POHONY S ASYNCHRONNÍMI MOTORY

Užití výkonových elektronických měničů umožňuje, že charakteristiky indukčních strojů se téměř plně vyrovnávají charakteristikám strojů stejnosměrných (v požadovaném rozsahu) a navíc jsou odstraněny nevýhody stejnosměrných strojů. Asynchronní stroje jsou vyráběny v hromadné výrobě, jsou nejlevnější, nejmenší, mají nejmenší poruchovost a nepotřebují prakticky žádný servis. To všechno vede k tomu, že jsou nejpoužívanější. Provádějí se v provedení s kotvou nakrátko, s kotvou kroužkovou či ve speciálním provedení. Nejčastější jsou provedení s kotvou nakrátko. Ve většině pohonů pracuje asynchronní motor jako neregulovaný. Technologické i ekonomické aspekty výroby však zvyšují požadavky na elektrický pohon, a proto zastoupení regulovaných pohonů roste.

1. Matematický model asynchronního motoru, náhradní schéma

Matematický popis asynchronního motoru je podstatně složitější než u motoru stejnosměrného. Asynchronní motor je konstrukčně tvořen vícefázovými systémy vinutí, vázanými magnetickou vazbou[1]. U třífázového systému je obvykle tvořen třemi vinutími statoru a třemi vinutími rotoru.
a vzájemnou indukčnost statoru a rotoru při uvažování vlivu všech fází“

2. Prostorový vektor

V klasickém popisu asynchronního stroje (známého například z elektrických strojů) je proveden základní popis třífázového asynchronního motoru tak, že jsou uváděny 3 x rovnice pro statorové vinutí, 3x pro rotorové vinutí včetně všech induktivních vazeb (vlastní, vzájemní indukčnosti) a natočení rotoru vůči statorovému

[1] Jak je známé z teorie elektrických strojů, je třeba splnit podmínky pro vznik točivého elektrického pole. K tomu je zapotřebí minimálně dvou cívek, které jsou v motoru prostorově pootočeny. Současně napájecí napětí pro tyto cívky musí mít určitý fázový posuv. Protože se používá trojfázová soustava, je i systém vinutí v motoru obvykle trojfázový.

ESF II projekt Západočeské univerzity v Plzni, reg. č. CZ.02.2.69/0.0/0.0/18_056/0013239

toku.

Nevýhodou tohoto popisu je jednak velké množství rovnic, jednak skutečnost proměnného úhlu mezi odpovídajícími fázemi statoru a rotoru (mění se tím velikost výsledné vzájemné indukčnosti M).

Další jevem v moderních elektrických pohonech je napájení z nesinusových zdrojů, což vede k neharmonickým průběhům proudů a toků v motoru. Při analýze přechodových jevů je pak vhodné použít **transformaci**, která uvedené nevýhody odstraní.

K formulaci obecných rovnic motoru se v elektrických pohonech používají tzv. **prostorové vektory**. Prostorový vektor je definován v komplexní rovině a zobrazuje okamžité hodnoty veličin trojfázového systému (například proudů i_a, i_b, i_c vinutí statoru). Transformační rovnice je dána vztahem:

$$\bar{i}_1 = \frac{2}{3}(i_a + a.i_b + a^2 i_c) \qquad kde \qquad a = e^{j2\pi/3} = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}$$

Obráceným způsobem platí:

$$i_a = \mathrm{Re}\{\bar{i}_1\} \qquad i_b = \mathrm{Re}\{a^2.\bar{i}_1\} \qquad i_c = \mathrm{Re}\{a.\bar{i}_1\}$$

Jsou-li osy komplexní roviny proloženy osami cívek statoru podle obrázku, pak například $\mathbf{i_1}$ zobrazuje výsledné působení magnetomotorického napětí cívek statoru tím, že je svou velikostí úměrný a svým směrem totožný s vektorem maximální indukce, kterou by v prostoru stroje vybudila soustava uvedených cívek.

Použitím uvedené transformace dostaneme vztahy pro prostorové vektory statoru a rotoru:

$$\bar{u}_1 = R_1\bar{i}_1 + \frac{d\bar{\psi}_1}{dt}$$

$$\bar{u}_2 = R_2\bar{i}_2 + \frac{d\bar{\psi}_2}{dt}$$

Uvedené rovnice platí pro rozdílnou rychlost otáčení jednotlivých prostorových vektorů. V první rovnici je zvolen rotující systém statoru a v druhé rovnici je to rotující systém rotoru.

