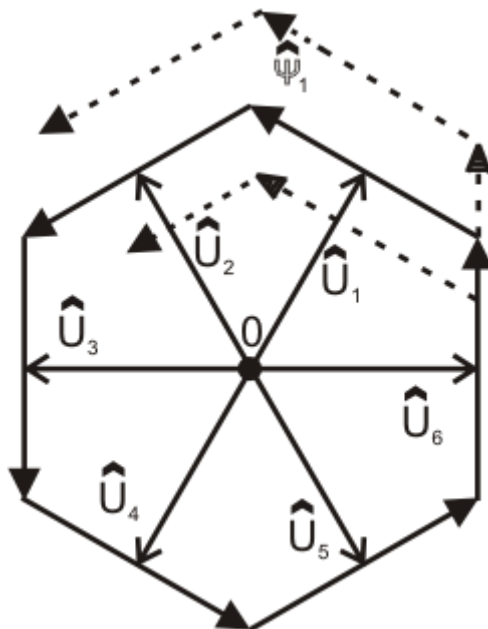
Potom rovněž platí, že spřažený magnetický tok statoru Ψ_1 , který je dán podle obr. 5, při zanedbání vlivu odporu statorového vinutí ($R_1 \rightarrow 0$), součtem spřaženého magnetického toku indukčnosti L_h a $L_{1\sigma}$, je integrálem svorkového napětí:

$$\Psi_1 = \int u_1 \cdot dt \quad (33)$$

Základní princip regulace spřaženého magnetického toku statoru Ψ_1 při Depenbrockově metodě je zřejmý při zavedení prostorového fázoru výstupního napětí střídače $\hat{U}_1$, který reprezentuje vlastnosti trojfázové soustavy. Při formování třífázové soustavy napětí střídačem dosahuje koncový bod fázoru statorového napětí $\hat{U}_1$ pouze šesti diskrétních pozic, které tvoří vrcholy šestiúhelníka, sedmý bod je střed šestiúhelníka 0 a odpovídá stavu, kdy jsou svorky zátěže střídačem zkratovány současným sepnutím jedné z trojic tranzistorů T1, T3, T5 nebo T2, T4, T6.

Je-li podle vztahu (33) spřažený magnetický tok statoru Ψ_1 integrálem svorkového napětí, bude ve fázorovém vyjádření fázor spřaženého magnetického toku statoru $\hat{\Psi}_1$ pootočen o 90° oproti fázoru statorového napětí $\hat{U}_1$, což vychází z Faradayova indukčního zákona. Polarita úhlu v grafickém znázornění je závislá na směru posuvu fázoru $\hat{U}_1$, tedy v podstatě na sledu fází. Budou-li při formování třífázové soustavy napětí střídačem

přepínány jednotlivé směry fázoru napětí $\hat{U}_1$ rovnoměrně po 60° , tedy po vrcholech šestiúhelníka, bude probíhat integrace fázoru spřaženého magnetického toku statoru $\hat{\Psi}_1$ ve směrech kolmých na okamžité směry fázoru statorového napětí $\hat{U}_1$, tedy rovněž po šestiúhelníku. Situace je znázorněna na obr. 6.

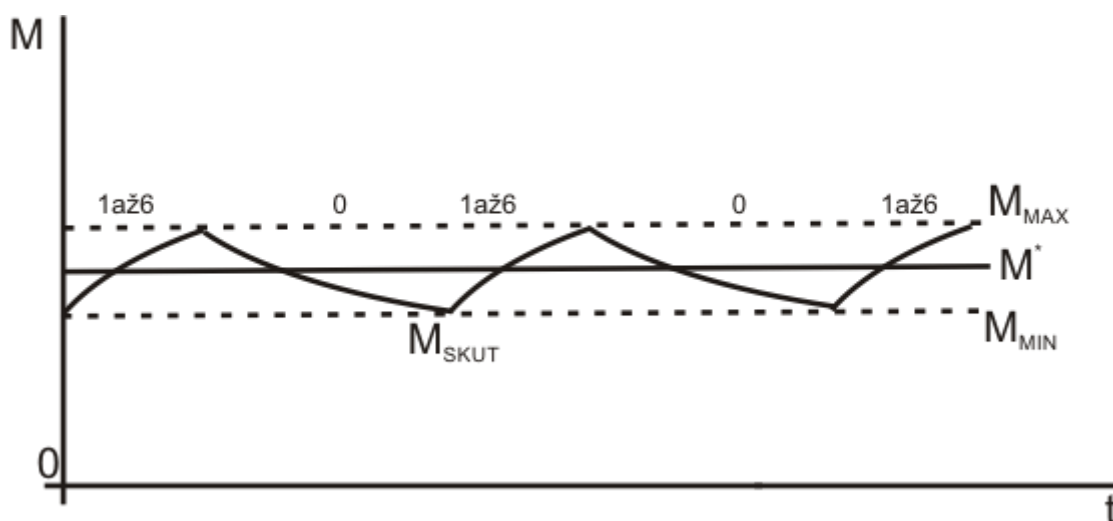


Obr. 6 K vysvětlení regulace spřaženého magnetického toku při Depenbrockově metodě

Je-li dán spřažený magnetický tok časovým integrálem svorkového napětí, zvyšuje se jeho velikost lineárně s časem (za předpokladu $R_1 \rightarrow 0$) ve směru kolmém na aktuální směr fázoru statorového napětí $\hat{U}_1$. Doba setrvání fázoru statorového napětí v daném směru určuje velikost, na kterou je naintegrovan spřažený magnetický tok, tj. jeho velikost. Sníží-li se frekvence přepínání směrů fázoru statorového napětí $\hat{U}_1$, tedy frekvence první harmonické složky statorového napětí, zmenší se při konstantní mechanické úhlové rychlosti rotoru skluz a zvětší se velikost šestiúhelníka, po kterém je integrován spřažený magnetický tok, stroj se tedy přibudí. Zvýší-li se naopak frekvence přepínání směrů fázoru statorového napětí $\hat{U}_1$, tj. zvýší-li se skluz, bude integrace spřaženého magnetického toku probíhat po menším šestiúhelníku, stroj se odbudí. Právě popsany princip se při Depenbrockově metodě využívá k regulaci spřaženého magnetického toku.

Při regulaci spřaženého magnetického toku asynchronního stroje pomocí Depenbrockovy metody se pracuje s tokem statorovým. Jeho skutečná hodnota je určována matematickým modelem. Při jeho regulaci je jeho velikost dána velikostí šestiúhelníka, který opisuje koncový bod fázoru statorového magnetického toku, tj. délkou strany šestiúhelníka magnetického toku. Okamžik přepnutí střídače na další šestinou integrace magnetického toku je určen hysterezním komparátorem, který porovnává požadovanou a skutečnou velikost magnetického toku. Popsaný princip se využívá při práci stroje se jmenovitým magnetickým tokem, při odbuzování i při regulaci s optimalizovaným magnetickým tokem. Jediným omezením je oblast nízkých otáček, kde již nelze zanedbat úbytek napětí na odporu statorového vinutí R_1 . V této oblasti není možno popsanou metodu použít.

