

ELEKTRICKÉ POHONY

VÝTAH Z PŘEDNÁŠEK

KAREL ZEMAN, JIŘÍ CIBULKA 2017

Obsah

1	Mechanika elektrického pohonu	4
2	Pohony se stejnosměrnými motory	10
2.1	Stejnoseměrný motor (s cizím buzením) – možnosti regulace, brzdění	10
2.2	Stejnoseměrný sériový motor	13
2.3	Výkonové obvody ss pohonů	14
2.3.1	Střídavá síť	14
2.3.1.1	Ward Leopardovo soustrojí	14
2.3.1.2	Klasický usměrňovač	15
2.3.1.3	Proudový pulsní usměrňovač	17
2.3.2	Stejnoseměrná trolej	18
2.4	Pohon se stejnosměrným motorem s regulací otáček	20
2.4.1	Princip omezování proudu	20
2.4.2	Idealizovaný optimální rozběh motoru na otáčky menší než jmenovité	21
2.4.3	Idealizovaný optimální průběh veličin při rozběhu motoru na vysoké otáčky.	22
2.4.4	Pohon s regulací otáček - motor s konstantním buzením ... max. otáčky menší než otáčky jmenovité	23
2.4.5	Pohon s optimálně odbuzovaným motorem ... otáčky větší než otáčky jmenovité	24
2.5	Návrh parametrů regulačních obvodů	26
2.5.1	Matematický model stejnosměrného motoru s konstantním buzením	26
2.5.2	Matematický model usměrňovače	27
2.5.3	Návrh parametrů regulátorů proudu a rychlosti	27
3	Pohony s asynchronními motory	29
3.1	Opakování vybraných статей z elektrických strojů	29
3.1.1	Princip činnosti asynchronního motoru	29
3.1.1.1	Vznik točivého mg. pole	29
3.1.1.2	Princip vzniku momentu	30
3.1.2	Náhradní schéma asynchronního motoru	30
3.1.3	Pracovní režimy - pohon a brzdění	31
3.1.4	Asynchronní motor – základní vztahy	32
3.1.5	Charakteristiky asynchronního motoru	34
3.1.6	Rozběh motorů s kotvou nakrátko	35
3.1.7	Jednofázový asynchronní motor	39
3.1.8	3fázový motor připojený k 1fázové síti	40
3.2	Asynchronní motor - možnosti regulace	41
3.3	Brzdění asynchronních motorů	46
3.4	Výkonový obvod pohonů s asynchronním motorem	48
3.4.1	Střídavá síť	48
3.4.2	Stejnoseměrná trolej	50
3.5	Regulované pohony s asynchronním motorem	51
3.5.1	Způsoby řízení napětového střídače	51
3.5.2	Napětový střídač v režimech pohon a brzdění	54
3.5.3	Skalární řízení pohonu	57
3.5.3.1	Skalární řízení bez vazby od čidla otáček	58
3.5.3.2	Skalární řízení s vazbou od čidla otáček	61
3.5.4	Vektorové řízení	64
3.5.4.1	Úvod	64
3.5.4.2	Princip vektorového řízení	64

3.5.4.3	Pohon s vektorovým řízením	68
3.5.5	Přímé řízení momentu	70
3.5.5.1	Princip vzniku „točivého pole“	70
3.5.5.2	Dvouhodnotová regulace momentu	71
3.5.5.3	Principiální schéma	71
3.5.5.4	Hlavní metody vyhodnocování sepnutých tranzistorů	72
3.5.6	Srovnání přímého řízení momentu s řízením vektorovým	72
3.5.7	Regulace napětového pulsního usměrňovače	72
4	Pohony se synchronním motorem	73
4.1	Princip vytváření momentu v synchronním motoru	73
4.2	Druhy synchronních motorů	74
4.3	Motor připojený k síti	75
4.3.1	Fázorový diagram	75
4.3.2	Moment motoru	76
4.3.3	Vlastnosti neregulovaného motoru	76
4.3.4	„Asynchronní“ rozběh motoru	78
4.4	Motor napájený měničem kmitočtu	79
4.4.1	Ustálený stav	79
4.4.2	Přechodný děj	80
4.5	Regulace synchronních motorů	81
4.5.1	Vztahy pro moment	81
4.5.2	Odbuzování motoru s permanentními magnety	81
4.5.3	? Skalární řízení ?	82
4.5.4	Vektorové řízení	82
4.5.4.1	Princip	82
4.5.4.2	Vektorové řízení – motor s permanentními magnety	83
4.5.4.3	Vektorové řízení – motor s budícím vinutím	84
4.5.5	„Ventilový“ motor	85
4.5.5.1	Princip činnosti	85
4.5.5.2	Principiální schéma pohonu	86
5	Bezkartáčový stejnosměrný motor	87
5.1	Princip	87
5.2	Strukturní schéma pohonu	87
6	Speciální typy elektropohonů	89
6.1	Pohony s lineárními motory	89
6.2	Pohony s reluktančními motory	91
6.3	Pohony s krokovými motory	92
7	Mikropočítačové řízení pohonů	93
7.1	Princip činnosti ... počítač + pohon	93
7.2	Přibližná syntéza číslicových regulátorů	94
7.3	Číslicové ekvivalenty spojitých regulátorů	94
8	Dimenzování motorů a měničů	98
8.1	Obecné úvahy	98
8.2	Návrh typové velikosti motoru	99
8.3	Vybrané příklady	103
9	Elektromagnetická kompatibilita pohonů	105
9.1	Průběh proudu odebíraného pohonem ze sítě	105
9.2	Kompenzace harmonických proudů	107
9.3	Kompenzace účinníku	108

1 Mechanika elektrického pohonu

Opakování základů mechaniky

Přímotýpový pohyb

Dráha s

$$[s] = m$$

Rychlost $v = \frac{ds}{dt}$

$$[v] = m/s$$

zrychlení $a = \frac{dv}{dt}$

$$[a] = m/s^2$$

Síla F

$$[F] = N$$

Hmotnost m

$$[m] = kg$$

Druhý Newtonův zákon vychází z identity:

Impuls síly $F \cdot dt$ je rovny změně hybnosti $m \cdot dv$

$$F \cdot dt = m \cdot dv \Rightarrow F = m \cdot \frac{dv}{dt} = m \cdot a$$

$$\underline{\underline{F = m \cdot a}}$$

$$[F] = N = \frac{kg \cdot m}{s^2}$$

Práce, energie

$$W = \int F ds \quad [W] = J = Nm = Ws$$

kinetická energie

$$W = \int F \cdot ds = \int m \cdot a \cdot ds = \int m \cdot \frac{dv}{dt} \cdot v \cdot dt = \int m \cdot v \cdot dv$$

$$\underline{\underline{W_{kin} = \frac{1}{2} m \cdot v^2}}$$

$$[W_{kin}] = kg \frac{m^2}{s^2} = Nm = J$$

$$\text{výkon} \quad P = \frac{dW}{dt} = \frac{F \cdot ds}{dt} = F \cdot v$$

$$\underline{\underline{P = F \cdot v}}$$

$$[P] = W = \frac{J}{s} \Rightarrow J = Ws$$

$$[P] = N \cdot \frac{m}{s} = \frac{J}{s} = \frac{Ws}{s} = W$$

Rotáciu pohyb

úhlová rychlost $\omega = \frac{v}{R}$ $[\omega] = \frac{m/s}{m} = \frac{1}{s}$

úhlová poloha $\varphi = \int \omega dt$, $\omega = \frac{d\varphi}{dt}$ $[\omega] = \frac{\text{rad}}{s}$

Pozn.: v literatuře jsou uváděny obě jednotky ω

Moment $\underline{M = F \cdot R}$ $[M] = Nm$

$$F = m \cdot a = m \cdot \frac{dv}{dt} = m \cdot R \cdot \frac{d\omega}{dt}$$

$$M = F \cdot R = m \cdot R^2 \cdot \frac{d\omega}{dt}, \quad m \cdot R^2 = J \quad \text{moment setrvačnosti}$$

$$\underline{M = J \cdot \frac{d\omega}{dt}} \quad [M] = Nm = kg m^2 \frac{1/s}{s} =$$

$$= \frac{kg m}{s^2} \cdot m$$

Výkon $P = F \cdot v = F \cdot R \omega = M \cdot \omega$

$$\underline{P = M \cdot \omega} \quad [P] = Nm \cdot \frac{1}{s} = \frac{J}{s} = \frac{Ws}{s} = W$$

kinetická energie

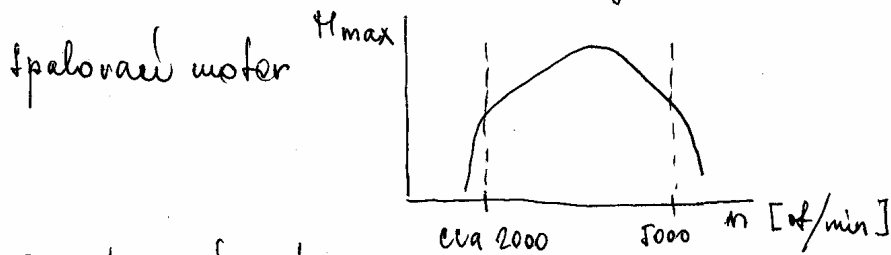
$$W = \frac{1}{2} m v^2 = \frac{1}{2} m (R \cdot \omega)^2 = \frac{1}{2} m \cdot R^2 \cdot \omega^2$$

$$\underline{W = \frac{1}{2} J \cdot \omega^2} \quad [W] = kg m^2 \cdot \frac{1}{s^2} = \frac{kg m}{s^2} \cdot m =$$

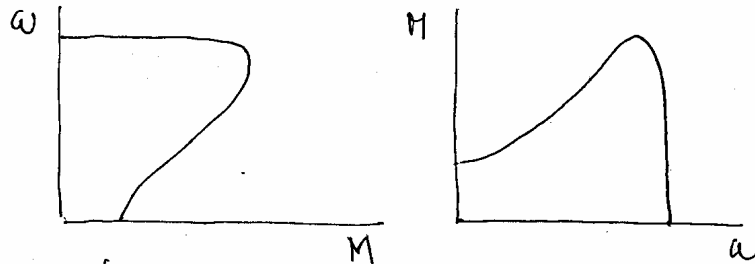
$$= N \cdot m = J = Ws$$

! Pozn.: Na síti je sledován text
... EP / st. texty / jednotky veličin. doc

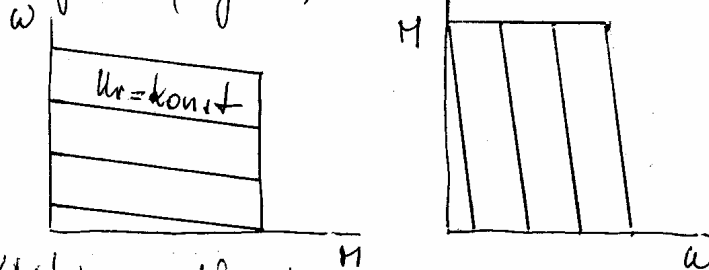
Momentové charakteristiky motorů



Asynchronní motor



Regulovaný motor
(st., asynchron., synchron.)



ω_r ... řídicí signál pohonu

Vztahy pro oblovoú rychlost:

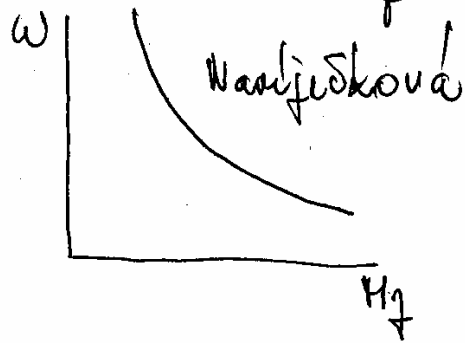
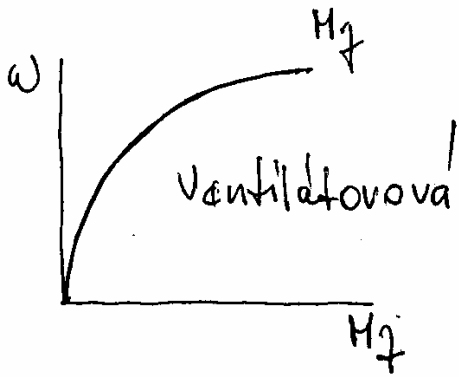
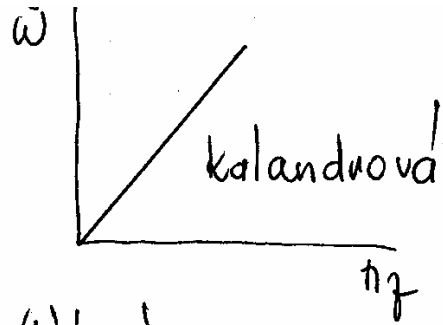
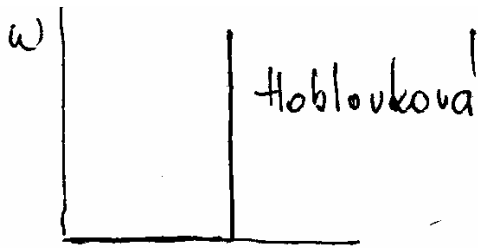
$$\omega = \frac{v}{R} = \frac{v}{m} \quad \left[\frac{1}{s} \right] \quad \omega = 2\pi \cdot f \quad \left[\frac{1}{s} \right] \quad \omega = \frac{\pi \cdot n}{30} \quad \left[\frac{ot}{min} \right]$$

Charakteristiky momentové zátěže

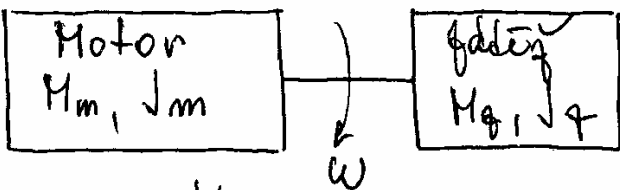
- Hobloková ... pohony šoupátek, ventilů, pojezdy, pohony mlýnů a hoblovek
 $M_z = \text{konst}$, $P = M_z \cdot \omega = k \cdot \omega$
- Kalandrová ... papírenské stroje, textilní stroje
 $M_z = k \cdot \omega$, $P = M_z \cdot \omega = k \cdot \omega^2$
- Ventilátorová ... ventilátory, čerpadla
 $M_z = k \cdot \omega^2$, $P = M_z \cdot \omega = k \cdot \omega^3$
- Navíječková ... navíječky drátů, plechů apod.

Navíjecí tah $T = \text{konst}$, rychlost navíjeného pasu $v = \text{konst}$, poloměr svitku $R = \frac{v}{\omega}$

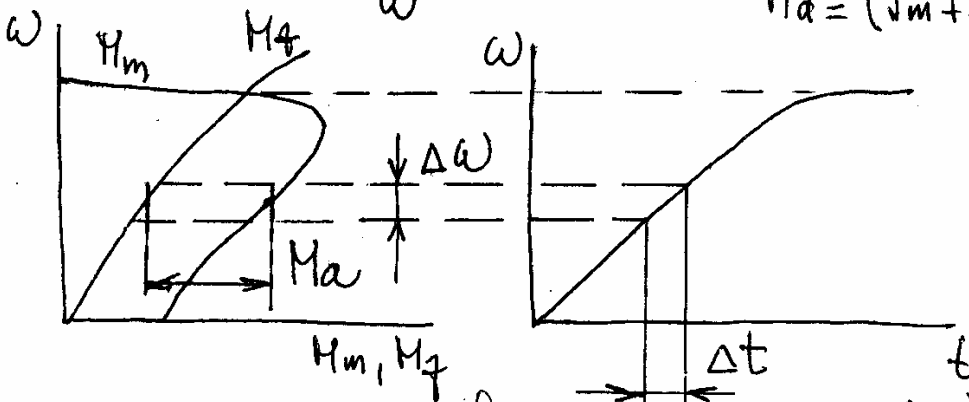
$$M = T \cdot R = T \cdot \frac{v}{\omega} = \frac{k}{\omega}, \quad P = T \cdot v = \text{konst}$$



Dynamika ob. pohonu



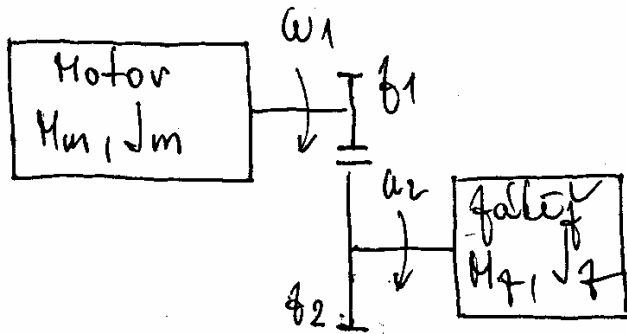
$M_m = M_z + M_a$
 $M_a \dots$ akcelerace!
 $M_a = (J_m + J_z) \frac{d\omega}{dt}$



Princíp numerického výpočtu $\omega = f(t)$:

$$M_a = J_c \frac{d\omega}{dt} \approx J_c \frac{\Delta\omega}{\Delta t} \Rightarrow \Delta t = J_c \cdot \frac{\Delta\omega}{M_a}$$

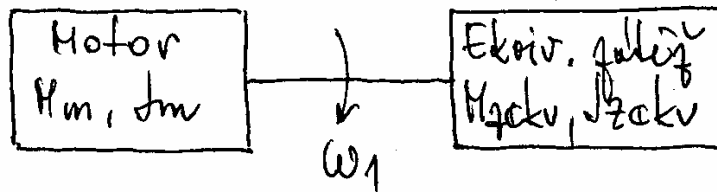
Motor, převodovka, řadič



Výpočet M_{gkv}

$$P_g = M_g \cdot \omega_2 = M_{gkv} \cdot \omega_1$$

$$M_{gkv} = M_g \frac{\omega_2}{\omega_1} = M_g \frac{\Phi_1}{\Phi_2}$$



Princip převodu:
 M_{gkv} ... rovnost výkonů
 J_{gkv} ... rovnost kin. energií

Výpočet J_{gkv}

$$W_g = \frac{1}{2} J_g \omega_2^2 = \frac{1}{2} J_{gkv} \omega_1^2 \Rightarrow$$

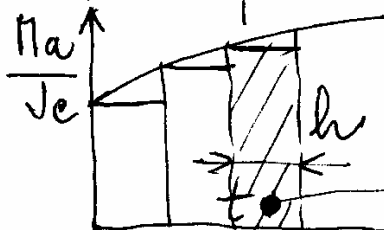
$$J_{gkv} = J_g \cdot \left(\frac{\omega_2}{\omega_1}\right)^2 = J_g \left(\frac{\Phi_1}{\Phi_2}\right)^2$$

Stavové rovnice pohonu

$$\left. \begin{aligned} M_m - M_{gkv} = M_a &= (J_m + J_{gkv}) \frac{d\omega_1}{dt} \\ \Psi_1 &= \int a_1 dt \end{aligned} \right\} \Rightarrow \begin{aligned} a_1 &= \frac{M_a}{J_e} \\ \dot{\Psi}_1 &= \omega_1 \end{aligned}$$

Numerické výpočty příkladu vlivů

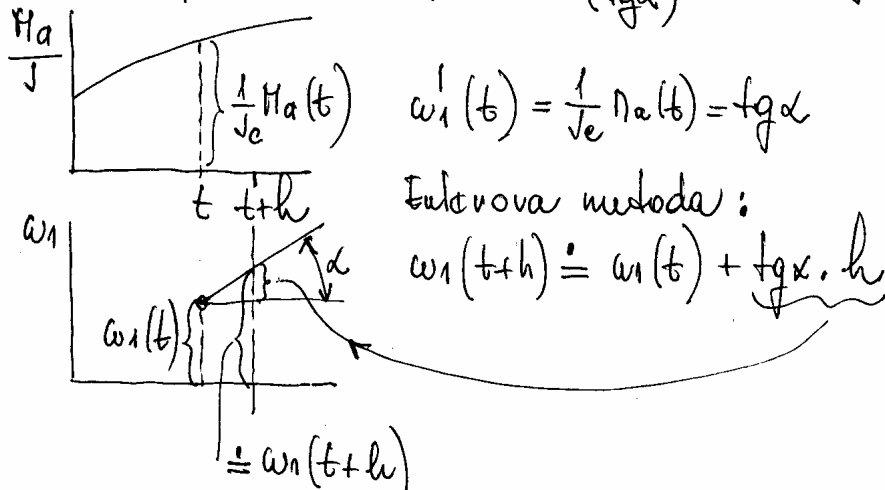
1. princip: Integrál = plocha pod křivkou funkce



$$\omega_1(t+h) = \omega_1(t) + \frac{1}{J_e} M_a(t) \cdot h$$

„Obdelková“ integrace

2. princip: Derivace funkce = směnnice tečny
(tg α)



Příklad výpočtu veličin pohonu – Eulerova integrační metoda

Pohybové rovnice:

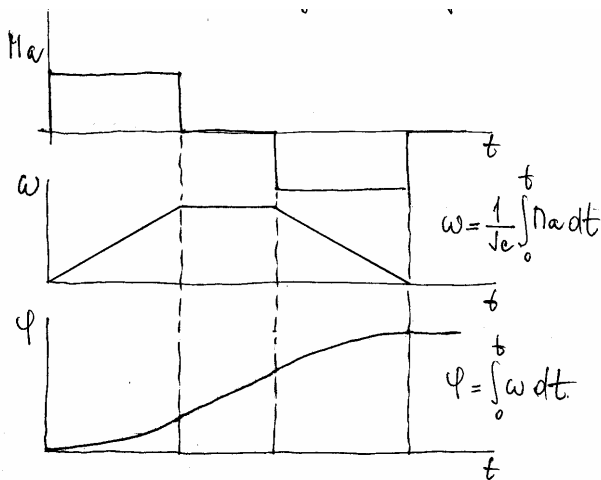
$$M_a = J_c \cdot \frac{d\omega}{dt}$$

$$\varphi = \int_0^t \omega \cdot dt$$

Stavové rovnice:

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{J_c} \cdot M_a$$

$$\frac{d\varphi}{dt} = \omega$$



Struktura programu:

$$\omega = \omega_0;$$

$$\varphi = \varphi_0;$$

Pozn.: Nutno zadat počáteční hodnoty všech stavových veličin.

$$\text{Cykl } t = 0 \div tk;$$

$$M = M(t); M_z = M_z(t);$$

$$M_a = M - M_z;$$

$$\varepsilon_\omega = \frac{1}{J_c} \cdot M_a;$$

$$\varepsilon_\varphi = \omega;$$

$$t \leftarrow t + h;$$

$$\omega \leftarrow \omega + \varepsilon_\omega \cdot h;$$

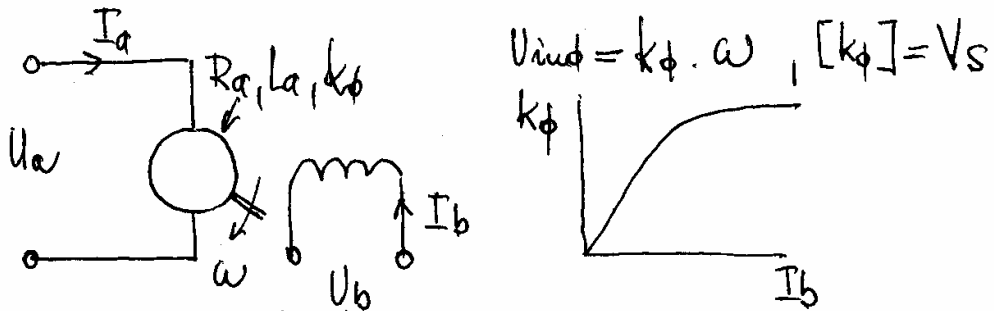
$$\varphi \leftarrow \varphi + \varepsilon_\varphi \cdot h;$$

Krok času h musí být při použití Eulerovy metody velmi malý (průběh veličiny je nahrazen tečnou).

Při ladění programu je nutno tak dlouho zmenšovat h , až jsou výsledky výpočtu na velikosti h nezávislé.

2 Pohony se stejnosměrnými motory

2.1 Stejnosměrný motor (s cizím buzením) – možnosti regulace, brzdění



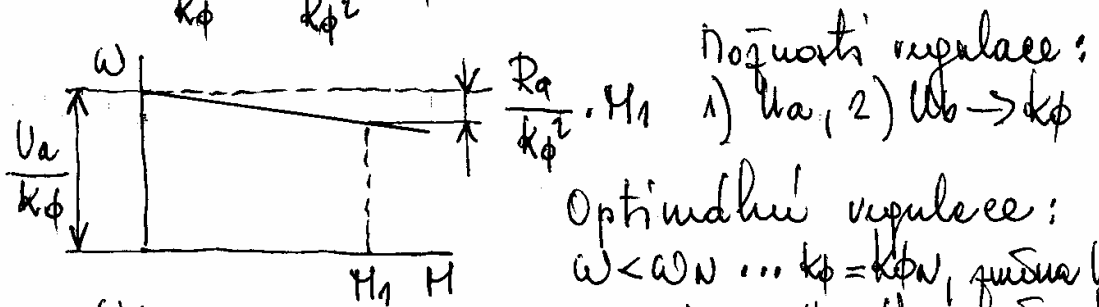
$$U_a = R_a I_a + L_a \frac{dI_a}{dt} + U_{ind}$$

Ustálený stav: $U_a = R_a I_a + k\phi \cdot \omega \Rightarrow$

$$\omega = \frac{U_a}{k\phi} - \frac{R_a}{k\phi} \cdot I_a$$

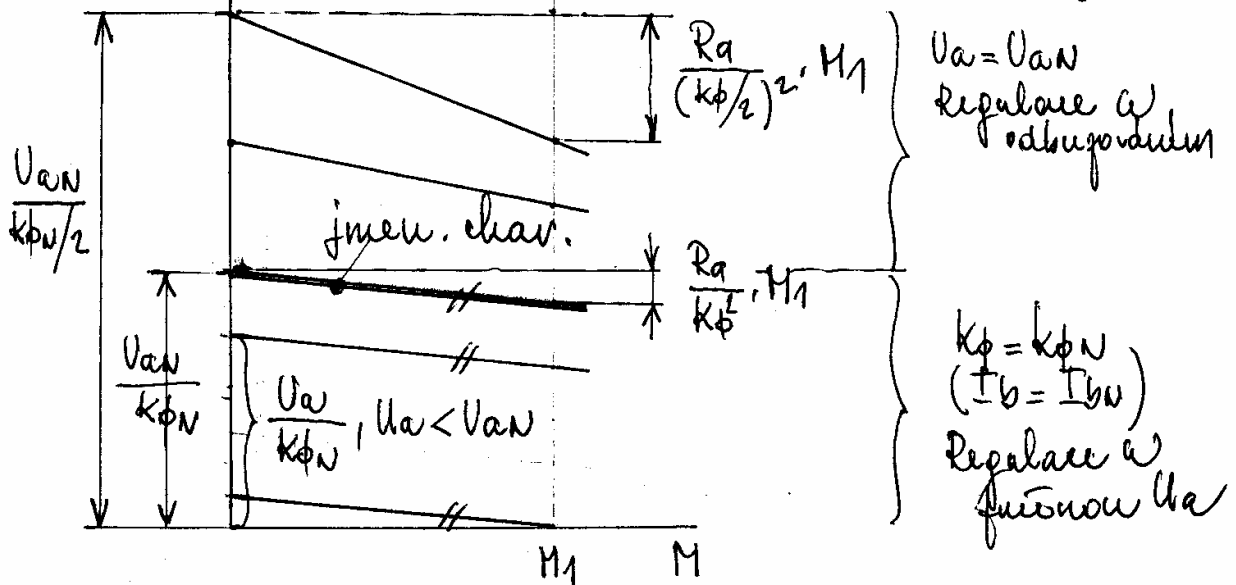
$$M = \frac{P}{\omega} = \frac{U_{ind} \cdot I_a}{\omega} = k\phi \cdot I_a$$

$$\omega = \frac{U_a}{k\phi} - \frac{R_a}{k\phi^2} \cdot M$$

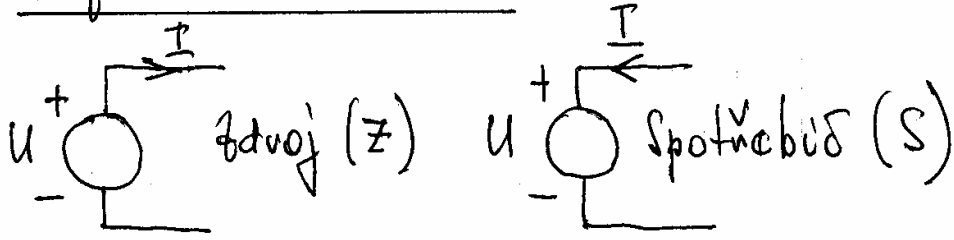


Optimální regulace:

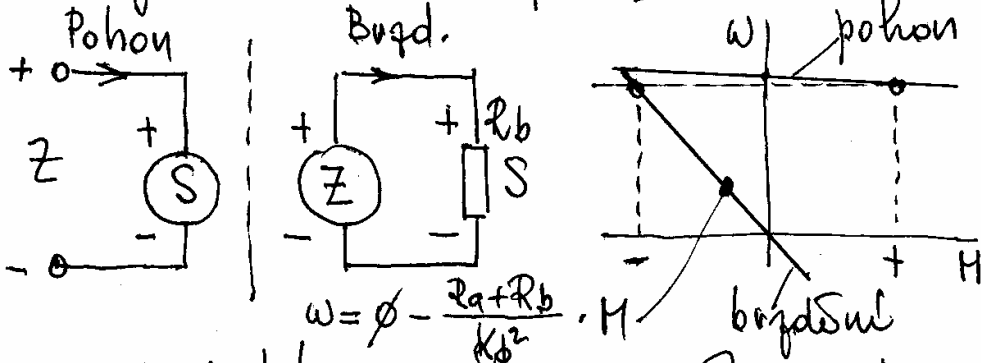
$\omega < \omega_N \dots k\phi = k\phi_N$, $U_a = U_a$
 $\omega > \omega_N \dots U_a = U_a$, $U_\phi = U_\phi$



Brzdění ss motoru



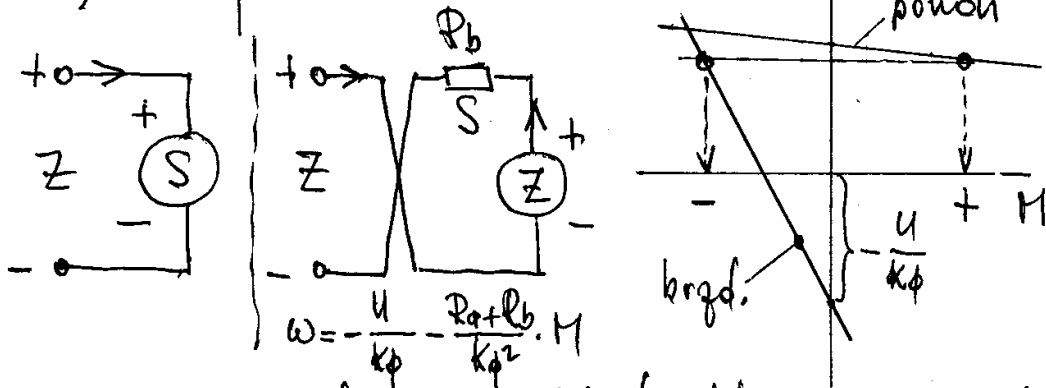
1) Dynamické (do odporu)



$$\omega = \phi - \frac{R_a + R_b}{k_\phi^2} \cdot M$$

kinetická energie se uvolní v odporu R_b (nevyužívá se)

2) Protiproudem

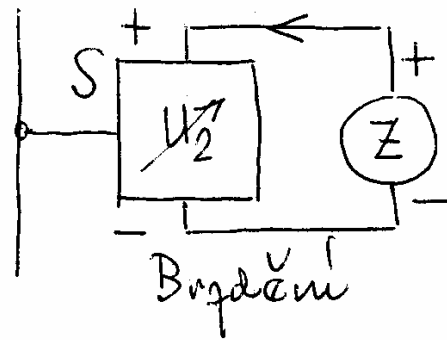
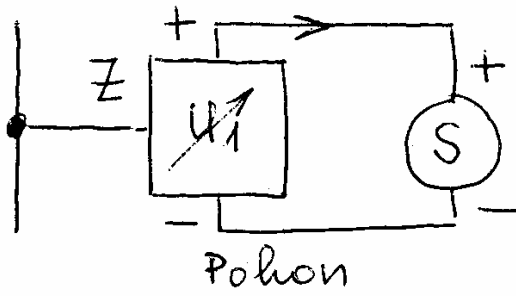


$$\omega = -\frac{U}{k_\phi} - \frac{R_a + R_b}{k_\phi^2} \cdot M$$

Při brzdění se odeklivá výkon je ss vlt.
kinetická energie + odekliv. výkon je vlt se
uvolní v odporu R_b ($R_b \dots$ cca 2x větší než
při brzdění dynamem.)

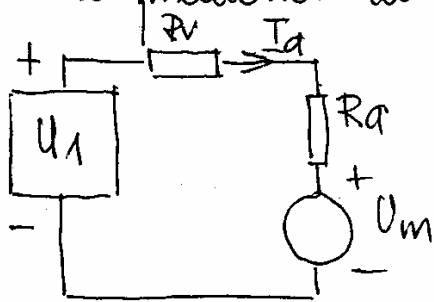
Brzd. protiproudem, energetický výkon uvol-
něný (činnost, energie se využívá a jistě se
odeklivá energie je vlt)

3) Rekuperace

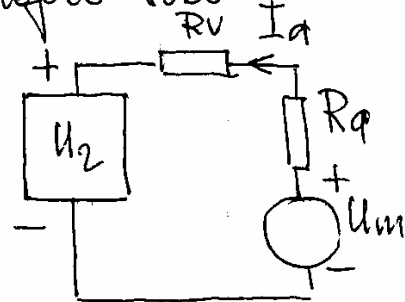


Napájecí zdroj:

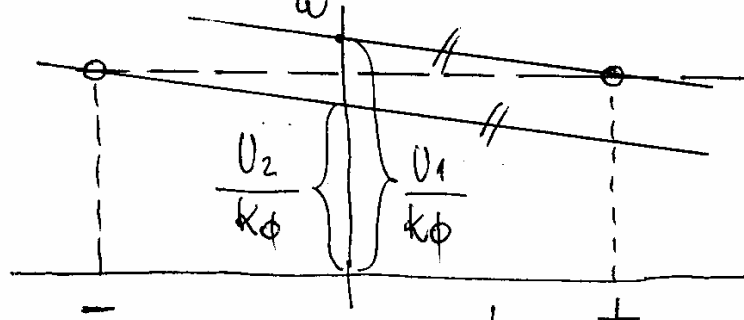
- 1) Proměnné napětí
- 2) schopnost odčítat energii z motoru a přidávat do napájecí sítě



$$U_1 = U_m + |I_a|(R_v + R_a)$$



$$U_2 = U_m - |I_a|(R_v + R_a)$$



Při rekuperativním brzdění se kinetická energie motoru a zároveň předává do napájecí sítě \Rightarrow z energetického hlediska je rekuperativní brzdění nejvýhodnější

2.2 Stejnoseměrný sériový motor

Sériový motor má budící zapojeno v sérii s kotvou.

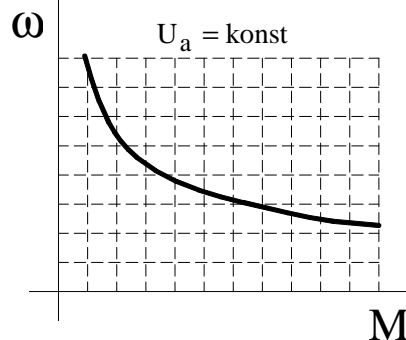
Zjednodušující předpoklady:

- Lineární magnetizační charakteristiku magnetického obvodu $\Rightarrow K_{\Phi} = K_I \cdot I_a$
- Úbytky napětí na budícím vinutí a na vinutí kotvy malé $\Rightarrow U_{\text{ind}} \cong U_a$

Základní vztahy:

- $M = K_{\Phi} \cdot I_a = K_I \cdot I_a^2$
- $U_{\text{ind}} = K_{\Phi} \cdot \omega = K_I \cdot I_a \cdot \omega = K_I \cdot \sqrt{\frac{M}{K_I}} \cdot \omega \cong U_a$,

- $\omega^2 = \frac{K_U}{M}$, $K_U \cong \frac{U_a^2}{K_I}$



Sériový motor je velmi výhodný pro trakční pohony :

Jízda do vrchu ... rychlost klesá, moment roste (bez změny napětí, bez změny převodu převodovky)

V současných trakčních pohonech se však sériový motor nevyužívá z těchto důvodů:

- (Motor s cizím buzením + regulovaný polovodičový měnič) ... vhodnou volbou regulačního algoritmu lze nastavit libovolnou momentovou charakteristiku (tedy i charakteristiku shodnou se sériovým motorem).
- Pohon s motorem se sériovým buzením je nutno dovybavit (přepínač, usměrňovač) tak, aby se při rekuperativním brzdění nezměnila polarita indukovaného napětí (pak by vznikl dvojnásobný zkrat).