Prostorové vektory je nyní třeba *převést do společného souřadného systému*. Použijeme systém synchronní rychlosti ω_S. V tomto případě harmonické veličiny rotující touto rychlostí pak stojí. Převedení do společného systému se pak provádí pomocí transformačních rovnic. Například pro transformaci ze systému ω_1 do systému ω_S platí:

$$\bar{i}_{1\to s} = \bar{i}_1 . e^{-j(\omega_s t+\delta)}$$

kde δ je úhel pootočení systému **S** proti systému **1** v čase t = 0. Dostaneme:

$$\overline{u_1} e^{j\omega_s t} = R_1 . \bar{i}_1 . e^{j\omega_s t} + \frac{d(\overline{\psi_1} . e^{j\omega_s t})}{dt}$$

$$\overline{u_2} . e^{j(\omega_S t-\omega t)} = R_2 . \overline{i_2} . e^{j(\omega_S t-\omega t)} + \frac{d(\overline{\psi_2} . e^{j(\omega_S t-\omega t)})}{dt}$$

Transformovaná napětí dále označujeme původními symboly. V rovnici je při transformaci použitý pro otáčení rotoru symbol ω.

$$\overline{u_1} = R_1 . \bar{i}_1 + \frac{d\overline{\psi_1}}{dt} + j\omega_S \overline{\psi_1}$$

$$\overline{u_2} = R_2 . \bar{i}_2 + \frac{d\overline{\psi_2}}{dt} + j.(\omega_S - \omega).\overline{\psi_2} = R_2 . \bar{i}_2 + \frac{d\overline{\psi_2}}{dt} + j.s.\omega_S . \overline{\psi_2}$$

Spřažený tok fází statoru je v důsledku vzájemné indukčnosti mezi statorovým a rotorovým vinutím závislý nejen na statorovém, ale i na rotorovém proudu. Analogickou závislost můžeme sledovat i u spřaženého toku fází rotoru. S předpokladem lineární magnetizační charakteristiky můžeme pro prostorové vektory statoru a rotoru v osovém systému ω_1 napsat:

$$\overline{\psi}_1 = L_1 . \bar{i}_1 + L_{1h} . \bar{i}_2$$

$$\overline{\psi}_2 = L_2 \bar{i}_2 . + L_{2h} . \bar{i}_1$$

Zde L_1, L_2 = celková indukčnost statoru či rotoru, $L_{1h} = L_{2h} = L_h$ je vzájemná indukčnost.

Pozn.: pro řešení soustavy rovnic s prostorovými vektory je vhodné použít jejich rozklad do dvou os ($\overline{\psi} = \psi_\alpha + j.\psi_\beta$. Například pro souřadný systém statoru se po-

užívá pro označení os symbolů α, β. Všechny uvedené vektorové rovnice se pak rozepisují na dvě složky.

Popis pro případ ustáleného stavu chodu motoru:

V osovém systému, rotujícím rychlostí ω_S jsou v ustáleném stavu prostorové vektory formálně totožné s fázory a $d\overline{\psi}_1/dt = 0$ a $d\overline{\psi}_2/dt = 0$. Pak dostaneme:

$$\overline{U}_1 = R_1\overline{I}_1 + j\omega_S.\overline{\Psi}_1$$

$$\overline{U}_2 = R_2\overline{I}_2 + j.s.\omega_S.\overline{\Psi}_2$$

$$\overline{\Psi}_1 = L_1.\overline{I}_1 + L_{1h}.\overline{I}_2;$$

$$\overline{\Psi}_2 = L_2.\overline{I}_2 + L_{2h}.\overline{I}_1$$

Elektromagnetický moment vzniká působením magnetického toku na vinutí, kterým prochází proud. Sledujeme-li rotor, pak výsledné působení toku na vinutí rotorových fází A,B,C reprezentuje vektor $\boldsymbol{\psi_2}$ a výsledné působení proudu rotorových fází reprezentuje vektor proudu $\mathbf{i_2}$. Je zřejmé, že nejvyšší moment bude při fázovém posuvu 90^0 mezi $\boldsymbol{\psi_2}$ a $\mathbf{i_2}$, naopak nulový bude v případě, že jsou oba vektory ve fázi. Platí:

$$\overline{M} = -\frac{3}{2}p_p\left[\overline{\psi_2} \times \overline{i_2}\right]$$