Regulace momentu je v případě Depenbrockovy metody realizována v součinnosti s regulací spřaženého magnetického toku dvouhodnotovým regulátorem. Skutečná hodnota momentu je vypočtena matematickým modelem. Je-li žádaná hodnota momentu vyšší než skutečná, je na střídači v příslušné šestině periody nastaven aktivní stav a probíhá integrace magnetického toku v odpovídajícím směru kolmém na aktuální polohu sepnutého fázoru napětí statoru. Skutečná hodnota momentu v tomto stavu narůstá. Je-li žádaná hodnota momentu nižší, než skutečná, je střídačem nastaven stav nulového napětí, jsou tedy svorky motoru střídačem zkratovány sepnutím buď všech tří horních nebo všech tří dolních tranzistorů – v souladu s výkladem v kapitole 10. V tomto stavu skutečná hodnota momentu klesá. Výstup dvouhodnotového regulátoru tedy určuje buď sepnutí aktivního stavu v dané šestině periody nebo sepnutí nulového napětí. Skutečná hodnota momentu kolísá mezi maximální a minimální hranicí v okolí žádané hodnoty momentu - obr. 7.



Obr. 7 Dvouhodnotová regulace momentu při přímém řízení

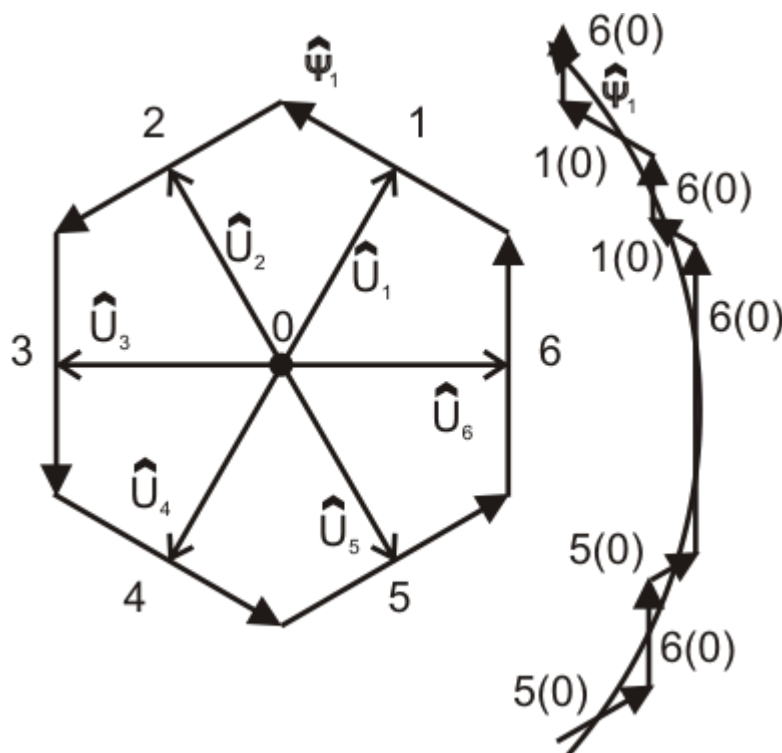
Přímé řízení momentu Depenbrockovou metodou se vyznačuje typickou vlastností dvouhodnotových regulací, tj. rychlou odezvou skutečné hodnoty momentu nezávisle na případných změnách parametrů regulované soustavy, tj. například odporů vinutí motoru. Stejně jako v případě regulace spřaženého magnetického toku při Depenbrockově metodě není ani z hlediska regulace momentu možné spolehlivě stroj řídit v oblasti nízkých otáček a frekvencí. Zanedbáme-li vliv odporu statorového vinutí R_1 , zůstává velikost spřaženého magnetického toku statoru v intervalech, kde je dvouhodnotovým regulátorem momentu vyžadováno nulové napětí motoru – střed šestiúhelníka, neměnná. V oblasti nízkých frekvencí s dlouhou dobou trvání jedné šestiny periody se však začne vlivem odporu R_1 projevovat pokles magnetického toku a proudu statorového vinutí, v principu stejně, jako u zkratovaného RL článku. Tím již není splněn základní předpoklad metody, tedy předpoklad, že spřažený magnetický tok je integrálem svorkového napětí a metoda není v této oblasti použitelná.

Další omezení popsané metody spočívá v nutnosti kontroly spínací frekvence střídačem, která není konstantní a je odvozena zejména od funkce dvouhodnotového regulátoru momentu. V případě požadavku na nepřiměřenou četnost přepínání stavů střídače se musí tato četnost omezit, aby nedošlo k tepelnému přetížení střídače vlivem zvýšených spínacích ztrát ve výkonových polovodičových prvcích.

Alternativou Depenbrockovy metody je tzv. **nepřímé řízení**, v anglické literatuře označované jako ITC (Indirect Torque Control) a v německé literatuře označované jako ISR (Indirekte Selbst Regelung). Tato metoda se využívá v součinnosti s Depenbrockovou metodou v oblasti nízkých otáček a statorových frekvencí motoru, neboť vytváří předpoklady

pro uplatnění zjednodušujícího předpokladu možnosti zanedbání odporu statorového vinutí R_1 právě i v této oblasti.

Metoda nepřímého řízení využívá opět šesti směrů integrace spřaženého magnetického toku statoru podle obr. 6. K přepínání směrů integrace spřaženého magnetického toku statoru dochází však vícekrát za šestinu periody tak, aby koncový bod fázoru tohoto toku sledoval s minimální odchylkou kružnici žádaného magnetického toku – obr. 8.