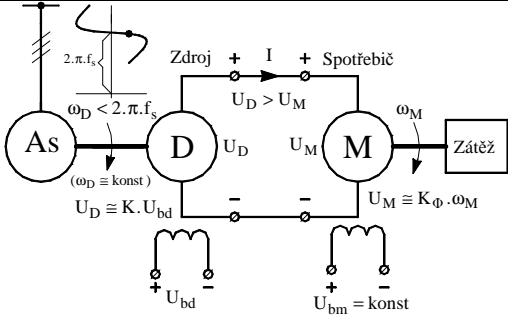
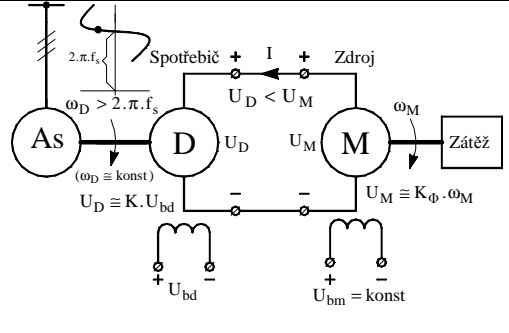
2.3 Výkonové obvody ss pohonů

2.3.1 Střídavá síť

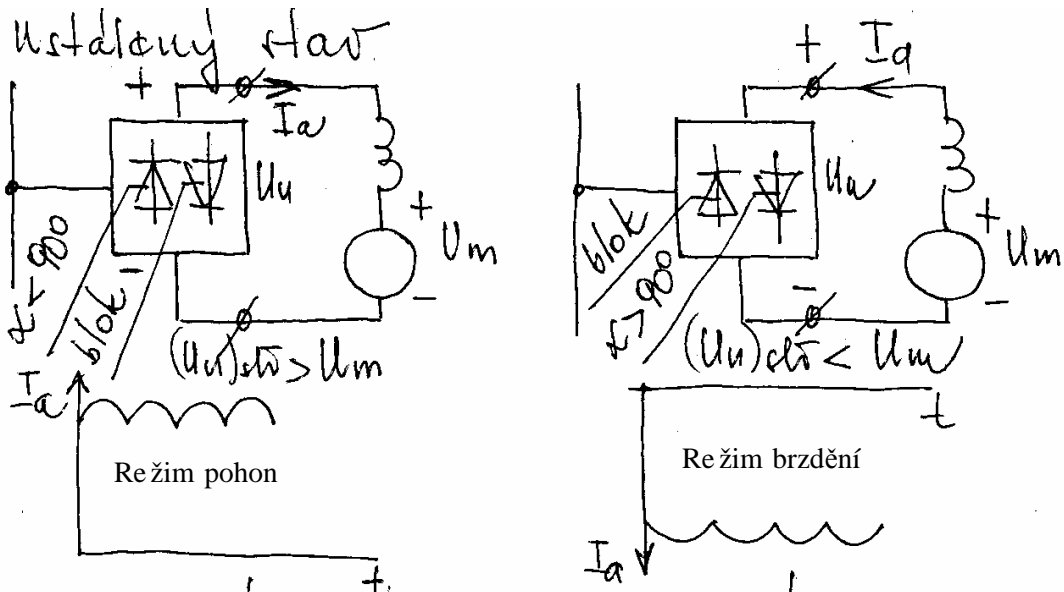
2.3.1.1 Ward Leopardovo soustrojí

Princip činnosti:

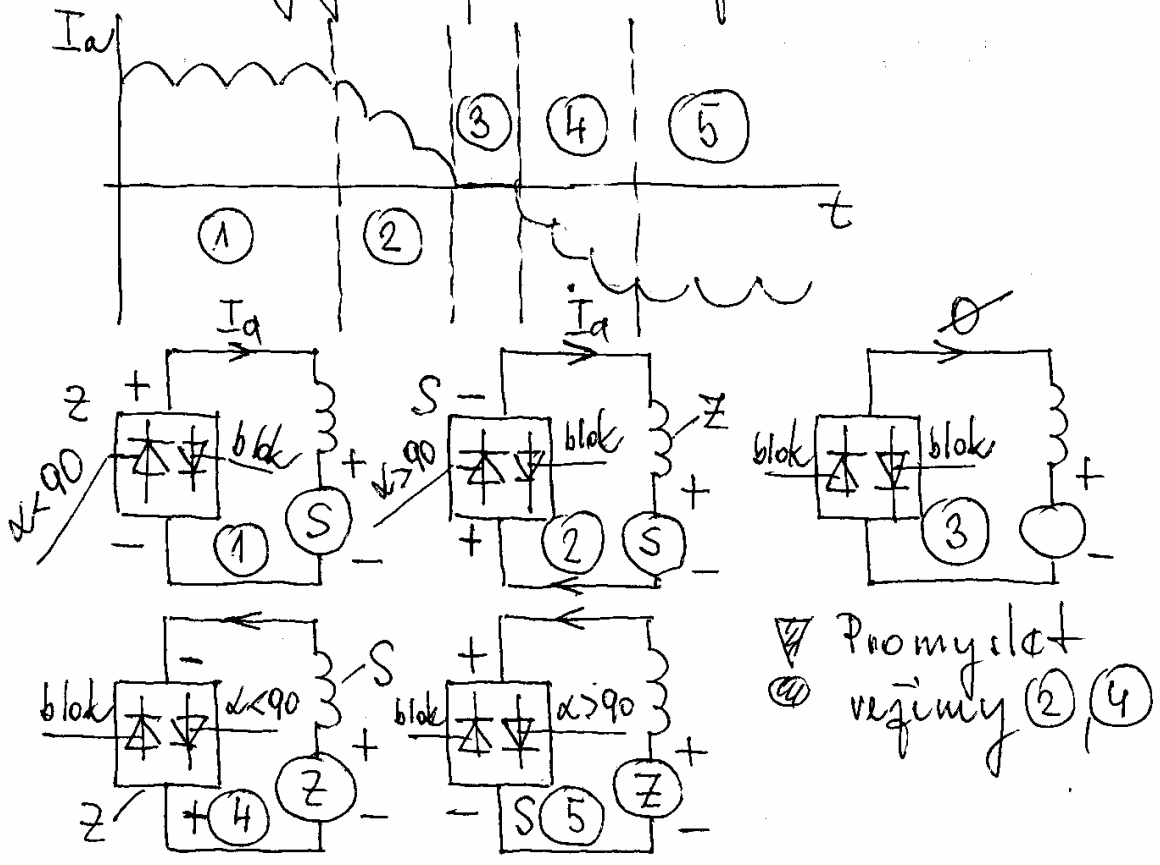
- Asynchronní motor + dynamo ... zdroj stejnosměrného napětí
 - Napětí dynama U_D lze měnit prostřednictvím budicího napětí U_{bd} ($\omega_D \cong \text{konst}$)
 - V ustáleném stavu je $U_D \cong U_M \cong K_\Phi \cdot \omega_M$.
- \Rightarrow V příp. $U_{bm} = \text{konst}$ ($K_\Phi = \text{konst}$) platí $\omega_M \approx U_{bd}$ (pokud dynamo pracuje v lineární části char.)

Pohon	Brzdění
	
<ul style="list-style-type: none"> • Dynamo je nabuzeno tak, aby $U_D > U_M$ (v obvodu kotev jsou malé ohmické odpory $\Rightarrow U_D \cong U_M$) • Asynchronní motor zatěžovaný dynamem pracuje v motorickém režimu (odebírá ze sítě výkon) 	<ul style="list-style-type: none"> • Dynamo je nabuzeno tak, aby $U_D < U_M$ • Obrátí se tok výkonu ... M pracuje jako dynamo, D pracuje jako motor • D roztáčí hřídel na otáčky vyšší než otáčky synchronní ... asynchronní motor pracuje v generátorickém režimu. • Kinetická energie zátěže a M je dodávána do sítě.

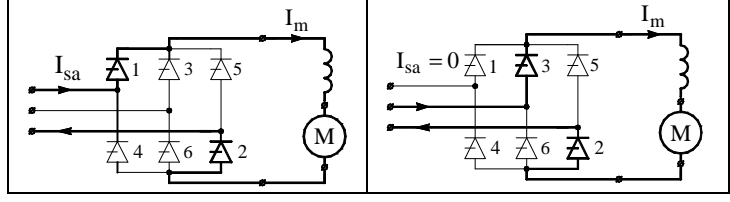
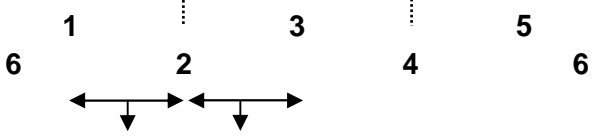
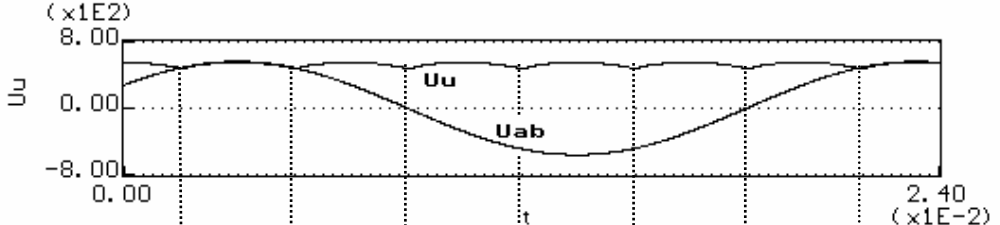
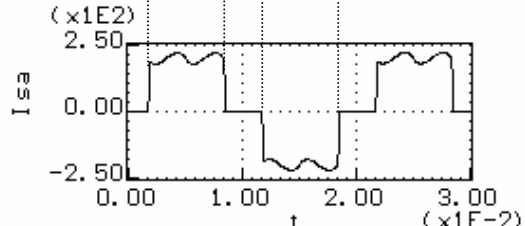
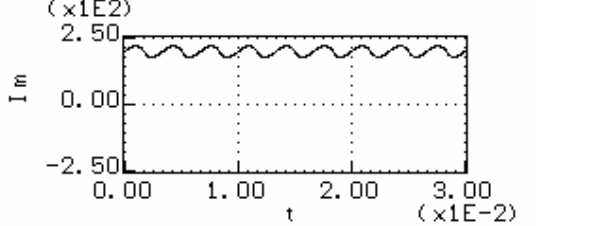
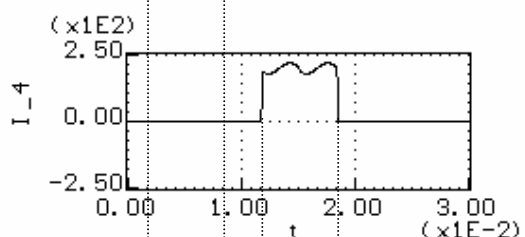
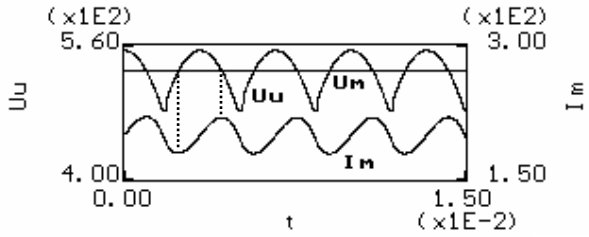
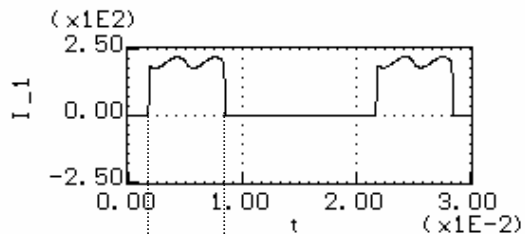
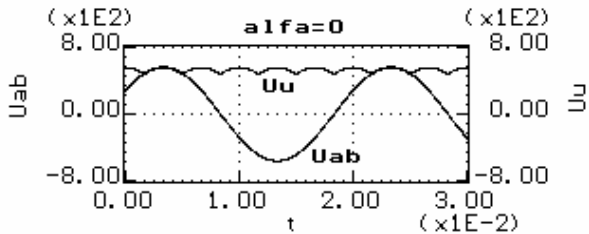
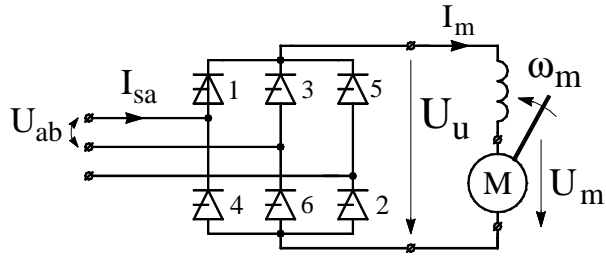
2.3.1.2 Klasický usměrňovač



Přechodný jev pohon \rightarrow brzdění



3f můstek - proud odebíraný ze sítě



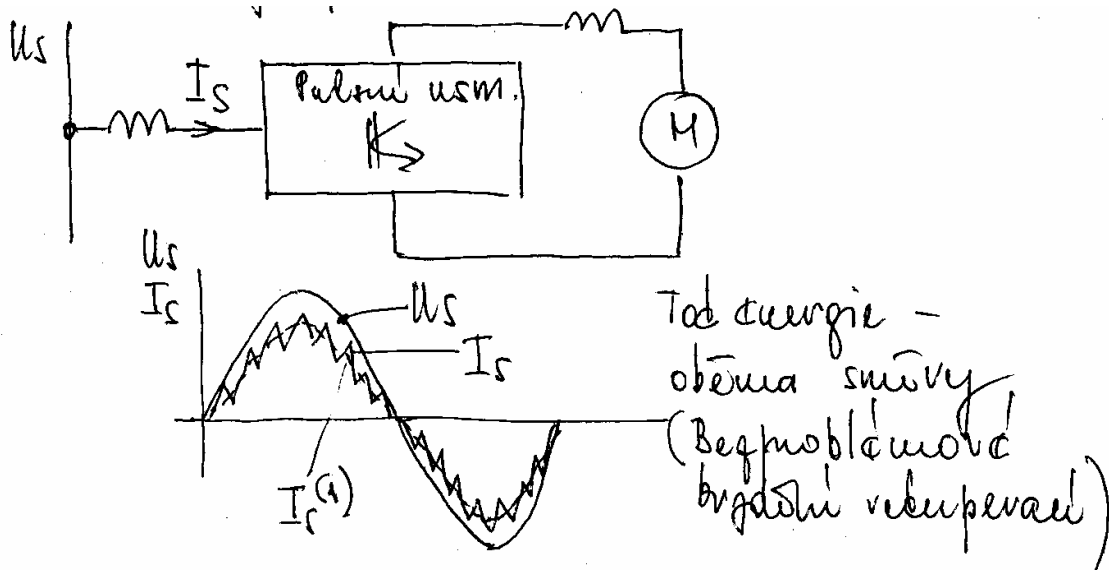
- $\omega_m = 0 \quad \dots \alpha \rightarrow 90^\circ$
- $\omega_m = \max \quad \dots \alpha \rightarrow 0$
- Fázový posun 1. harmonické proudu $I_{sa} \varphi \cong \alpha$

Problematické vlastnosti popisovaného pohonu:

- V pracovních cyklech s proměnnými otáčkami se rychle mění $\cos(\varphi)$ (obtížná kompenzace)
- Proud I_{sa} je nesinusový, vyšší harmonické proudy I_{sa}
 - způsobují ztráty ve vedení
 - deformují napětí sítě

Pozn.: podrobněji ... viz kap. 0

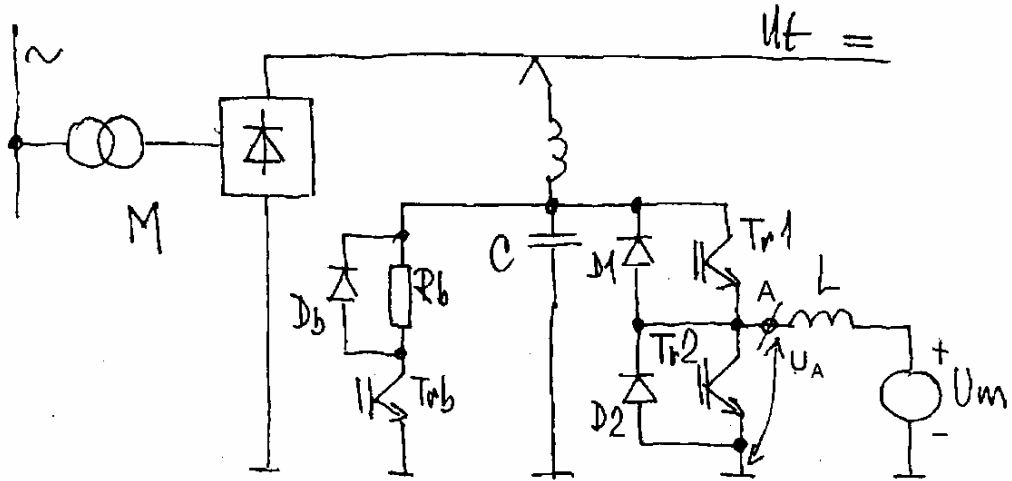
2.3.1.3 Proudový pulsní usměrňovač



Proudový pulsní usměrňovač odebírá ze sítě sinusový proud s malou harmonickou složkou o kmitočtu (1 – 10) kHz s $\cos(\varphi) = 1$.

Cena pulsního usměrňovače je samozřejmě vyšší než cena klasického usměrňovače.

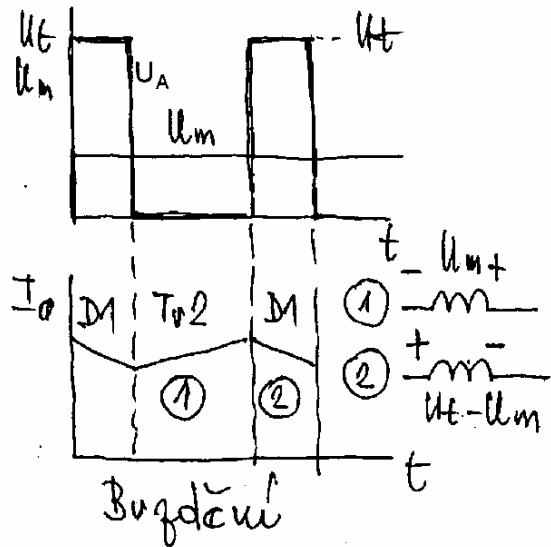
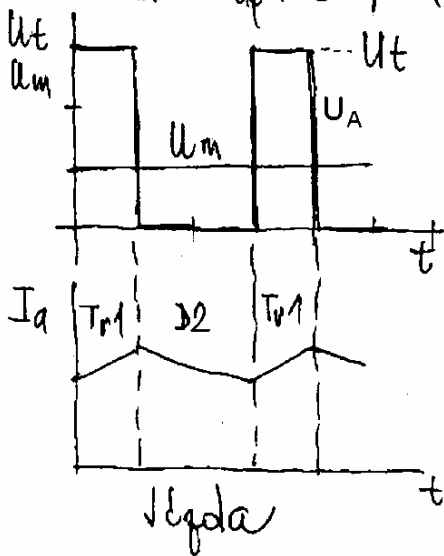
2.3.2 Stejnosměrná trolej



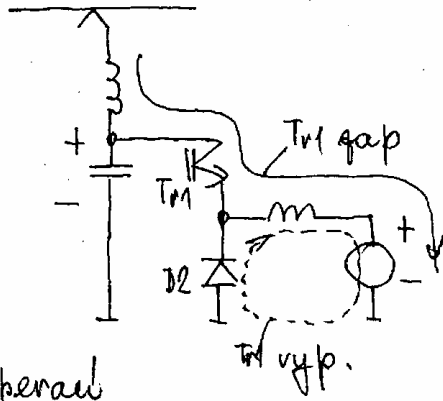
R ... „několoná“ - obvykle s diodovým usměr.
 $Tr1, D2$... „snížovací“ polovodičové
 $Tr2, D1$... „zvýšovací“ polovodičové
 Rb, Trb, Db ... polovodičový brzdný odpor

Princip řízení !

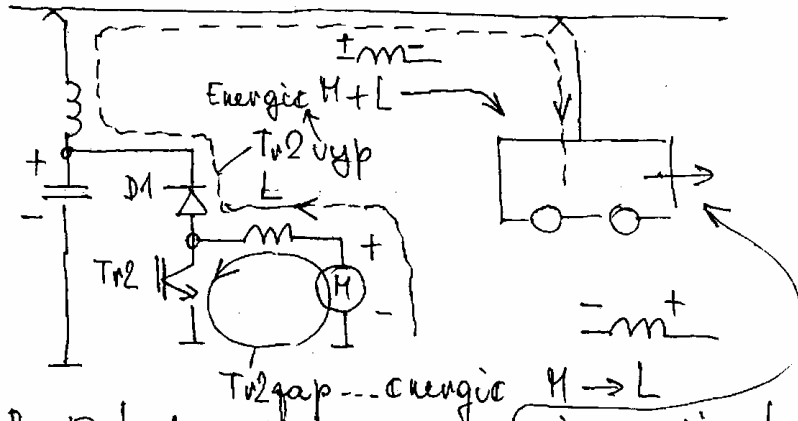
- $U_m = k_p \cdot \omega$, $(U_A)_{str} = U_m$



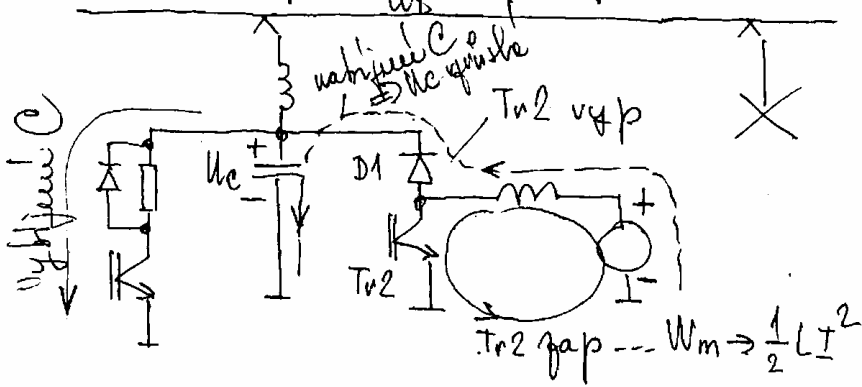
Neqda



Brzdění reálnou



Brzdění do odporu - 2. tuami vaj energii uebere



2.4 Pohon se stejnosměrným motorem s regulací otáček

2.4.1 Princip omezování proudu

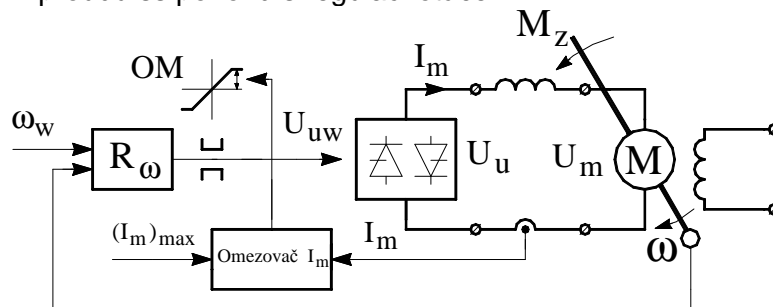
Vinutí kotvy stejnosměrného motoru má velmi malý ohmický odpor R_m . Pokud je na svorky motoru připojeno nevhodné napětí, vznikají velké nadproudy. Regulace otáček by proto měla být vždy doplněna omezováním proudu.

Ustálený stav pohonu lze popsat následujícími vztahy:
(Veličiny ... viz následující obrázek)

$$\begin{aligned} U_u &= R_{tl} \cdot I_m + U_m \\ U_m &= R_m \cdot I_m + U_{ind} \\ U_{ind} &= K_\Phi \cdot \omega \end{aligned}$$

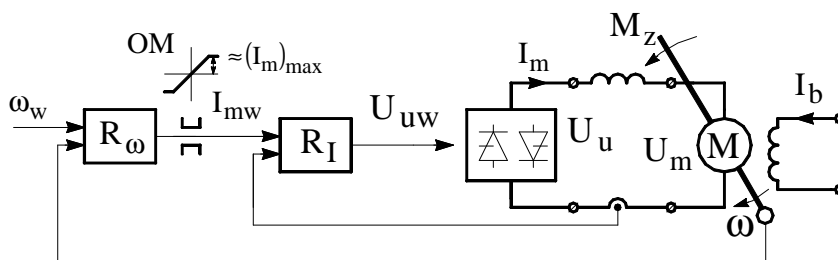
Odporů tlumivky R_{tl} a motoru R_m jsou velmi malé. Pokud nemá vzniknout nadproud, musí v ustáleném stavu přibližně platit: $U_u \cong U_{ind}$.

Princip omezování proudu ss pohonů s regulací otáček:



- Během rozběhu je $\omega_w > \omega \Rightarrow$ omezovač OM je nasycen, regulátor otáček je proto nefunkční. Omezovač I_m nastaví $U_{uw} = U_u = R_\Sigma \cdot I_m + K_\Phi \cdot \omega \cong K_\Phi \cdot \omega \dots$ motorem protéká zadaný maximální proud $(I_m)_{max}$.
- Krátce před dokončení rozběhu nastane $\omega_w \cong \omega$. Omezovač I_m je nefunkční. Regulátor otáček zadá takový signál U_{uw} , při kterém je $\omega_w = \omega$.

Omezování proudu je většinou realizováno zdánlivě složitěji ... podřazenou (trvale pracující) regulační smyčkou proudu.



- Během rozběhu je $\omega_w > \omega \Rightarrow$ omezovač OM je nasycen, regulátor otáček je proto nefunkční. Omezovač OM zadává regulátoru proudu požadovanou hodnotu $I_{mw} = (I_m)_{max}$. Regulátor proudu R_I zajistí $U_{uw} = U_u = R_\Sigma \cdot I_m + K_\Phi \cdot \omega \cong K_\Phi \cdot \omega$.
- Krátce před dokončení rozběhu nastane $\omega_w \cong \omega$. Omezovač OM začne pracovat v lineární části charakteristiky. Regulátor otáček zadá takový signál I_{mw} , při kterém je $\omega_w = \omega$.

Pozn.:

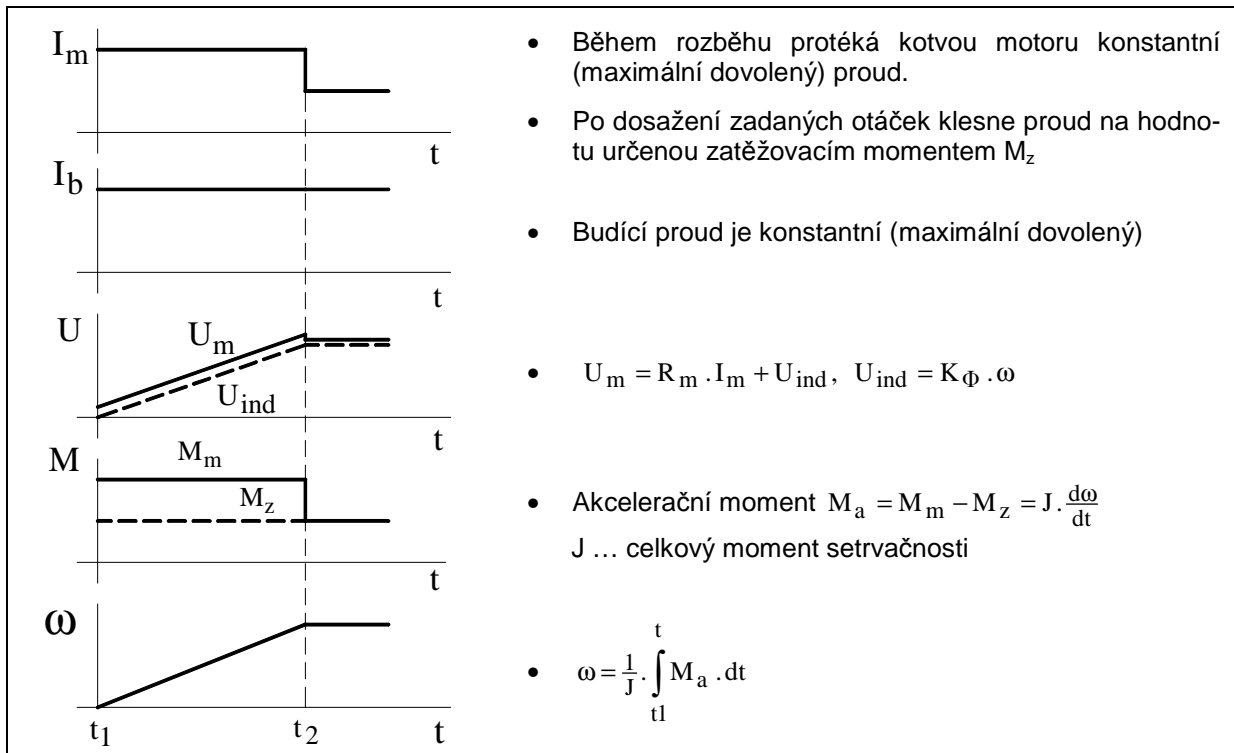
Trvale zapojená proudová smyčka stabilizuje regulační systém.

$M_m = K_\Phi \cdot I_m = J \cdot \frac{d\omega}{dt} + M_z \Rightarrow I_m \approx \frac{d\omega}{dt} \Rightarrow$ proudová zpětná vazba má obdobný vliv jako zpětná vazba od derivace otáček.

2.4.2 Idealizovaný optimální rozběh motoru na otáčky menší než jmenovité

„Idealizovaný“... nekonečně rychlé změny proudu kotvy motoru I_m

„Optimální“ ... co nejkratší doba rozběhu \Rightarrow co největší proud kotvy i magnetický tok



2.4.3 Idealizovaný optimální průběh veličin při rozběhu motoru na vysoké otáčky.

Pracovní režimy:

1 ... Maximální proud kotvy I_m , jmenovitý budící proud I_b
(Krátkodobě může být I_m větší než proud jmenovitý)

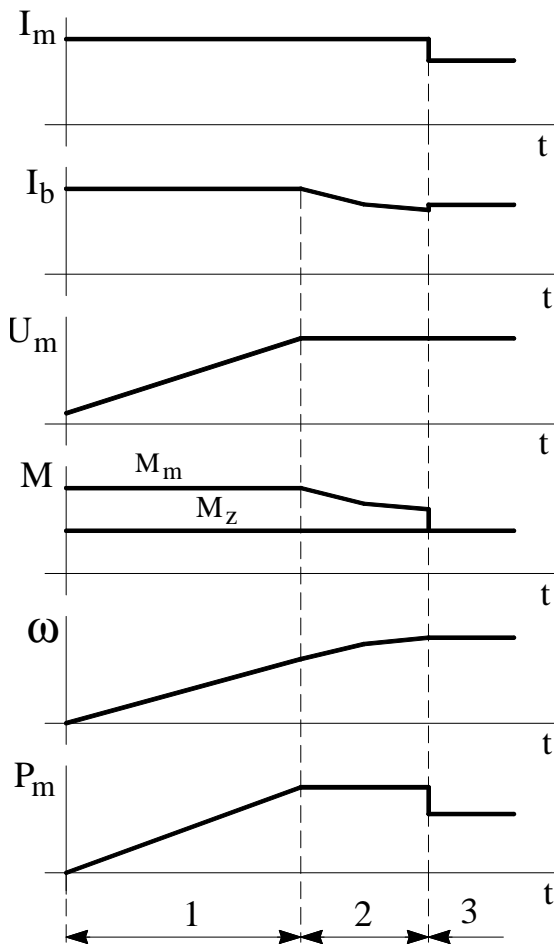
2 ... Maximální proud kotvy I_m , maximální dovolené napětí motoru U_m (motor se odbuzuje).

Režim 2 může nastat pouze při $\omega > \omega_N$

3... Regulace otáček ω na zadanou hodnotu

Proud kotvy odpovídá zatěžovacímu momentu

Maximální dosažitelný moment motoru M_m



- Po celou dobu rozběhu je proud kotvy I_m maximální
- Proud rozběhnutého motoru odpovídá zatěžovacímu momentu

- V režimech 2, 3 je budící proud regulován tak, aby napětí motoru U_m bylo jmenovité (konstantní)

Pozn.: Nepatrný vzrůst I_b na začátku režimu 3 je vyvolán poklesem I_m ... viz následující vztahy

- Napětí na svorkách kotvy
 $U_m = R_m \cdot I_m + K_\Phi \cdot \omega \cong K_\Phi \cdot \omega$
 $K_\Phi = f(I_b) \dots [Vs]$

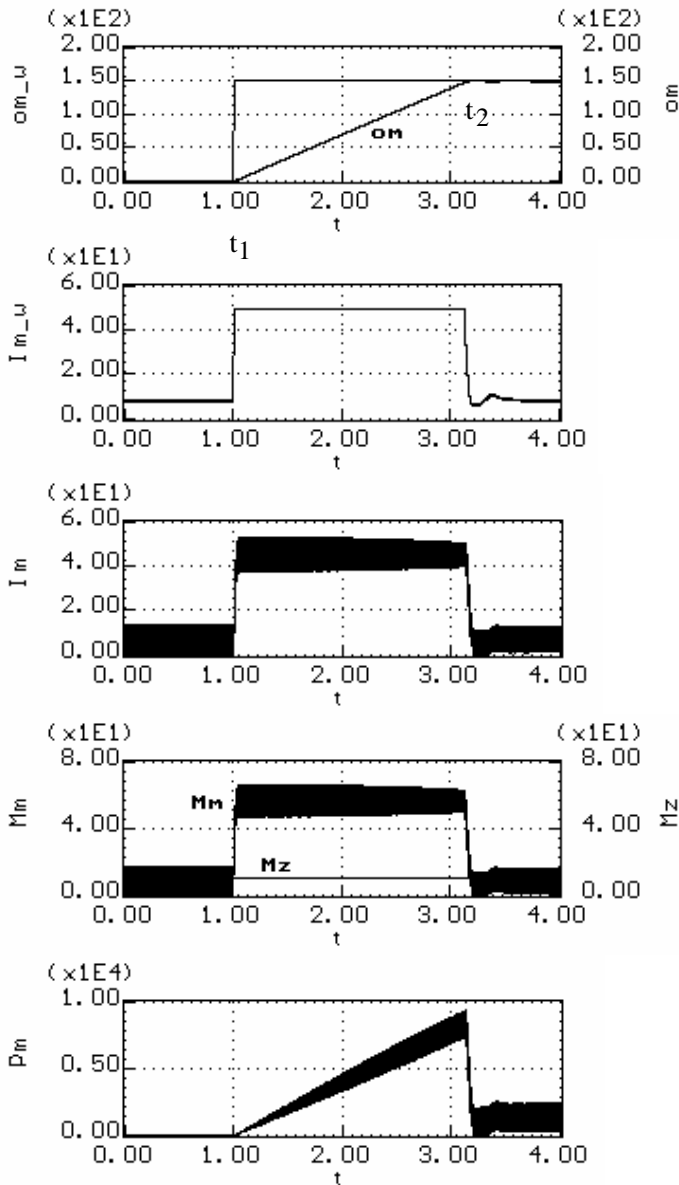
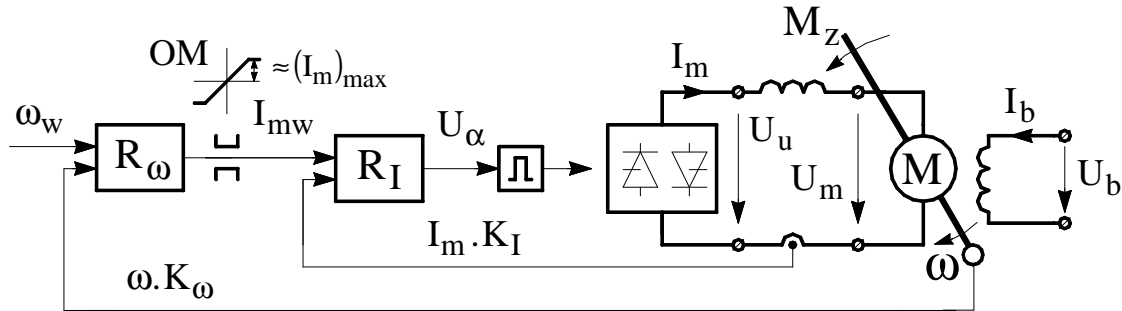
- $M_m = K_\Phi \cdot I_m$... v režimu 2 klesá moment vlivem odbuzování motoru
- $M_m = M_z + M_a$
- Akcelerační moment $M_a = J \cdot d\omega/dt$

- Rychlost nárůstu otáček $\frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{J} \cdot (M_m - M_z)$
 \Rightarrow v režimu 2 je nárůst otáček pomalejší
- J ... moment setrvačnosti

- Výkon $P_m = M_m \cdot \omega [W] = [Nm] \cdot [1/s]$
- V režimu 2 je výkon motoru konstantní.
 $M_m = K_\Phi \cdot (I_m)_{\max} \cdot \omega \cong \frac{(U_m)_N}{K_\Phi}$
- V režimu 3 je $P_m = M_z \cdot \omega$

!!! Při malých otáčkách nemůže žádný motor dodávat jmenovitý výkon

2.4.4 Pohon s regulací otáček - motor s konstantním buzením ... max. otáčky menší než otáčky jmenovité

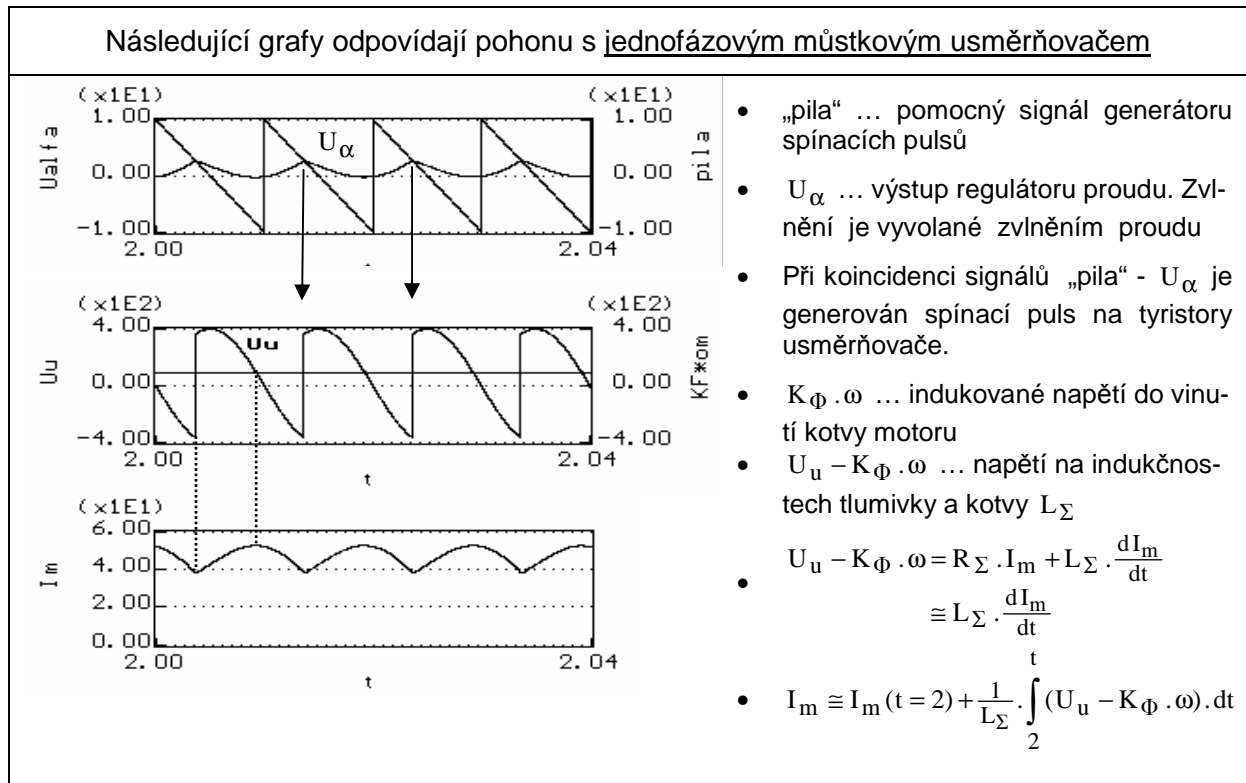


Pozn.: Pro větší názornost jsou nastavena zesílení čidel
 $K_I = 1, K_ω = 1$

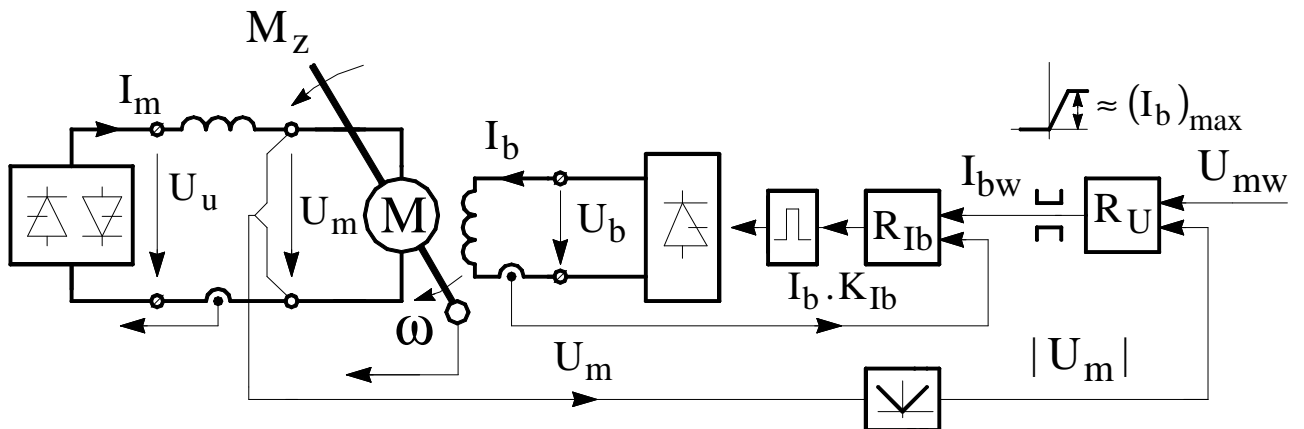
- V ok. t_1 se skokově změní signál ω_w , signál ω je nulový
 \Rightarrow Nasytí se omezovač OM
- V době $t_1 - t_2$ je $I_{mw} = \text{konst}$, pracuje pouze proudová regulační smyčka. Regulator R_I mění signál U_α tak, aby střední hodnota proudu I_m byla konstantní (maximální).
- V ok. t_2 je $\omega_w = \omega \Rightarrow$ OM začne pracovat v lineární části charakteristiky.
- V době $t > t_2$ regulátor R_ω rychle změní hodnotu signálu I_{mw} tak, aby otáčky již nevzrůstaly.
 $\Rightarrow I_{mw}$ rychle klesne na hodnotu, při které střední hodnota momentu M_m je rovna zátěžnému momentu M_z .
- $M_m = K_\Phi \cdot I_m$
- Akcelerační moment
 $M_a = M_m - M_z = J \cdot \frac{d\omega}{dt}$
- Výkon $P_m = M_m \cdot \omega$