Zde $\overline{M}$ je vektor ležící v ose rotoru. Rovnici pak můžeme upravit na tvar:

$$M = -\frac{3}{2}p_p.\left|\overline{\psi_2}\right|.\left|\overline{i_2}\right|.\sin\gamma$$

3. Vlastnosti v ustálených stavech, náhradní schéma

Pro popsání vlastností motoru v ustáleném stavu můžeme vyjít z rovnic, odvozených pro prostorové vektory v předchozí kapitole nebo z následující úvahy:

přivedené napětí na motor	=	ohmické úbytky	+	transformační napětí	+	rotační napětí

V ustáleném stavu je transformační napětí nulové (tj. $d\overline{\psi}_1/dt = 0$ a $d\overline{\psi}_2/dt = 0$) a můžeme psát rovnice:

$$\overline{U}_1 = R_1\overline{I}_1 + j.\omega_S.L_1.\overline{I}_1 + \overline{U}_{ind}$$

$$\overline{U}_2 = R_2\overline{I}_2 + j.(\omega_S - \omega).L_2\overline{I}_2 + (\omega_S - \omega).\overline{U_{ind}}$$

Indukované napětí U_{ind} je vytvořeno proudem, protékajícím indukčností L_{1h} pro statorovou stranu a indukčností L_{2h} pro rotorovou stranu. Dosadíme $\omega_S - \omega = s.\omega_s$:

$$\overline{U}_1 = R_1\overline{I}_1 + j.\omega_S.L_1.\overline{I}_1 + j\omega_s.L_{1h}\overline{I}_2$$

$$\overline{U}_2 = R_2\overline{I}_2 + j.s.\omega_S.L_2.\overline{I}_2 + j.s.\omega_S.L_{2h}\overline{I}_1$$

V další úpravě dosadíme za indukčnosti $L_1=L_{1\sigma}+L_{1h}$ a $L_2=L_{2\sigma}+L_{2h}$ a dostaneme:

$$X_1 = \omega_S L_1 = \omega_S L_{1\sigma 1} + \omega_S L_{1h} = X_{1\sigma} + X_{1h}$$

$$X_2 = \omega_S L_2 = \omega_S L_{2\sigma} + \omega_S L_{2h} = X_{2\sigma} + X_{2h}$$

$$\overline{U}_2 = R_2\overline{I}_2 + j.s.(X_{2\sigma} + X_{2h})\overline{I}_2 + j.s.X_{2h}\overline{I}_1)$$

Rovnice nyní formálně upravíme tak, že druhou rovnici dělíme skluzem **s.**

$$\overline{U}_1 = R_1\overline{I}_1 + j(X_{1\sigma} + X_{1h})\overline{I}_1 + jX_{1h}\overline{I}_2$$

$$\frac{\overline{U}_1}{s} = \frac{R_2}{s}\overline{I}_2 + j.(X_{2\sigma} + X_{2h})\overline{I}_2 + j.X_{2h}\overline{I}_1)$$

Těmto rovnicím odpovídá náhradní schéma uvedené na obrázku. Protože je zde stále oddělený obvod statoru a obvodu rotoru vzájemnou vazbou, je vhodné provést spojení obou stran. Proto všechny rotorové veličiny přepočítáme na statorovou

stranu. Pro možnost přechodu na nové schéma[2] zavedeme magnetizační proud I_m a hlavní motoru X_h:

$$\bar{I}_m = \bar{I}_1 + \bar{I}_2'$$

$$X_h = \sqrt{X_{1h}.X_{2h}}$$

Pak dostaneme:

$$\overline{U}_1 = R_1\bar{I}_1 + jX_{1\sigma}\overline{I}_1 + jX_h(\overline{I}_1 + \overline{I}_2') = R_1\bar{I}_1 + jX_{1\sigma}\overline{I}_1 + jX_h\overline{I}_m$$

$$\frac{\overline{U}_2}{s} = \frac{R_2'}{s}\bar{I}_2' + j.X_{2\sigma}'\overline{I}_2' + j.X_h(\overline{I}_1 + \overline{I}_2') = \frac{R_2'}{s}\bar{I}_2' + j.X_{2\sigma}'\overline{I}_2' + j.X_h.\overline{I}_m$$