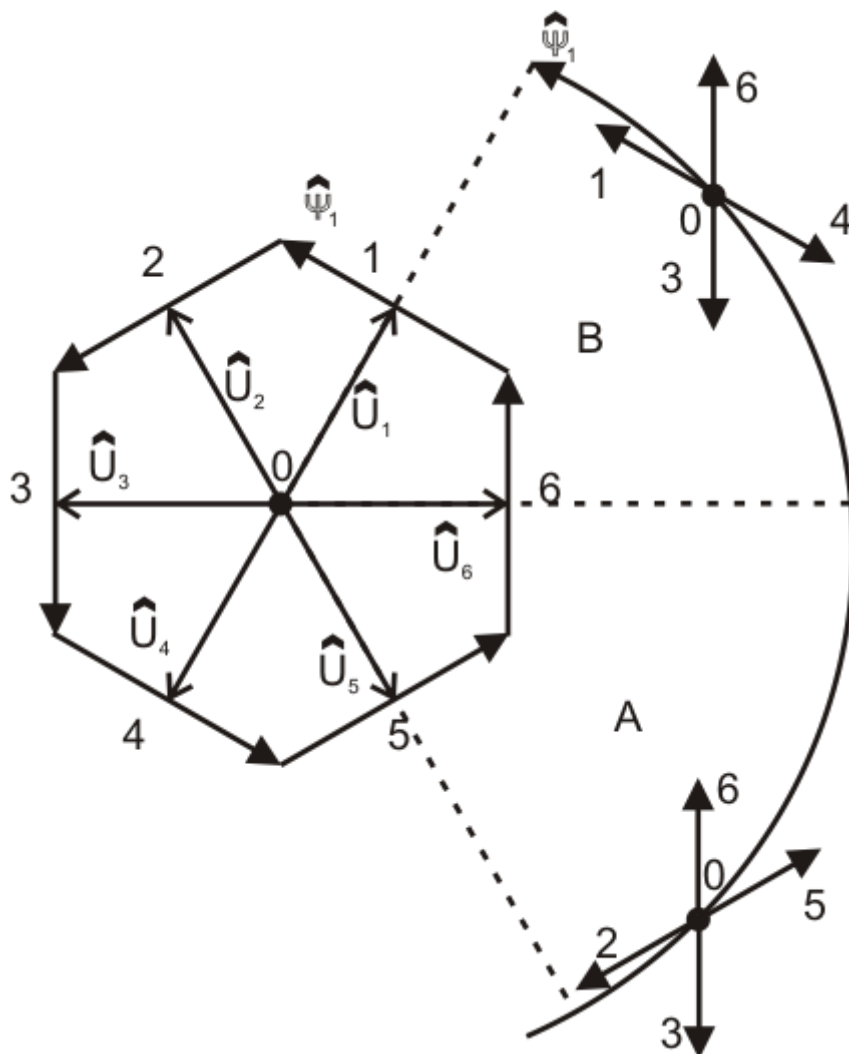
Obr. 8 K objasnění principu nepřímého řízení momentu

Regulace momentu se opět provádí pomocí dvouhodnotového regulátoru vkládáním intervalů nulového napětí motoru v době, kdy je třeba zajistit pokles momentu. Pro dosažení co nejkvalitnější regulace magnetického toku i momentu při co nejnižší spínací frekvenci střídače je třeba vhodně volit sekvenci spínacích stavů střídače tak, aby byly přechody mezi jednotlivými aktivními i nulovými stavy realizovány s přepínáním co nejmenšího počtu polovodičových spínačů.

Principiálně je metoda nepřímého řízení momentu s integrací spřaženého magnetického toku statoru podle kružnice, podle obr. 8, použitelná i v oblasti vyšších otáček a frekvencí. Při rostoucí frekvenci první harmonické složky napětí na výstupu střídače se však zkracuje čas odpovídající šestině periody výstupního napětí a při snaze o co nejtěsnější kopírování kružnice žádané hodnoty magnetického toku přepínáním odpovídajících směrů integrace fázoru spřaženého magnetického toku statoru by docházelo k neúměrnému zvyšování spínací frekvence. Teorie i experimenty potvrzují, že při stejném zvlnění momentu stroje vykazuje nepřímé řízení momentu vyšší nároky na velikost spínací frekvence střídače oproti Depenbrockově metodě. Optimální variantou je tedy kombinace nepřímého řízení momentu pro oblast nízkých otáček a navazující Depenbrockovy metody pro oblast vyšších otáček.

Zajímavou alternativu přímého řízení momentu představuje **Takahashiho metoda**. Tato metoda využívá principů fuzzy regulace a stejně jako v případě Depenbrockovy metody zde není vyjádřen šířkově pulsní modulátor, spínání polovodičových prvků ve střídači je

propojeno s regulační strukturou. Při Takahashiho metodě je regulován spřažený magnetický tok statoru a moment. Regulační odchylky magnetického toku a momentu jsou podle velikosti rozčleněny do několika tříd, přičemž v závislosti na kombinaci velikostí regulačních odchylek magnetického toku a momentu je určen stav sepnutí polovodičových prvků ve střídači. Princip Takahashiho metody objasňuje obr. 9.



Obr. 9 Princip Takahashiho metody

Při Takahashiho metodě probíhá regulace podle kruhové trajektorie koncového bodu fázoru spřaženého magnetického toku statoru. Celá perioda výstupního napětí střídače je rozdělena na šest intervalů, jejichž členění je v kontextu s šesticí možných poloh fázoru statorového napětí. Pro každý ze šesti uvedených intervalů se uplatňuje jedna tabulka určující pro aktuální vzorkovací periodu nejvhodnější kombinaci sepnutí polovodičových prvků ve střídači na základě přiřazení regulačních odchylek magnetického toku a momentu do příslušných tříd podle velikosti těchto regulačních odchylek. V níže uvedeném příkladu jsou podle velikosti a polarity regulační odchylky spřaženého magnetického toku statoru a momentu rozřazeny do tříd „záporná“, „nulová“ a „kladná“. Pro určení nejvhodnější kombinace sepnutí polovodičových prvků ve střídači, tj. nejvhodnějšího směru fázoru statorového napětí se postupuje podle následujících pravidel:

- Je-li třeba zvýšit magnetický tok, volí se fázor napětí statoru, který působí integraci magnetického toku směrem vně stávající kružnice představující průběh koncového bodu fázoru magnetického toku.
- Je-li třeba snížit magnetický tok, volí se fázor napětí statoru, který působí integraci magnetického toku směrem dovnitř stávající kružnice představující průběh koncového bodu fázoru magnetického toku.
- Je-li třeba zvýšit moment, volí se fázor napětí statoru, který působí integraci magnetického toku ve směru pohybu referenčního koncového bodu fázoru magnetického toku.
- Je-li třeba snížit moment, volí se fázor napětí statoru, který působí integraci magnetického toku proti směru pohybu referenčního koncového bodu fázoru magnetického toku.
- Je-li třeba mírně snížit moment a zachovat magnetický tok, volí se stav sepnutí střídače při zkratovaných svorkách motoru, tj. stav nulového napětí.
- Zpravidla se nepreferuje směr integrace fázoru magnetického toku kolmý na referenční kružnici.
- Regulace momentu má vyšší prioritu, než regulace magnetického toku.

Určení hranic tříd regulačních odchylek magnetického toku a momentu a určení vhodných fázorů napětí pro sepnutí střídače při jednotlivých kombinacích velikostí regulačních odchylek magnetického toku a momentu je do určité míry věcí intuice. Vhodné stavy sepnutí se určují podle tabulky. Pro každou šestinu periody platí příslušná tabulka. Tab. 1 znázorňuje příklad takovéto tabulky pro šestinu periody označenou A na obr. 9. Pro tuto šestinu periody jsou na kružnici vyznačeny možné směry integrace magnetického toku, ze kterých se podle aktuálních velikostí regulačních odchylek magnetického toku a momentu volí ten nejvhodnější.