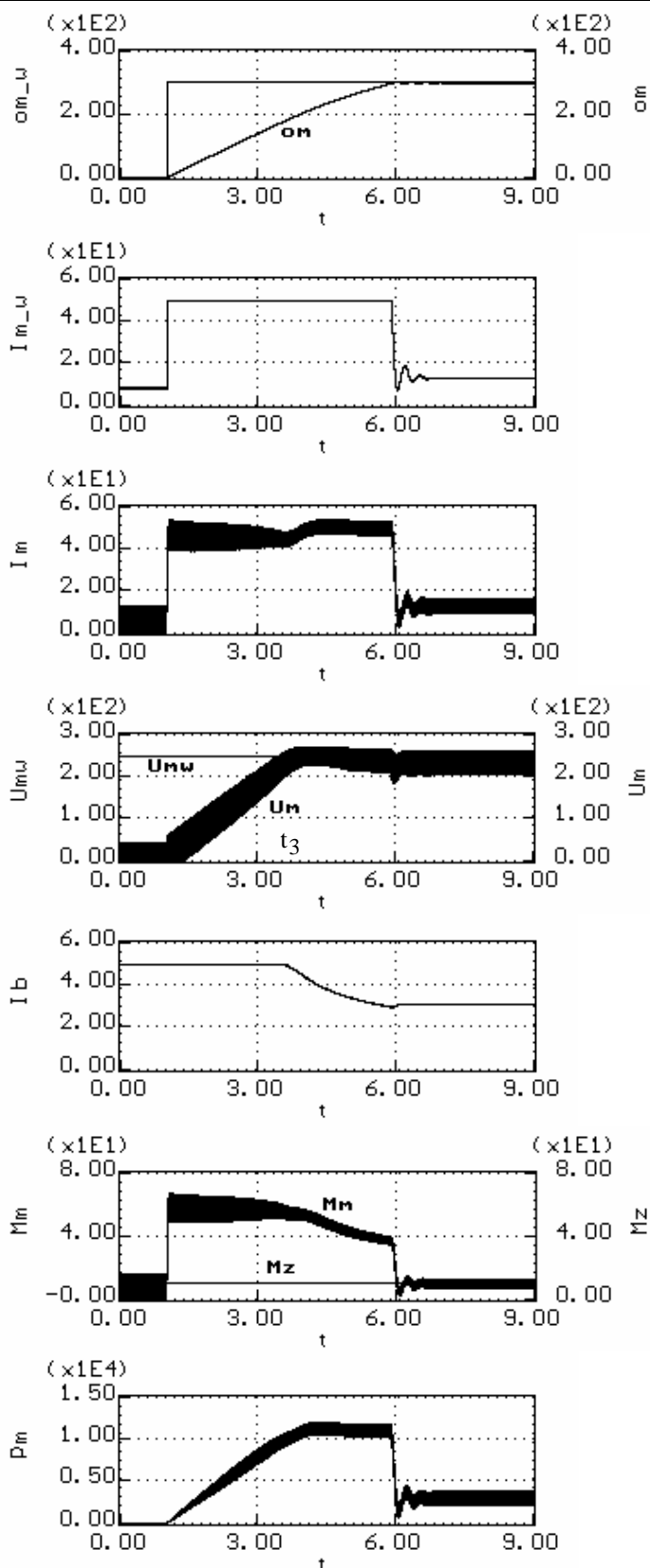
Význam podřazené regulační smyčky proudu:

- Zajistí optimální rozběh motoru s konstantním momentem
- Omezuje proud při momentovém přetížení
- Omezuje proud při zkratech



2.4.5 Pohon s optimálně odbuzovaným motorem ... otáčky větší než otáčky jmenovité





- Regulátor otáček pracuje stejně jako při rozběhu na nízké otáčky

- Regulátor proudu kotvy nepracuje při proměnném buzení zcela dokonale

- V ok. t_3 dosáhne napětí motoru maximální dovolené hodnoty určené signálem U_{mw}

- Regulátor napětí začne v ok. t_3 odbuzovat motor

- Časová konstanta budícího vinutí je dlouhá ... proud I_b má velmi malou střídavou složku.

- Moment motoru při odbuzovaném motoru klesá i při konstantním proudu kotvy.

- V režimu odbuzování je výkon motoru konstantní ($P_m = M_m \cdot \omega$).

Pozn.: Z důvodu jednoduššího popisu je nastaveno zesílení čidel $K_\omega = 1$, $K_I = 1$, $K_{Ib} = 1$

2.5 Návrh parametrů regulačních obvodů

! Návrh parametrů lineárních regulačních obvodů je podrobně popsán ve studijním textu: Regulační technika – výťah z přednášek

2.5.1 Matematický model stejnosměrného motoru s konstantním buzením

$$U_a = R_a I_a + L_a \frac{dI_a}{dt} + k_\phi \cdot \omega$$

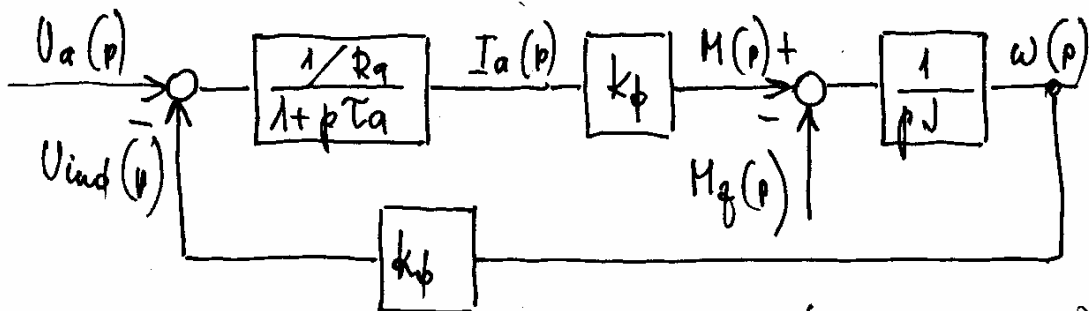
$$M = k_\phi I_a = J \frac{d\omega}{dt}$$

Po Laplaceově transformaci:

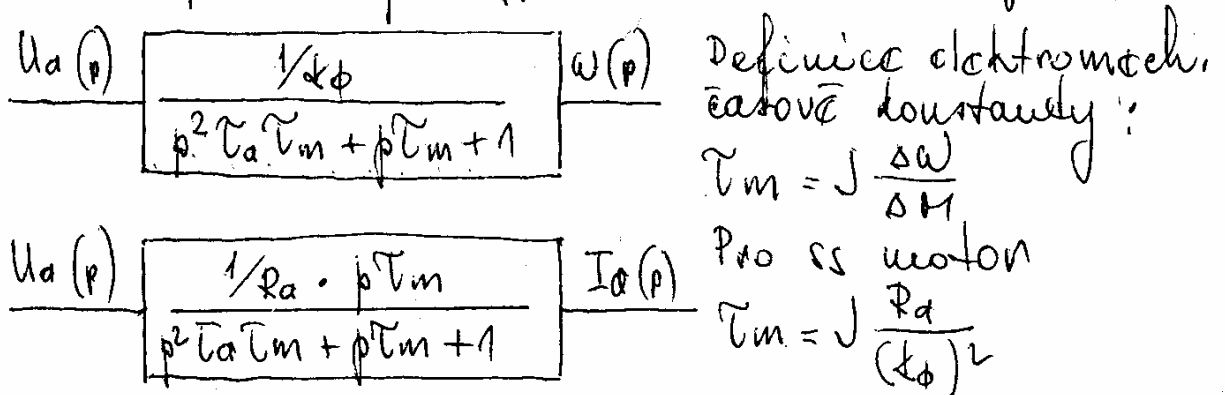
$$U_a(p) = R_a I_a(p) + p L_a I_a(p) + k_\phi \cdot \omega(p)$$

$$M(p) = k_\phi I_a(p) = J \dot{\omega}(p) + p \cdot J \omega(p)$$

$$U_a(p) - k_\phi \cdot \omega(p) = R_a I_a(p) (1 + p T_a), \quad T_a = \frac{L_a}{R_a}$$



Po úpravě (pro zjednodušení ... $T_f = 0$)



2.5.2 Matematický model usměrňovače

Z hlediska teorie regulace je usměrňovač „diskrétní“ blok pracující s „šířkovou modulací“. Není proto možno odvodit „obrazový přenos“.

Pozn.: Obrazový přenos lze odvodit pouze pro bloky pracující „spojitě“, popsané soustavou lineárních diferenciálních rovnic s konstantními koeficienty.

Při dále popsaném návrhu parametrů regulátorů je používán tento **ekvivalentní přenos usměrňovače** (odvozeno v předmětu „výkonová elektronika“):

$$F_u(p) = \frac{U_u(p)}{U_\alpha(p)} = \frac{K_u}{1+p\tau_u}$$

U_u ... „střední“ hodnota napětí usměrňovače

Pozn.: Název „střední“ hodnota napětí usměrňovače je často v rozporu s teorií používán, přestože střední hodnota veličiny je definována pouze v ustáleném stavu.

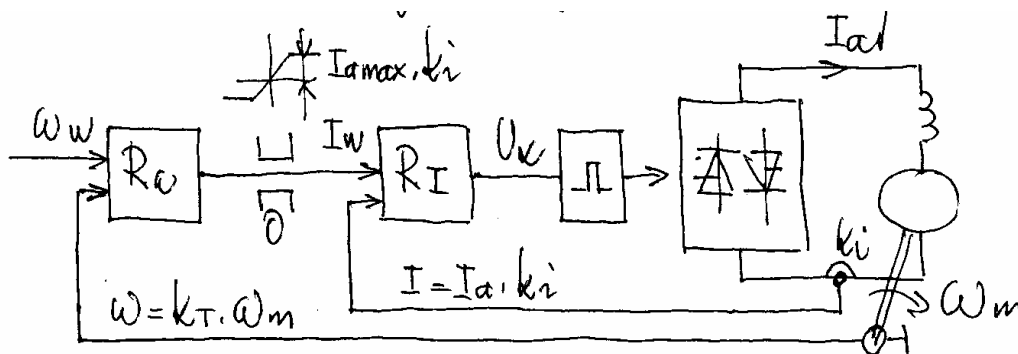
U_α ... řídicí signál usměrňovače

$$K_u \dots \text{zesílení usměrňovače } K_u = \frac{(U_u)_{\max}}{(U_\alpha)_{\max}}$$

$$\tau_u \dots \text{ekvivalentní časová konstanta } \tau_u = \frac{T}{2 \cdot m} \quad T \dots \text{doba periody (1/f)} \\ m \dots \text{počet fází (3 fázový můstek ...m=6)}$$

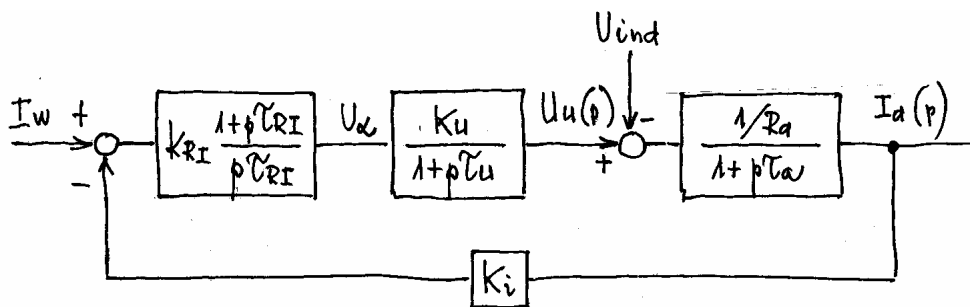
Po změně U_r zareaguje měnič náhodně za dobu $(0 - T/m)$. Průměrná hodnota zpoždění $T/(2m)$.

2.5.3 Návrh parametrů regulátorů proudu a rychlosti

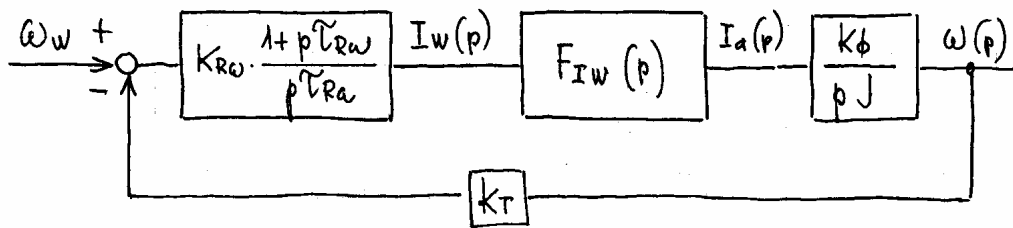


Regulátor proudu

Používané zjednodušení – přechodové jevy jsou při napájení motoru usměrňovačem relativně rychlé (vzhledem ke změně otáček). Proto lze předpokládat $U_{\text{ind}} = \text{konst}$



Z důvodu existence střídavé složky proudu I_a se nedoporučuje používat PID regulátor.

Regulátor otáčekPoužívané metody syntézy

Studijní text: Regulační technika – výtah z přednášek

- Kap. 8.1 – Geometrické místo kořenů uzavřeného systému (str. 55)
- Kap. 8.2 – Logaritmické frekvenční charakteristiky rozpojeného systému (str. 61)
- Kap. 8.3 – Metoda optimálního modulu a symetrického optima (metodika fy Siemens, zpracovaná pro stejnosměrné pohony) (str. 72)

3 Pohony s asynchronními motory

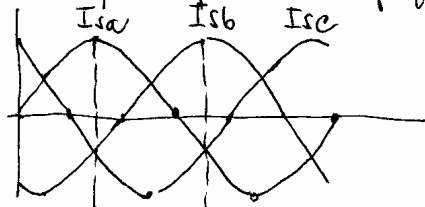
3.1 Opakování vybraných statí z elektrických strojů

3.1.1 Princip činnosti asynchronního motoru

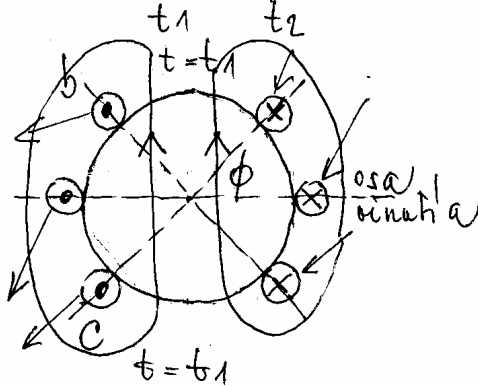
3.1.1.1 Vznik točivého mg. pole

Podmínky vzniku točivého mg. pole:

- 1) Třífázová síť s protaženými posunutá,
- 2) Napětí jednotliv. fází časově posunutá

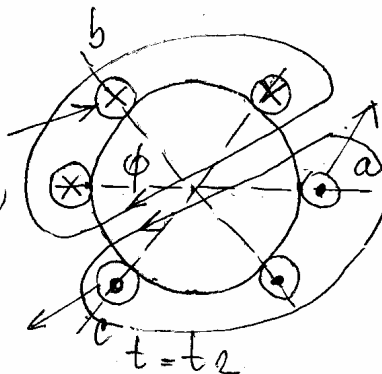


Rotor vzpříjen \Rightarrow
 Proudů složen $I_{a,b,c}$
 jsou proudy magnetizační



$t = t_1$

$$\begin{aligned} I_{a} &= I_{sm} \\ I_{b} &= I_{c} = -\frac{I_{sm}}{2} \end{aligned}$$



$t = t_2$

$$\begin{aligned} I_{b} &= I_{sm} \\ I_{a} &= I_{c} = -\frac{I_{sm}}{2} \end{aligned}$$

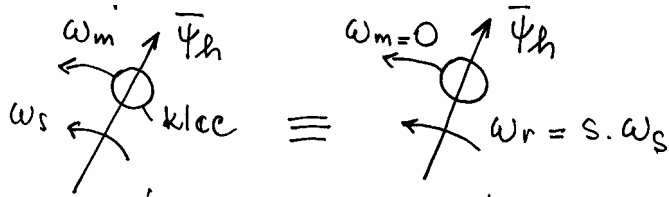
Rychlost rotace mg. toku (2 pól. motor):
 $\omega_s = 2\pi f_s$, $n_s = 3000 \text{ ot/min}$

Rychlost rotace ω_m

Relativní rychlost tok-rotor $\omega_r = \omega_s - \omega_m$

Sklopení $s = \frac{\omega_s - \omega_m}{\omega_s} = \frac{\omega_r}{\omega_s}$

3.1.1.2 Princip vzniku momentu



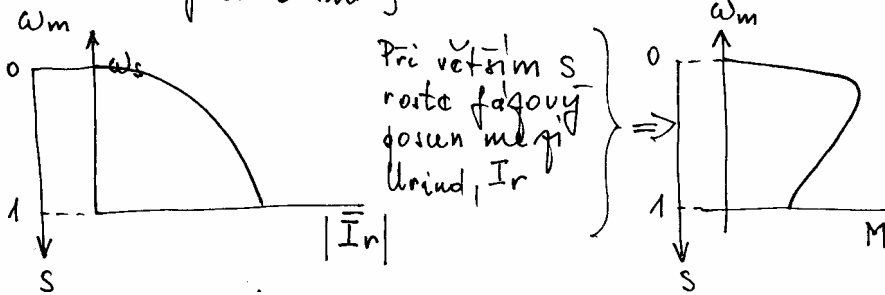
Do vinutí rotoru se indukuje napětí:

$$\bar{U}_{indr} = j\omega_r \bar{\Psi}_h$$

Toto napětí vyvolá v rotoru proud \bar{I}_r

$$\begin{aligned} \bar{U}_{indr} = j\omega_r \bar{\Psi}_h &= R_r \bar{I}_r + j\omega_r L_{r\sigma} \bar{I}_r = \\ &= R_r \bar{I}_r + j s \omega_s L_{r\sigma} \bar{I}_r = \\ &= R_r \bar{I}_r + j s X_{r\sigma} \bar{I}_r \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} Z_r &= R_r + j s X_{r\sigma} \\ \bar{U}_{indr} &= j s \omega_s \bar{\Psi}_h \end{aligned} \Rightarrow$$



3.1.2 Náhradní schéma asynchronního motoru

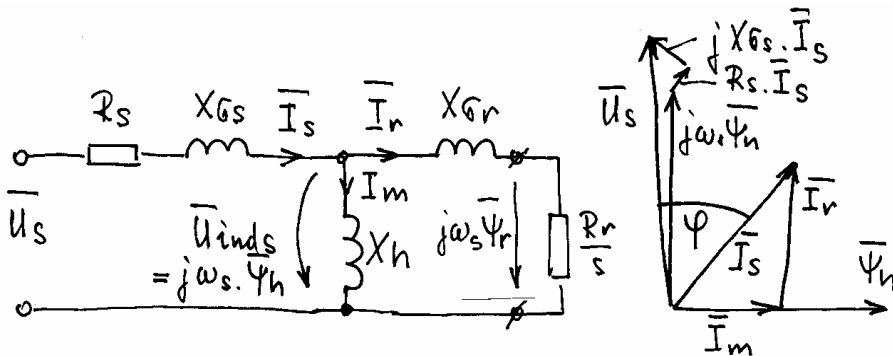
$$\bar{U}_s = R_s \bar{I}_s + j X_{\sigma s} \bar{I}_s + \bar{U}_{inds}$$

$\bar{U}_{indr} = s \cdot \bar{U}_{inds}$... uvažujeme veličiny rotoru přepočtené na stator

$$s \cdot \bar{U}_{inds} = R_r \bar{I}_r + j s X_{\sigma r} \bar{I}_r \quad | : s$$

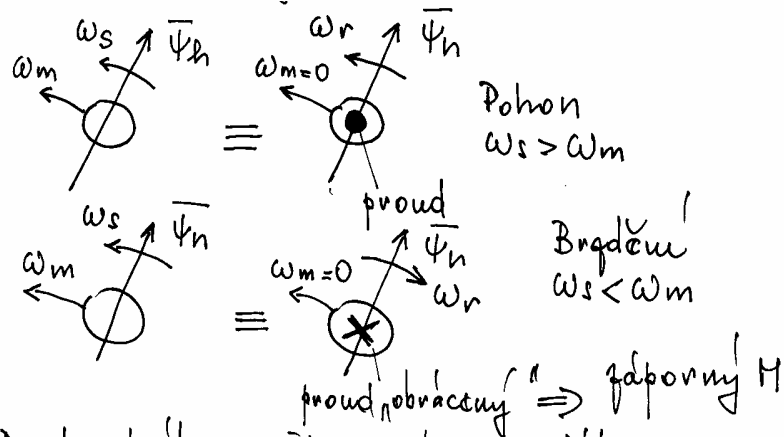
$$\bar{U}_{inds} = \frac{R_r}{s} \cdot \bar{I}_r + j X_{\sigma r} \bar{I}_r$$

Pozn.: Rotorové veličiny jsou přepočtené... ekvivalentní rotor má stejný počet závitů jako stator.



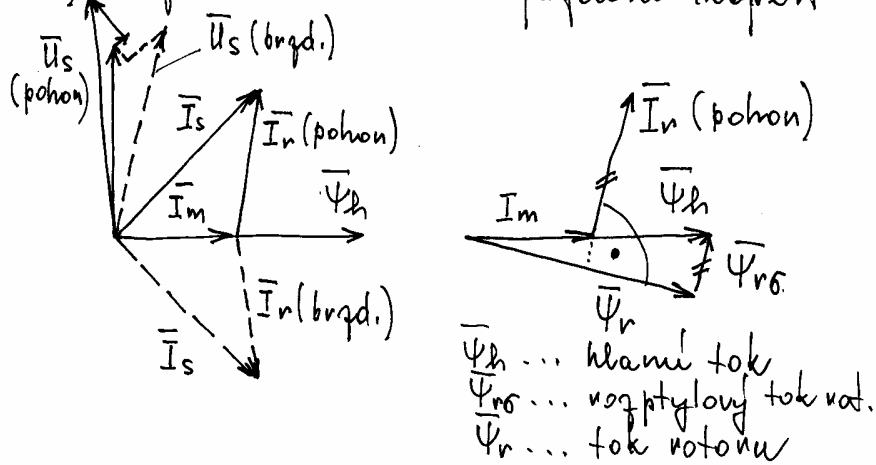
Odvozené náhradní schéma je využitelné pouze pro matematický popis ustálených stavů.

3.1.3 Pracovní režimy - pohon a brzdění



Do brzděného režimu lze přejít:

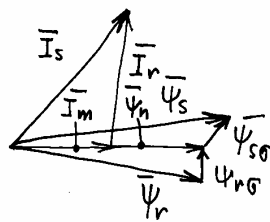
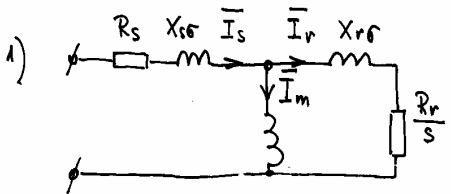
- 1) snížením rychlosti (otáček)
- 2) snížením kmitočtu napájecího napětí



Poznámka:

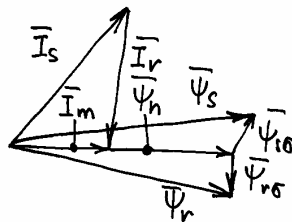
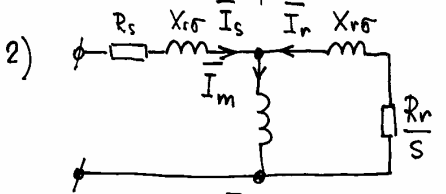
Fázorové diagramy závisí na zvolených kladných směrech proudů.

Proto se mohou diagramy uváděné v literatuře odlišovat.



$$\vec{I}_s = \vec{I}_m + \vec{I}_r$$

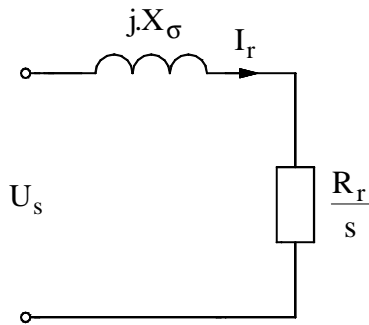
$$\vec{\Psi}_h = \vec{\Psi}_s - \vec{\Psi}_{rs}, \quad \vec{\Psi}_h = \vec{\Psi}_r + \vec{\Psi}_{rs}$$



$$\vec{I}_m = \vec{I}_s + \vec{I}_r$$

$$\vec{\Psi}_s = \vec{\Psi}_h + \vec{\Psi}_{rs}, \quad \vec{\Psi}_r = \vec{\Psi}_h + \vec{\Psi}_{rs}$$

3.1.4 Asynchronní motor – základní vztahy



Pro výpočet momentové charakteristiky lze využít zjednodušené náhradní schéma motoru.

U_s ... efektivní hodnota fázového napětí

X_σ ... celková rozptylová reaktance

I_r ... efektivní hodnota proudu rotoru

R_r ... odpor rotoru (přepočtený)

s ... skluz

Pozn.: Následující vztahy není nutno umět odvodit. Je však nutno jim porozumět a být schopen využívat jejich závěry.

Skluz	$s = \frac{\omega_s - p_p \cdot \omega_m}{\omega_s}$, $\omega_s = 2 \cdot \pi \cdot f_s$, $\omega_{sm} = \frac{\omega_s}{p_p}$
Výkon ve vzduchové mezeře	$P_\delta = 3 \cdot \frac{R_r}{s} \cdot I_r^2 = 3 \cdot \frac{R_r}{s} \cdot \frac{U_s^2}{X_\sigma^2 + \left(\frac{R_r}{s}\right)^2}$
Ztráty v rotoru	$P_{jr} = 3 \cdot R_r \cdot I_r^2 = s \cdot P_\delta$
Výkon	$P = P_\delta - P_{jr} = P_\delta \cdot (1 - s)$
Moment	$M = \frac{P}{\omega} = \frac{P_\delta \cdot (1 - s)}{\omega_{sm} \cdot (1 - s)} = \frac{P_\delta}{\omega_{sm}} = 3 \cdot \frac{1}{\omega_{sm}} \cdot \frac{R_r}{s} \cdot \frac{U_s^2}{X_\sigma^2 + \frac{R_r^2}{s^2}} =$ $= 3 \cdot \frac{1}{\omega_{sm}} \cdot R_r \cdot U_s^2 \cdot \frac{s}{X_\sigma^2 \cdot s^2 + R_r^2} = k \cdot \frac{s}{X_\sigma^2 \cdot s^2 + R_r^2}$
Extrém funkce $M = f(s)$	$\frac{dM}{ds} = k \cdot \frac{1 \cdot (X_\sigma^2 \cdot s^2 + R_r^2) - s \cdot (2 \cdot s \cdot X_\sigma^2)}{\dots}$
Kritický skluz	$\frac{dM}{ds} = 0 \Rightarrow s_k = \frac{R_r}{X_\sigma}$
Rotorový kmitočet odpovídající kritickému skluzu	$(f_r)_k = s_k \cdot f_s = \frac{R_r \cdot f_s}{2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot L_\sigma} = \frac{R_r}{2 \cdot \pi \cdot L_\sigma}$
Maximální (kritický) moment	$M_k = 3 \cdot \frac{1}{\omega_{sm}} \cdot \frac{R_r}{s_k} \cdot \frac{U_s^2}{X_\sigma^2 + \left(\frac{R_r}{s_k}\right)^2} = \frac{3 \cdot U_s^2}{2 \cdot \omega_{sm} \cdot X_\sigma} =$ $= \frac{3 \cdot U_s^2}{2 \cdot \frac{2 \cdot \pi \cdot f_s}{p_p} \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot L_\sigma} = \frac{3 \cdot p_p}{8 \cdot \pi^2 \cdot L_\sigma} \cdot \frac{U_s^2}{f_s^2} = k \cdot \frac{U_s^2}{f_s^2}$

Klossův vztah	
$\frac{M}{M_k} = \frac{3 \cdot \frac{1}{\omega_{sm}} \cdot R_r \cdot U_s^2 \cdot \frac{s}{X_{\sigma}^2 \cdot s^2 + R_r^2}}{2 \cdot \omega_{sm} \cdot X_{\sigma}} = \frac{2 \cdot X_{\sigma} \cdot R_r \cdot s}{X_{\sigma}^2 \cdot s^2 + R_r^2} =$ $= \frac{2 \cdot X_{\sigma}^2 \cdot s_k \cdot s}{X_{\sigma}^2 \cdot s^2 + s_k^2 \cdot X_{\sigma}^2} = \frac{2 \cdot s_k \cdot s}{s^2 + s_k^2} = \frac{2}{\frac{s}{s_k} + \frac{s_k}{s}}$ <p> $s \ll s_k \dots M = \frac{2 \cdot M_k}{s_k} \cdot s \dots$ přímka $s \gg s_k \dots M \cdot s = 2 \cdot M_k \cdot s_k \dots$ hyperbola </p>	

Nejdůležitější vztahy:

$M = \frac{P_{\delta}}{\omega_{sm}}$	$M_k = k \cdot \frac{U_s^2}{f_s^2}$	$s_k = \frac{R_r}{X_{\sigma}} = \frac{R_r}{2\pi \cdot f_s \cdot L_{\sigma}} = \frac{K}{f_s}$	$(f_r)_k = \frac{R_r}{2 \cdot \pi \cdot L_{\sigma}} = \text{konst}$
--------------------------------------	-------------------------------------	--	---

„Fyzikální“ vysvětlení odvozených vztahů

<p>Pokles U_s → pokles magnetického toku Φ ($U_s \equiv \Phi \cdot \omega_s$) → pokles proudu I_r</p> <p>Pokles f_s → vzrůst magnetického toku Φ ($U_s \equiv \Phi \cdot \omega_s$, $\omega_s = 2\pi \cdot f_s$) → Při nezměněné relativní rychlosti točivého pole a rotoru ($(f_r)_k = \text{konst}$) vzrůst indukovaného napětí → vzrůst proudu I_r</p>	$\Rightarrow M_k \approx \frac{U_s^2}{f_s^2}$
<p style="text-align: center;">2 polový motor</p> <p>! $f_s = 25 \text{ Hz}$, $U_s = U_{sN} \Rightarrow \Phi = 2 \cdot \Phi_N$ Nelineární mg. charakteristika ... $I_{\mu} \gg \gg I_{\mu N}$</p>	<p>Úhlová rychlost naprázdno $\omega_0 = 2 \cdot \pi \cdot f_s / \text{počet polpárů}$</p> <p>$\omega > \omega_N \dots U_s = \text{konst} = U_{sN}$</p> <ul style="list-style-type: none"> Při vzrůstu f_s klesá magnetický tok ($U_{sN} \equiv \Phi \cdot \omega_s$, $\omega_s = 2\pi \cdot f_s$) Při nezměněné relativní rychlosti točivého pole a rotoru pokles indukovaného napětí - pokles proudu I_r <p>\Rightarrow Moment $M_k \approx \frac{K}{f_s^2}$</p> <p>$\omega \leq \omega_N \dots \frac{U_s}{f_s} = \text{konst} = \frac{U_{sN}}{50}$</p> <p>(Tuto podmínku musí zajistit řídicí obvody pohonu)</p> <ul style="list-style-type: none"> $\frac{U_s}{f_s} = \text{konst} = \frac{U_{sN}}{50} \Rightarrow \Phi = \text{konst}$ $\frac{U_s}{f_s} = \text{konst} \Rightarrow \frac{U_s^2}{f_s^2} = \text{konst} \Rightarrow M_k = \text{konst}$ <p>$M_k \dots$ maximální (kritický) moment</p>

3.1.5 Charakteristiky asynchronního motoru

ω_m ... úhlová rychlost rotoru [1/s] $n = 30 \cdot \omega_m / \pi$... otáčky [ot/min] $f_m = p_p \cdot \omega_m / 2\pi$... přepočtené otáčky [1/s] p_p ... počet polpárů	f_s ... kmitočet statoru [Hz] $f_{\text{skluz}} = f_s - f_m$ [Hz] M ... moment [Nm] I_s ... proud statoru [A]
$f_s = 50 \text{ Hz}$	$f_s = 100 \text{ Hz}$
Charakteristiky využívané v předmětu „elektrické stroje“	
Charakteristiky využívané v předmětu „elektrické pohony“	
Charakteristiky využívané ve strojařských předmětech ($p_p = 2 \dots 4$ pólový motor)	
Vypočtené charakteristiky potvrzují vztahy, odvozené v kap. 3.1.4	
$(M)_{\text{krit}} \cong k \cdot \frac{U_s^2}{f_s^2}, \quad (f_{\text{skluz}})_{\text{krit}} = \frac{R_r}{2\pi \cdot L_\sigma} = \text{konst}$	

Poznámky:

- Veličina f_{skluz} (často označovaná také f_r) je rovna kmitočtu napětí, které se indukuje do rotorového vinutí.
- V el. strojích je často využívaná veličina skluz $s = \frac{\omega_s - \omega_m}{\omega_s} = \frac{f_{\text{skluz}}}{f_s}$

3.1.6 Rozběh motorů s kotvou nakrátko

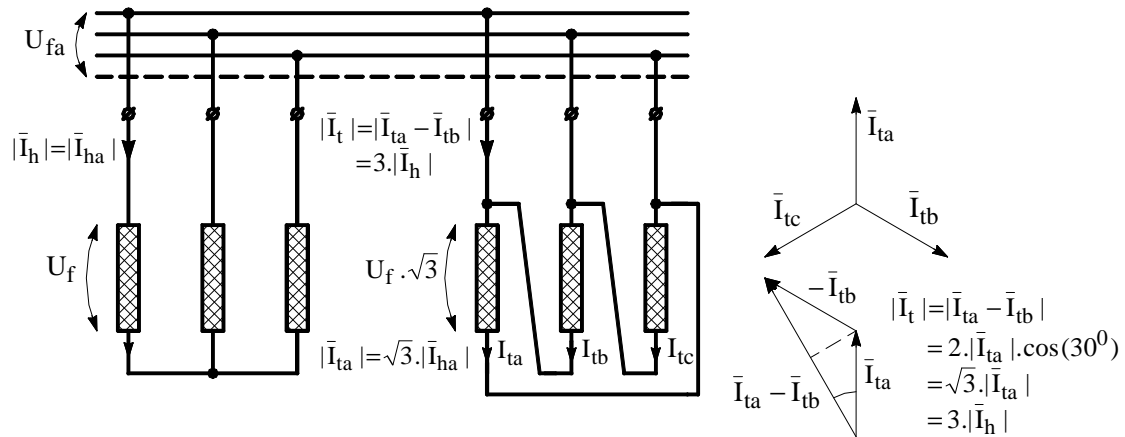
$\omega = 0$... motor se chová jako transformátor nakrátko \Rightarrow velký proud

Rozběh

1) Přímé připojení k síti ... motory malého výkonu (? 3 kW)

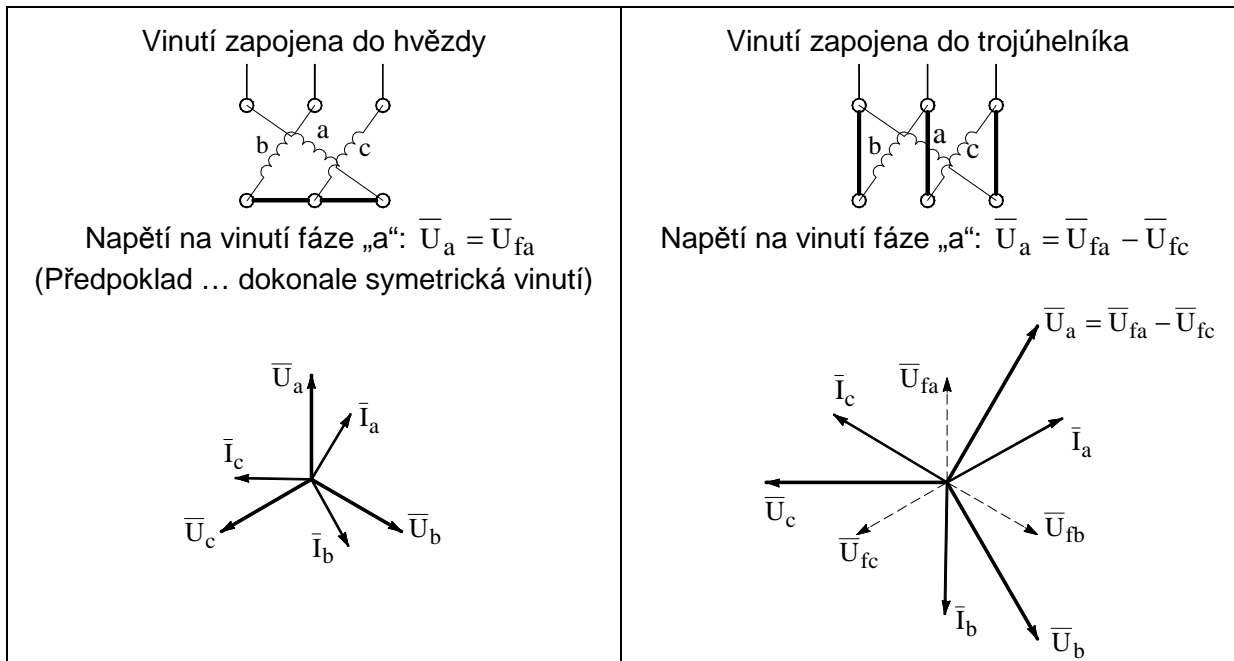
2) Hvězda – trojúhelník

Motor se rozbíhá s vinutím zapojeným do hvězdy. Přepnutí do trojúhelníka se provede v závislosti na čase, nebo v závislosti na otáčkách, nebo ručně.