Nyní položíme napětí rotoru $\overline{U}_2 = 0$, neboť uvažujeme spojení rotoru nakrátko. Odpovídající náhradní schéma a příslušný fázorový diagram je na obrázcích.

$$0 = \frac{R_2'}{s}\bar{I}_2' + j.X_{2\sigma}'\overline{I}_2' + j.X_h\overline{I}_m$$

4. Charakteristické údaje asynchronních motorů

a) **elektromechanické** - jmenovitý výkon P_N
jmenovitá rychlost ω_N
jmenovitý moment M_N

b) **energetické** - účinnost η_N

c) **elektrické** - jmenovité napájecí napětí U_N
(zapojení vinutí hvězda/trojúhelník)
jmenovitý proud I_N
jmenovitá frekvence f_N
jmenovitý účiník cos φ_N

d) **zatěžovací** - maximální proud I_{max} (nebo přetížitelnost I_{max}/I_N)
maximální moment M_{max} (nebo přetížitelnost M_{max}/M_N)

e) **rozběhové** - poměrný rozběhový proud i_r (nebo poměr I_r/I_N)

[2] Všechny přepočítané veličiny jsou označeny čárkou v horním indexu. Přepočet je proveden pomocí transformačního koeficientu p.

f) **mechanické** - moment setrvačnosti J

moment zátěže (jmenovitý) M_z

5. *Základní hodnoty a vztahy, přirozená charakteristika asynchronního motoru*

Rychlost otáčení magnetického pole, tj. synchronní rychlost je dána napájecí frekvencí **f** a počtem pólových dvojic $\mathbf{p_p}$:

$$\omega_s = \frac{2\pi f}{p_p} \quad [rad/s], \qquad \text{případně} \qquad n_s = \frac{60\,f}{p_p} \quad [ot/\min]$$

Mechanické otáčky rotoru jsou vzhledem k synchronním otáčkám nižší. Rozdíl těchto otáček vztažený k synchronním otáčkám se nazývá skluz **s**.

$$s = \frac{\omega_s - \omega}{\omega_s} \qquad \text{obráceně pak} \quad \omega_s = \omega \frac{1}{1-s}$$

Výkon ve vzduchové mezeře je dán vztahem:

$$P_\delta = 3\frac{R_2'}{s} I_2'^2 = 3R_2'.I_2'^2\left(\frac{1-s}{s}+1\right) = 3.R_2'.I_2'^2.\frac{1-s}{s} + 3R_2'I_2'^2$$

$$P_\delta = P_i + \Delta P_{j2}$$

P_t je vnitřní elektromechanický výkon motoru, ΔP_{j2} jsou ztráty v rotoru, pro které platí $\Delta P_{j2} = 3.R_2'I_2'^2 = s.P_\delta$

Výkon motoru **P**:

$$P = P_\delta - \Delta P_{j2} = P_\delta(1-s)$$

Pro moment stroje **M** pak platí:

$$M = \frac{P}{\omega} = \frac{P_\delta(1-s)}{\omega} = 3\frac{R_2'.I_2'^2.(1-s)}{s.\omega} = 3\frac{R_2'}{s.\omega_s}.I_2'^2$$

Pro určení dalších veličin je zapotřebí určit velikost proudu. V dalším budeme uvažovat napájení motoru ze zdroje napětí o konstantním kmitočtu. Impedanci motoru určíme z chodu nakrátko, kdy $U_2'=0$. Vzhledem k velikosti můžeme X_h zanedbat a dostaneme:

$$I_2^{'2} = \frac{U_1^2}{(R_1 + \frac{R_2'}{s})^2 + (X_{\sigma 1} + X_{\sigma 2})^2}$$

$$M = 3\frac{R_2'}{s.\omega_s}.\frac{U_1^2}{(R_1 + \frac{R_2'}{s})^2 + (X_{\sigma 1} + X_{\sigma 2})^2}$$

Dále zavedeme $X_\sigma = X_{\sigma 1} + X_{\sigma 2}$ a současně pro malé **s** můžeme $\mathbf{R_1}$ zanedbat. Pak jednoduchou úpravou:

$$I_2^{'2} = \frac{U_1^2}{(\frac{R_2'}{s})^2 + (X_\sigma)^2}$$

$$M = 3\frac{R_2'}{s.\omega_s}.\frac{U_1^2}{(\frac{R_2'}{s})^2 + (X_\sigma)^2}$$

Hledáme-li extrém funkce M, nalezneme tzv. skluz zvratu $\mathbf{s_m}$.