Reg. odchylka mag. toku Reg. odchylka momentu	Záporná	Nulová	Kladná
Záporná	2	0	3
Nulová	0	0	0
Kladná	6	5	5

Tab. 1 Určení fázorů napětí statoru v intervalu A podle obr. 9

Vytvořeno v rámci projektu **Green Deal UPCE**, reg. č. NPO_UPCE_MSMT-2142/2024-4.

Toto dílo podléhá licenci Creative Commons BY-SA 4.0. Pro zobrazení licenčních podmínek navštivte <https://creativecommons.org/licenses/by-sa/4.0/>.



Regulace elektrických trakčních pohonů a měničů

Vektorová regulace momentu
synchronního motoru

Studijní materiál

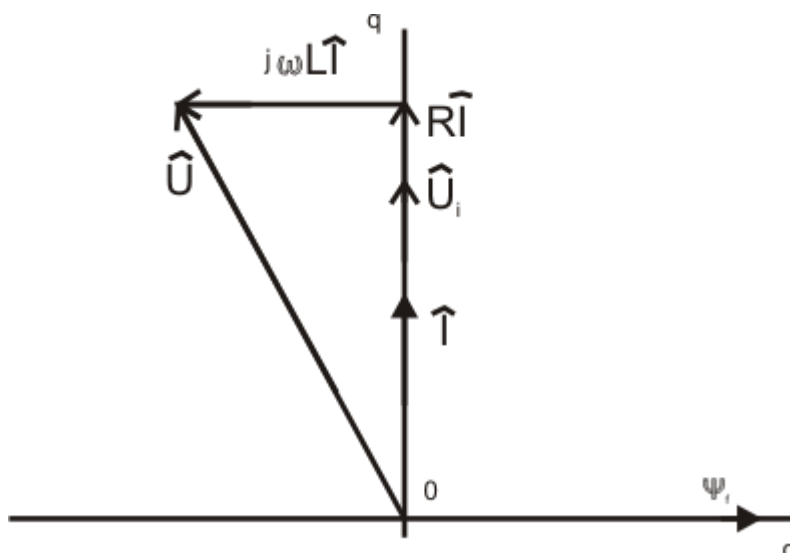
prof. Ing. Jaroslav Novák, CSc.



Vektorová regulace momentu synchronního motoru

Při zpětnovazební regulaci momentu synchronních motorů s permanentními magnety se ve většině případů používá lineární regulační struktura s vyjádřeným šířkově pulsním modulátorem označovaná jako vektorová regulace momentu. Princip vektorové regulace momentu synchronního stroje s permanentními magnety je obdobný jako u asynchronního stroje – v pravoúhlé souřadnicové soustavě svázané se spřaženým magnetickým tokem rotoru, jejíž rychlost je v ustáleném stavu jednoznačně dána úhlovou frekvencí napájecího napětí, je regulován fázor proudu statoru ve dvou vzájemně kolmých složkách d a q . V základní podobě je však vektorová regulace momentu synchronního motoru s permanentními magnety oproti asynchronnímu motoru jednodušší tím, že magnetický tok potřebný k vytvoření momentu poskytuje u synchronního motoru rotorový zdroj a není jej nutno vytvářet tokotvornou složkou d fázoru statorového proudu. V nejjednodušším případě lze tedy u synchronního motoru regulovat složku d fázoru statorového proudu na nulovou žádanou hodnotu a celkovou velikost fázoru proudu statoru lze využít jako momentotvornou složku v ose q , což zajišťuje nejvyšší efektivitu při vytváření momentu. Na rozdíl od asynchronního motoru není při vektorové regulaci momentu synchronního motoru s permanentními magnety nezbytně nutné počítat on-line matematický model stroje, neboť informace, které tento model poskytuje, lze u synchronního motoru získat jinak: velikost spřaženého magnetického toku rotoru je dána magnetickým tokem rotorových permanentních magnetů resp. tzv. napětovou konstantou motoru ve V/min^{-1} , úhlovou polohu magnetického toku rotoru ve stroji lze určit měřením. Hlavní odlišnosti struktury vektorové regulace momentu u asynchronního a synchronního stroje lze tedy shrnout v následujících bodech:

- Při vektorové regulaci momentu synchronního motoru s permanentními magnety se v základním režimu – v režimu s plným magnetickým tokem – reguluje tokotvorná složka d fázoru proudu statoru na nulovou žádanou hodnotu, velikost modulu fázoru proudu statoru je rovna momentotvorné složce v ose q .
- Při vektorové regulaci momentu synchronního motoru není nutné počítat on-line matematický model.
- Při vektorové regulaci momentu synchronního motoru je nutné zjišťovat průběžně úhlové natočení rotoru. Na úhlovou polohu rotoru resp. rotorového magnetického toku je orientována souřadnicová soustava pro regulaci d , q . Úhlové natočení rotoru se ve většině případů zjišťuje pomocí čidla, u průmyslových pohonů zpravidla pomocí resolveru integrovaného v konstrukci stroje. Jsou však již významně rozpracovány struktury bezsenzorového vyhodnocování polohy rotoru. Tyto výpočetní struktury využívají buď sofistikované algoritmy výpočtu na bázi matematických modelů, nebo se používá analýza proudové odezvy stroje na vysokofrekvenční složky napětí injektované střídačem. U bezsenzorových metod je nejobtížnější vyhodnocení úhlu natočení rotoru při nulových a malých otáčkách, u některých průmyslových pohonů je proto plnohodnotná vektorová regulace momentu s bezsenzorovým vyhodnocováním použitelná až od určitých nenulových otáček.



Obr. 1 K principu vektorové regulace momentu synchronního motoru

V případě lineární – vektorové - regulace momentu synchronního motoru s permanentními magnety (PMSM) se okamžité hodnoty proudů fází statoru motoru regulují ve vazbě na okamžité úhlové natočení rotoru, aby se dosáhlo lineární závislosti momentu na velikosti celkového proudu statoru. V režimu provozu s plným magnetickým tokem je situace znázorněna na fázorovém diagramu na obr. 1, který vychází z náhradního schématu jedné fáze statorového vinutí.

Ve fázorovém diagramu značí $\hat{U}$ fázor svorkového statorového napětí, R je odpor fáze statorového vinutí, L je indukčnost fáze statorového vinutí, $\hat{I}$ je fázor proudu statoru, ω je úhlová frekvence statorového napětí a $\hat{U}_i$ je napětí indukované magnetickým tokem rotoru ve statorovém vinutí. Situace, která je zřejmá z obr. 1., je dosaženo strukturou vektorové regulace momentu. Tento obrázek znázorňuje i analogii se stejnosměrným strojem, u kterého je proud rotoru, tj. kotvy, kolmý na budicí magnetický tok a vnitřní moment stroje je úměrný tomuto proudu.