Výše uvedený fázorový diagram znázorňuje pouze proudy ve vinutí statoru, nezávisle na napětí sítě. Je využíván pro důkaz ... $|\bar{I}_t| = 3 \cdot |\bar{I}_h|$

V následující tabulce jsou pro názornost uvedeny kompletní fázorové diagramy.



Závěry:

Při zapojení do hvězdy nastanou tyto změny (oproti zapojení do trojúhelníka):

- Rozběhový proud klesne na $1/3$
- Záběrný moment klesne také na $1/3$ (moment je úměrný čtverci napětí ... $(1/\sqrt{3})^2$)

3) Spouštěcí transformátor

<p> $I_{z2} = \frac{I_{z1}}{\alpha} = \frac{I_{zN}}{\alpha^2}$ $\alpha = \frac{U_s}{U_m}$ $I_{z1} = \frac{I_{zN}}{\alpha}$ $M_{z1} = \frac{M_{zN}}{\alpha^2}$ $U_m = \frac{U_s}{\alpha}$ </p> <p> I_{zN} ... záběrový proud při $U_m = U_s$ M_{zN} ... záběrový moment při $U_m = U_s$ </p>	<p>Alfa násobným snížením napětí na svorkách motoru nastanou tyto změny:</p> <ul style="list-style-type: none"> - Proud odebíraný ze sítě se sníží α^2 - Záběrový moment se sníží také α^2 (moment je úměrný čtverci napětí)
---	--

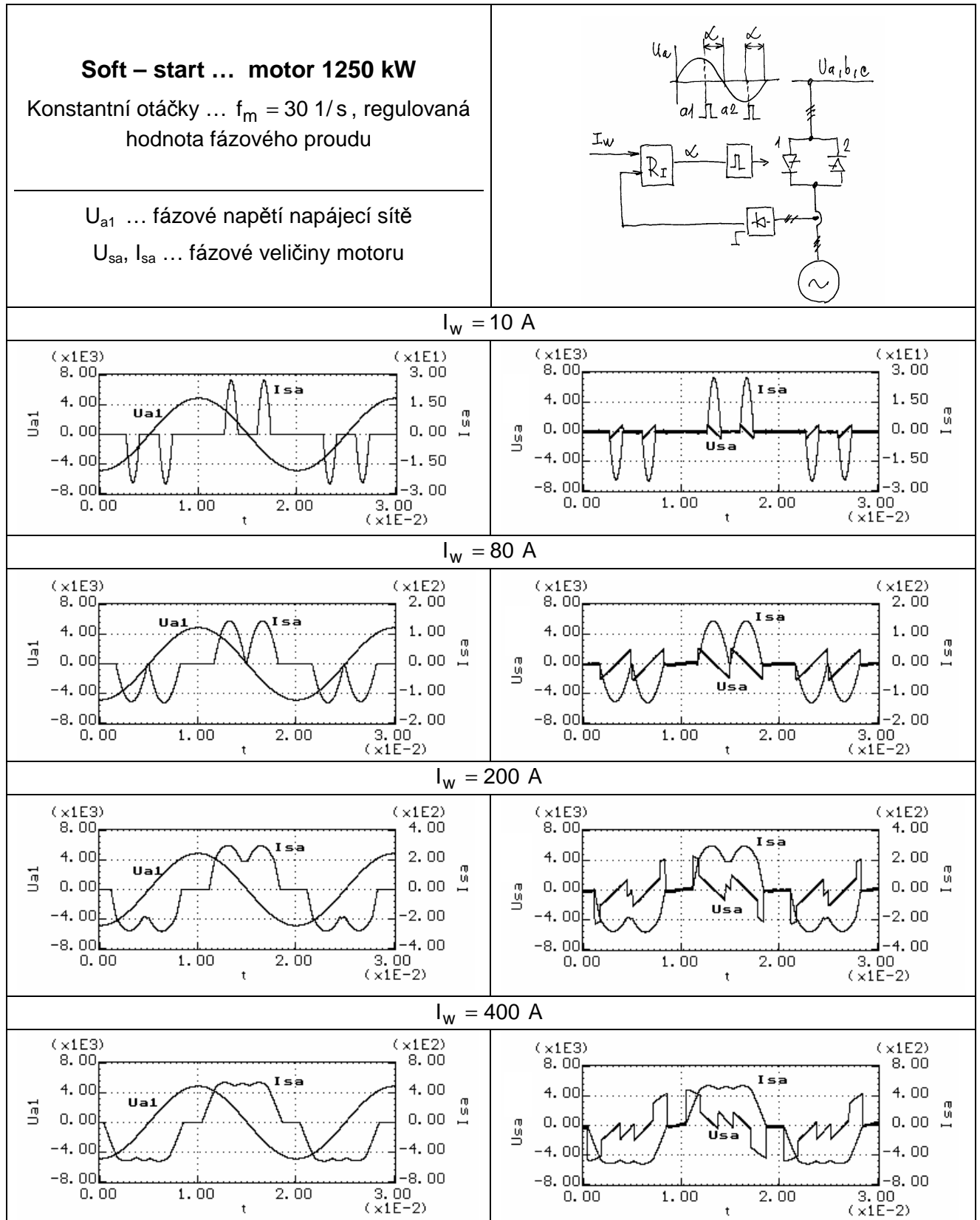
4) Tlumivky zapojené do přívodu

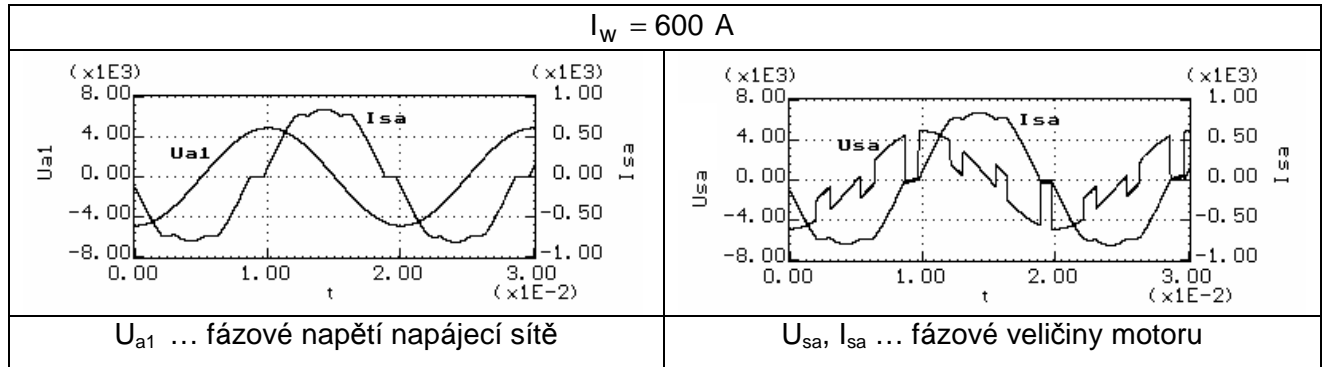
	<p>Impedance tlumivek volena tak, aby na začátku rozběhu ... $U_m = \alpha \cdot U_s \Rightarrow$</p> <ul style="list-style-type: none"> - Proud odebíraný ze sítě se sníží α krát - Záběrový moment se sníží α^2 krát (moment je úměrný čtverci napětí)
--	---

5) Soft start

Princip činnosti	
<p> t_1 ... spíná tyristor 1 t_2 ... proud tyristoru 1 klesá na 0 (vlivem indukčnosti L je proud „zpožděn“ za napětím) t_2 ... spíná tyristor 2 t_4 ... proud tyristoru 2 klesá na 0 t_5 ... spíná tyristor 1 </p>	

Činnost 3 fázového soft – startu je komplikovanější ... viz „Výkonová elektronika“



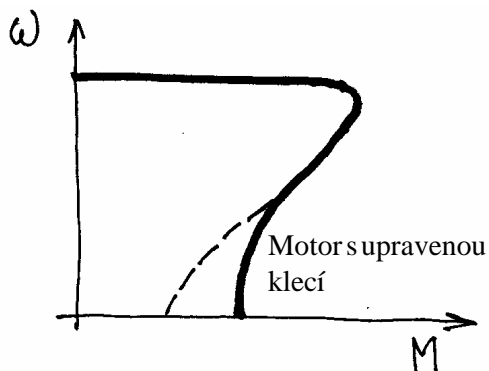


ad 1) Motory pro přímé připojení k síti

Motory vyráběné pro přímé připojení k síti mají upravenou klec motoru (dvojitá klec, klec s hlubokými drážkami).

Působení upravené klece:

- Rotorem protéká proud o kmitočtu $f_r = s \cdot 50 \text{ Hz}$ (s ... skluz).
Při malých otáčkách $s \rightarrow 1$, při jmenovitých otáčkách $s \rightarrow 0$.
- Část klece má velkou reaktanci a malý ohmický odpor \Rightarrow při malých otáčkách touto částí klece proud neprotéká.
- Část klece má malou reaktanci a velký ohmický odpor \Rightarrow touto částí klece protéká proud i při malých otáčkách.
- Při malých otáčkách se vlivem velkého odporu rotoru R_r momentová charakteristika „pokládá“
 $s_k = R_r / X_\sigma$... kritický skluz



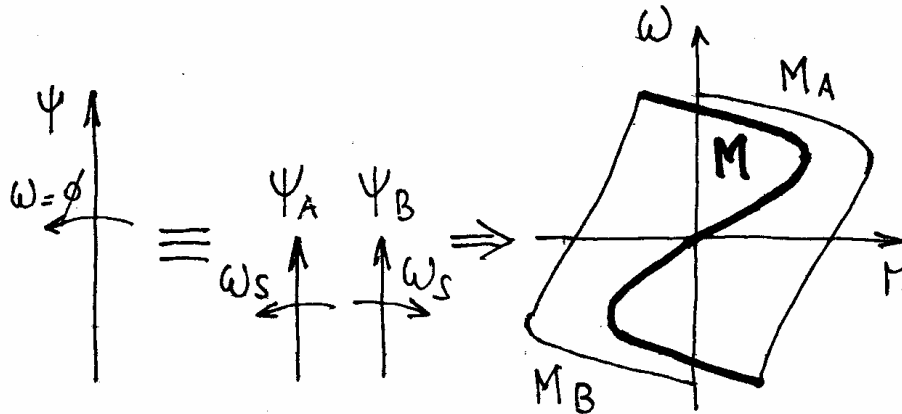
- Spolu se změnou momentové charakteristiky klesá rozběhový proud.

3.1.7 Jednofázový asynchronní motor

Bez pomocné (rozběhové) fáze

Jednofázové vinutí vytváří pulsační (nerotující) magnetický tok.

Skutečný mg. tok	Ekvivalentní mg. toky	M_A ... moment od toku Ψ_A
- pulsační	- konstantní vel.	M_B ... moment od toku Ψ_B
- nerotující	- rotující	M ... výsledný moment motoru



Závěry:

- Při nulových otáčkách nulový moment (motor se sám nerozběhne)
- Ruční pootočení ... rozběh možný v obě směry

S pomocnou (rozběhovou fází)

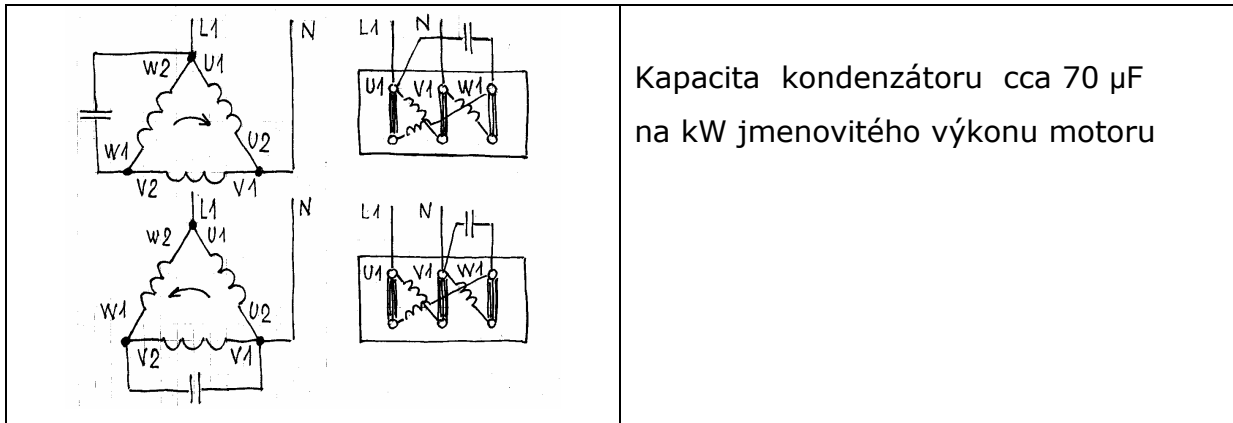
Točivé pole se vytváří působením rozběhového vinutí. To zůstává trvale zapojeno, nebo se po rozběhu vypíná.

Vypínání se může realizovat působením otáčkového, nebo časového čidla.

	<p>Podmínky vzniku točivého pole:</p> <ol style="list-style-type: none"> 1) Prostorové vzájemné pootočení vinutí (viz schéma) 2) Fázově posunuté proudy Proud I_p je působením kondenzátoru C fázově posunut vůči proudu I_h. <p>Podrobnějším rozborem lze dokázat vznik eliptického točivého pole.</p>
--	---

Pozor: Změna smyslu otáček se realizuje opačným připojením rozběhového vinutí (prohození vstupních svorek je nesmyslné).

3.1.8 3fázový motor připojený k 1fázové síti



Kapacita kondenzátoru cca 70 μF na kW jmenovitého výkonu motoru

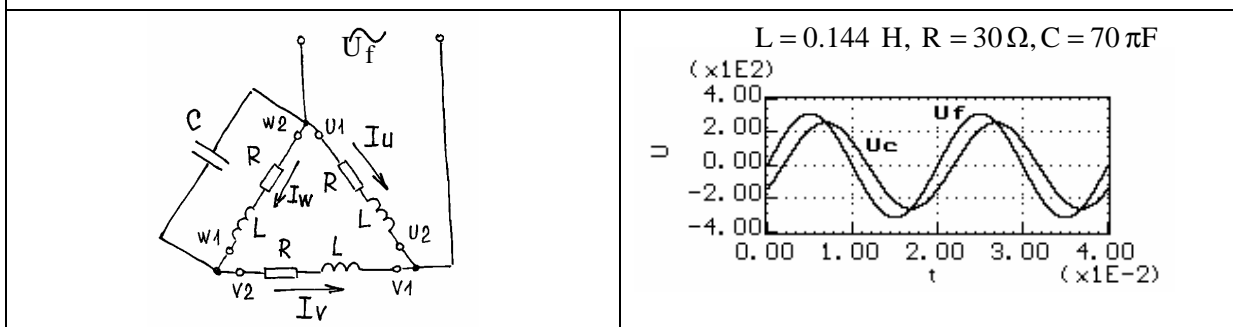
Princip činnosti:

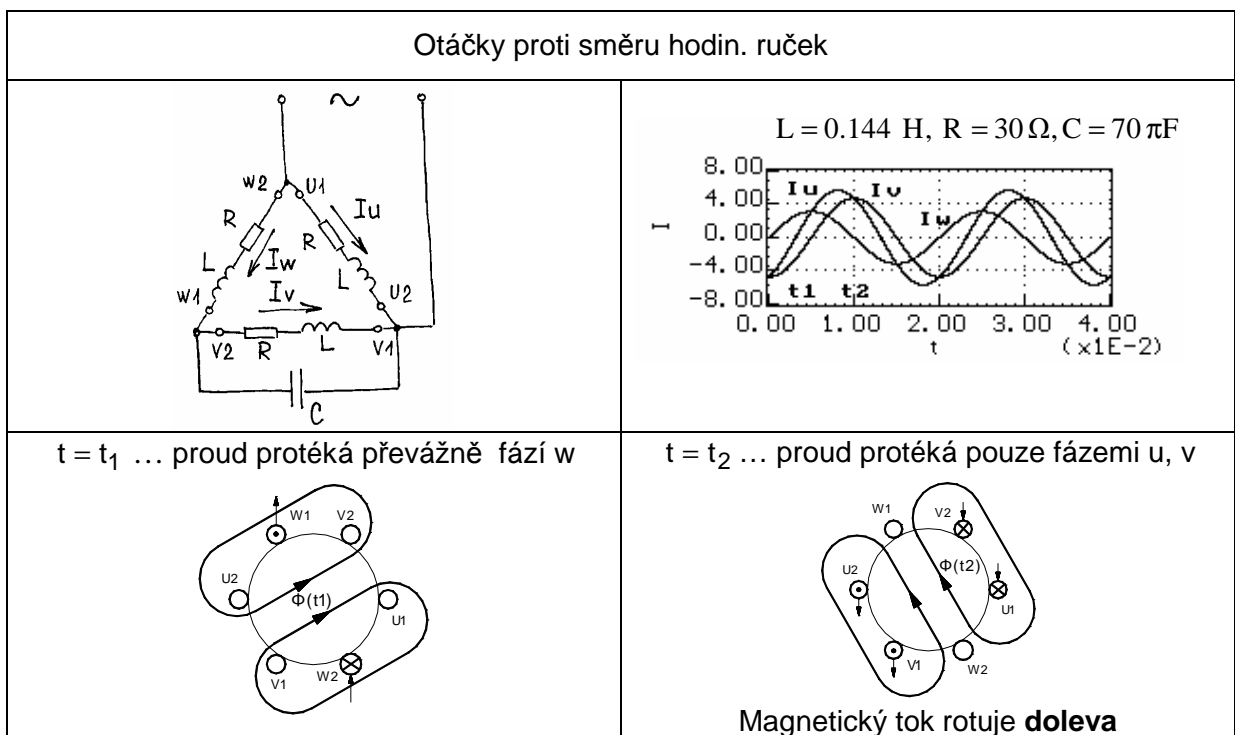
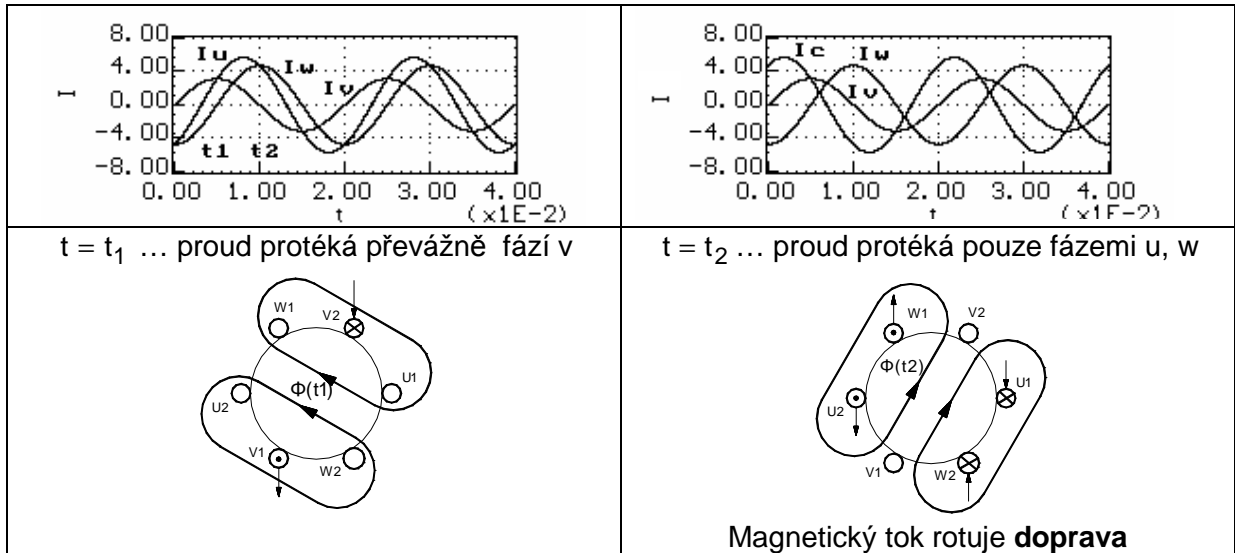
- Kondenzátor C se volí tak, aby s paralelním vinutím vytvořil **rezonanční obvod**.
- Paralelní rezonance ... $Z_{\text{výsledné}} \rightarrow \infty$
 - \Rightarrow na svorkách vinutí „V“ je malé napětí
 - \Rightarrow na svorkách vinutí „U“ a „W“ a kondenzátoru C je přibližně stejné napětí
 - $\Rightarrow I_u \cong I_w$
 - $\Rightarrow I_v = I_w + I_C \cong I_u + I_C$... I_v je fázově posunutý vůči I_u, I_w

L, R ... ekvivalentní parametry vinutí při konkrétním zatěžovacím momentu ($L \approx L_{s\sigma} + L_{r\sigma}$, $R \approx R_s + \frac{R_r}{\text{skluz}}$)

$$|\bar{I}| = \frac{|\bar{U}|}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}}, \quad \text{tg}(\varphi) = \frac{\omega L}{R}$$

Otáčky ve směru hodin. ruček





3.2 Asynchronní motor- možnosti regulace

<p>Vztahy odvozené v kap. 3.1.4</p>			
$M = \frac{P_\delta}{\omega_{sm}}$	$M_k = k \cdot \frac{U_s^2}{f_s^2}$	$s_k = \frac{R_r}{X_\sigma} = \frac{R_r}{2\pi \cdot f_s \cdot L_\sigma} = \frac{K}{f_s}$	$(f_r)_k = \frac{R_r}{2 \cdot \pi \cdot L_\sigma} = \text{konst}$

Možnosti regulace otáček asynchronního motoru

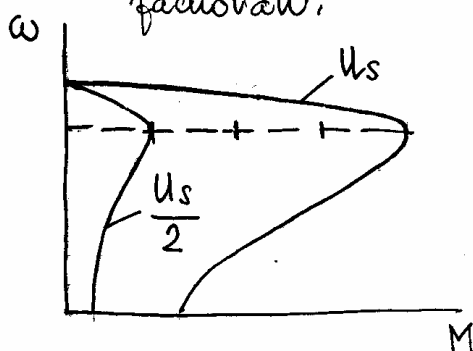
1) Změna napětí

$$M_k = k \cdot \frac{U_s^2}{f_s^2} \quad | \quad (f_r)_k = \frac{R_r}{2\pi L\sigma} \Rightarrow$$

Změna U_s ($f_s = \text{konst}$):

1) $M \sim U_s^2$

2) tvar momentové charakteristiky zachován.

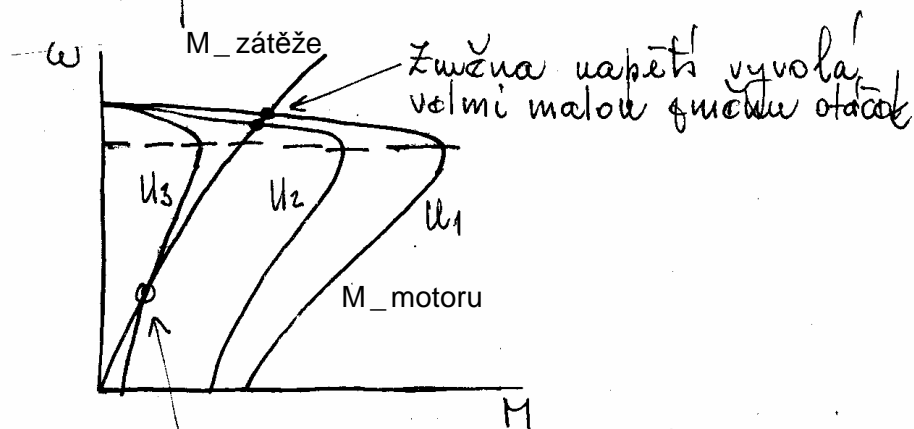


Pozn.:

Tvrzení platí pro normální motor s malým kritickým skluzem.

⚠️ Motory s kotvou uakrátko – regulace pouze napětím je nesmyslná

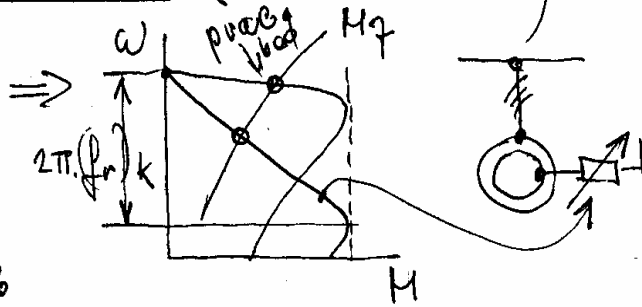
Příklad – pila na dřevě



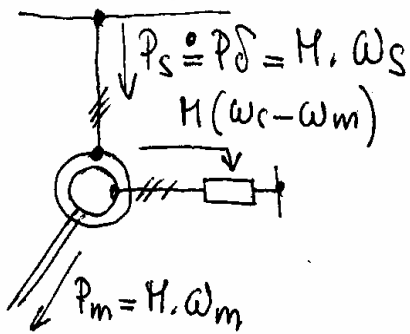
Pila se skoro zastaví

2) odpor rotoru (sinusová kotva)

$$(f_r)_k = \frac{R_r}{2\pi L_s}$$

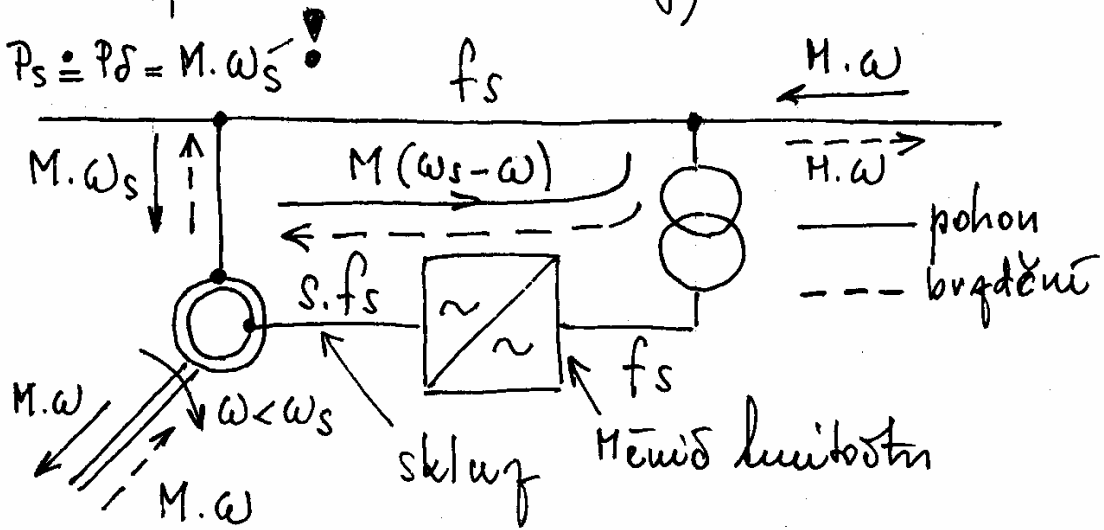


Tok energie :



Regulace otáček
fuktnou odporu v
obvodu rotoru je
regulace frotovot

3) odběr energie z rotoru (polovodičové kaskády)



$\omega < \omega_s$ tok energie v režimech pohon a brzdění

Existuje možnost provozovat pohon i v nadsynchronní oblasti.

Režim pohon ... výkon $M \cdot (\omega - \omega_s)$ se musí dodávat do obvodu rotoru (v okamžiku dosažení synchronní rychlosti je nutno obrátit tok výkonu rotorem.

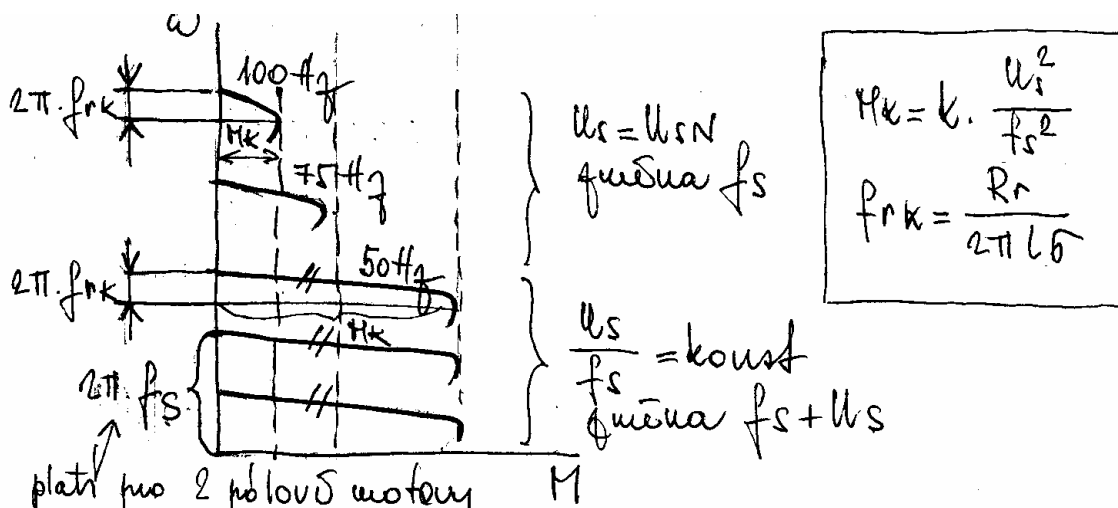
Režim brzdění ... výkon $M \cdot (\omega - \omega_s)$ se musí z rotoru odebrat .

4) Změna ($f_s + U_s$)

$$\bar{U}_{\text{ind}} = j \cdot \omega_s \cdot \bar{\Psi} \Rightarrow |\bar{\Psi}| = \text{konst} \text{ pokud } \frac{|\bar{U}_{\text{ind}}|}{f_s} = \text{konst}$$

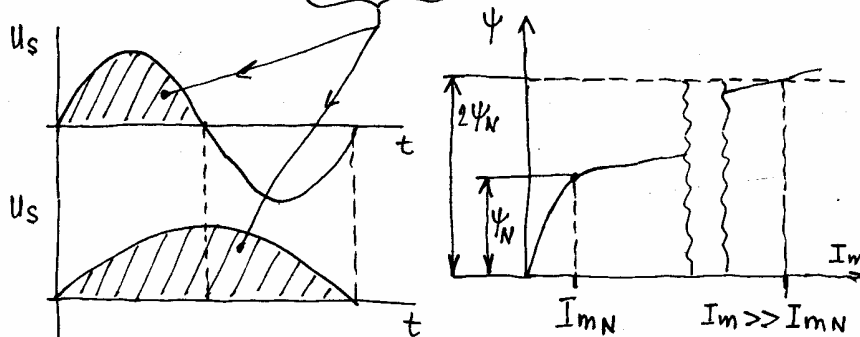
Mimo okolí nulových otáček ... $U_{\text{ind}} \cong U_s$

Základní algoritmus regulace ... $\frac{U_s}{f_s} = \text{konst}$



úvaha: $U_s = U_{sN}$, $f_s = 25 \text{ Hz}$

$$U_s \cong \frac{d\Psi}{dt} \Rightarrow \Psi \cong \int U_s \cdot dt$$

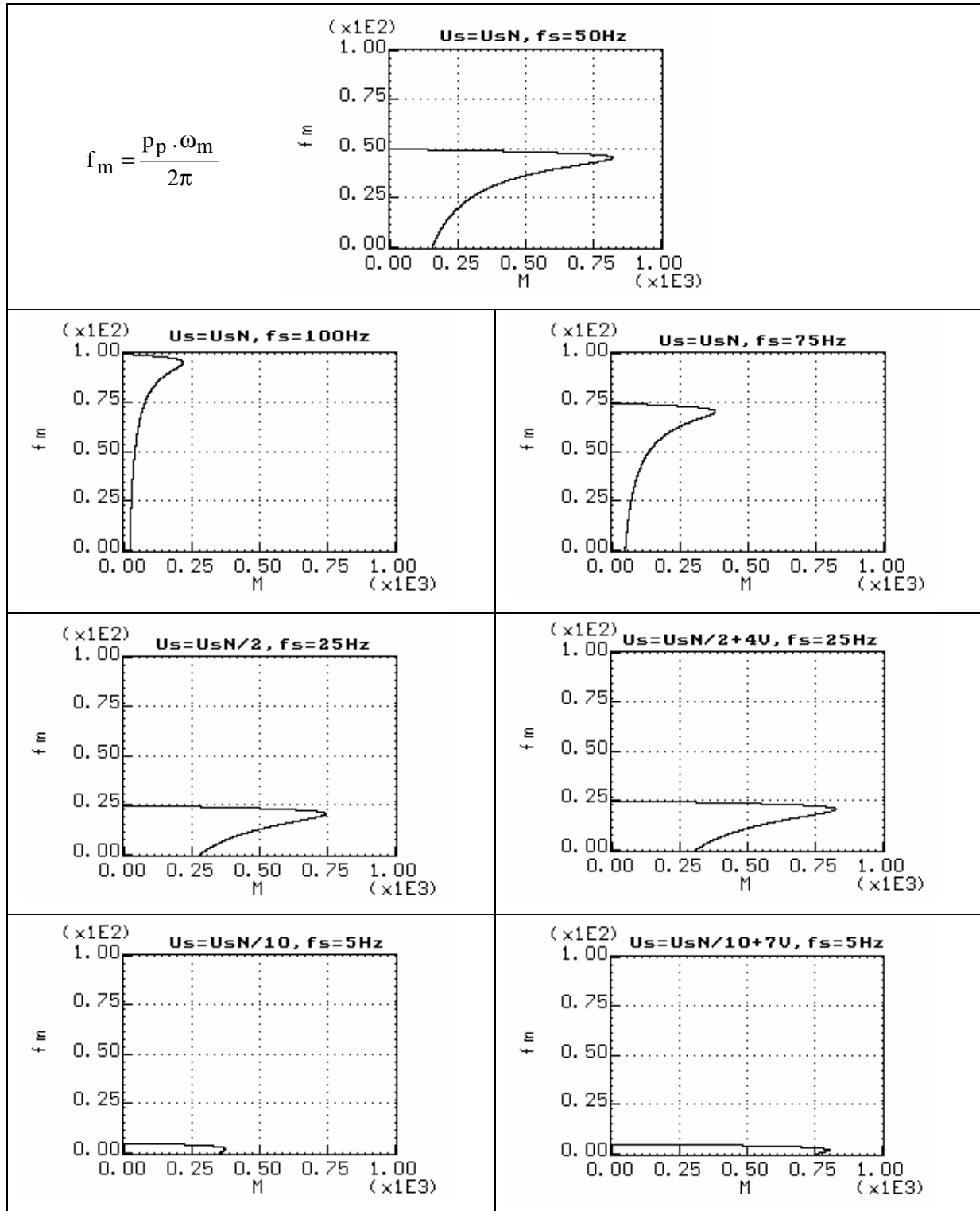


$\Psi = 2 \cdot \Psi_N$ - přesycení magnetického obvodu \Rightarrow vlivem nelineární magnetizační charakteristiky velmi vzroste magnetizační proud.

Závěr: Snížování kmitočtu při konstantním napětí je nepřipustné.