$$s_m = \frac{R_2'}{X_\sigma}$$

Maximální moment motoru, který je dosažen při skluzu zvratu[3] je:

$$M_m = 3\frac{R_2'}{s_m.\omega_s}.\frac{U_1^2}{(\frac{R_2'}{s_m})^2 + (X_\sigma)^2} = \frac{3.U_1^2}{2.\omega_s.X_\sigma}$$

Dosazením frekvenční závislosti pro ω_s a pro X_σ dostaneme:

$$M_m = k.\frac{U_1^2}{f_1^2}$$

[3] **Skluz zvratu** se též někdy nazývá **kritický skluz** *Pozor, nejedná se maximální skluz***.**

Dalším odvozením pak dostaneme známý Klossův vztah:

$$\frac{M}{M_m} = \frac{2}{\frac{s}{s_m} + \frac{s_m}{s}}$$

Z uvedených rovnic již můžeme sestrojit **přirozenou charakteristiku motoru**.

Z rovnice Klossova vztahu pro odvození tvaru přirozené charakteristiky vyplývají 3 části:

a) oblast velmi malého skluzu, **s<<0** $\Rightarrow \quad \frac{s}{s_m} \to 0 \qquad \Rightarrow \quad M = (\frac{2M_m}{s_m}).s$

b) oblast skluzu zvratu, **s=s$_m$** $\Rightarrow \quad \frac{s}{s_m} + \frac{s_m}{s} \to 2 \quad \Rightarrow \quad M = (M_m)$

c) oblast velkého skluzu, **s>>0** $\Rightarrow \quad \frac{s_m}{s} \to 0 \qquad \Rightarrow \quad M = (2M_m.s_m).\frac{1}{s}$

Motor se může nacházet ve 3 režimech činnosti:

a) *motorický chod* – nejčastější stav, **M** > 0, **P** > 0, (ω_s > **ω** > 0), (0 < **s** < 1),

b) *generátorický chod* – trvalá přeměna mechanické energie na elektrickou, stroj pracuje trvale jako generátor; je třeba připojení na veřejnou síť, odkud motor odebírá magnetizační energii - **M** < 0, **P** < 0, (**ω** > ω_s), (**s < 0**),

c) *elektrická brzda* - **M** > 0, **P** < 0, (**ω** < 0), (**s > 1**), jedná se obvykle o krátké jevy, při kterých dochází k dynamickému brzdění elektrického motoru.

Další vlastnosti, které dostáváme z uvedených rovnic a z přirozené charakteristiky:

a) maximální moment je úměrný čtverci napětí U_1^2,

b) skluz s_m je při maximálním momentu úměrný odporu rotoru R_2,

c) pro malé skluzy (s << s_m) je moment M úměrný proudu statoru I_1,

d) motor při připojení odebírá velký proud.

6. Spouštění asynchronních motorů

a) Spouštění přímým připojením na síť

Neregulované motory malých a středních výkonů (do 200 kW u nn motorů, do 1000 kW u vn motorů) se rozbíhají obvykle přímým připojením na síť. Jak vyplývá z vlastností motorů, je při rozběhu velmi nízká reaktance motoru a tím dochází k velkému záběrovému proudu, který je několikanásobkem proudu jmenovitého (viz. parametr $\mathbf{i_r}$).

Déle trvalejší rozběhy (u velkých setrvačných hmot trvají řádové sekundy) pak mohou činit potíže v napájecí síti. Proto je třeba určitým způsobem tento rozběhový proud omezit.

b) Spouštění sníženým napětím

U asynchronních motorů je spouštěcí proud přímo úměrný napětí. Nevýhodou je, že záběrný moment je přímo úměrný kvadrátu přivedeného napětí. Proto můžeme uvedený způsob použít tam, kde je nutné spouštěcí proud omezit a současně je možné připustit odpovídající pokles momentu. Napětí lze při spouštění snížit následujícími způsoby:

a*) spouštění reaktorové* - pomocí tlumivky se sníží napětí přivedené na motor,

b) *spouštění autotransformátorem* – jedná se o nákladné zařízení, výhodou je pokles momentu pouze jako lineární závislost napětí,§

c) *spouštění přepínačem hvězda/trojúhelník* - motor s vinutím dimenzovaným na sdružené napětí se nejprve připojí na fázové napětí (zapojení hvězda). Tím klesne i rozběhový proud na 1/3. Po rozběhu se připojí na sdružené napětí (trojúhelník).