V naprosté většině aplikací frekvenčně řízených pohonů se standardně jako člen formující výstupní napětí s proměnnou, říditelnou frekvencí a efektivní hodnotou první harmonické složky napětí využívá třífázový můstkový střídač. Principiálně je třífázový můstkový střídač tvořen šesticí spínačů T1 až T6.

Veličiny stroje jsou zpracovávány v souřadnicové soustavě d,q, která je spojena s rotorem stroje, tj. i s magnetickým tokem permanentních magnetů rotoru. Jsou-li při řízení synchronního stroje zachovány poměry dané fázorovým diagramem na obr. 1, je složka proudu i_d nulová, celkový proud I statoru se ztotožňuje se složkou i_q a pro moment platí vztah:

$$M = \frac{3}{2} \cdot p_p \cdot \Psi_f \cdot i_q = \frac{3}{2} \cdot p_p \cdot \Psi_f \cdot I \quad (1)$$

Moment je tedy při konstantním magnetickém toku permanentních magnetů Ψ_f určen pouze velikostí – efektivní hodnotou - statorového proudu I . Podmínkou je zachování kolmosti fázoru statorového proudu I na magnetický tok Ψ_f . Vztah (1) vyjadřuje analogii synchronního motoru s permanentními magnety s vektorovou regulací momentu se stejnosměrným motorem s cizím buzením – moment je úměrný součinu magnetického budicího toku Ψ_f a proudu kotvy I .

Obdobně jako u asynchronních strojů je možno i PMSM provozovat v oblasti nad jmenovitými otáčkami, kdy se již nezvyšuje efektivní hodnota napětí napájecího zdroje, ale

řízení se v principu provádí jen změnou frekvence napájecího napětí. I u PMSM se jedná o odbuzování a cílem je eliminovat při vysokých otáčkách indukované napětí převyšující napětí napájecího zdroje. V tomto režimu již není možno udržovat kolmou polohu magnetického toku budících permanentních magnetů Ψ_f a fázoru statorového proudu. Stroj proto pracuje s nenulovou – zápornou - tokotvornou složkou fázoru proudu i_d . Tato složka má obdobné účinky jako reakce kotvy u stejnosměrného stroje – působí proti magnetickému toku rotorových permanentních magnetů a její magnetický tok zmenšuje výsledný tok stroje Ψ_d . U PMSM se tedy jedná o odbuzování nepřímé. Efekt odbuzování PMSM je stejný jako u stejnosměrného či asynchronního stroje – s rostoucí rychlostí klesá maximální dosažitelný moment. U synchronního motoru s permanentními magnety je při odbuzování pokles momentu s rostoucími otáčkami dán nutným omezováním momentotvorné složky fázoru proudu i_q při rostoucí záporné složce tokotvorné, v tomto případě demagnetizační, složce i_d tak, aby nebyla překročena maximální přípustná efektivní hodnota proudu statoru I . Pokles momentu s rostoucími otáčkami v režimu odbuzování je tedy u synchronního motoru dán, stejně jako u stejnosměrného stroje s cizím buzením, proudovým omezením kotvy.

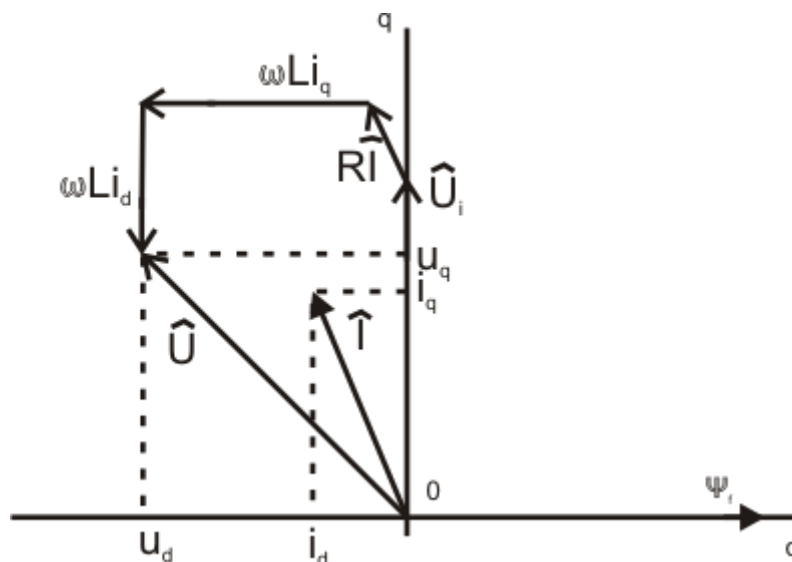
Vztah pro moment stroje v režimu odbuzování lze odvodit z rovnic matematického modelu synchronního motoru s permanentními magnety:

$$M = \frac{3}{2} \cdot p_p \cdot [(\Psi_f + L_d \cdot i_d) \cdot i_q - L_q \cdot i_q \cdot i_d] = \frac{3}{2} \cdot p_p \cdot i_q \cdot (\Psi_f + L_d \cdot i_d - L_q \cdot i_d) \quad (2)$$

Ze vztahu (2) je zřejmé, že bude-li mít stroj magneticky souměrný rotor, bude-li tedy platit $L_d = L_q = L$, bude vztah pro moment stejný v režimu s plným magnetickým tokem i v režimu odbuzování:

$$M = \frac{3}{2} \cdot p_p \cdot \Psi_f \cdot i_q \quad (3)$$

Požadavek magnetické symetrie rotoru bývá u PMSM v dostatečné míře splněn a proto je v obou režimech moment dán magnetickým tokem permanentních magnetů a složkou proudu i_q , tj. složkou momentotvornou. Na obr. 2. je ve fázorovém diagramu znázorněna situace v synchronním motoru s permanentními magnety při odbuzování.