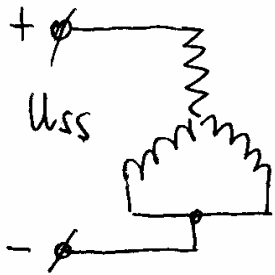
Výše uvedené úvahy byly provedeny za předpokladu: $U_s \cong U_{ind}$

V oblasti malých otáček tento předpoklad neplatí. Při malých otáčkách jsou úbytky napětí na statorové impedanci relativně velké. **Pro dosažení plného mg. toku (a tedy i momentu) je nutno o úbytky napětí zvýšit svorkové napětí .**



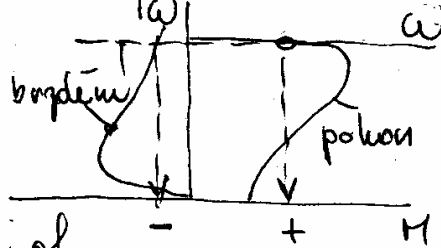
3.3 Brzdění asynchronních motorů

1) Stator - ss proud (dynamické)



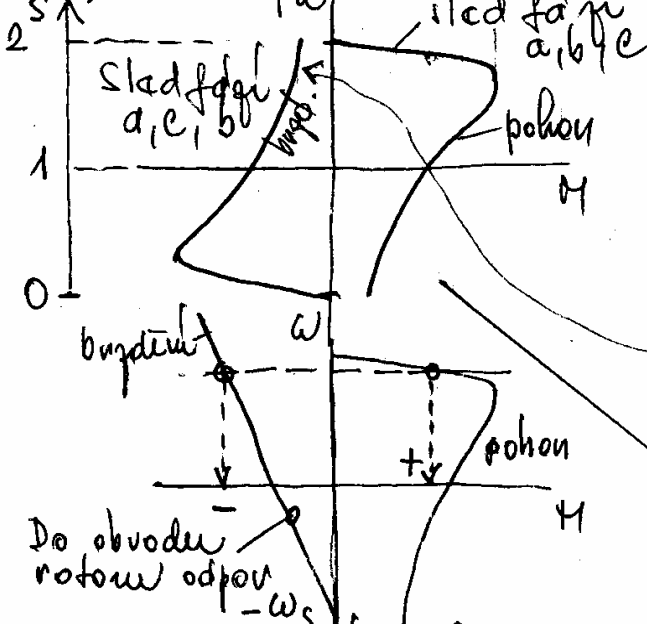
$U_{ss} \ll U_{N\omega}$

Vc statoru vznikne státní pole, Polem se rotor otáčí, indukují se do rotor. vzniká usvětí => vzniká proud a moment



V oblasti vysokých ot. je velký brzdící moment (velký rotorový kmitočest => fázový posun mezi indukovaným napětím a proudem)

2) Protiproudem



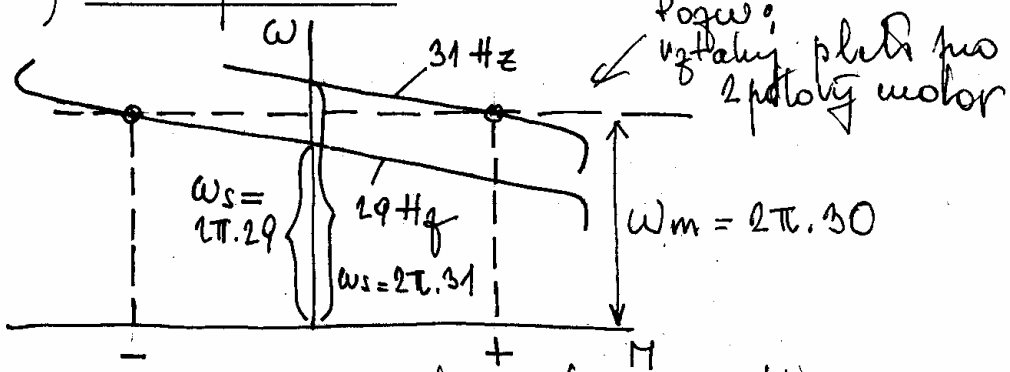
Přepájením 2 fází se obrátí směr otáčení točivého pole.

- Motor uvažables:
- Při brzdění motor pracuje ve "čpahné" části moment, char.
 - Při brzdění vzniká velký uad proud

Motor s oimlou kotvou: Brzdění odpovídá

z energetického hlediska brzdění protiproudem výhodné - i při brzdění odber energie ze sítě

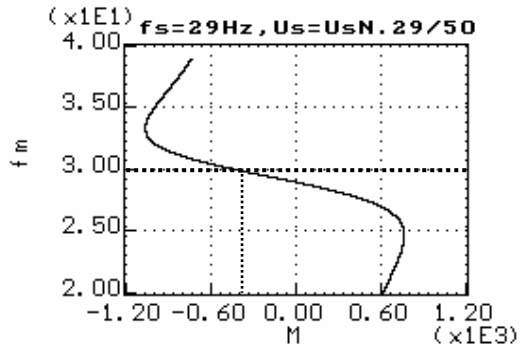
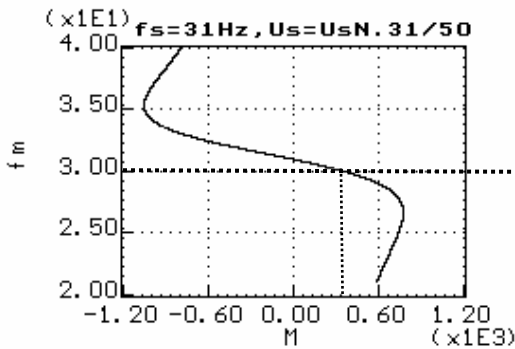
3) Rekuperace



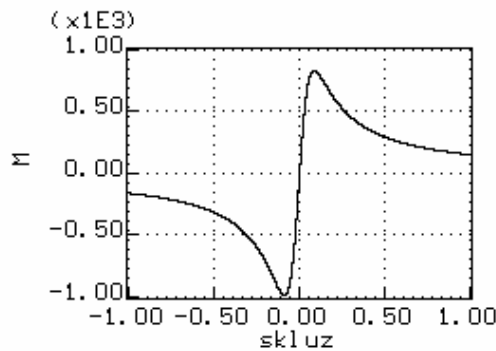
$\omega_m > \omega_s \dots$ asynchronní generátor
 \Rightarrow obrátel se smysl momentu

Brzdění s $\Psi = \text{const}$:

- 1) stále udržovat $\omega_m - \omega_s = \text{const}$
- 2) $U_s / f_c = \text{const}$ (fejčství $\Psi = \text{const}$)

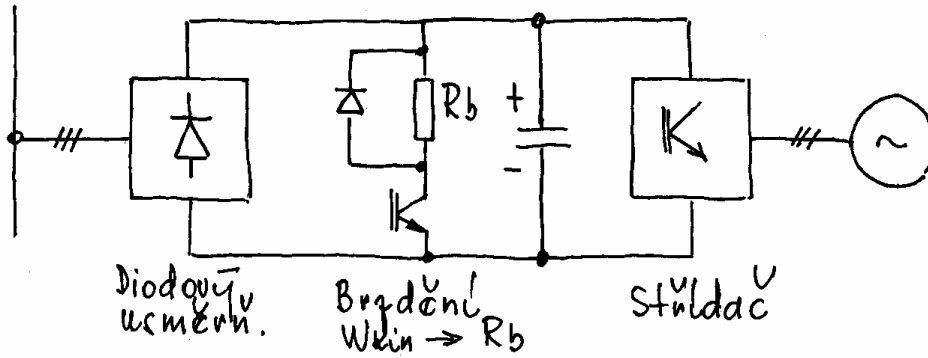


Momentová charakteristika není při konstantním napětí U_s symetrická. Fázor úbytku napětí je při režimu brzdění vůči fázoru svorkového napětí pootočen o jiný úhel než při režimu pohon ... viz fázorový diagram v kap. 3.1.3. V režimu brzdění je v motoru poněkud větší mg. tok.

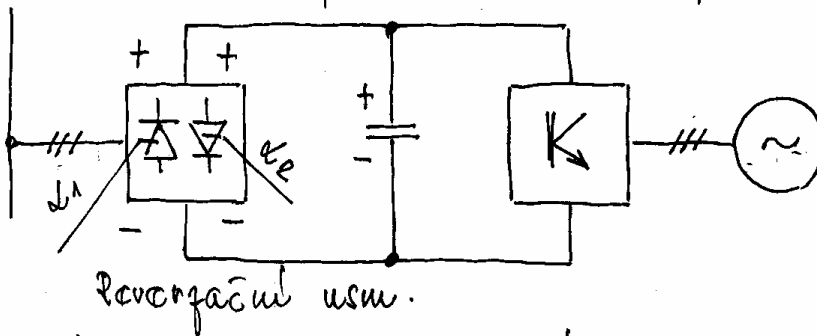


3.4 Výkonový obvod pohonů s asynchronním motorem

3.4.1 Střídavá síť

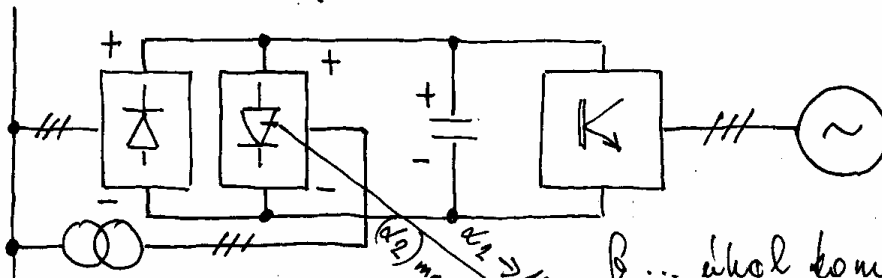


Pozn.: 1) Bez spojení Rb by se při brzdění kondenzátor nabíjel na vysoké napětí
 2) Dioda paral. k Rb ... L odporůvek ≠ 0



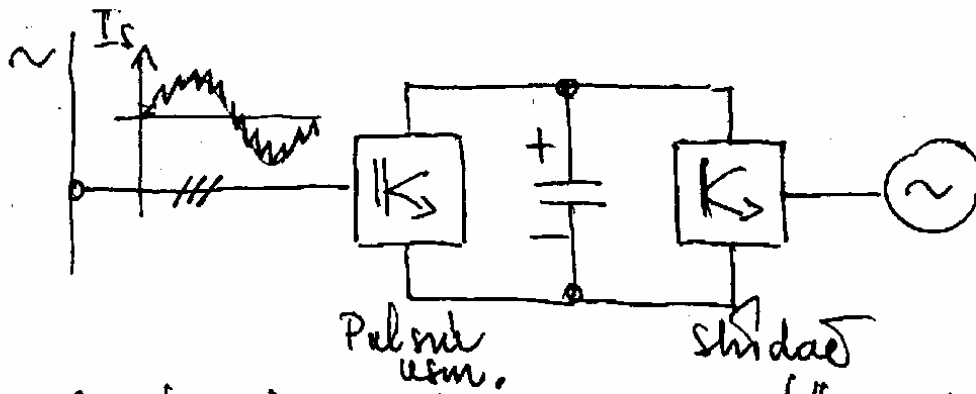
Pohon: $\alpha_1 \rightarrow 0$, α_2 blok.

Brzdění: α_1 blok, $\alpha_2 \rightarrow 180^\circ$
 Energie se vrací do sítě



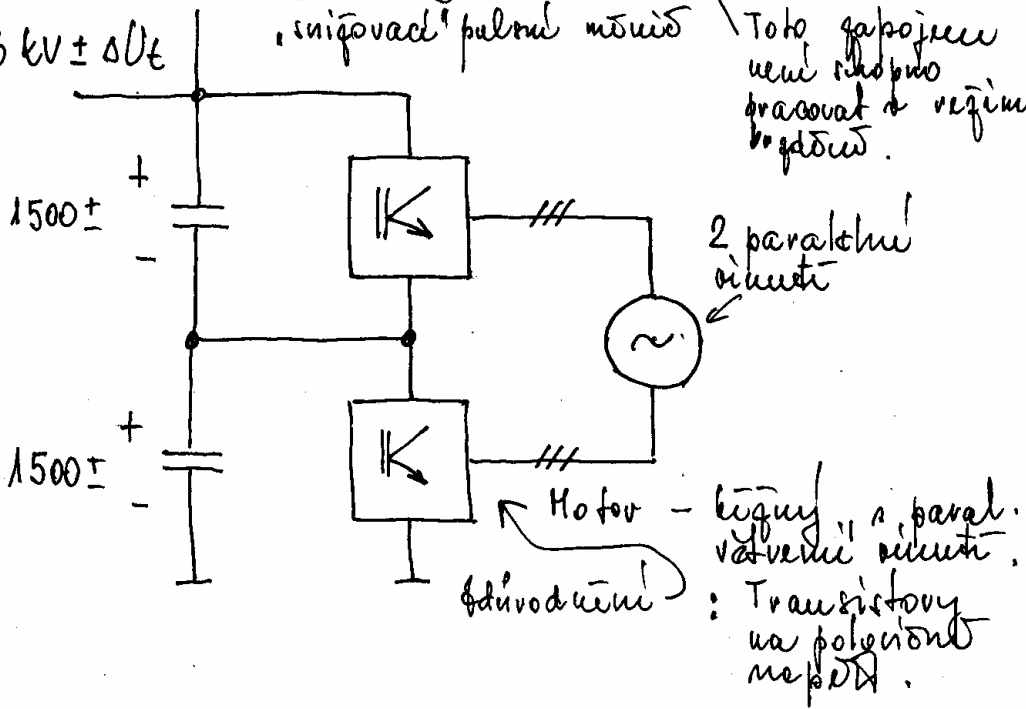
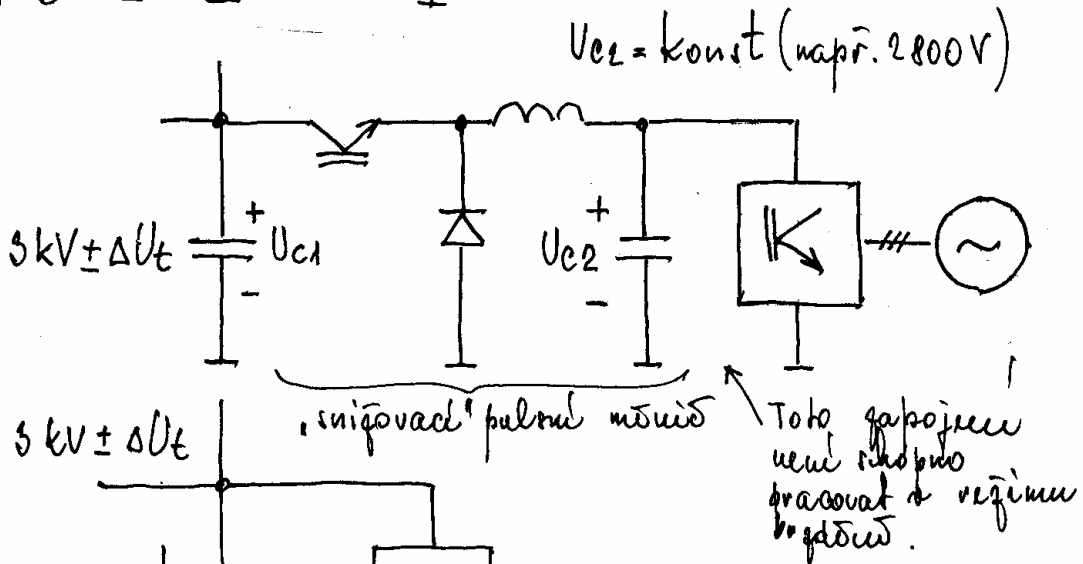
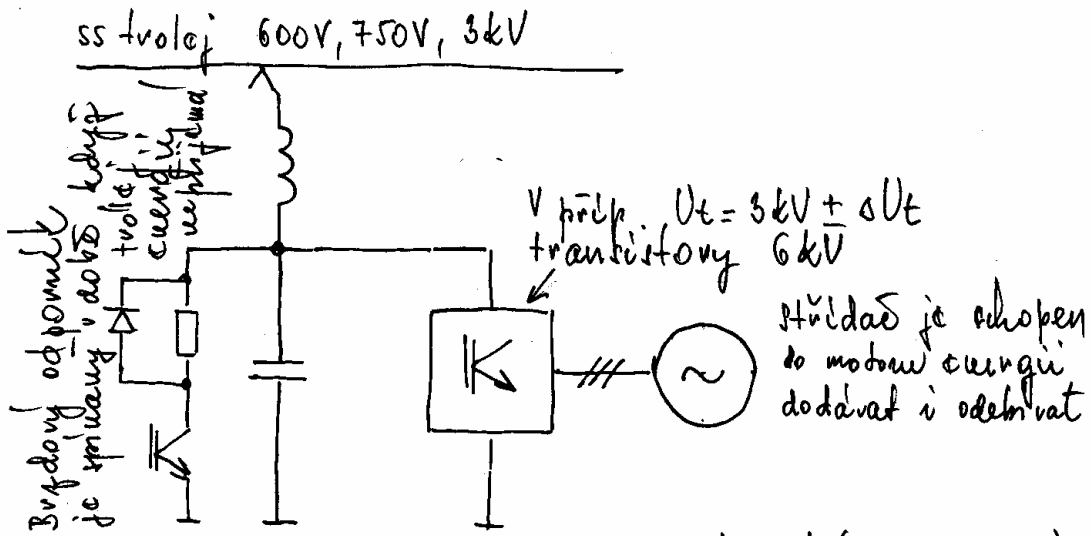
Diodový usm... $\alpha = 0$

Thyristorový měnič (energie do sítě) nemůže pracovat s $\alpha = 180^\circ$ (invertorový převod) \Rightarrow vyšší napaj. U



- Za sLS je odabrano sinusovni proud s $\cos\phi=1$
- Pulsni usm. nije povezan s režimom polara i brzotok.

3.4.2 Stejnosměrná trolej



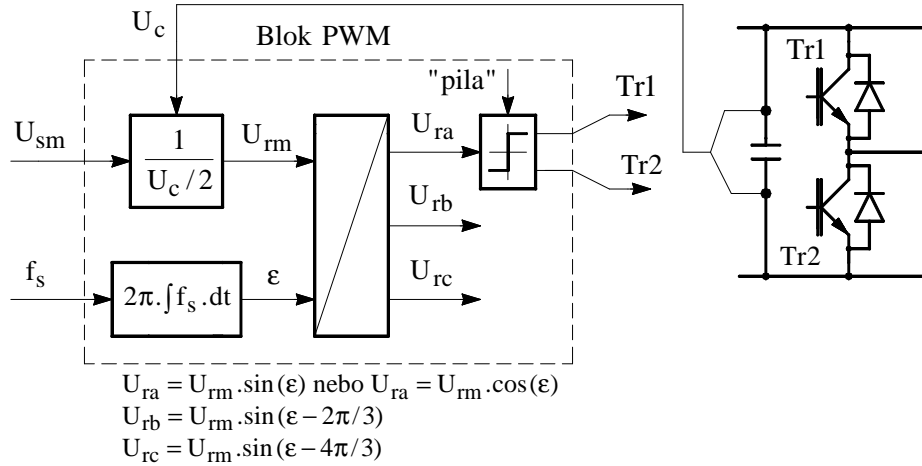
3.5 Regulované pohony s asynchronním motorem

Pozn.: Některé vztahy a grafy jsou převzaty ze skript:

Zeman, Peroutka, Janda: Automatická regulace motorů s asynchronními motory

3.5.1 Způsoby řízení napět'ového střídače

Pulsně šířková modulace (PWM) – strukturní schéma:

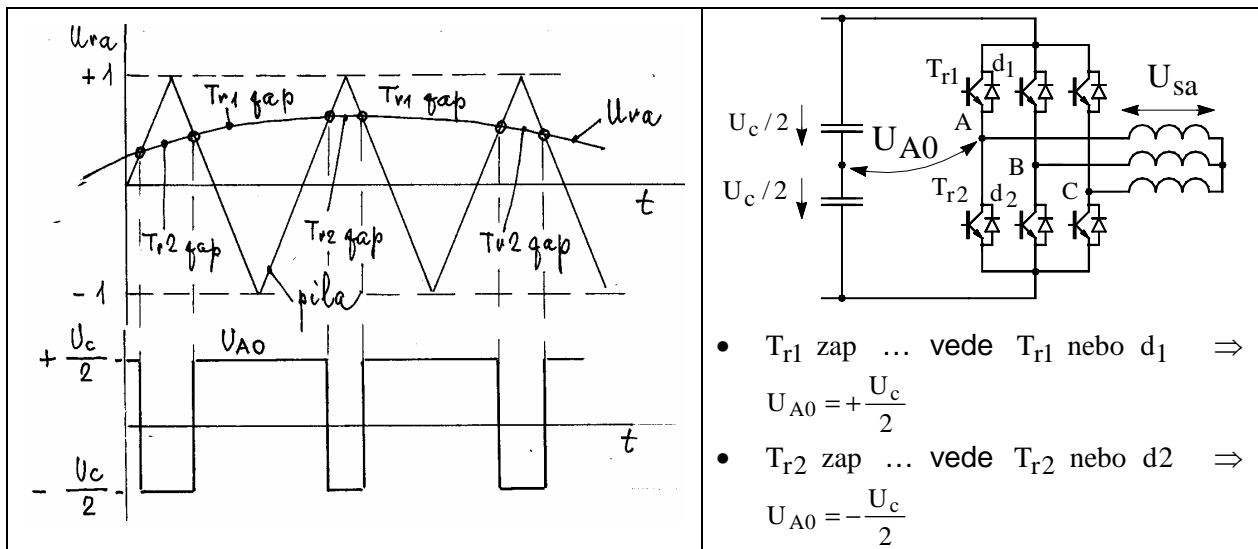


U_{sm} ... amplituda zadaného napětí, f_s ... zadaný kmitočet

U_{ra} , U_{rb} , U_{rc} ... řídicí signály střídače ($U_{rm} = 1$... střídač je na hranici přemodulování)

Poznámky:

- Ustálený stav ... $f_s = konst$... $\epsilon = 2 \cdot \pi \cdot \int f_s \cdot dt = 2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot t = \omega_s \cdot t$
- U dokonalejších pohonů se místo kmitočtu f_s zadává střídači přímo požadovaná „fáze“ napětí ϵ . (Dokonaleji je tato problematika vysvětlena v kap. 3.5.4)

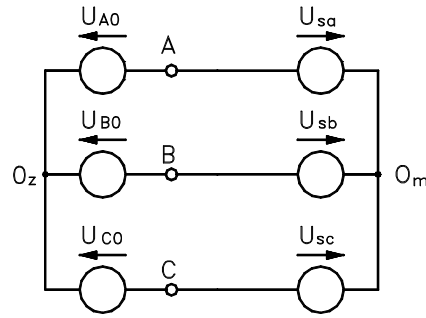
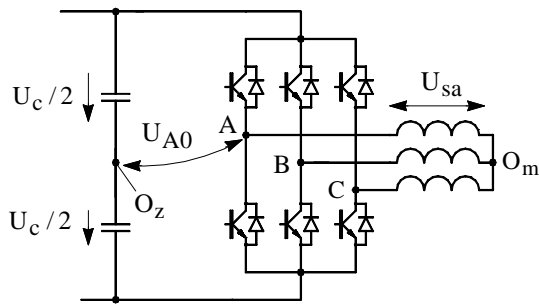


Pomyslné napětí U_{A0} dobře charakterizuje činnost střídače.

Pozn.:

Ve skutečnosti bývá zapojen pouze jeden kondenzátor ... napětí U_{A0} je pak neměřitelné.

Výpočet fázových napětí motoru:



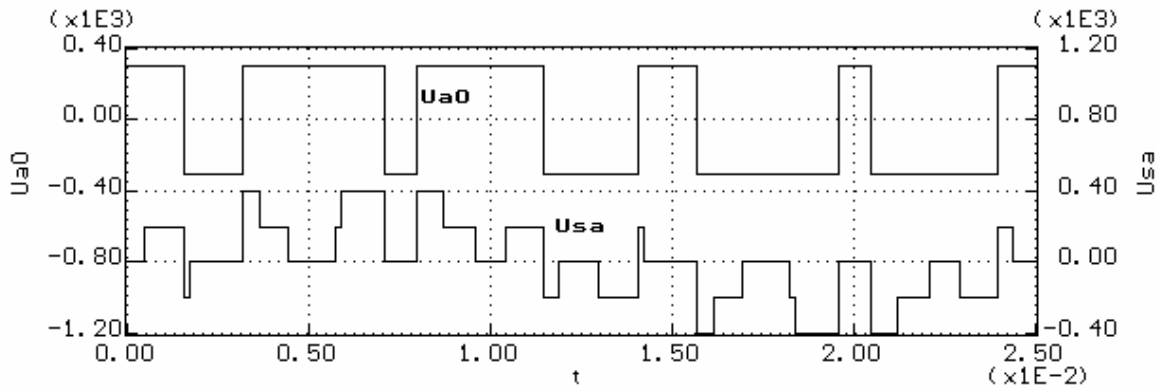
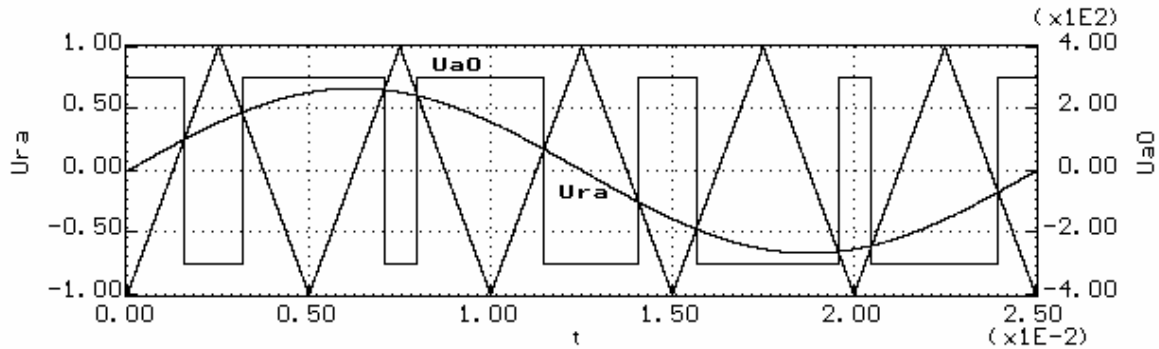
Výpočet U_{sa} , U_{sb} , U_{sc} ... viz „Teorie el. obvodů“

- Obvod není jednoznačně řešitelný.
- Jako doplňující rovnice může posloužit vztah:
 $U_{sa} + U_{sb} + U_{sc} = 0$

$$u_{sa} = \frac{1}{3} \cdot (2 \cdot U_{A0} - U_{B0} - U_{C0})$$

$$u_{sb} = \frac{1}{3} \cdot (2 \cdot U_{B0} - U_{C0} - U_{A0})$$

$$u_{sc} = \frac{1}{3} \cdot (2 \cdot U_{C0} - U_{A0} - U_{B0})$$

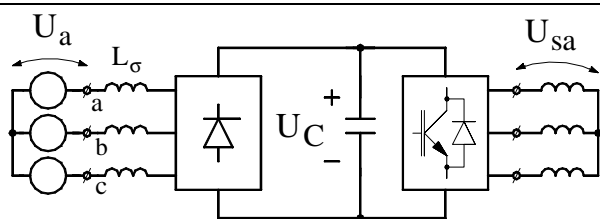


Pro větší názornost zvolen malý modulační kmitočet ... 200 Hz (obvyklé např. 2000 Hz)

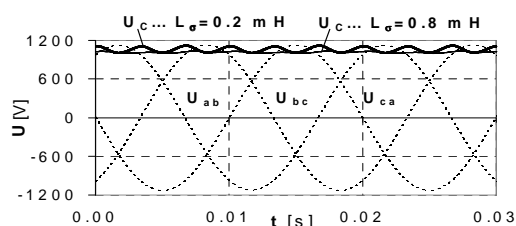
Poznámka:

Výše popsaná modulace bývá nazývána „**sinusová**“ ... řídicí signál střídače U_{ra} je sinusový.

Maximální napětí střídače – sinusová modulace

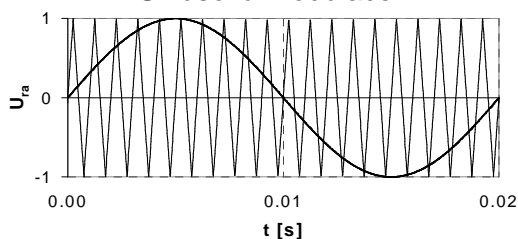


$$U_C \cong (U_{ab})_{ef} \cdot \sqrt{2} = (U_a)_{ef} \cdot \sqrt{3} \cdot \sqrt{2} \cong (U_a)_{ef} \cdot 2,4$$



Kondenzátor se nabije přibližně na amplitudu sruženého napětí sítě (přerušované proudy)

Sinusová modulace



Maximální napětí střídače:

$$U_{ra} = 1 \cdot \sin(\omega_s \cdot t)$$

$$U_{A0}^{(1)} = U_{sa}^{(1)} = \frac{U_C}{2} \cdot \sin(\omega_s \cdot t)$$

$$(U_{sa})_{ef} \cong \frac{2,4 \cdot (U_a)_{ef}}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}}$$

$$(U_{sa})_{ef} \cong 0,85 \cdot (U_a)_{ef}$$

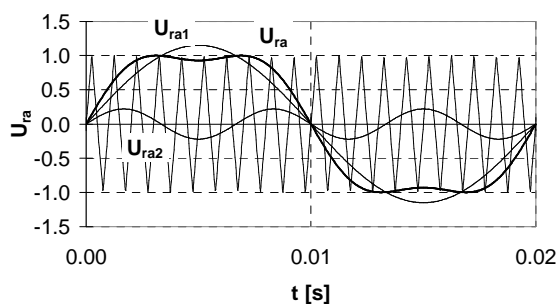
Výstupní napětí střídače je menší než napětí sítě.

Motor navržený na jmenovité napětí sítě nemůže být plně využíván

Z důvodu zvýšení napětí střídače je často používána „**modulace se 3. harmonickou**“ ... řídicí signál U_{ra} má složku o trojnásobném kmitočtu (viz kap. 8.3).

Maximální napětí střídače se tak zvýší o cca 15%.

Maximální napětí střídače – modulace s 3. harmonickou



Řídicí signál $U_{ra} = U_{ra1} + U_{ra3}$

$$U_{r1m} = 1 / \sin(60^\circ) \cong 1,15$$

$$U_{r2m} = U_{r1m} - 1 \cong 0,15$$

První harmonická řídicího signálu

$$U_{ra}^{(1)} = U_{ra1}$$

Maximální napětí střídače:

$$U_{A0}^{(1)} = U_{sa}^{(1)} = U_{r1m} \frac{U_C}{2} \cdot \sin(\omega_s \cdot t)$$

$$(U_{sa})_{ef} \cong 1,15 \cdot \frac{2,4 \cdot (U_a)_{ef}}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}}$$

$$(U_{sa})_{ef} \cong (U_a)_{ef}$$

Výstupní napětí střídače je přibližně rovno napětí sítě.

Řídicí signály PWM modulace

$$U_{ra} = U_{rm} \cdot [U_{r1m} \cdot \sin(\epsilon) + U_{r2m} \cdot \sin(3 \cdot \epsilon)]$$

$$U_{rb} = U_{rm} \cdot [U_{r1m} \cdot \sin(\epsilon - \frac{2\pi}{3}) + U_{r2m} \cdot \sin(3 \cdot \epsilon)]$$

$$U_{rc} = U_{rm} \cdot [U_{r1m} \cdot \sin(\epsilon - \frac{4\pi}{3}) + U_{r2m} \cdot \sin(3 \cdot \epsilon)]$$

$$U_{rm} = 0 \div 1, U_{r1m} = 1,15, U_{r2m} = 0,15$$

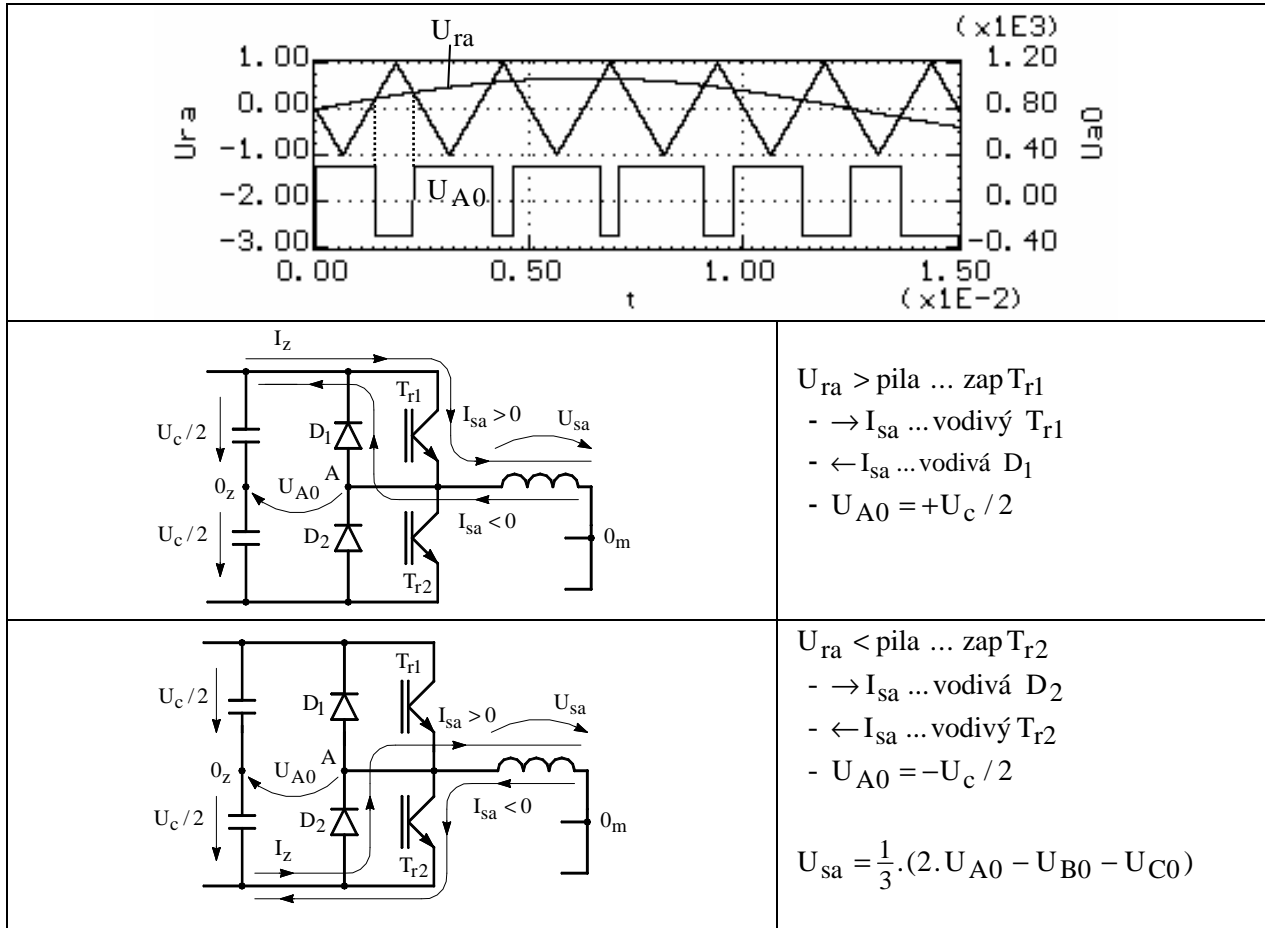
$$\epsilon = \int 2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot dt$$

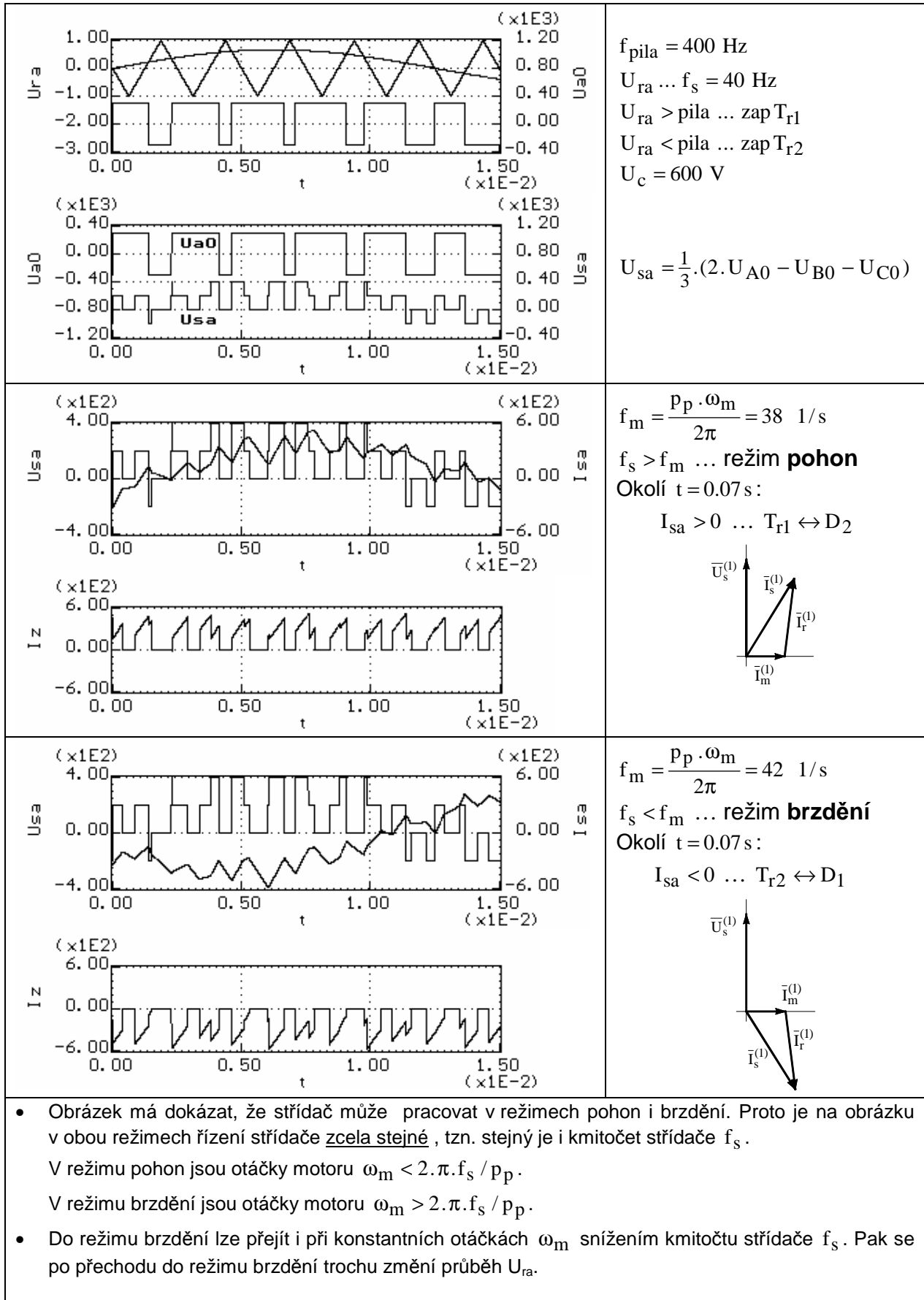
Řídicí signál se 3. harmonickou nemá negativní vliv na činnost střídače.