d) *spouštění impedancí v rotoru* – tento způsob se využívá u motorů s vinutou kotvou buď z důvodů snížení záběrného proudu nebo naopak pro zvětšení akceleračního momentu. Během spouštění bývá obvykle odpor stupňovitě vypínán, čímž se řídí moment motoru a tím i proud.

e) *spouštění soft–startérem* – jedná se o metodu rozběhu asynchronního motoru s kotvou nakrátko pomocí měniče napětí.

Název řízení		U_1	f_1	Z_1	Z_2
Přirozená charakteristika		U_{1N}	f_{1N}	-	-
Spouštění	**reaktorové,**	U_{1N}	f_{1N}	X_{1p}	-
	autotransformátorem	0 … U_{1N}	f_{1N}	-	-
	přepínačem hvězda/trojúhelník	$U_{1N}/\sqrt{3}$ .. U_{1N}	f_{1N}	-	-
	soft - startérem	0 … U_{1N}	f_{1N}	-	-
	impedancí v rotoru	U_{1N}	f_{1N}	-	R_{2p}
Řízení	**napětím**	0 … U_{1N}	f_{1N}	-	-
	odporem	U_{1N}	f_{1N}	-	R_{2p}
	kaskádou	U_{1N}	f_{1N}	-	-
	frekvencí	0 … U_{1N} ,U_{1N}	0 … f_{1N}	-	-
	přepínáním pólů p_p	U_{1N}	f_{1N}	-	-
Brzdění	**protiproudem**	- U_{1N}	f_{1N}	-	R_{2p}
	rekuperací	U_{1var}	f_{1var}	-	-
	stejnosměrným napětím	U_{SS}	0	-	R_{2p}

tabulka 1 - Možnosti řízení asynchronních motorů

7. Řízení otáček asynchronních motorů

Ze předchozích vztahů dostáváme, že základní způsoby, kterými můžeme řídit otáčky asynchronních motorů jsou v podstatě tři:

a) řízení změnou napětí[4],

b) řízení změnou skluzu – odporem nebo kaskádou,

c) řízení změnou synchronních otáček ω_s – frekvencí f_1 nebo počtem pólů p_p.

Základní možnosti řízení otáček jsou uvedeny v tabulce 1.

a) Řízení otáček změnou napájecího napětí

Již bylo uvedeno, že velikost maximálního momentu M_m je přímo úměrná kvadrantu napájecího napětí. Tato vlastnost velmi omezuje využití možnosti řízení otáček změnou napájecího napětí, přestože je k dispozici velmi jednoduchý střídavý měnič napětí[5]. Proto se využívá možnosti sníženého napětí zejména u rozběhu asynchronních motorů.

b) Řízení otáček odporem[6]

Do obvodu kotvy (pouze u asynchronních motorů s vinutou kotvou) zařadíme předřadný odpor, který může být pevný, proměnný po stupních (reostaty, kapalinové spouštěče) nebo proměnný plynule (například pulzní měnič odporu). Místo R_2 dosadíme nyní ($R_2 + R_{p2}$). Nevýhodou je měkká charakteristika a z toho vyplývající ztráty. Přiřadíme-li k tomu ještě nutnost použití kroužkového asynchronního motoru, stává se tato regulace nevýhodnou. Jedinou výhodou je zachování M_m.

c) Řízení otáček kaskádou

V obvodu kotvy je místo odporu R_{p2} zařazen měnič kmitočtu se stejnosměrným obvodem. Skluzový výkon se zpracovává mnohem účinnějším způsobem než v případě řízením pomocí rotorového odporu. Střídavé rotorové veličiny U_2 a f_2 jsou nejprve usměrněny neřízeným usměrňovačem M_I. Měnič M_{II} je opět usměrňovač, pracující ve střídačovém chodu. Jedná se o měnič s vnější komutací, která je umožněna síťovým napětím. Na střídavé straně měniče M_{II} je pak již frekvence sítě f_1, ale ještě napětí U_2 snížené o úbytky na měniči. Proto musí být v obvodu zařazen transformátor. Výkonový tok tedy prochází od motoru k síti (od usměrňovače ke střídači). Toto zařízení se nazývá podsynchronní polovodičová kaskáda a vzhledem ke své jednoduchosti byla často v regulačních pohonech nasazována.