Obr. 2 Situace při nepřímém odbuzování synchronního motoru s permanentními magnety

Ve struktuře vektorové regulace momentu synchronního motoru s permanentními magnety jsou regulovanými veličinami složky fázoru proudu statoru i_d a i_q v reprezentaci dle fázorových diagramů na obr. 1 a 2. Ve statickém režimu jsou tyto složky neměnné a tudíž

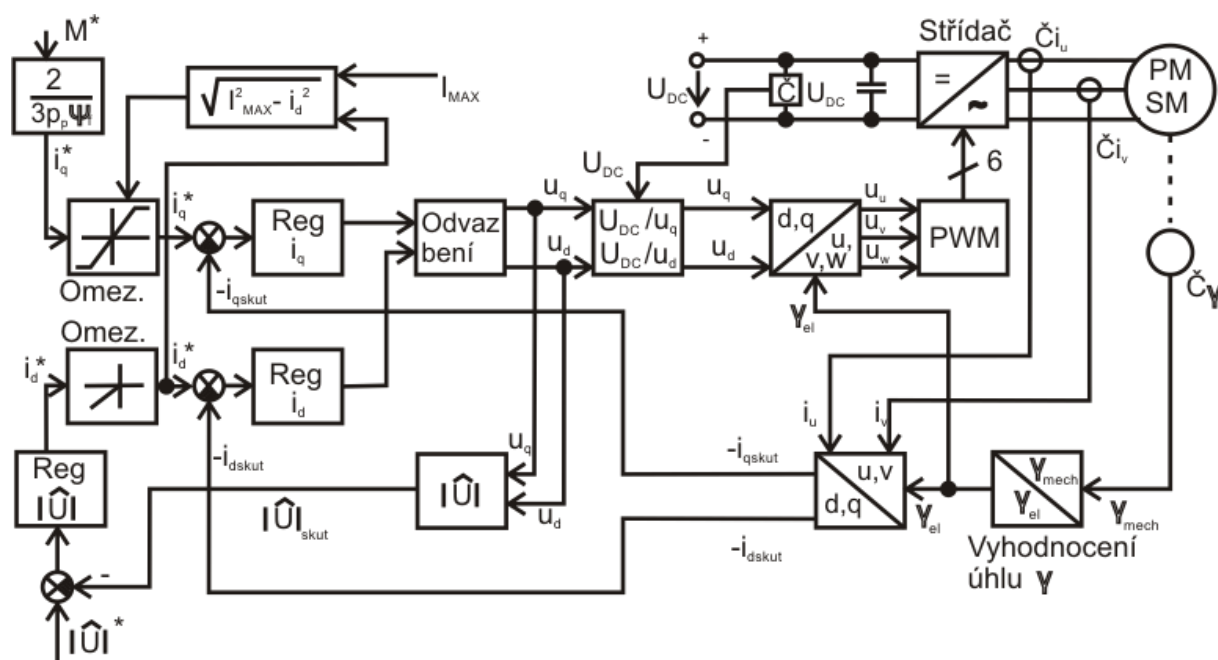
jsou dány předpoklady pro řešení klasické regulační úlohy s konstantními průběhy žádaných hodnot regulovaných veličin v ustáleném stavu. Struktura vektorové regulace momentu je založena na použití lineárních PI regulátorů pro obě složky proudu statoru. Zvlnění regulovaných veličin je v ustáleném stavu dáno principiální činností nespojitého akčního členu – střídače a nepřesnostmi vyhodnocení úhlové polohy rotoru. Struktura vektorové regulace momentu synchronního stroje založená na regulaci složek fázoru proudu statoru i_d a i_q je včetně režimu odbuzování znázorněna na obr. 3.

V režimu s plným magnetickým tokem je žádaná hodnota složky i_d^* nulová a žádané hodnotě složky i_q^* je úměrný vnitřní moment stroje podle vztahů (1) a (3). Od žádaných hodnot složek proudů jsou odečteny skutečné hodnoty a regulační odchylky jsou zavedeny do PI regulátorů složek fázoru proudu statoru. Existuje dvojí možnost reprezentace a zpracování výstupů těchto regulátorů. První, exaktnější, možnost vychází striktně z rovnic matematického modelu stroje. V tomto případě jsou výstupy regulátorů chápány jako složky napětí, kryjící úbytky napětí na odporu statorového vinutí a transformační složky indukovaného napětí. Složky napětí u_d a u_q zadávané po zpětné transformaci jako referenční napětí do širkové pulsního modulátoru jsou vypočteny podle napěťových rovnic statorového vinutí v tzv. členu odvazbení podle vztahů:

$$u_d = \text{OutReg}_d - \omega \Psi_q \quad (4)$$

$$u_q = \text{OutReg}_q + \omega \Psi_d \quad (5)$$

Veličiny OutReg_d a OutReg_q jsou výstupy regulátorů jednotlivých složek fázoru statorového proudu i_d a i_q . Členy $-\omega \Psi_d$ a $\omega \Psi_q$ jsou vypočteny z napěťových rovnic statorového vinutí, ω je úhlová frekvence svorkového napětí statoru určená z úhlové rychlosti rotoru.



Obr. 3 Struktura vektorové regulace momentu synchronního motoru s permanentními magnety

Ve zjednodušené formě mohou představovat výstupy regulátorů složek fázoru proudu statoru i_d a i_q přímo složky napětí u_d a u_q .

Pro výše popsanou strukturu je charakteristická nutnost použití dvou transformačních bloků: transformačního bloku pro přepočet naměřených okamžitých hodnot fázových proudů stroje i_u a i_v na skutečné hodnoty složek i_d a i_q a transformačního bloku pro přepočet složek napětí statoru u_d a u_q na tři referenční hodnoty napětí ve fázích statoru, které jsou zadávány do šířkově pulsního modulátoru PWM. Klíčovou veličinou pro bloky transformace souřadnic je okamžitá úhlová poloha rotoru γ měřená snímačem $\check{C}\gamma$.

Mezi blokem odvazbení a blokem pro zpětnou transformaci složek napětí statoru u_d a u_q je zařazen blok respektující možnost kolísání vstupního napětí střídače U_{DC} . Tento blok přepočítává aktuální požadavky na referenční napětí pro šířkově pulsní modulátor PWM s ohledem na hodnotu vstupního napětí střídače U_{DC} změřenou čidlem $\check{C}U_{DC}$.

Na obr. 3 je znázorněna struktura odbuzování navazující na základní strukturu vektorové regulace momentu v souřadnicové soustavě d,q. Popsaná metoda odbuzování je výhodná tím, že bez jakýchkoli nespojitých přechodů, plynule navazuje na regulaci při plném magnetickém toku a udržuje efektivní hodnotu resp. modul výstupního napětí střídače na zadané, v daném případě nejvhodnější, tedy mezní hodnotě. Popsaná metoda odbuzování pracuje na principu regulace modulu referenčního napětí, které je zadáváno v jednotlivých fázích na vstup šířkově pulsního modulátoru PWM. Cílem tedy je udržet při odbuzování stálou hodnotu modulu fázoru napětí statoru, které je formováno střídačem, pro aktuální hodnotu vstupního napětí střídače U_{DC} . V případě konstantního vstupního napětí střídače U_{DC} je konstantní modul a efektivní hodnota svorkového napětí statoru, v případě kolísání vstupního napětí střídače odpovídajícím způsobem kolísá modul a efektivní hodnota svorkového napětí statoru, avšak požadovaná poměrná napětí zadávaná pro jednotlivé fáze na vstupy šířkově pulsního modulátoru mají moduly konstantní, rovné žádané hodnotě $|\hat{U}|^*$ (v obr. 3) a na principu metody se nic nemění.