Zdůvodnění: Napětí U_{A0}, U_{B0}, U_{C0} obsahují shodnou 3. harmonickou složku \Rightarrow :

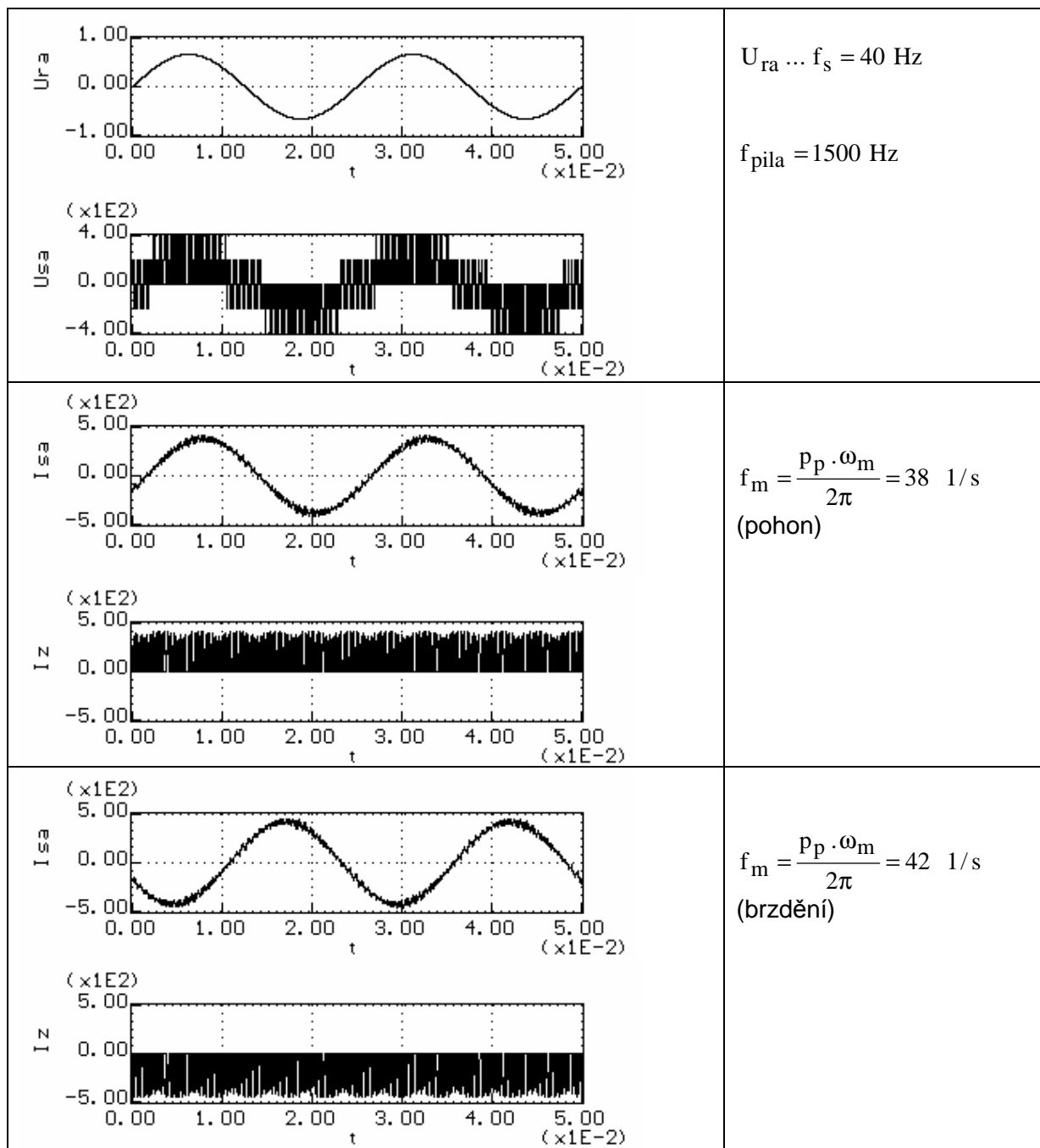
- Zapojení motoru do hvězdy s nevyvedenou „nulou“
Fázová napětí motoru obsahují shodnou složku o trojnásobném kmitočtu. Příslušné, ve všech fázích stejné proudy, nemohou vinutím s nevyvedenou nulou protékat.
- Zapojení do trojúhelníka
Sdružené napětí $U_{ab} = U_{A0} - U_{B0}$ nemá složku o trojnásobném kmitočtu.

3.5.2 Napěťový střídač v režimech pohon a brzdění





- Obrázek má dokázat, že střídač může pracovat v režimech pohon i brzdění. Proto je na obrázku v obou režimech řízení střídače zcela stejné, tzn. stejný je i kmitočet střídače f_s .
 V režimu pohon jsou otáčky motoru $\omega_m < 2 \cdot \pi \cdot f_s / p_p$.
 V režimu brzdění jsou otáčky motoru $\omega_m > 2 \cdot \pi \cdot f_s / p_p$.
- Do režimu brzdění lze přejít i při konstantních otáčkách ω_m snížením kmitočtu střídače f_s . Pak se po přechodu do režimu brzdění trochu změní průběh U_{ra} .

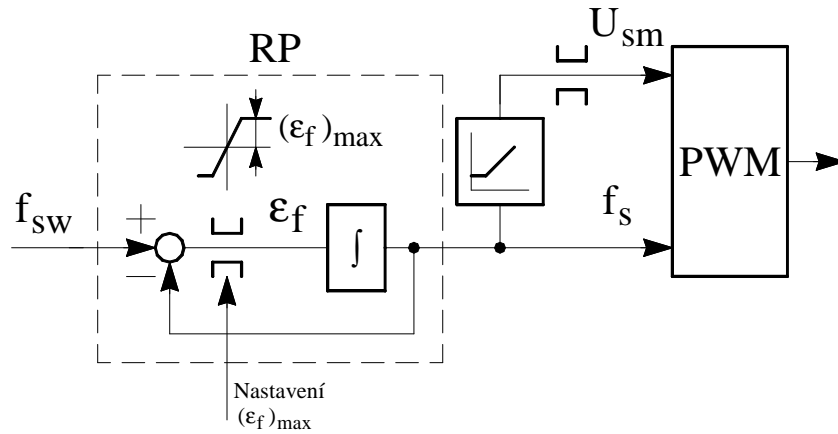
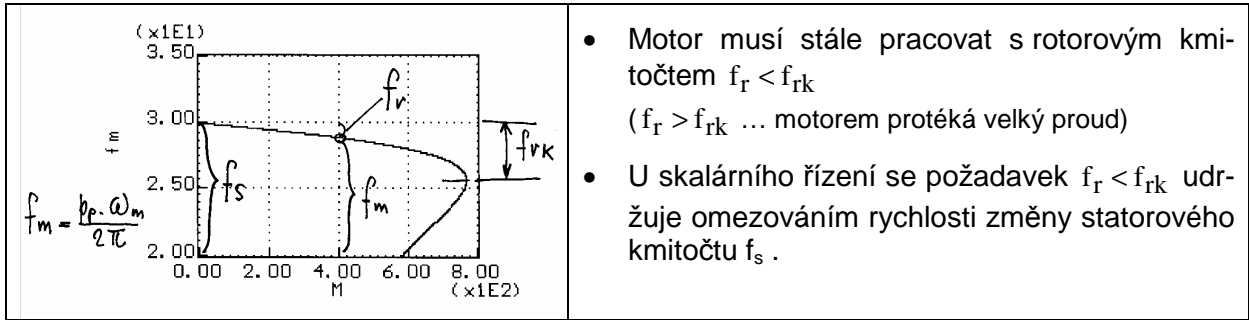


3.5.3 Skalární řízení pohonu

„Skalární“ ... řídí se pouze velikost amplitud veličin

<p>Oblast středních otáček</p> <p>Pro asynchronní motor je výhodné, když pracuje s konstantním magnetickým tokem. Velikost toku se obvykle volí tak, aby pracovní bod ležel v oblasti „kolena“ magnetizační charakteristiky.</p>	
<ul style="list-style-type: none"> $U_{ind} = \omega_s \cdot \Psi \Rightarrow \Psi = \frac{U_{ind}}{\omega_s} = \frac{U_{ind}}{2 \cdot \pi \cdot f_s}$ $\Psi = \Psi_N \dots \frac{U_{ind}}{f_s} = konst \cong \frac{U_s}{f_s} = K_U$ $K_U \cong \frac{U_{sN}}{50}$ 	
<p>Oblast vysokých otáček</p>	
<ul style="list-style-type: none"> V oblasti $\omega > \omega_N$ není možno udržovat $\Psi = \Psi_N$, neboť musí být $U_s \leq U_{sN}$. $U_s = U_{sN} \Rightarrow \Psi \cong \frac{U_{sN}}{\omega_s} \Rightarrow$ magnetický tok v oblasti $\omega > \omega_N$ klesá s růstem f_s. 	
<p>Oblast velmi malých otáček</p>	
	<ul style="list-style-type: none"> Úbytek napětí na rozptylové reaktanci je při malých kmitočtech zanedbatelný. Ohmický úbytek napětí může být srovnatelný s napětím indukovaným, proto je nutné ho respektovat. Podmínka $\Psi = konst$: Svorkové napětí $\bar{U}_s = \bar{U}_{ind} + \Delta U$
<p>Realizace $\Psi = konst$:</p>	
	<p>Napětí je nutno zvyšovat pouze v oblasti velmi nízkých otáček</p>

3.5.3.1 Skalární řízení bez vazby od čidla otáček



Ustálený stav:

$$f_{sw} = f_s \Rightarrow \epsilon_f = 0 \Rightarrow f_s = \text{konst}$$

Velká změna požadovaného statorového kmitočtu f_{sw} :

- Omezovač se nasytí, $\epsilon_f = (\epsilon_f)_{max}$
- $f_s = \frac{1}{\tau} \int (\epsilon_f)_{max} \cdot dt$... kmitočet f_s vzrůstá s maximální (zadanou) rychlostí
- $f_s \rightarrow f_{sw}$... omezovač se odsytí, ϵ_f postupně klesá k 0.

Nastavení $(\epsilon_f)_{max}$:

Dle velikosti momentu setrvačnosti na hřídeli motoru. Kmitočet f_s musí vzrůstat tak pomalu, aby stále platilo:

$$f_s - f_m < f_{rk}$$

Popis činnosti pohonu se skalárním řízením bez čidla otáček

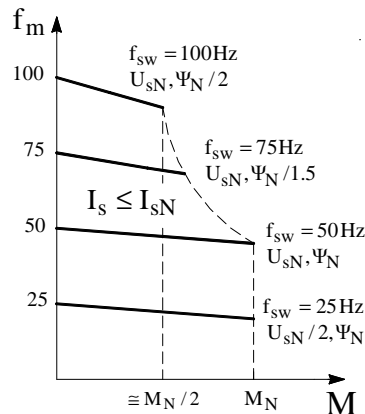
- Signálem f_{sw} se zadávají otáčky „naprázdno“
- $f_m = p_p \cdot \frac{n[\text{ot} / \text{min}]}{60}$... přepočtené otáčky /sec
- Skutečné otáčky určuje průsečík charakteristik M a M_z
- Rozběhová rampa musí pracovat tak pomalu, aby průsečík M a M_z nastal v lineární části momentové charakteristiky (pokud motor pracuje „za kolenem“ charakteristiky, vzniká nadproud)

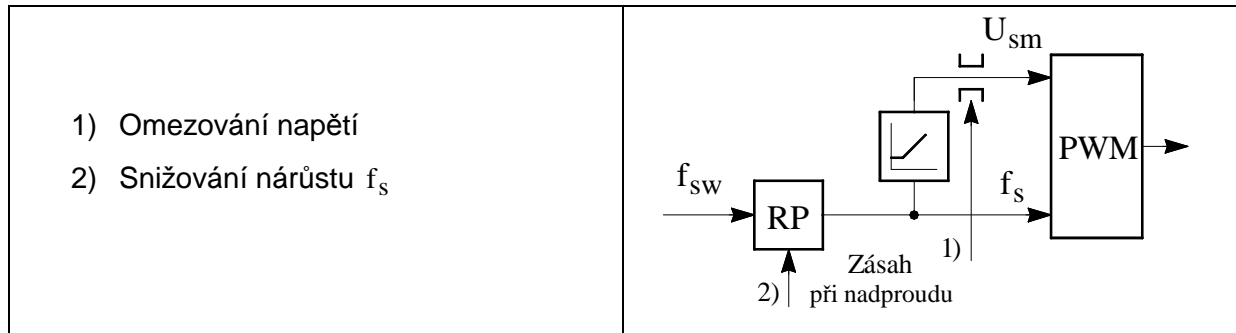
Jednoduché úvahy doplňující předchozí graf

f_s [Hz]	f_r	skluz $s = f_r / f_s$	I_{μ}	$\Psi = L_{\mu} \cdot I_{\mu}$	$I_r \approx \frac{U_{sN}}{R_r / s}$	$M \approx \Psi \cdot I_r$
50	f_{rN}	$s_N = \frac{f_{rN}}{50}$	$I_{\mu N}$	Ψ_N	I_{rN}	M_N
100	f_{rN}	$s_N / 2$	$I_{\mu N} / 2$	$\Psi_N / 2$	$I_{rN} / 2$	$M_N / 4$
	$(2 \cdot f_{rN})^*$	s_N	$I_{\mu N} / 2$	$\Psi_N / 2$	I_{rN}	$M_N / 2$

* Pohon lze při $f_s = 100$ Hz zatížit momentem $M_z = M_N / 2$, pokud kritický rotorový kmitočt $f_{rk} > 2 \cdot f_{rN}$ (většinou bývá splněno)

Pracovní oblast pohonu:



Možnosti omezování proudu:**Vlastnosti pohonu se skalárním řízením**

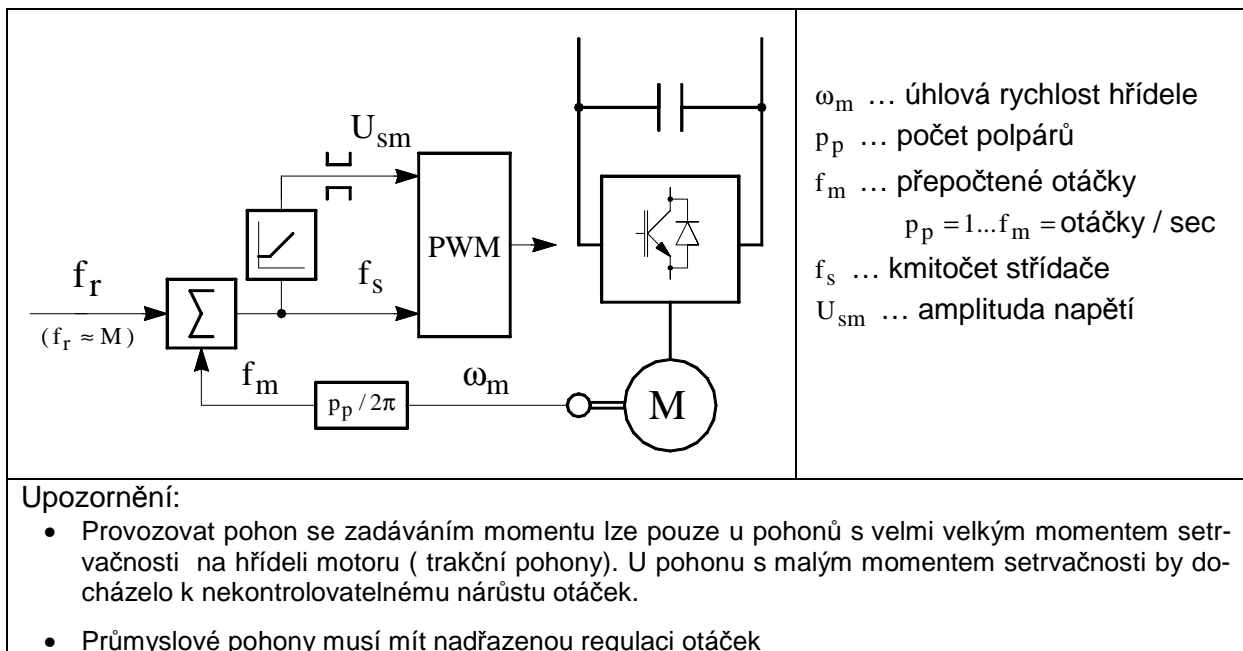
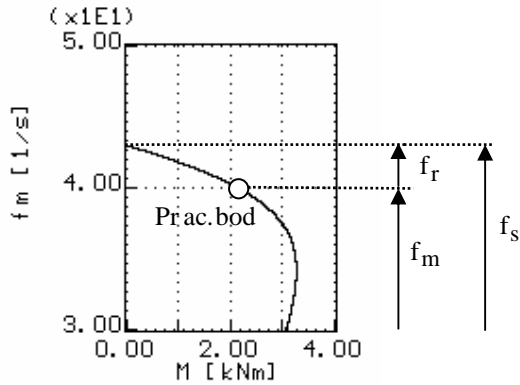
- Algoritmy řízení velmi jednoduché
- Přechodové jevy probíhají pomalu
Zejména pokud není realizováno omezování proudu musí být nastavena pomalá rozběhová rampa. Motor by měl vždy pracovat v lineární části charakteristiky.
- Pokud nejsou kladeny velké nároky na dynamiku pohonu má popisované řízení dobré vlastnosti ... i bez čidla otáček udržuje pohon dosti přesně otáčky zadané (lze navrhnout motor s velmi malým rotorovým kmitočtem (skluzem)).

3.5.3.2 Skalární řízení s vazbou od čidla otáček

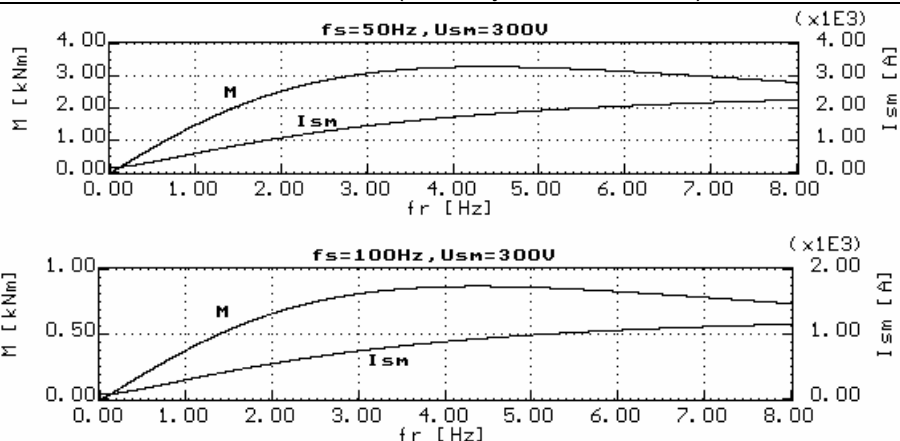
Trakční pohon

Řidič tramvaje zadává požadovaný moment (obdobně jako pedál „plynu“ v autě)

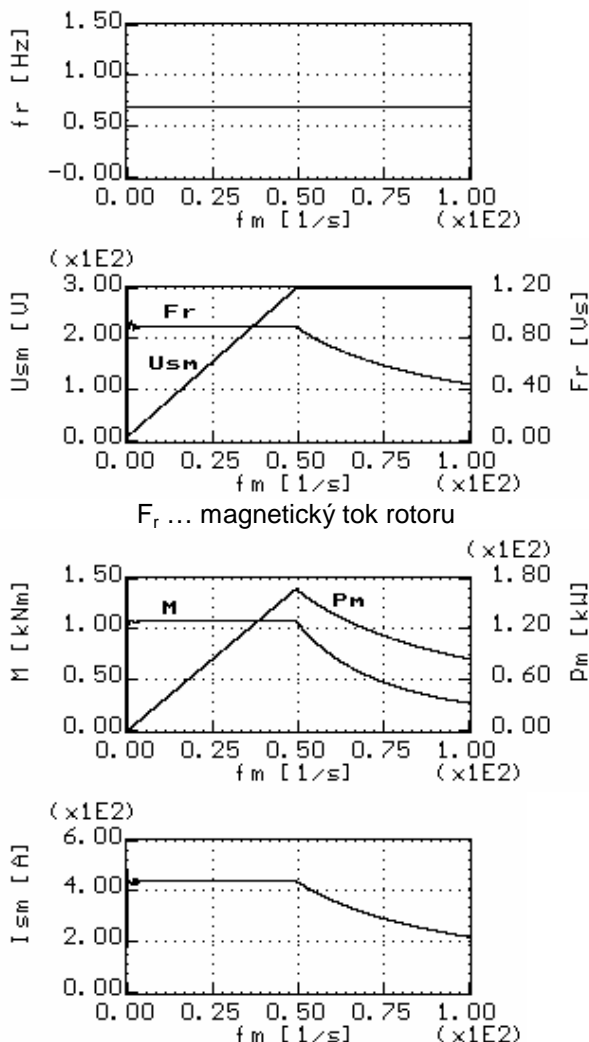
U asynchronního motoru lze moment zadávat prostřednictvím rotorového kmitočtu f_r



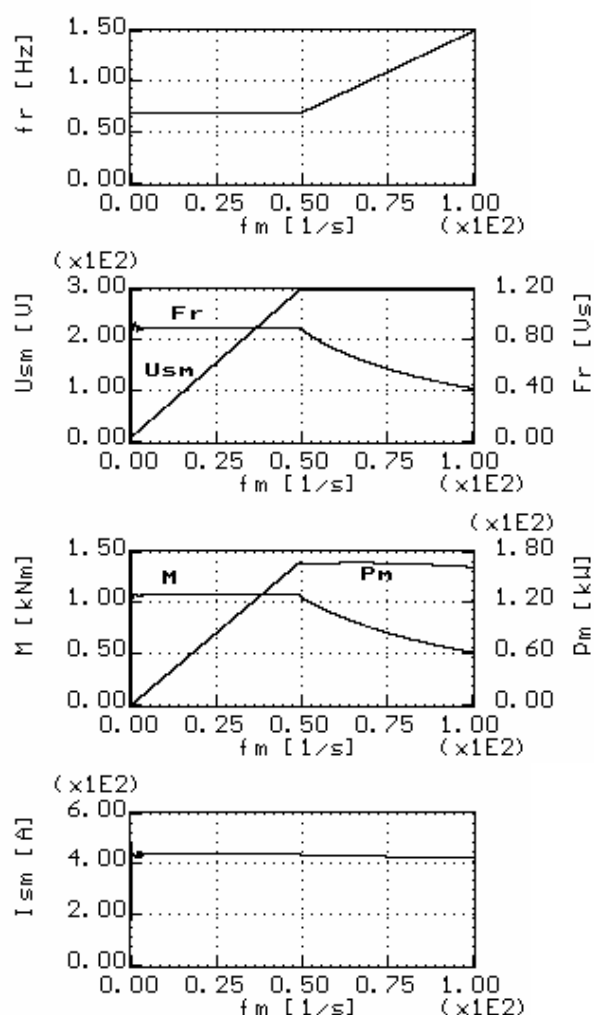
Rozjezd na maximální rychlost Motor 160 kW (tramvaj Škoda Electric)



Konstantní rotorový kmitočet



V oblasti $\omega_m > \omega_{mN}$ rotorový kmitočet vzrůstá



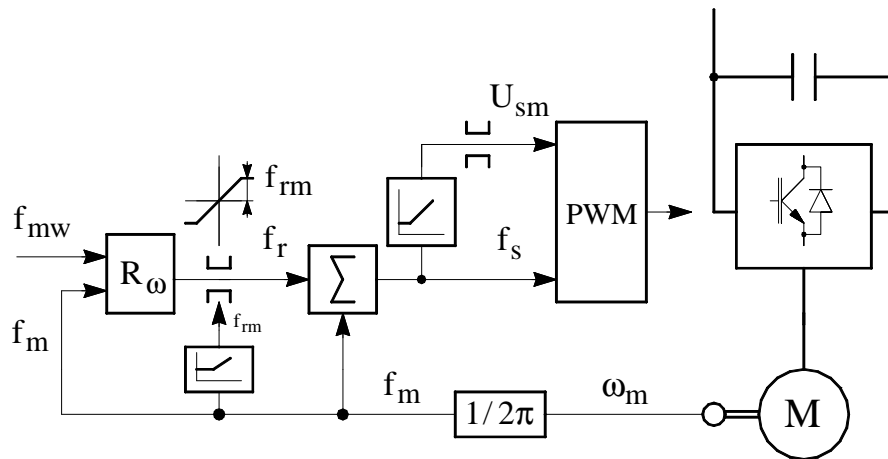
V oblasti $\omega_m > \omega_{mN}$

- Moment klesá se čtvercem f_s
- Proud klesá lineárně se vzrůstem f_s
- Výkon klesá lineárně se vzrůstem f_s

Vhodným vzrůstem f_r (viz mom. charakteristiky) lze v oblasti $\omega_m > \omega_{mN}$ zajistit:

- Konstantní proud
- Konstantní výkon

Průmyslový pohon



Nutné podmínky omezování rotorového kmitočtu f_r

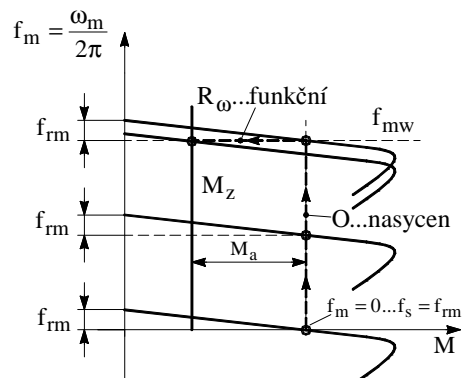
- 1) $f_r < f_{r_krit}$ (rotorový kmitočet odpovídající kritickému skluzu)
- 2) $f_r < f_{r_Im\,ax}$ (rotorový kmitočet odpovídající maximálnímu dovolenému proudu)

Z uvedených charakteristik motoru vyplývá:

- $f_{r_krit} = konst$
- $f_{r_Im\,ax} = fce(f_s)$, $f_s \cong p_p \cdot f_m$

Popis rozběhu – $f_{rm} = konst$

- Zadá se f_{mw}
- Nasytí se omezovač O $\Rightarrow f_r = f_{rm}$
- $f_s = f_m + f_{rm}$... motor se rozbíhá s konstantním momentem .
 M_a ... akcelerační moment
- $f_m = f_{mw}$... omezovač O se odsytí, regulátor R_ω snižuje f_r tak, aby otáčky dále nevzrůstaly (při přechodovém jevu mohou nastat kmity, které nejsou na grafu znázorněny)



Zakreslený jev ... $f_{mw} < 50 \text{ ot/sec} \Rightarrow$ nedochází k odbuzování motoru

Vlastnosti pohonu

- Pohon má velmi dobré vlastnosti ... rozběh probíhá od nulových otáček s konstantním momentem.
- Na rozdíl od dále popisovaného vektorového řízení nevznikají při chybné činnosti řídicích algoritmů nebezpečné jevy .
- Podmínka správné činnosti ... přesné čidlo otáček.
1% chyba vyhodnocení f_m může způsobit např. 50% chybu v zadávání rotorového kmitočtu ...
 $50/100 = 0.5 \text{ Hz}$.

3.5.4 Vektorové řízení

3.5.4.1 Úvod

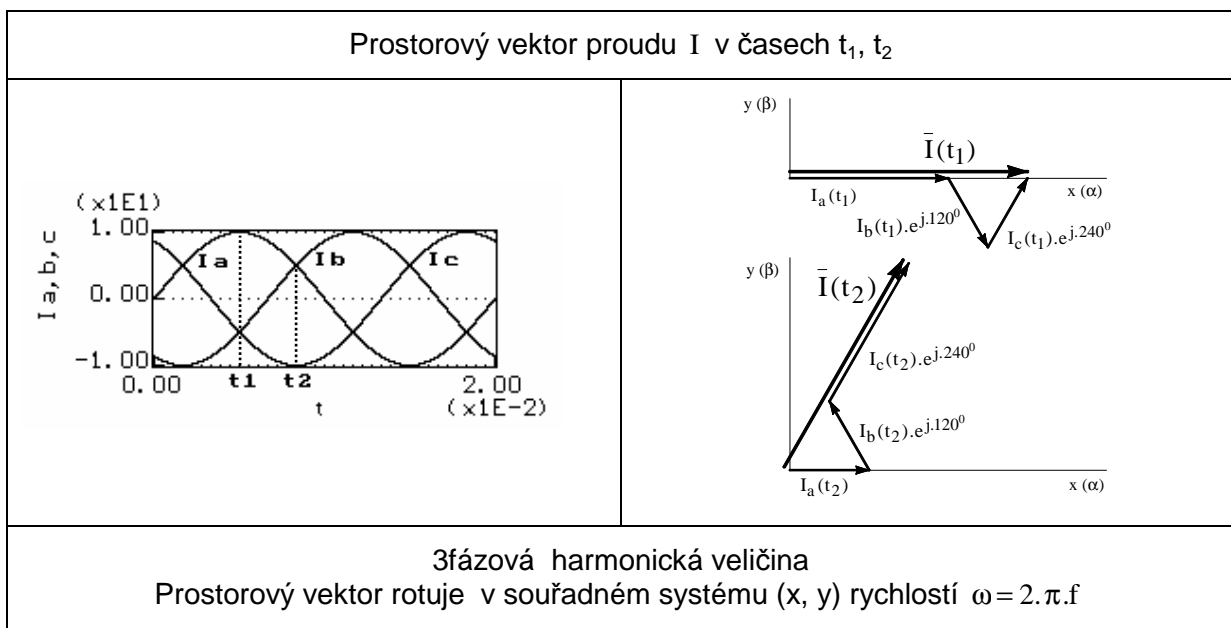
„Vektorové řízení“ ... motoru je vnučován vhodný „**prostorový vektor**“ proudu.

Definice prostorového vektoru ... $\bar{I} = k \cdot (I_a + I_b \cdot e^{j \cdot 120^\circ} + I_c \cdot e^{j \cdot 240^\circ})$

I_a, I_b, I_c ... okamžité hodnoty fázových proudů.

Prostorový vektor je definován pro harmonické i neharmonické veličiny v ustáleném, nebo přechodném stavu. Vektory lze přepočítávat do rotujícího souřadného systému (u vektorového řízení je využíván souřadný systém (d, q), rotující spolu s magnetickým tokem).

Prostorový vektor veličiny se sinusovým průběhem v ustáleném stavu, v souřadném systému stojícím (stojící systém označujeme (x, y), v literatuře je často označován (α, β)), je obdobný známému **fázoru**.



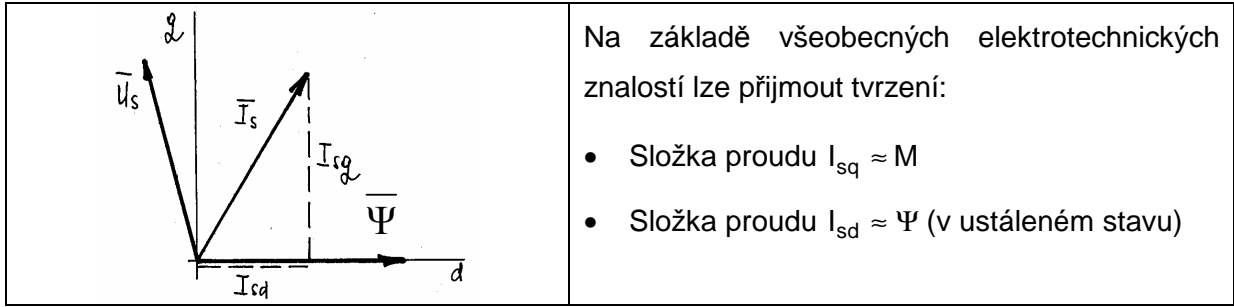
V předmětu Elektické pohony (základní kurs) není teorie motoru, založená na transformaci „prostorový vektor“ probírána (podrobné informace lze najít ve skriptech ZČU/KEV). Při vysvětlování jevů je využívána výše uvedená podoba prostorového vektoru a fázoru. Některá dále uváděná tvrzení, odvození apod. nejsou proto z teoretického hlediska zcela solidní. Ze stejného důvodu je nutno se v předmětu EP omezit na výpočet ustálených dějů.

3.5.4.2 Princip vektorového řízení

Stejnoseměrný motor je velmi dobře říditelný. Proudem kotvy se určuje velikost momentu, proudem budícím velikost magnetického toku.

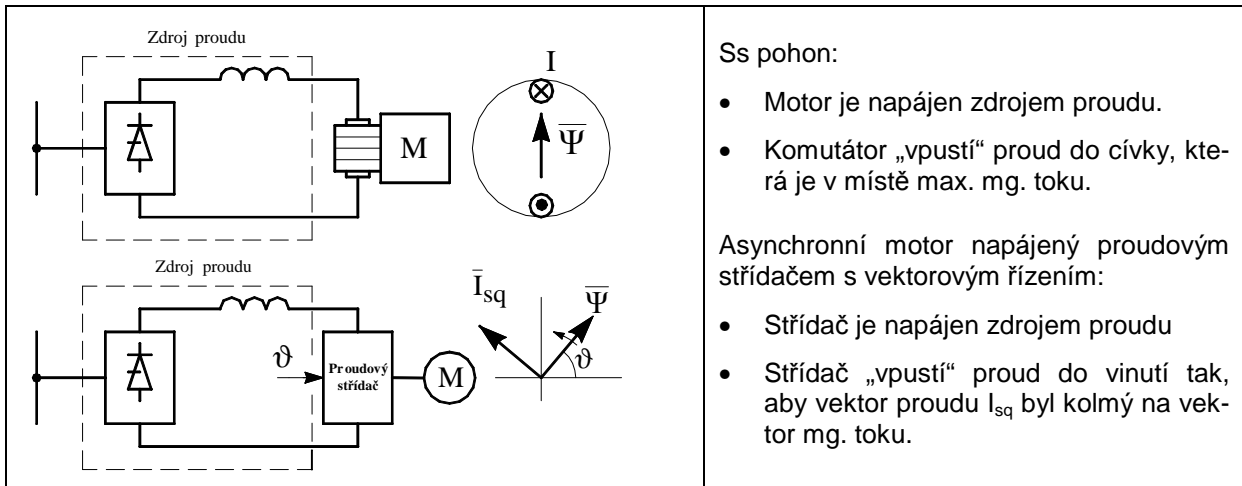
Asynchronní motor je říditelný mnohem hůře. Kmitočet určuje otáčky naprázdno, poměr napětí a kmitočtu určuje magnetický tok. Říditelnost asynchronního motoru velmi zlepšuje dále popisované vektorové řízení.

Vektor proudu lze rozložit do složek I_{sd}, I_{sq} .



Vektorové řízení umožňuje vnučovat motoru odděleně složky proudů I_{sd} , I_{sq} . Pak lze asynchronní motor srovnávat s motorem stejnosměrným.

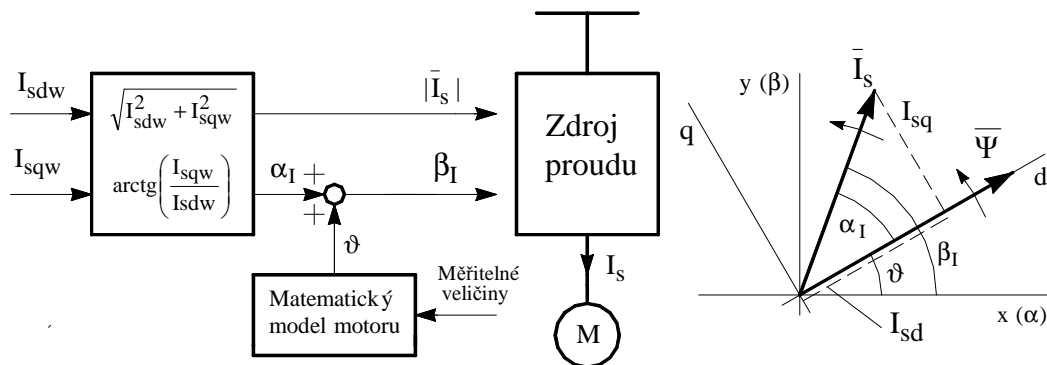
Proud kotvy $I_a \approx I_{sq}$, budící proud $I_b \approx I_{sd}$ (platí v ustáleném stavu).



Princip odděleného vnučování složek proudu I_{sd} , I_{sq}

Motor napájen zdrojem proudu

U motoru napájeného zdrojem proudu je oddělené vnučování složek proudu I_{sd} a I_{sq} principiálně jednoduché.



Znázorněným způsobem řízený zdroj proudu „protlačí“ do vinutí statoru proudy:

$$I_{sa} = |\vec{I}_s| \cdot \cos(\beta_I), \quad I_{sb} = |\vec{I}_s| \cdot \cos(\beta_I - 2/3 \cdot \pi), \quad I_{sc} = |\vec{I}_s| \cdot \cos(\beta_I - 4/3 \cdot \pi).$$

Těmto proudům odpovídá vektor proudu $\vec{I}_s = |\vec{I}_s| \cdot e^{j \cdot \beta_I} = |\vec{I}_s| \cdot e^{j \cdot (\alpha_I + \vartheta)}$, pootočený vůči vektoru mg. toku o úhel α_I

Podrobnější popis reálného zdroje proudu není v předmětu EP prováděn.

Motor napájen zdrojem napětí

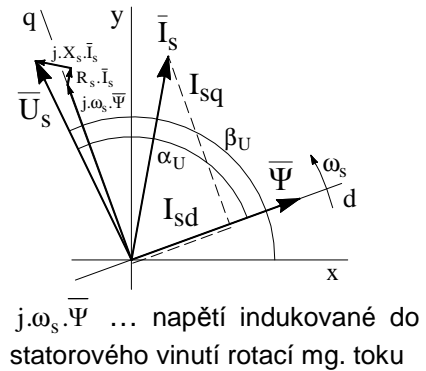
Zdroj napětí nemůže motoru přímo vnucovat požadovaný proud. Má-li motorem protékat požadovaný proud, musíme na svorky motoru připojit takové napětí, které motorem tento proud „protlačí“.

Ustálený stav je znázorněn přiloženým vektorovým diagramem.

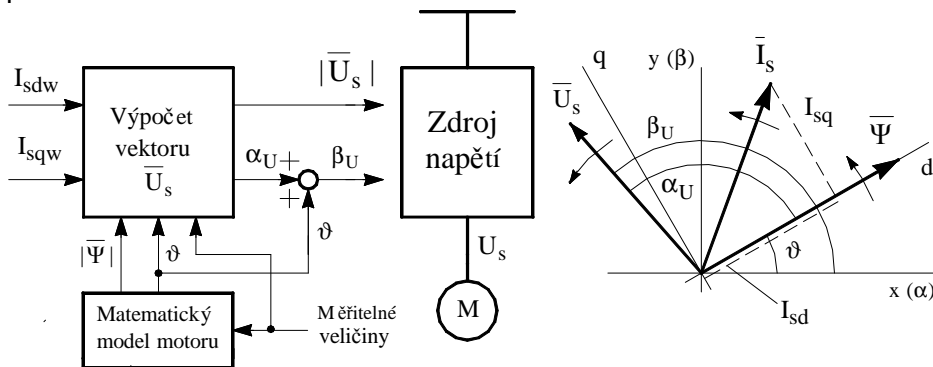
Vektoru napětí $\bar{U}_s = |\bar{U}_s| \cdot e^{j\beta_U}$ odpovídají svorková napětí:

$$U_{sa} = |\bar{U}_s| \cdot \cos(\beta_U), \quad U_{sb} = |\bar{U}_s| \cdot \cos(\beta_U - 2/3 \cdot \pi),$$

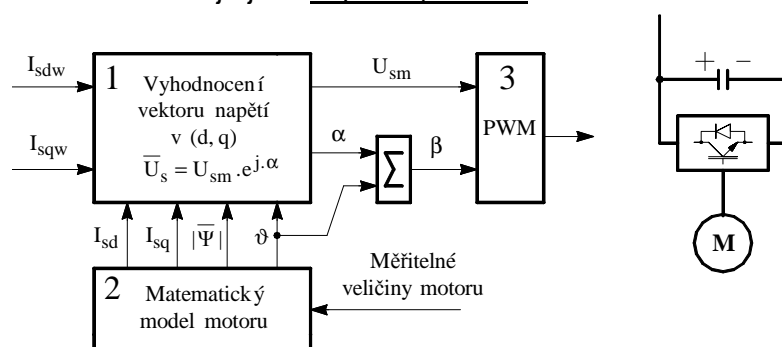
$$U_{sc} = |\bar{U}_s| \cdot \cos(\beta_U - 4/3 \cdot \pi)$$

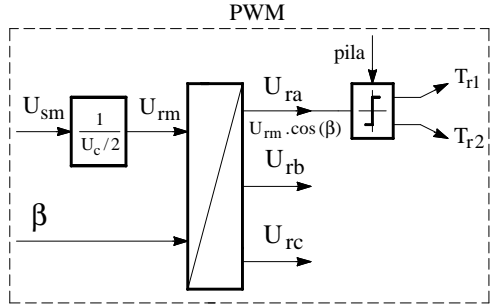


Výpočet vhodného napětí (pro ustálené stavy i přechodné jevy) se provádí v bloku „výpočet vektoru napětí“.