---

[4] Jedná se v podstatě o řízení tokem – napětí U_1 je pouze zdrojem, který tok vytváří.

[5] Sklon přirozené charakteristiky velmi malý. To vede k tomu, že vlastní regulace pomocí napětí není možná – do obvodu rotoru se zařazuje odpor pro zvětšení skluzu při moment zvratu M_m.

[6] Některá literatura nazývá toto řízení též jako řízení skluzem. Zde se pro řízení skluzem řadí jak řízení odporem, tak i řízení pomocí kaskády – i zde jsou regulovány skluzové veličiny.

Výhodou byl konstantní M_m a nízké ztráty. Nevýhodou zůstávala potřeba asynchronního motoru s vinutou kotvou a možnost regulace pouze v podsynchronních otáčkách. Schéma takové kaskády a charakteristiky jsou na obrázku.

d) Řízení otáček přepínáním počtu pólů

Tato regulace je využívána tam, kde se potřebují jenom 2–3 stupně otáček. Vyžaduje speciální konstrukci motoru, řízení je skokové. Výhodou je možnost provedení motoru s kotvou nakrátko, není nutný žádný měnič a zůstává M_m. Používalo se zejména u jeřábových motorů pro pohon zdvihu (tzv. mikrozdvih), dříve též u pračkových motorů.

e) Řízení otáček frekvencí a napětím[7]

Tento způsob řízení je jedním z nejperspektivnějších způsobů řízení indukčních motorů. Je to umožněno rozvojem polovodičových součástek, konstrukcemi měničů a vývojem řídící elektroniky. Je určen zejména pro motory s kotvou nakrátko, ale lze je použít i pro motory s kotvou vinutou. Jako zdroj napětí proměnné frekvence lze použít libovolný měnič s výstupním proměnným kmitočtem a napětím.
Pro udržení M_m nutné společně s řízením kmitočtu též řídit napětí U_1. Jedním z používaných způsobů je takové řízení, které udržuje konstantní magnetický tok ϕ.

Principiální schéma zapojení s obecným blokem řídících obvodů je na obrázku Je znázorněna regulace s nepřímým měničem kmitočtu s napěťovým střídačem. Do PWM modulátoru musí být zadán kromě frekvence i požadavek na napětí.
Při regulaci chceme dodržet, aby přibližně platilo $U_1 = k.\phi.\omega$. Každý motor má svoji maximální hodnotu napětí U_T (obvykle je rovná U_N). Jestliže budeme dále zvyšovat kmitočet, musí zůstane napětí U_T konstantní, tok se tedy bude snižovat. Stroj se tím odbuzuje. Protože je moment úměrný čtverci napětí (a tím i magnetic-

[7] Způsob řízení je obvykle nazýván jako řízení změnou napájecího kmitočtu (frekvencí). Jak vyplývá z dalšího textu, je nutné současně se změnou frekvence měnit i napětí. Proto je v názvu regulace "frekvencí a napětím".

kého toku), snižuje se při odbuzování také maximální moment. Jde tedy o rozhodnutí, jak zvolit mezní frekvenci f_z, od které nastane odbuzování. V případě požadavků na konstantní moment (pokud to výkonové potřeby dovolí), budeme volit f_z co nejvyšší. Mezi další způsoby řízení patří tzv. vektorové řízení či metoda přímého řízení momentu.