Skutečná poměrná hodnota modulu fázoru statorového napětí je vypočtena z hodnot u_d a u_q vstupujících do bloku zpětné transformace. Regulační odchylka amplitudy poměrného napětí $|\hat{U}|$ je zavedena na vstup PI regulátoru. Výstup tohoto regulátoru generuje žádanou hodnotou složky proudu i_d^* . V režimu s plným magnetickým tokem je výstup tohoto regulátoru omezen na nulu, i_d^* má nulovou hodnotu a efektivní hodnota napětí na výstupu střídače se mění tak, aby byly zachovány poměry znázorněné na fázorovém diagramu na obr. 1. Po dosažení mezní hodnoty poměrného napětí, tj. mezní hodnoty výstupního napětí střídače, začne regulátor poměrného napětí generovat nenulovou zápornou složku i_d^* , která svými magnetickými účinky působí proti magnetickému toku permanentních magnetů. Regulátor nastaví i_d^* takovou, aby byl modul poměrného napětí udržován na stálé, tzn. mezní hodnotě $|\hat{U}|^*$. To znamená, že s rostoucími otáčkami roste i hodnota i_d^* . Při odbuzování však nesmí být překročena hodnota celkového proudového omezení I_{MAX} . Proto je při odbuzování nutno počítat z hodnoty i_d^* a z hodnoty I_{MAX} mezní hodnotu i_q^* a na tuto hodnotu omezit žádost vycházející ze zadání požadovaného momentu. Při rostoucí rychlosti v režimu odbuzování tím tedy klesá maximální dosažitelný moment, obdobně jako při odbuzování stejnosměrných či asynchronních motorů.

Řízení a uživatelské možnosti servopohonů se synchronními motory s permanentními magnety

Synchronní motory s permanentními magnety se v průmyslových pohonech používají velmi často a standardně jako akční členy v servosystémech, tedy systémech pro řízení polohy, z hlediska pohonu se tedy jedná o regulaci úhlového natočení rotoru. Servopohony se

Řídící struktura servopohonu se synchronním motorem má zpravidla několik úrovní –

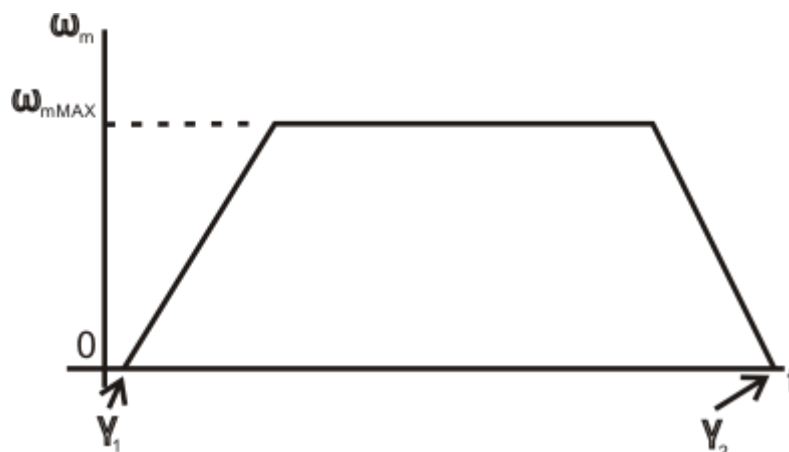
Struktura regulace momentu je zpravidla odvozena z principů vektorové regulace.

The diagram illustrates a speed control system for a PM synchronous motor (PM SM). The system is controlled by a microcontroller (Uživatelský program) which receives mechanical speed feedback (ω_m) and provides a reference speed (ω_m^*). The control loop includes a speed feedback controller (Reg ω_m) and a torque controller (Reg M). The torque controller output (M^*) is fed into a PWM generator (PWM) which drives the motor. The motor's mechanical speed (ω_m) is measured and fed back to the microcontroller. The microcontroller also provides a reference speed (ω_m^*) to the speed feedback controller. The system is powered by a DC source (U_{DC}) through a diode bridge rectifier (Střídač) and a filter capacitor. The motor is a PM SM.

Žádanou hodnotu úhlu natočení rotoru popř. mechanické úhlové rychlosti resp. otáček zadává **generátor trajektorie GT**. Tento blok vypočítává průběh okamžité žádané úhlové polohy rotoru γ_{mech}^* a mechanické úhlové rychlosti ω_{mech}^* při vykonávání pohybu z výchozí do cílové polohy na základě uživatelsky zadaných parametrů trajektorie. Veškeré polohování pohonu se skládá z vykonávání dílčích pohybů, přičemž elementární trajektorie jednoho pohybu je nejčastěji lichoběžníková podle obr. 5. Základními parametry trajektorie je výchozí úhlové natočení rotoru γ_1 , cílové úhlové natočení rotoru γ_2 , velikost maximální úhlové rychlosti při polohování ω_{MAX} , velikost úhlového zrychlení a zpomalení při polohování.

Generátoru trajektorie je nadřazen **uživatelský program**, neboť napáječe pro servopohony zpravidla vykonávají i funkci programovatelného řídicího automatu. Z tohoto důvodu bývají napáječe pro servopohony vybaveny i programovatelnými logickými a analogovými vstupy a výstupy. Uživatelský program realizuje s velkou variabilitou spouštění pracovních cyklů servopohonu, definuje parametry trajektorií pohybu, tzn. zrychlení, rychlosti, cílové polohy atd., dále obsluhuje vstupy a výstupy a může plnit funkce typické pro programovatelné logické automaty. Pomocí uživatelského programu lze zpravidla částečně měnit i strukturu regulace, zejména v souvislosti s volbou provozu pohonu v režimu polohové, otáčkové či momentové regulace. Komunikace s okolními zařízeními je zabezpečena buď pomocí zmiňovaných analogových a logických vstupních a výstupních signálů nebo prostřednictvím standardní průmyslové sběrnice. Napáječe servopohonů a jejich programové vybavení standardně podporují vývoj aplikací se vzájemnou synchronizací pohybů více servopohonů.

Jazyky pro psaní uživatelských programů jsou obvykle produkty výrobců napáječů a jsou zpravidla podobné jazykům používaným u PLC. Obvykle jsou při tvorbě uživatelských programů k dispozici běžné prostředky jako časovače, přerušení atd. V současnosti se u jazyků pro uživatelské programy v servopohonech uplatňuje stále častěji standardizace vycházející z technik programování programovatelných logických automatů.