Zdroj napětí se většinou realizuje jako napěťový střídač



1	<p>Vektor napětí se vyhodnocuje prostřednictvím regulace složek proudů I_{sd}, I_{sq} a dalších výpočtů, využívajících teorii asynchronního motoru. Podrobnější popis bloku 1 není v předmětu EP prováděn (podrobné informace lze nalézt ve skriptech ZČU/KEV)</p>
2	<p>Soustava diferenciálních rovnic, popisujících dynamické stavy asynchronního motoru, vypočítávaných v reálném čase.</p> <p><u>Napěťový model</u></p> <p>Vstupy:</p> <ul style="list-style-type: none"> • Proudů motoru I_{sa}, I_{sb} ($I_{sc} = -I_{sb} - I_{sa}$) • Napětí motoru (napětí na svorkách motoru je obtížně využitelné, je však k dispozici řídicí napětí střídače U_r, které přibližně odpovídá 1. harmonické napětí motoru) <p>Napěťový model nepracuje dobře v okolí nulových otáček (napětí svorkové je velmi odlišné od napětí indukovaného).</p> <p><u>Proudový model</u></p> <p>Vstupy:</p> <ul style="list-style-type: none"> • Proudů motoru I_{sa}, I_{sb} ($I_{sc} = -I_{sb} - I_{sa}$) • Otáčky motoru <p>Proudový model pracuje v okolí nulových otáček dobře, proto je využíván v trakčních pohonech. Čidlo otáček na hřídeli motoru je však z provozních důvodů nevýhodné.</p>
3	<p>Blok pulsně šířkové modulace PWM</p> 

Poznámka

- Vstupy bloku PWM v kap. 3.5.1.: Amplituda (U_{sm}) a kmitočet (f_s) výstupního napětí střídače

$$\beta = \int 2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot dt, \quad U_{rm} = \frac{2}{U_c} \cdot U_{sm}, \quad U_{ra} = U_{rm} \cdot \sin(\beta), \quad \text{nebo } U_{ra} = U_{rm} \cdot \cos(\beta)$$

Napětí U_{ra} není svázáno s žádnou veličinou, proto je lze pro výpočet U_{ra} používat funkce \sin , nebo \cos .

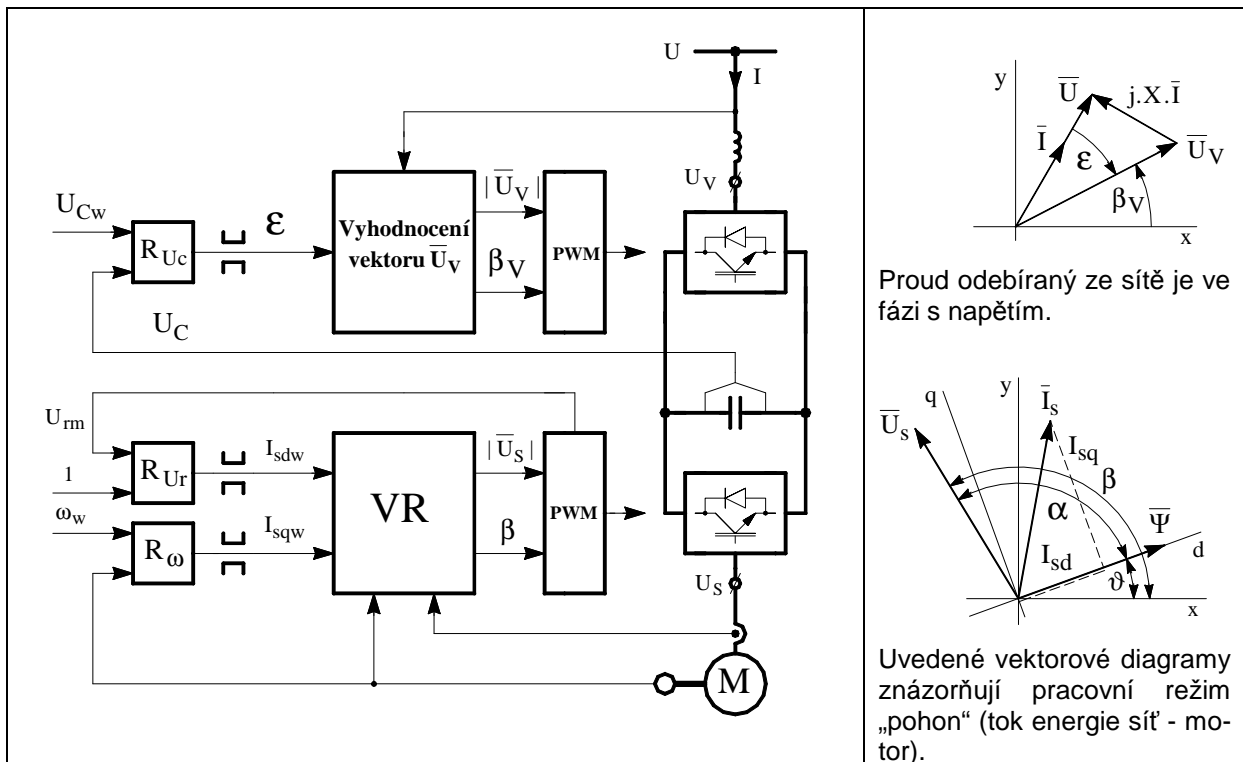
- U popisovaného vektorového řízení je bloku PWM zadávána přímo poloha vektoru napětí β .

Proto je nutno pro výpočet U_{ra} použít funkce \cos ... $U_{ra} = U_{sm} \cdot \frac{2}{U_c} \cdot \cos(\beta)$.

Pozn.: Pokud je $\beta = 0$, musí vektor \vec{U}_s ležet v ose x (U_{ra} musí být maximální).

3.5.4.3 Pohon s vektorovým řízením

Výkonový obvod pohonu s vektorovým řízením může být libovolná verze pohonu popisovaná v kap. 3.4. V následujícím obrázku je znázorněn pohon s pulsním usměrňovačem.

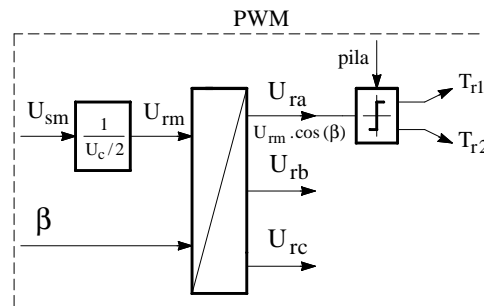
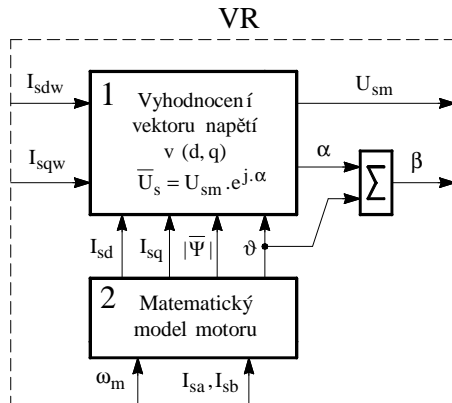


Popis pohonu

- Popisovaný pohon využívá pulsní usměrňovač. Může však být využit i jiný usměrňovač.
- Pulsní usměrňovač plní 2 základní funkce:
 - Udržovat konstantní napětí kondenzátoru
 - Odebírat ze sítě proud s $\cos(\varphi) = 1$
- Regulátor R_{Uc} zadává prostřednictvím úhlu ε vhodnou velikost proudu I . Udržuje tak napětí U_C na hodnotě zadané signálem U_{Cw} .
- Blok vyhodnocení vektoru U_V vyhodnocuje vhodnou velikost a fázi napětí U_V . Napětí U_V musí být synchronizováno s napětím sítě (fázově zpožděno o úhel ε). Algoritmus vyhodnocování U_V je zřejmý z vektorového diagramu (proud I ve fázi s napětím U ... vektory tvoří pravoúhlý trojúhelník).
- Regulátor R_{Ur} zabraňuje střídači přejít ve vysokých otáčkách do režimu přemodulování. Při malých otáčkách je $U_{rm} < 1$, omezovač I_{sdw} je nasycen \Rightarrow motor se plně nabudí. S růstem otáček vzrůstá signál U_{rm} . Jakmile vzroste U_{rm} na hodnotu 1 (plná modulace střídače – viz kap.3.5.1) ... zasáhne regulátor snižováním I_{sdw} . Tak se motor při zvyšování otáček plynule odbuzuje.

Pozn.: Motor se odbuzuje proto, aby indukované napětí do vinutí motoru bylo i při vysokých otáčkách menší, než maximální napětí střídače.

- **Regulátor otáček** pracuje stejně jako u ss pohonu. Při rozběhu je omezovač I_{sqw} nasycen, složka proudu I_{sq} a tedy i moment motoru jsou maximální. Po odsycení omezovače ($\omega_w \cong \omega$) nastaví regulátor takový proud I_{sq} , aby $M = M_z$.
- **Blok VR**
- **Blok PWM ... střídač**



- **Blok PWM ... pulsní usměrňovač**
Vstupní veličiny ... U_{Vm}, β_V

Zhodnocení vektorového řízení

V základním kursu EP jsme schopni důkladně popisovat pouze statické vlastnosti pohonu. Může tak vzniknout dojem, že vektorové řízení má podobné vlastnosti jako pohon se skalárním řízením s vazbou od otáček (kap. 3.5.3.2).

Při porovnání dynamických jevů však vyniknou vlastnosti pohonu s vektorovým řízením.

Přechod pohon → brzdění:

Vektorové řízení:

- Po změně polarit ω_w se nasatí omezovač, vektorovému řízení se zadá $I_{sqw} = -(I_{sqw})_{max}$. Rychle pak nastane pootočení vektoru proudu vůči magnetickému toku ... viz vektorový diagram (kap. 3.1.3).
- Zadaná hodnota I_{sdw} se nemění ... nemění se proto i magnetický tok.

Skalární řízení:

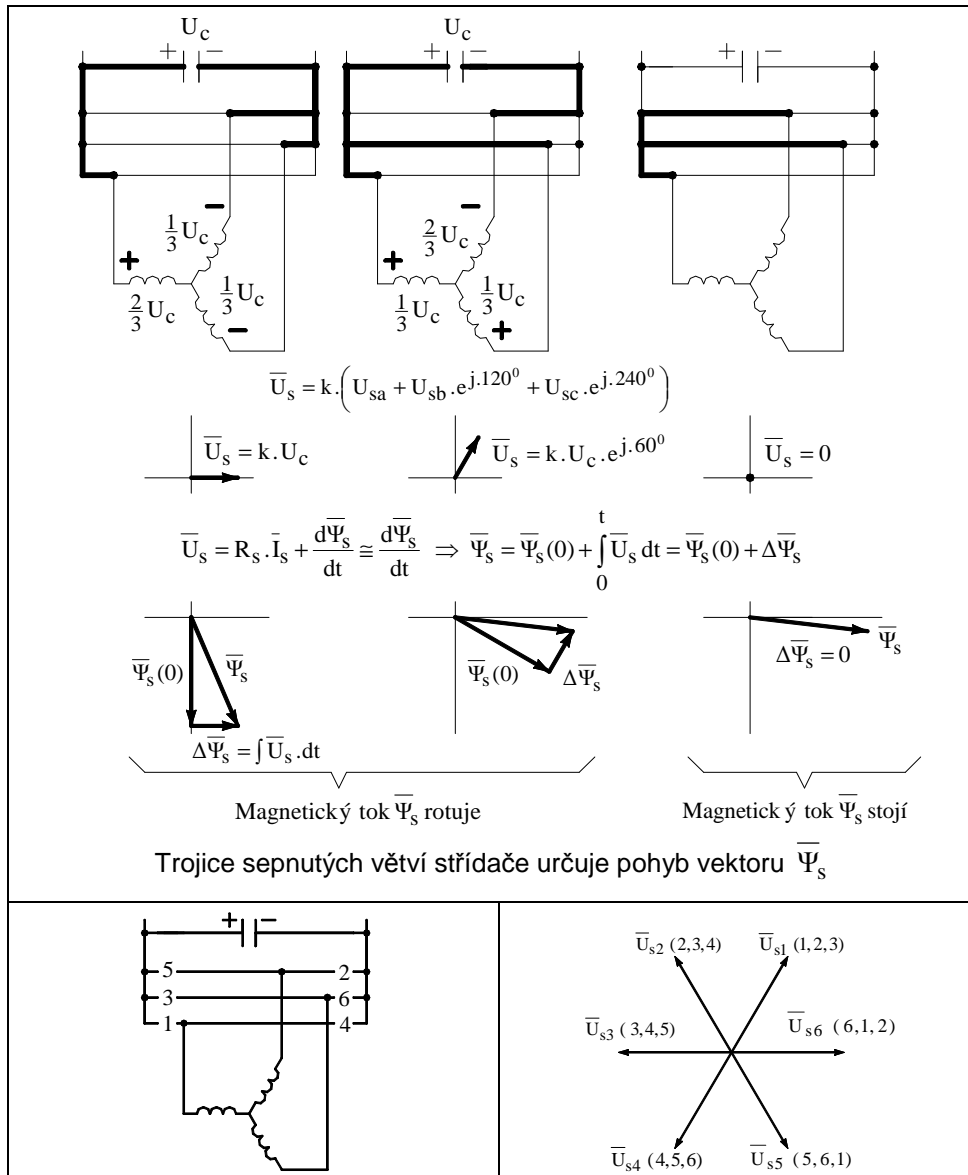
- Po požadavku na přechod do brzdy se skokově změní polarita rotorového kmitočtu. Vektor napětí začne rotovat pomaleji ($\omega_s = \omega_m - \omega_r$) ... to vyvolá složitý přechodový děj, při němž dochází k postupnému pootáčení vektorů veličin motoru.
- Při přechodovém jevu může docházet k nežádoucím zákrmitům momentu a magnetického toku. Ustálený stav je stejný jako u vektorového řízení.

3.5.5 Přímé řízení momentu

Základní principy „přímého řízení momentu“:

- Dvouhodnotová regulace momentu
- Výběr spínaných tranzistorů střídače (zajišťujících dvouhodnotovou regulaci momenty) takový, aby v motoru vzniklo točivé magnetické pole.

3.5.5.1 Princip vzniku „točivého pole“



Po sepnutí vyznačených větví střídače vzniká v motoru složka magnetického toku $\Delta\bar{\Psi}_s$, která se přičítá k toku $\bar{\Psi}_s(0)$ (tok v okamžiku sepnutí vyznačených větví střídače). Vhodná volba 3 spínaných větví zajistí rotaci magnetického toku $\bar{\Psi}_s$.

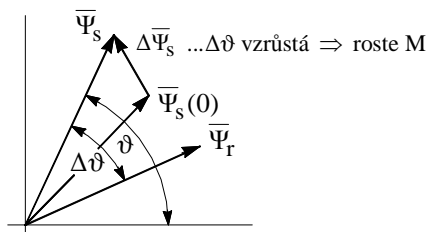
Poznámka:

V základním kurzu EP jsou prostorové vektory probírány pouze popisným způsobem. Směr přírůstku mg. toku $\Delta\bar{\Psi}_s$ lze i bez znalosti teorie prostorových vektorů odvodit z polarity napětí na fázích statorového vinutí

3.5.5.2 Dvuhodnotová regulace momentu

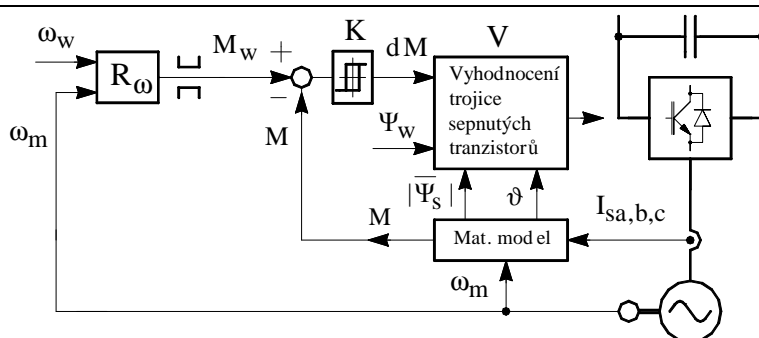
$$M = k \cdot |\bar{\Psi}_s| \cdot |\bar{\Psi}_r| \cdot \sin(\Delta\vartheta)$$

(Vztah není v základním kursu EP odvozen)



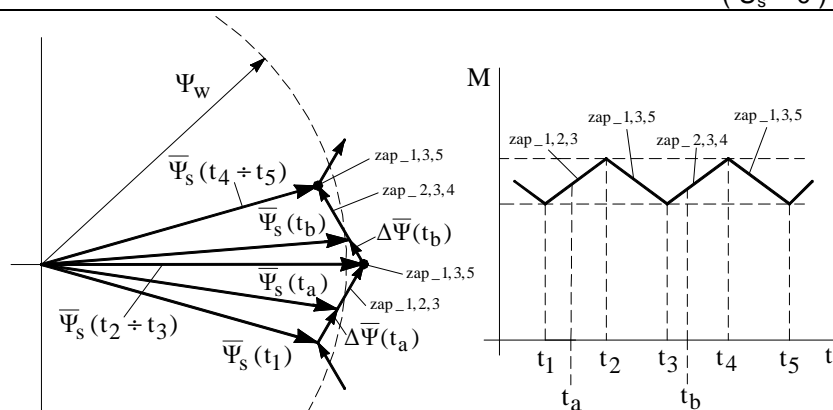
- Magnetický tok rotoru $\bar{\Psi}_r$ rotuje v ustáleném stavu konstantní rychlostí
- Po sepnutí vhodné trojice tranzistorů (1, 2, 3 nebo 2, 3, 4 nebo 3, 4, 5 ...) roste $\Delta\bar{\Psi}$, úhel $\Delta\vartheta$ se zvětšuje \Rightarrow moment **M roste**.
- Po sepnutí trojice tranzistorů 1, 3, 5 (zkratuje se statorové vinutí) se pohyb $\bar{\Psi}_s$ zastaví \Rightarrow uhel $\Delta\vartheta$ se zmenšuje, moment **M klesá**.

3.5.5.3 Principiální schéma



- **Regulátor otáček** pracuje stejně, jako u ostatních pohonů
- **Matematický model** pracuje stejně jako u vektorového řízení (model umí vyhodnocovat i moment)
- **Blok K** ... klopný blok s hysterezí
 $M < M_w \dots dM = 1$
 $M > M_w \dots dM = -1$
- **Blok V**
 Trojice sepnutých tranzistorů se vyhodnotí z těchto vstupů:

- Požadovaná velikost toku Ψ_w
 - Velikost a poloha magnetického toku motoru $\bar{\Psi}_s$..
 - Signál dM ... $dM = 1$
- $dM = -1$
- } Sepne se trojice tranzistorů, která zajistí rotaci vektoru $\bar{\Psi}_s$, $|\bar{\Psi}_s| \equiv \Psi_w$
(1, 2, 3 nebo 2, 3, 4 nebo 3, 4, 5 ...)
- } Sepne se trojice tranzistorů 1, 3, 5
($U_s = 0$)



t₁ – t₂:

- Rychlost rotace $\bar{\Psi}_s$ větší než $\bar{\Psi}_r$
- $\vartheta \Psi_s$ roste
- Moment M vzrůstá

t₂ – t₃:

- $\bar{\Psi}_s$ stojí, $\bar{\Psi}_r$ rotuje
- $\vartheta \Psi_s$ se zmenšuje
- Moment M klesá

3.5.5.4 Hlavní metody vyhodnocování sepnutých tranzistorů

- Depenbrockova metoda

Koncový bod vektoru magnetického toku statoru se pohybuje po 6ti úhelníkové trajektorii. Dvouhodnotová regulace momentu probíhá výše naznačeným způsobem.

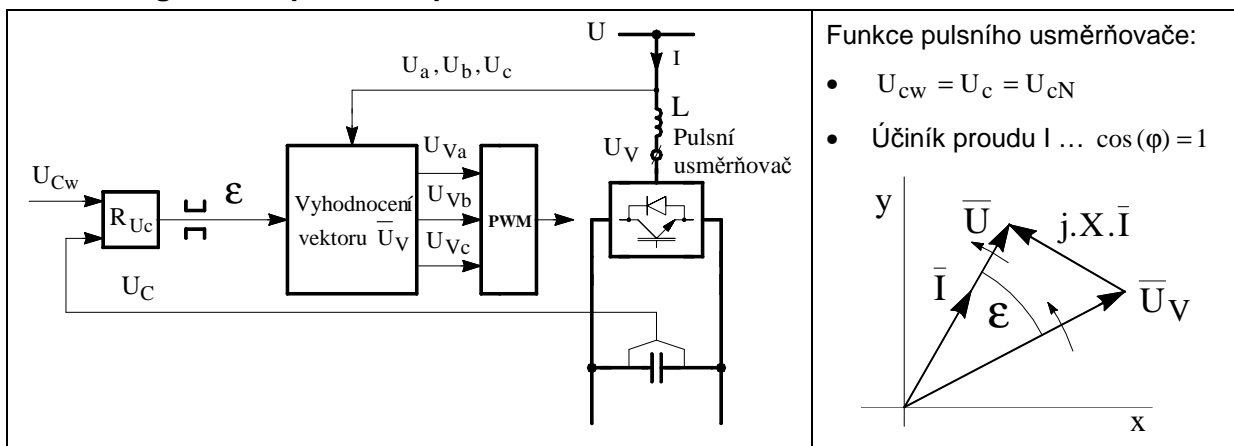
- Takahashiho metoda

Kromě dvouhodnotové regulace momentu je dvouhodnotově regulován i magnetický tok. Vrchol vektoru magnetického toku statoru se pohybuje v úzkém mezikruží (při rotaci toku se mění se jeho velikost). Dvouhodnotová regulace momentu probíhá složitěji, než u předchozí varianty.

3.5.6 Srovnání přímého řízení momentu s řízením vektorovým

- Obě řízení, pokud jsou dobře navržena, mají výborné statické i dynamické vlastnosti.
- Vektorové řízení spolupracuje s PWM modulací střídače, spínání tranzistorů je proto pravidelné. Spínací kmitočet je určen kmitočtem modulační „pily“ ...viz kap. 3.4
- Spínání tranzistorů u přímého řízení je náhodné. Průměrný spínací kmitočet je určen hysterezí klopného obvodu K.

3.5.7 Regulace napěťového pulsního usměrňovače



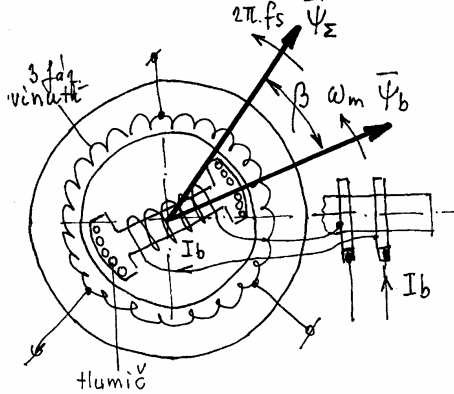
Popis funkce:

- Regulator napětí kondenzátoru generuje úhel ε ... viz vektorový diagram
- Úhel ε nepřímo určuje velikost proudu odebíraného ze sítě a tedy i velikost proudu, který nabíjí kondenzátor.
- Blok „Vyhodnocení \bar{U}_v “ průběžně vypočítává vhodná napětí na střídavých svorkách PU (mezi sítí a PU musí být vždy zapojena tlumivka L). Při správně vypočítaných napětích $U_{va,b,c}$ je trojúhelník fázorů pravoúhlý $\Rightarrow \cos(\varphi) = 1$

Poznámka: Pro řízení pulsního usměrňovače se také využívá vektorové řízení. Vlastnosti takto řízeného PU se však podstatně nezlepší.

4 Pohony se synchronním motorem

4.1 Princip vytváření momentu v synchronním motoru

 <ul style="list-style-type: none"> • Chod naprázdno ... $\beta = 0$ • Motorický režim ... $0 < \beta < 90^0$ • Brzdění rekuperací ... β záporné 	<p>Stator</p> <ul style="list-style-type: none"> • 3 fázové vinutí → „točivé pole“ $\bar{\Psi}_\Sigma$ <p>Rotor</p> <ul style="list-style-type: none"> • Budící vinutí nebo permanentní magnety → $\bar{\Psi}_b$ • Tlumič obdoba kotvy asynchronního motoru $\omega_m = \omega_s = 2\pi f_s$... do tlumiče se neindukuje napětí $\omega_m \neq \omega_s$... tlumič pracuje jako kotva as. motoru <p>Točivý moment ... silové působení toků $\bar{\Psi}_\Sigma$, $\bar{\Psi}_b$ β ... zátěžný úhel</p> <p>Moment motoru ... $M = M_m \cdot \sin(\beta)$</p> <p>(Důkaz vztahu lze nahradit fyzikální úvahou)</p> <p>„Vypadnutí ze synchronizmu“ ... $\beta > 90^0$</p> <p>Poruchový režim ... velké proudy apod.</p>
---	---

4.2 Druhy synchronních motorů

Tato kapitola je převzata ze skript: Skalský V.: Elektrické pohony (VUT Brno)

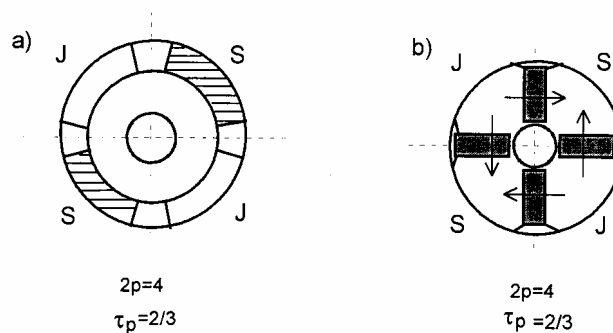
Synchronní motor je elektrický stroj, jehož rotor se otáčí synchronně s otáčením točivého magnetického pole statoru. Stator je shodný se státorem asynchronního motoru, t.j. je listěný, s drážkami pro uložení statorového vinutí. Vinutí je zpravidla třífázové, rozložené do statorových drážek a podle konstrukce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

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

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

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

Jako materiálu pro výrobu permanentních magnetů se používá vzácných zemin, jako jsou na př. samarium - kobalt, nebo neodým - železo - bor, případně i tvrdých feritů, které jsou levnější, avšak s horšími magnetickými vlastnostmi, jak bylo uvedeno v kap. 4.



Obr. 6.1 Konstrukce rotorů s magnety na povrchu (a) a vestavěnými (b).

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

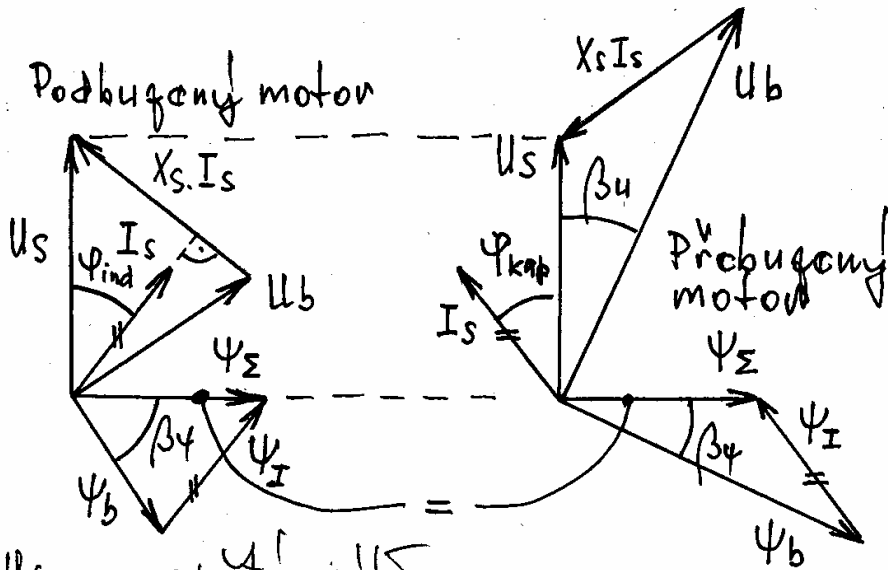
Výrazným rozlišením synchronních motorů od motorů s elektronickou komutací je použitý princip snímání polohy rotoru pro účely řízení tranzistorového měniče, napájecího statorové vinutí: zatímco elektronicky komutovaný motor vyžadoval pouze diskrétní snímání vždy po 60 el. stupních, synchronní motor potřebuje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

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

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

4.3 Motor připojený k síti

4.3.1 Fázorový diagram



U_s ... napětí sítě

U_b ... napětí indukované do statoru točím Ψ_b

X_s ... satorová reaktance

Ψ_{Σ} ... výsledný uř. tok motoru

Ψ_b ... tok vybuzený rotovým buďdem cív.

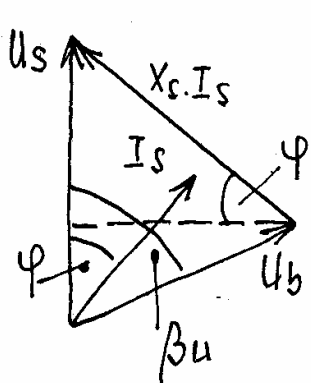
Ψ_I ... tok vybuzený proudem I_s

závěr: Podbuzený motor - φ indukční !!!
 Přebuzený motor - φ kapacitní !!!

\Rightarrow Synchronní motor připojený přímo k síti pracuje většinou jako kompenzační člen.

Pozn.: Při tvorbě fázorových diagramů byl použit shodný shodový odpor
 $\Rightarrow \beta_4 = \beta_4$... "základní úhel".

4.3.2 Moment motoru



$$X_s \cdot I_s \cdot \cos \varphi = U_b \cdot \sin \beta_u$$

$$M = \frac{P}{\omega} = \frac{U_b \cdot I_c \cdot \cos \varphi}{\omega}$$

$$M = U_s \cdot \left(\frac{U_b}{\omega} \right) \cdot \sin \beta_u \Rightarrow$$

$$M = k \cdot \sin \beta \quad (\text{zjednodušený výpočet... } \beta_u \approx \beta_r)$$

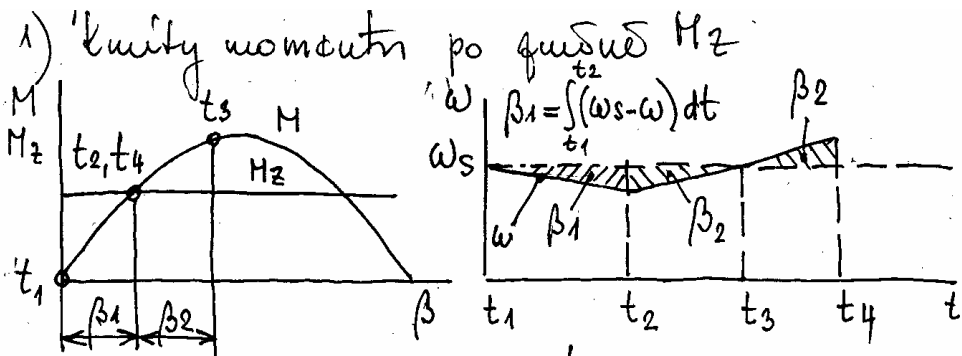
Motor s vyvířenými póly -
 vodorovná reaktance v podélné a příčné ose
 stroje $\Rightarrow M = k_1 \cdot \sin \beta + k_2 \cdot \sin(2\beta)$, $k_2 < k_1$
 (uvedeno)

4.3.3 Vlastnosti neregulovaného motoru

Kladné:

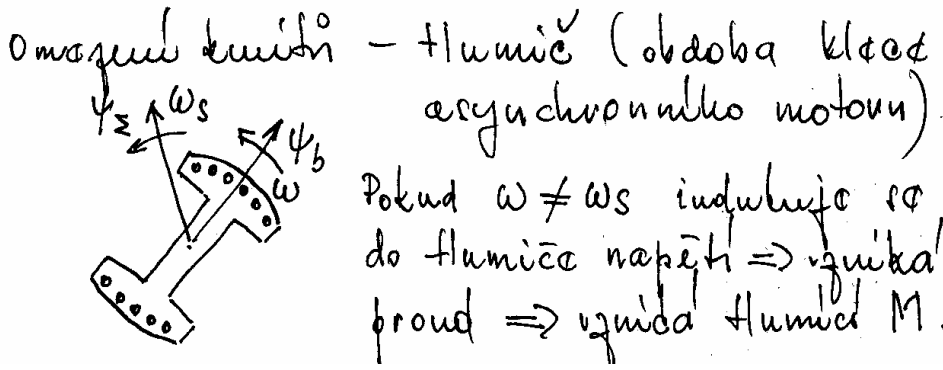
- Výkon motoru z výrobních důvodů není omezen (na rozdíl od stejnosměrných a asynchronních motorů)
- Motor může pracovat s kapacitním účinníkem

Záporné:



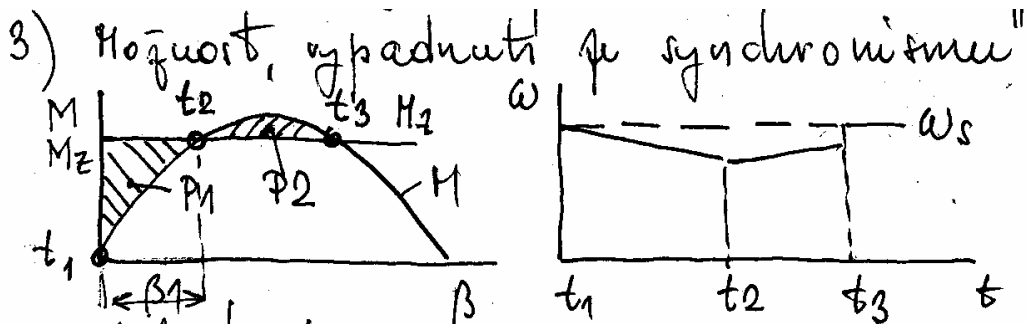
1) kmitů momentu po změně M_z
 $t_1 \dots M_z$ velká, $M=0 \Rightarrow$ v klosu
 $t_2 \dots M=M_z$ (rotor se za točivým polem postavil)
 $\omega < \omega_s$
 $t_3 \dots$ rotor se zrychlil ($\omega = \omega_s$), ale $M > M_z \Rightarrow$
 rotor se dále zrychluje
 $t_4 \dots M=M_z$, ale $\omega > \omega_s \Rightarrow$ kmitů podvážejí

Pozn.: Při vysvětlování kmitů není uvažován vliv tlumiče



2) Problematický rozběh motoru

Viz kap. 4.3.4



Po skokové zátěži M_z se rotor zpomaluje až do okamžiku t_2 , kdy se momenty M a M_z vyrovnají. V době $t_2 - t_3$ je $M > M_z \Rightarrow$ otáčky vzrůstají. Protože $\omega(t_3) < \omega_s$ nastává od ok. t_3 proces „vypadnutí ze synchronismu“. Toky ψ_z a ψ_b rotují rozdílnou rychlostí ... vzniká nadproud, motor je nutno odpojit od sítě.

Podmínka „nevypadnutí ze synchronismu“: $P_1 > P_2$ (v předmětu EP nedokazováno)

Pozn.: Při vysvětlování jevu není uvažován vliv tlumiče

Skoková změna momentu zátěže M_z	
<p>$f_m = p_p \cdot \omega_m / 2\pi$... přepočtené otáčky</p>	<ul style="list-style-type: none"> Po skoku M_z vzrůstá zátěžný úhel β i moment motoru M. Otáčky f_m rychle poklesnou, vzrůstat začínají jakmile $M > M_z$. Při $t \approx 0.8$ s dosáhne $\beta = 90^\circ$, rotor však ještě nedosáhl synchronní rychlosti ($f_m < 50$). Při $f_m < 50$ stále vzrůstá zátěžný úhel $\beta = \int 2 \cdot \pi \cdot (f_s - f_m) \cdot dt$ S dalším růstem β klesá moment i otáčky f_m, nastává „vypadnutí ze synchronismu“. <p>Pozn.: Úhel β je přepočítáván: $\beta_{skut} = 185^\circ \dots \beta = -175^\circ$</p>

4.3.4 „Asynchronní“ rozběh motoru

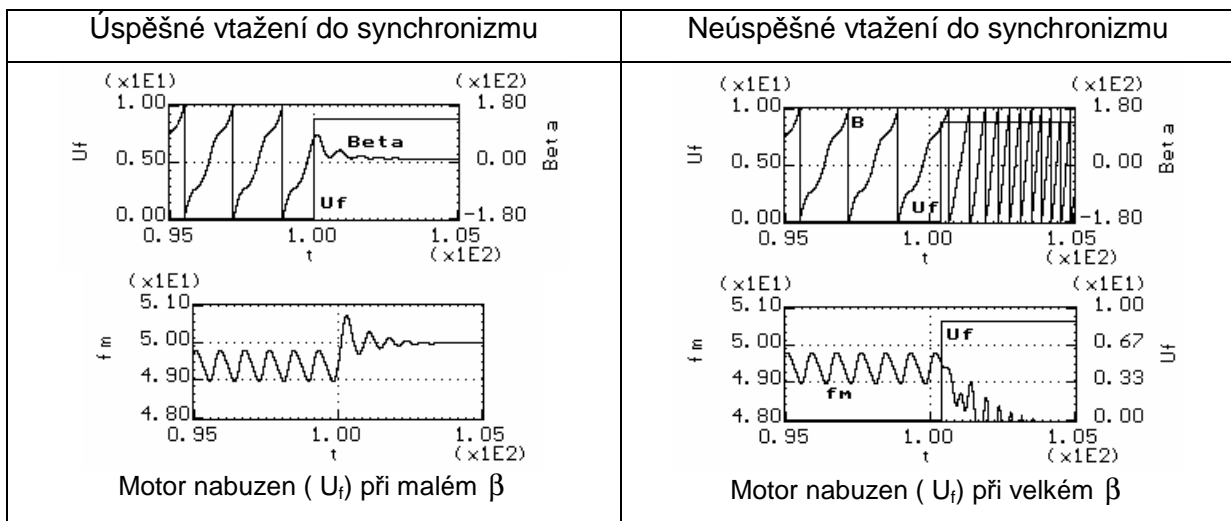
- K rozběhu se využívá moment tlumiče \Rightarrow stejné problémy jako při rozběhu asynchronního motoru s kotvou nakrátko (vznik velkých nadproudů)
- Budící vinutí při „asynchronním“ rozběhu:
 - Rozpojené ... neovlivňuje rozběh, do vinutí se však indukují velké napětí o kmitočtu $f_r = s \cdot f_s$ (s ... skluz, $f_s = 50$ Hz)
 - Zkratované ... velké indukované napětí nevyvolá v budícím vinutí velký proud, neboť mimo okolí synchronních otáček má budící vinutí velkou reaktanci.
 - Zkratované přes odpor $R_p = \text{cca } 5 \cdot R_f$... v okolí synchronních otáček odpor R_p omezí v budícím vinutí proud, sníží střídavou složku momentu a usnadní vtahování do synchronizmu.