8. Brzdění asynchronních motorů

a) Brzdění protiproudem

Rotor se otáčí v obráceném smyslu, než je magnetický tok. To se provede jednoduše přehozením dvou fází přívodu do motoru. Pro omezení proudů se zařadí do obvodu kotvy odpor. Skluz je při tomto způsobu brzdění vždy $s > 1$. Při dosažení nulových otáček je nutné motor odpojit, jinak se začne otáčet obráceným směrem. Z tohoto důvodu se hřídel osazuje čidlem nulových otáček.

b) Brzdění rekuperační

Je třeba přejít do nadsynchronní oblasti (záporného skluzu). Měnič musí umožnit tok výkonu oběma směry. Do sítě je dodáván činný výkon, přičemž jalový (magnetizační) je ze sítě odebírán. Motor pracuje ve II. Kvadrantu.

c) **Brzdění stejnosměrným proudem**

Vinutí motoru se odpojí od střídavé napájecí sítě a připojí na zdroj stejnosměrného napětí. Tím se docílí velký proud ve statorovém vinutí a následně stojící magnetické pole. Do pohybujících se vinutí se tak indukuje napětí, které je zdrojem proudu, čímž vzniká brzdný účinek. Výhodou je brzdění do blízkosti nulových otáček, nevýhodou je potřeba stejnosměrného zdroje napětí. U třífázových motorů můžeme stejnosměrné napětí připojit buď mezi libovolné 2 fáze nebo naopak dvě fáze spojíme paralelně.

9. Jednofázový asynchronní motor

V jednofázovém asynchronním motoru nemůže připojením napětí vzniknout točivé magnetické pole, motor se sám nerozběhne. Aby se motor rozběhl, musí se mu udělit v požadovaném smyslu otáčení nějaká rychlost nebo vytvořit taková nesymetrie, že v požadovaném směru bude symetrická složka proudu větší než ve směru opačném. Toho se dosáhne dalším vinutím (rozběhovým vinutím, pomocná fáze). Toto vinutí je uloženo v motoru tak, že má jinou magnetickou osu než vinutí hlavní. Napětí, které přivedeme na pomocnou fázi je navíc fázově posunuté proti napětí na hlavním vinutí. To se zajistí připojením pomocné fáze přes kondenzátor nebo odpor. Po rozběhu již pomocnou fázi nepotřebujeme (v motoru je již točivé magnetické pole, viz. charakteristika motoru bez pomocné fáze) a můžeme ji vypnout (odpojit například pomocí dvojitého spínače, odstředivého vypínače ap.).
Změnu smyslu otáček můžeme u jednofázového motoru dělat pouze vzájemným přehozením přívodů hlavní a pomocné fáze. Jedině tím dojde ke změně otáčení točivého magnetického pole.

10. Zdroje proměnného kmitočtu

Pro řízení rychlosti asynchronních motorů změnou napájecího kmitočtu jsou nutné měniče kmitočtu, které jsou schopny dodat asynchronnímu motoru nejen potřebný činný výkon, ale i potřebný jalový výkon. Z výkonové elektroniky je známo, že se může jednat buď o přímé měniče kmitočtu, nebo o nepřímé měniče kmitočtu (se stejnosměrným meziobvodem. Kromě toho to mohou být samotné střídače, které jsou napájeny ze zdrojů stejnosměrného napětí nebo proudu. Mezi nejčastěji používané střídače (a tím i měniče kmitočtu) patří napěťové střídače (a tím i nepřímé měniče kmitočtu s napěťovým střídačem). Hlavním úkolem střídačů je vytvoření výstupního střídavého průběhu napětí tak, že lze regulovat frekvenci i napětí. Podle možnosti vytváření výstupního proměnného napětí pak dělíme střídače na *měniče s amplitudovým řízením* a na *měniče se šířkově – pulzní modulací.*

a) Měniče s amplitudovým řízením

Výhodou tohoto způsobu řízení jsou jednoduché řídící i výkonové obvody. Velkou nevýhodou je vysoký obsah harmonických napětí výstupního napětí a nutnost použití řízeného usměrňovače. Další možností je použití neřízeného usměrňovače a následně pulzního měniče. To však již běžné obvody měničů kmitočtu tvoří součástkově, prostorově a tím i cenově náročným. Vzhledem ke špatné dynamice, dané regulací napětím na filtračním kondenzátoru se dnes toto řízení nepoužívá.

b) Měniče se šířkově – pulzní modulací

Napájecí napětí ve stejnosměrném obvodu je konstantní a rovné U_{dmax}. Spínače jsou spínány s větší frekvencí než v předchozím případě. Poměrem šířek kladného a záporného napětí měníme střední hodnotu napětí každého obdélníku. Při vhodném řízení dostáváme sled středních hodnot blízký k sinusovému průběhu[8]. Omezení spínací frekvence je dáno možným spínacím kmitočtem použitých součástek.