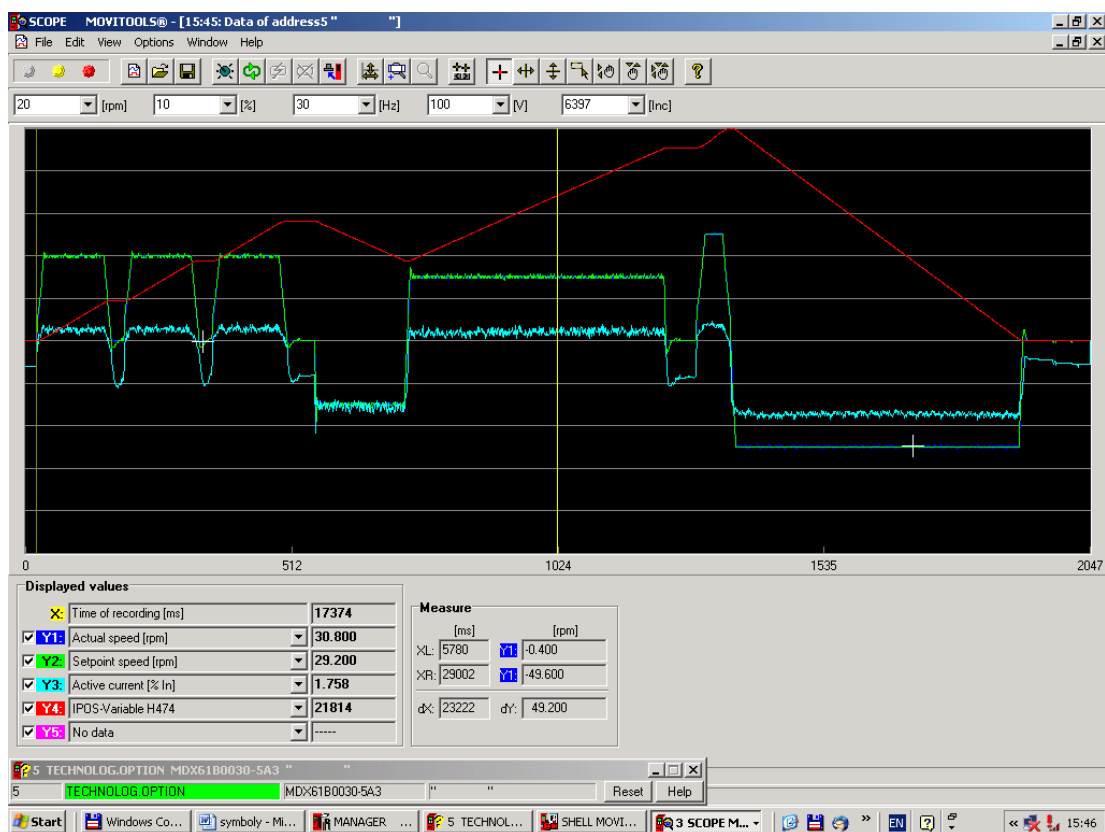


Obr. 5 Průběh mechanické úhlové rychlosti při elementárním polohování

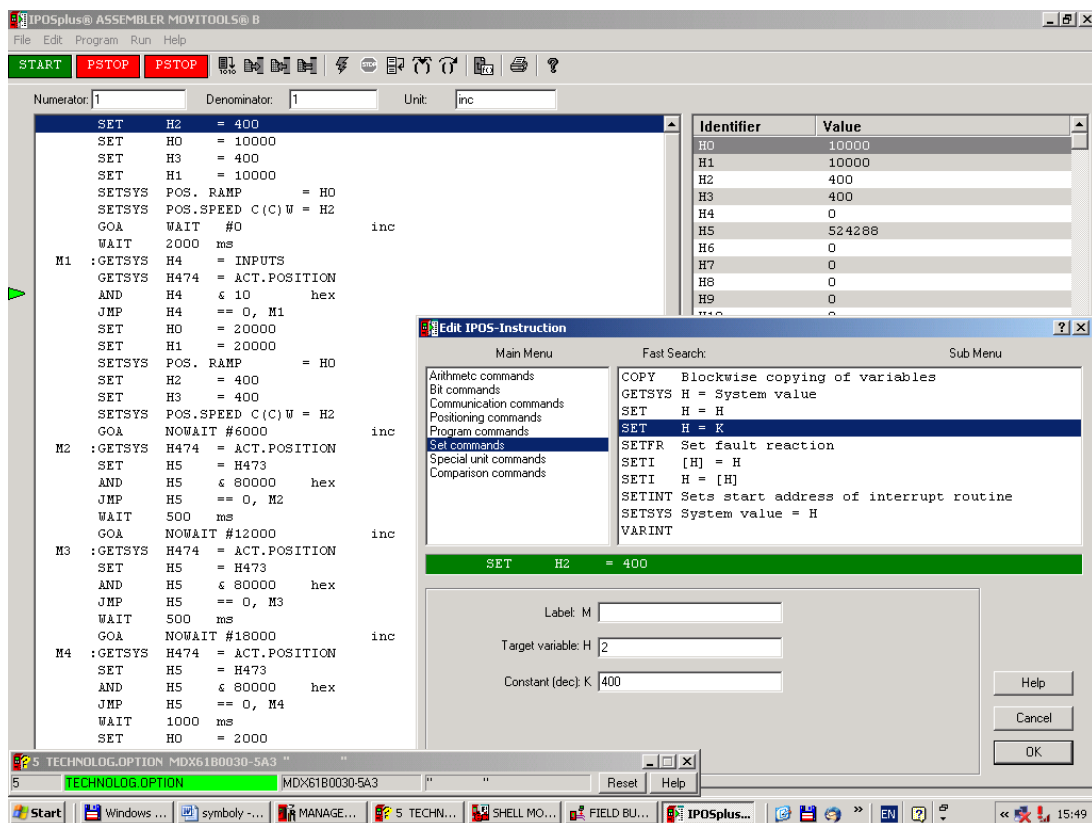
Tvorba a ladění uživatelských programů jsou umožněny pomocí programového vybavení na PC a filozofie těchto činností je opět obdobná jako u PLC.

Běžné provozní ovládání servosystémů se uskutečňuje prostřednictvím logických a analogových vstupů či pomocí průmyslové sběrnice. V závislosti na výrobcu servosystému se však vyskytují různé filozofie zpracování vstupních řídicích signálů. Některé servoměniče zpracovávají veškeré vstupní řídicí signály uživatelským řídicím programem servopohonu, u jiných systémů může část vstupních signálů působit na pohon přímo, nezávisle na uživatelském programu.

Na obr. 6 a 7 jsou pro ilustraci uvedeny kopie obrazovek s časovými průběhy veličin servopohonu firmy SEW EURODRIVE při sekvenci několika polohování a s ladicím prostředím uživatelského programu.



Obr. 6 Příklad průběhů veličin servopohonu při naprogramované sekvenci polohování



Obr. 7 Příklad okna s vývojovým prostředím uživatelského programu

Vytvořeno v rámci projektu **Green Deal UPCE**, reg. č. NPO_UPCE_MSMT-2142/2024-4.

Toto dílo podléhá licenci Creative Commons BY-SA 4.0. Pro zobrazení licenčních podmínek navštivte <https://creativecommons.org/licenses/by-sa/4.0/>.