Pozn.:

- Zkratované budící vinutí se chová jako 1fázový tlumič \Rightarrow v momentové charakteristice vzniká sedlo (v okolí polovičních synchronních otáček) ... důkaz vzniku sedla není v EP prováděn.
- Otáčky málo zatíženého motoru vzrostou během „asynchronního“ rozběhu na hodnotu blízkou k otáčkám synchronním. Po nabuzení motoru většinou nastává tzv. „vtahování do synchronizmu“. Při tomto jevu začne mg. tok vybuzený budícím vinutím Ψ_b rotovat synchronní rychlostí a dostane se do polohy pootočené vůči toku Ψ_Σ (vybuzený statorovým vinutím) o zátěžný úhel β_ψ .

„Vtahování“ do synchronizmu.

Vtahování do synchronizmu je složitý jev, jehož podrobný popis není v EP prováděn.

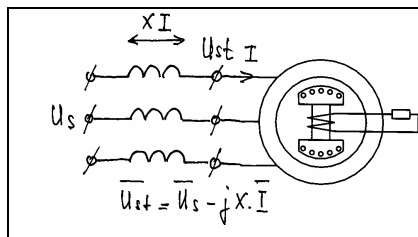


Omezování proudu při „asynchronním“ rozběhu:

- **Regulační transformátor**

Rozběhový proud se zmenšuje snížením statorového napětí. Bohužel moment klesá s poklesem napětí kvadraticky (viz kap.3.1.4).

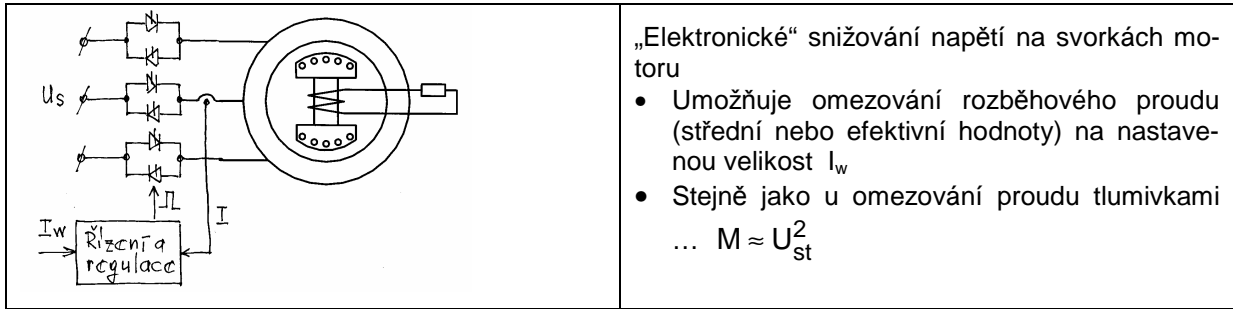
- **Tlumivky v obvodu statoru**



Tlumivky omezí rozběhový proud, zmenší však moment motoru při „asynchronním“ rozběhu ...

$$M \approx U_{st}^2.$$

- **Soft – start**



4.4 Motor napájený měničem kmitočtu

4.4.1 Ustálený stav

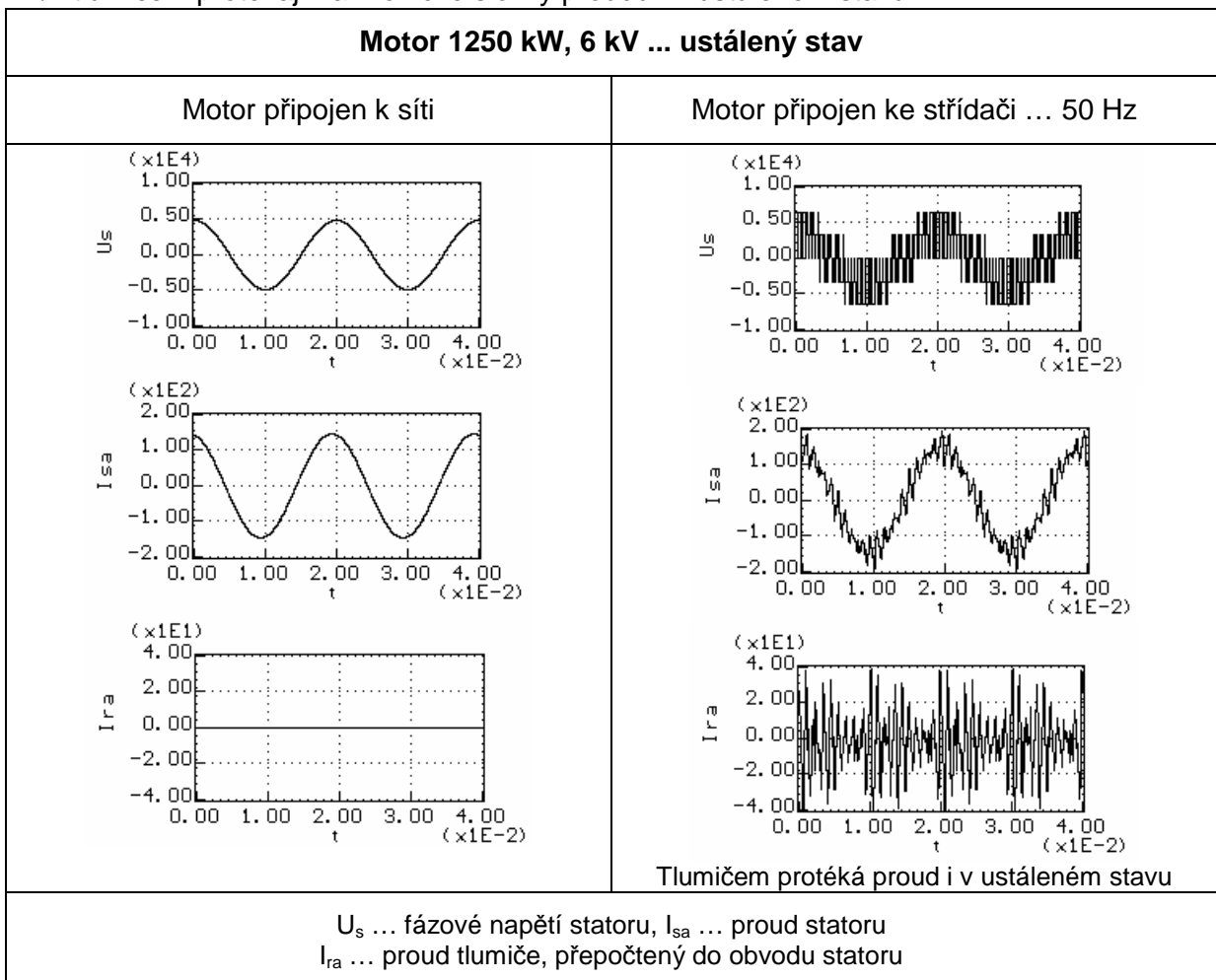
Napětí střídače obsahuje harmonické složky, jejichž kmitočty leží v okolí modulačního kmitočtu střídače .

Pro každou harmonickou složku lze nakreslit náhradní schéma tlumiče, které je stejné jako náhradní schéma asynchronního motoru ... viz kap. 3.1.2.

Slukz pro harmonickou složku o kmitočtu f_h (např. 2000 Hz):

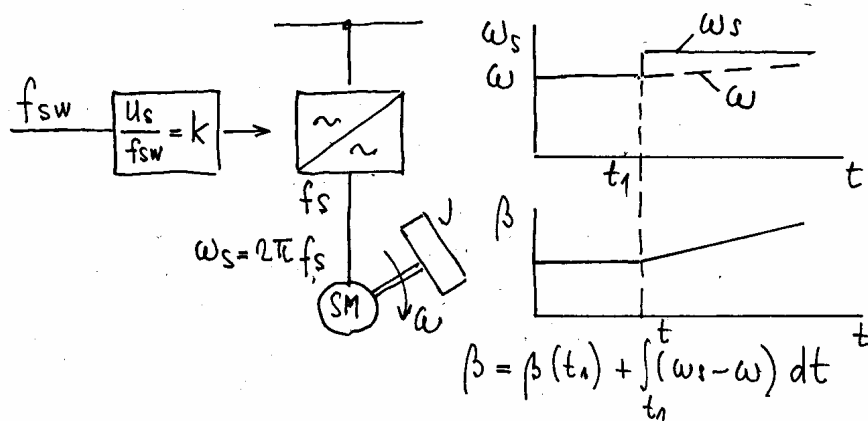
$$s_h = \frac{2 \cdot \pi \cdot f_h - p_p \cdot \omega_m}{2 \cdot \pi \cdot f_h} \cong 1 \Rightarrow \text{odpor } \frac{R_r}{s_h} \text{ zkratuje příslušnou harmonickou složku napětí}$$

\Rightarrow tlumičem protékají harmonické složky proudu i v ustáleném stavu.



4.4.2 Přechodný děj

Měníč kmitočtu může měnit kmitočet, tedy i synchronní otáčky motoru. Rotor synchronního má v ustáleném stavu synchronní otáčky, regulace synchronního motoru je tedy zdánlivě jednoduchá. Následující obrázek však dokazuje, že po změně kmitočtu může zátěžný úhel β přerůst hodnotu 90° a může tedy nastat „vypadnutí ze synchronizmu“



Motor 6 kV, 1250 kW – idealizovaný střídač (sinusové napětí)	
Malý celkový moment setrvačnosti	Velký celkový moment setrvačnosti
<ul style="list-style-type: none"> • Motor „nevypadne ze synchronizmu“ • Vzniká nadproud ... $I_{sN} = 139$ A 	<ul style="list-style-type: none"> • Motor po skoku f_s „vypadne ze synchronizmu“ • Asynchronní moment (tlumič) urychluje rotor, nastává opět „vtažení do synchronizmu“ • Vzniká velký nadproud

4.5 Regulace synchronních motorů

Pozn.: Některé vztahy, diagramy ap. jsou převzaty z výzkumných zpráv ZČU/KEV.

4.5.1 Vztahy pro moment

	<p>$U_s, I_s \dots$ amplitudy 1. harmonických fázových veličin $X_s = \omega_s \cdot L_s \dots$ statorová reaktance $\beta \dots$ zátěžný úhel, $U_s \dots$ 1. harmonická napětí střídače $U_b = \Psi_b \cdot \omega_s \dots$ napětí indukované tokem Ψ_b</p> $M \cong \frac{1}{\omega_m} \cdot 3 \cdot (U_s)_{ef} \cdot (I_s)_{ef} \cdot \cos(\phi) = \frac{3}{2} \cdot p_p \cdot \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_s} \cdot U_s \cdot I_s \cdot \cos(\phi)$ $a = U_s \cdot \cos(\phi) = U_b \cdot \cos(\epsilon), \quad b = X_s \cdot I_s \cdot \cos(\phi) = U_b \cdot \sin(\beta)$ $M \cong \frac{3}{2} \cdot p_p \cdot \frac{U_s}{2 \cdot \pi \cdot f_s} \cdot \frac{\Psi_b}{L_s} \cdot \sin(\beta) \Rightarrow M = K_1 \cdot \sin(\beta)$ $M \cong \frac{3}{2} \cdot p_p \cdot \Psi_b \cdot I_s \cdot \cos(\epsilon) = \frac{3}{2} \cdot p_p \cdot \Psi_b \cdot I_{sq} \Rightarrow M = K_2 \cdot I_{sq}$
--	--

4.5.2 Odbuzování motoru s permanentními magnety

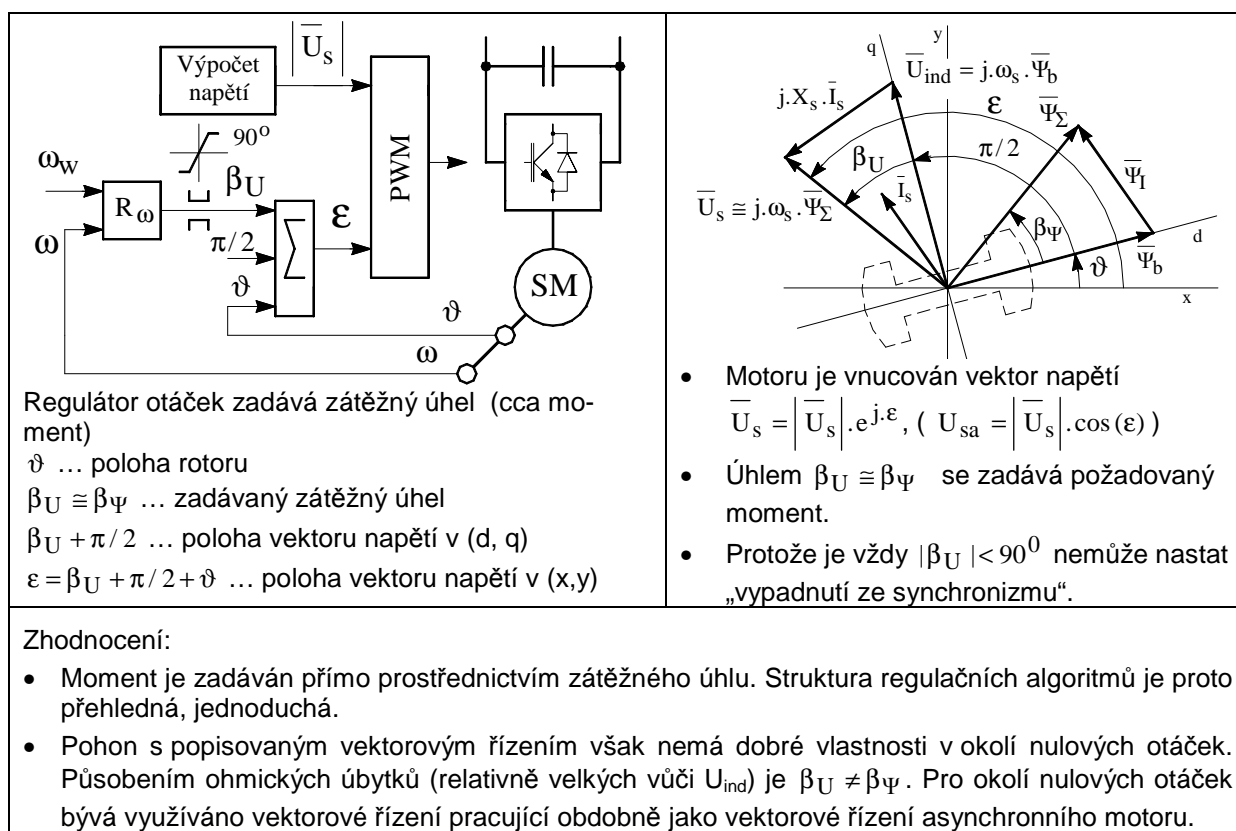
$\omega_1 < \omega_N$	$\omega_2 = 2 \cdot \omega_1 > \omega_N$
<p>$\Psi_b \dots$ tok perm. magnetů $\Psi_\Sigma \dots$ výsledný tok motoru $U_b \dots$ napětí indukované tokem Ψ_b $U_s \dots$ napětí střídače $I_s \dots$ proud statoru $X_s = 2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot L_s$</p>	<p>$X_s = \omega_2 \cdot L_s = 2 \cdot \omega_1 \cdot L_s$</p>
<ul style="list-style-type: none"> $M = K_2 \cdot I_{sq} \Rightarrow$ pokud je to realizovatelné ($U_s \leq U_{max}$), nastaví se $I_{sd} = 0$ 	<ul style="list-style-type: none"> Při vyšších otáčkách je napětí indukované tokem perm. magnetů $U_b = \omega_s \cdot \Psi_b$ příliš vysoké. Vliv I_{sd} na snížení U_s je zřejmý z diagramu. Motor se odbuzuje tak, aby i v oblasti vyšších otáček $U_s \leq U_{max}$

4.5.3 ? Skalární řízení ?

- Asynchronní pohon se skalárním řízením má dobré vlastnosti (zejména pohon s vazbou od otáček)
- Pohonu se synchronním motorem skalární řízení dobré vlastnosti zajistit nemůže ... viz kap... 4.4.2
(Speciálně navrhované motory mohou při pomalých přechodových jevech pracovat se skalárním řízením. Problematická je oblast v okolí nulových otáček)
- Skalární řízení s vazbou od otáček (kap. 3.5.3.2) je pro synchronní motory z principiálních důvodů nepoužitelné (při zadávaném konstantním rotorovém kmitočtu trvale vzrůstá zátěžný úhel).

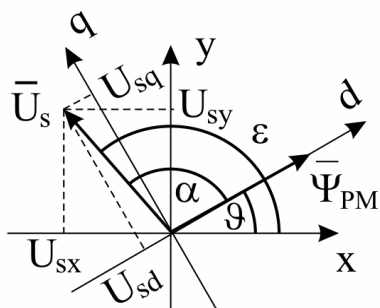
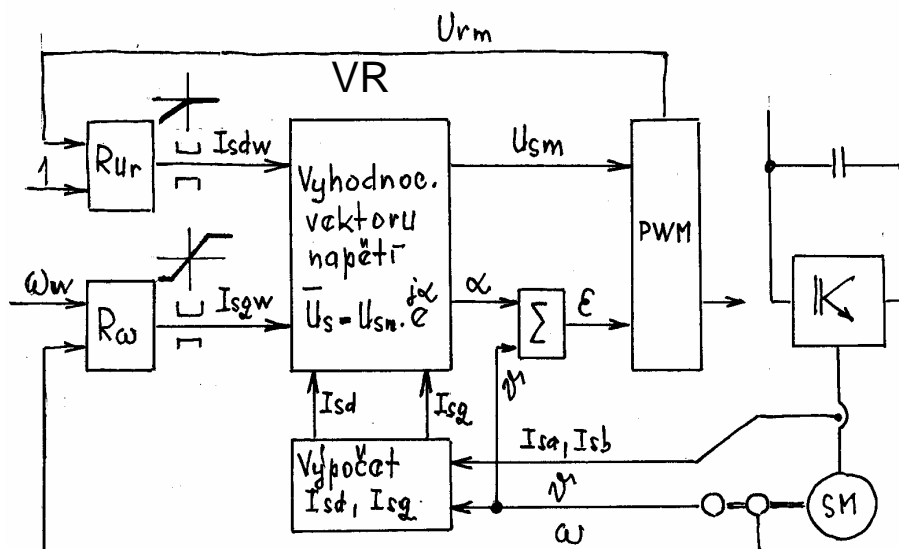
4.5.4 Vektorové řízení

4.5.4.1 Princip



4.5.4.2 Vektorové řízení – motor s permanentními magnety

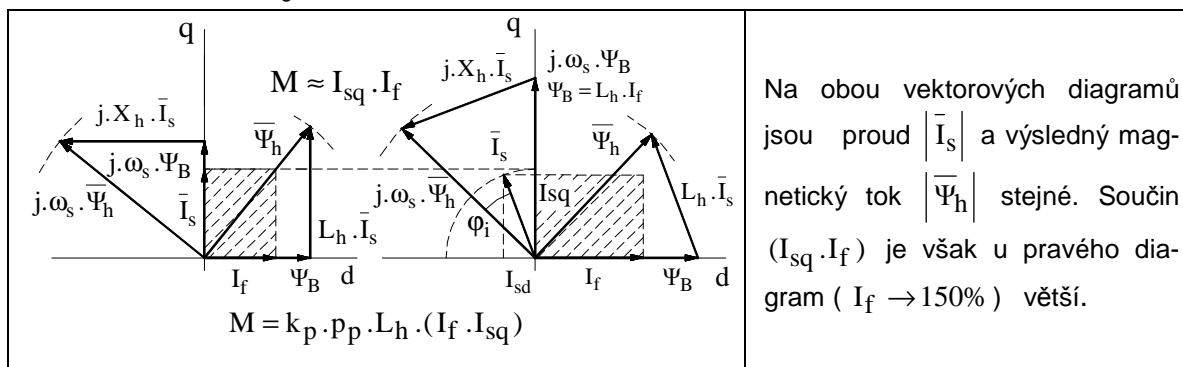
Dále popisované vektorové řízení má stejnou strukturu jako vektorové řízení používané u pohonů s asynchronními motory.



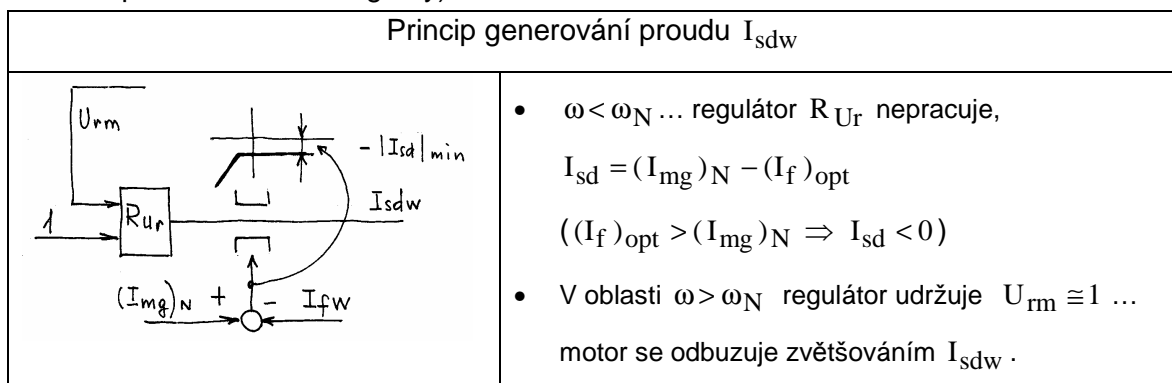
- Regulátor R_{Ur}
 $\omega < \omega_N \dots U_{rm} < 1$, omezovač nasycen $\Rightarrow I_{sdw} = 0$
 $\omega > \omega_N \dots$ regul. udržuje $U_{rm} \cong 1$ zadáváním $I_{sdw} < 0$, motor se odbuzuje (kap. 4.5.2)
- Regulátor R_ω
 $\omega_w \geq \omega \Rightarrow I_{sqw} > 0 \dots$ kladný moment
 $\omega_w \leq \omega \Rightarrow I_{sqw} < 0 \dots$ záporný moment
 $\omega_w = \omega \Rightarrow I_{sqw} = \text{konst} \approx$ momentu zátěže
- Blok VR prostřednictvím výpočtů a regulačních zásahů vyhodnocuje vhodný vektor napětí statoru v souřadném systému (d, q) ... U_{sm}, α .
- Prostřednictvím změřené polohy rotoru ϑ se přepočte vektor napětí do souřadného systému statoru ... U_{sm}, ϵ .
- Blok PWM pracuje stejně jako u asynchronních motorů. Řídící signál $U_{ra} = \frac{U_{sm}}{U_c/2} \cdot \cos(\epsilon)$
- VR synchronního motoru nepotřebuje matematický model motoru. Ze změřených proudů a polohy rotoru ϑ se pouze vypočítají I_{sd}, I_{sq}

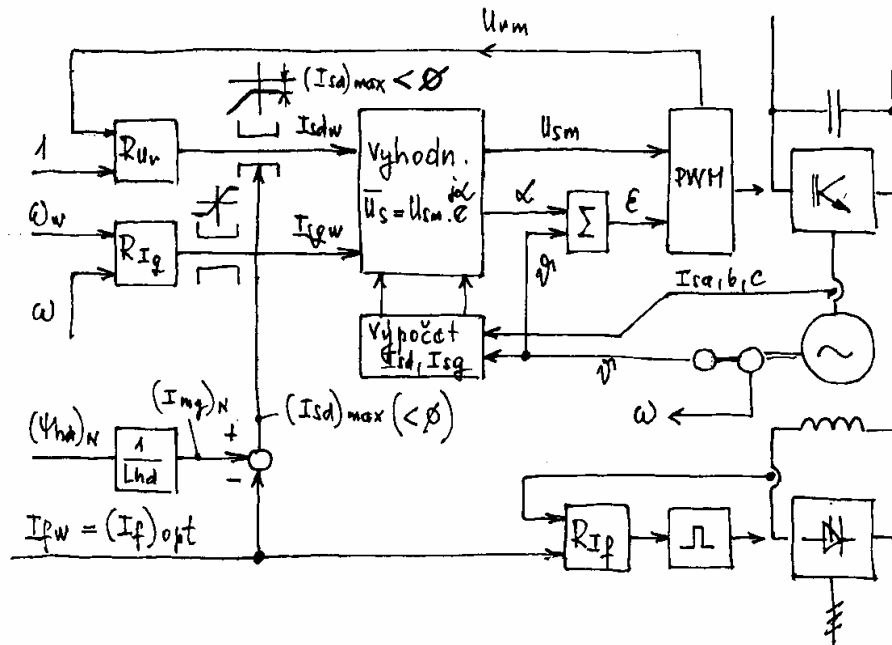
4.5.4.3 Vektorové řízení – motor s budícím vinutím

- Synchronní motor s budícím vinutím lze provozovat stejně jako motor s permanentními magnety ... v oblasti $\omega < \omega_N$ s nulovým proudem I_{sd} . Není to však výhodné. Lze dokázat, že maximálního momentu lze dosáhnout při ... $I_f = (I_f)_{opt}$.
- Při $I_f = (I_f)_{opt}$ a $I_{sd} = 0$ by však výsledný magnetický tok v pólovém nastavení $\Psi_{hd} > \Psi_N$. Proto je nutno motor odbudit proudem $I_{sd} < 0$ (tok Ψ_{hd} je buzen „magnetizačním“ proudem $I_{mg} = I_f - |I_{sd}|$).



- V oblasti $\omega > \omega_N$ lze motor odbuzovat snížením budícího proudu I_f , nebo zvětšováním $|I_{sd}|$. Lze dokázat, že výhodnější je druhý způsob (tzn. motor se odbuzuje stejně jako motor s permanentními magnety)



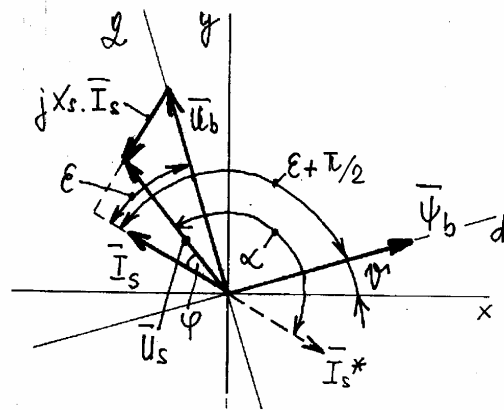


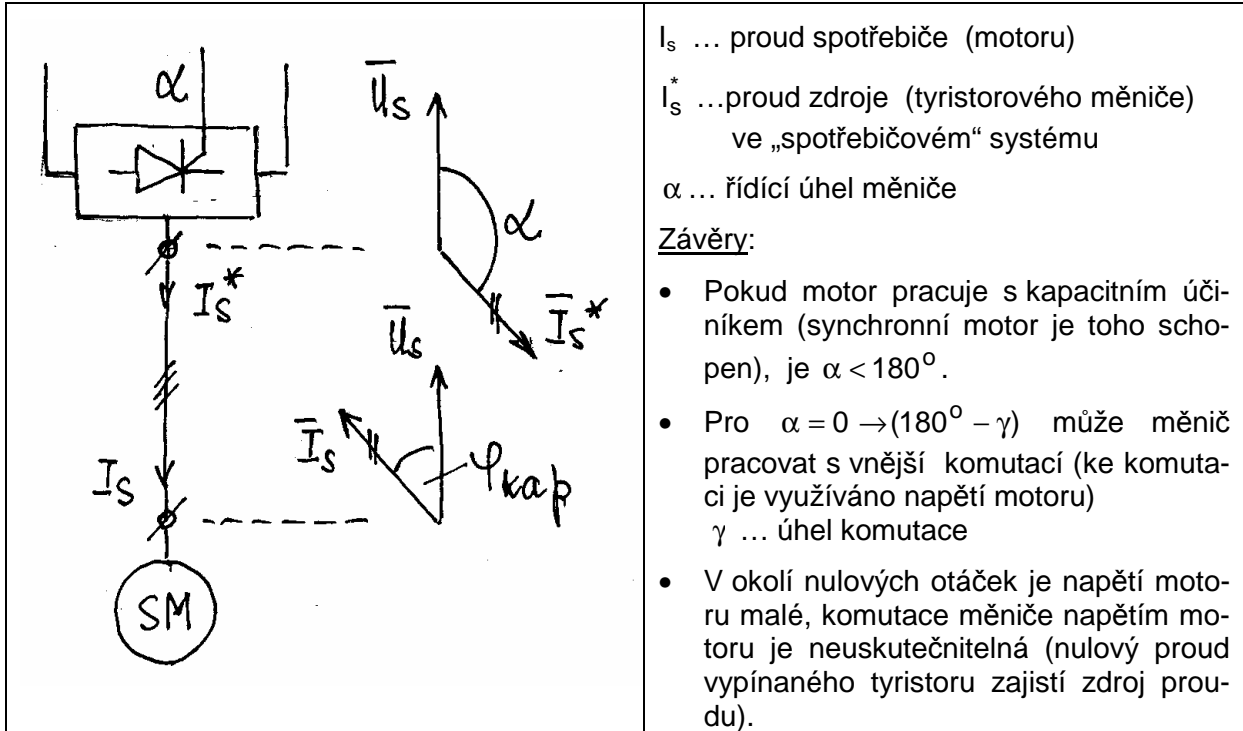
4.5.5 „Ventilový“ motor

Název „ventilový“ vznikl v době, kdy základem měniče kmitočtu byly rtuťové „ventily“. V současné době jsou využívány tyristory, název se však nezměnil.

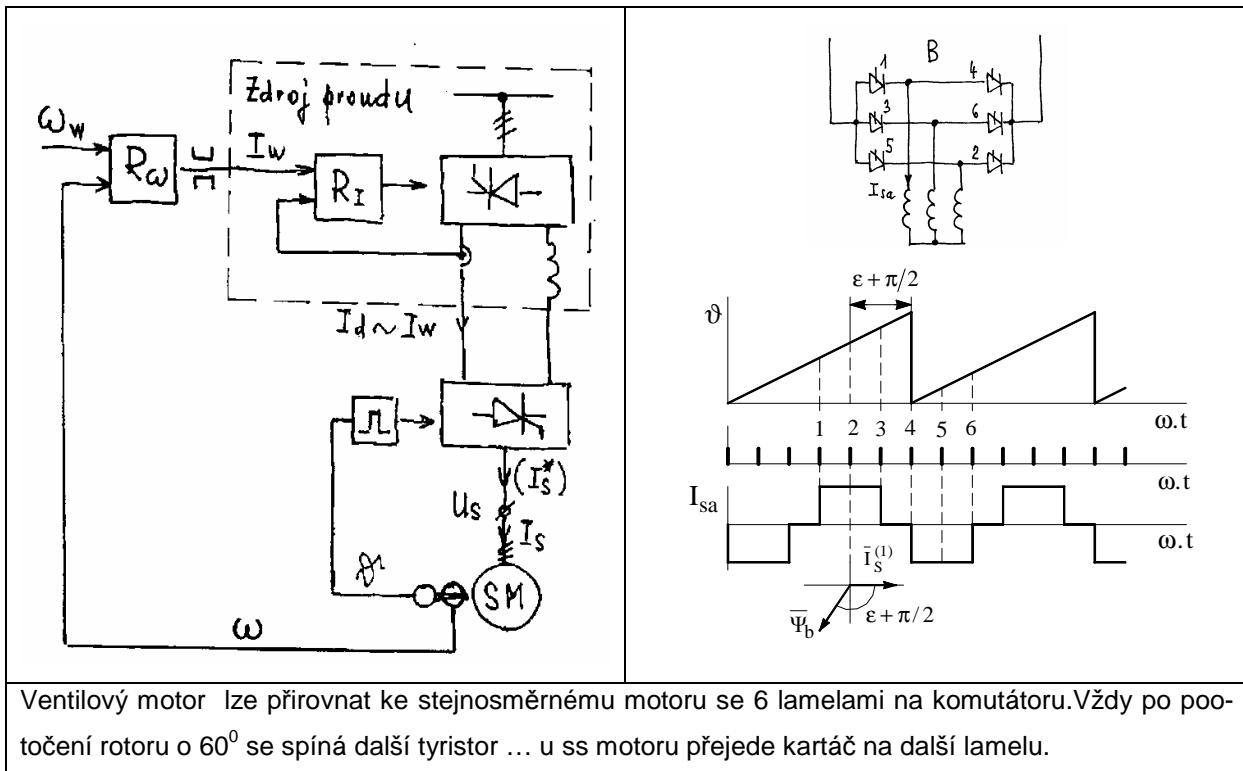
4.5.5.1 Princip činnosti

- Kap 4.5.1 ... $M = k \cdot I_{sq} = k \cdot I_s \cdot \cos(\epsilon)$
- Pokud se motoru vnutí proud, synchronizovaný s polohou rotace $\omega = \text{konst}$
 $\Rightarrow M = k_1 \cdot I_s$
- Nastavením vhodného ϵ lze zajistit fázový předstih proudu I_s před napětím U_s (kapacitní $\cos\varphi$). To umožňuje použít měnič komutovaný napětím motoru (přirozená komutace) ... vysvětleno dále.





4.5.5.2 Principiální schéma pohonu



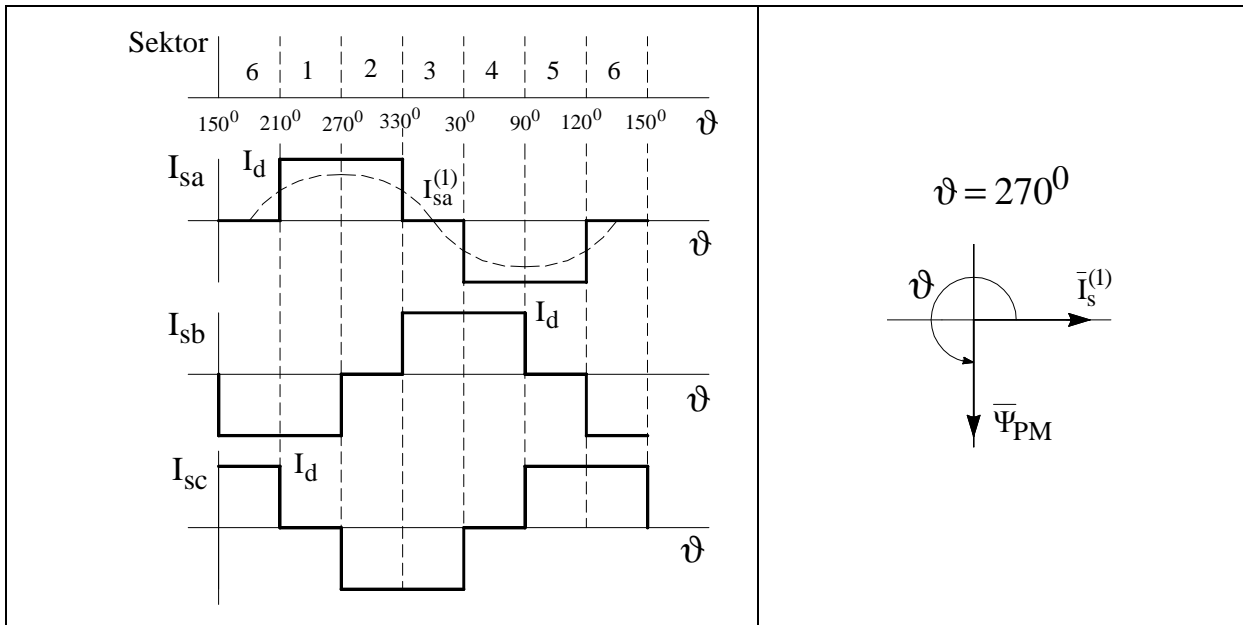
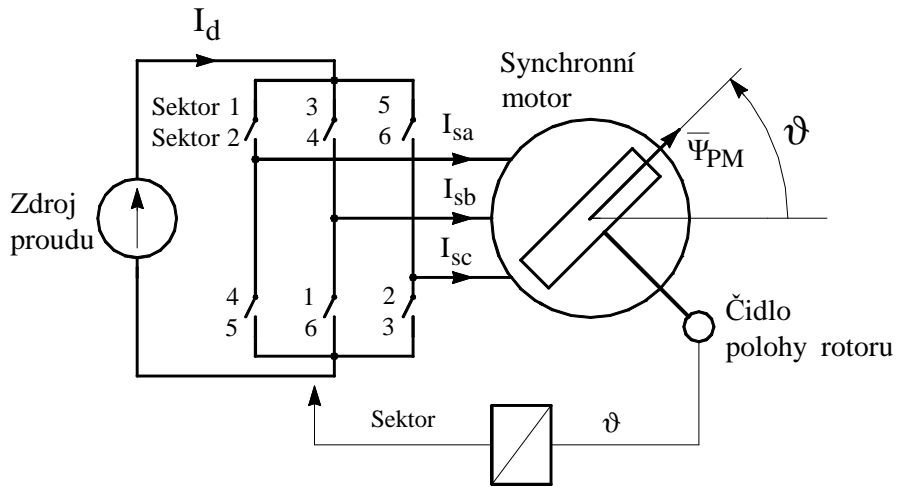
Ventilový pohon může pracovat i v režimu brzdění. Z důvodu srozumitelnosti nejsou obvody zajišťující režim brzdění zakresleny.

Hodnocení pohonu:

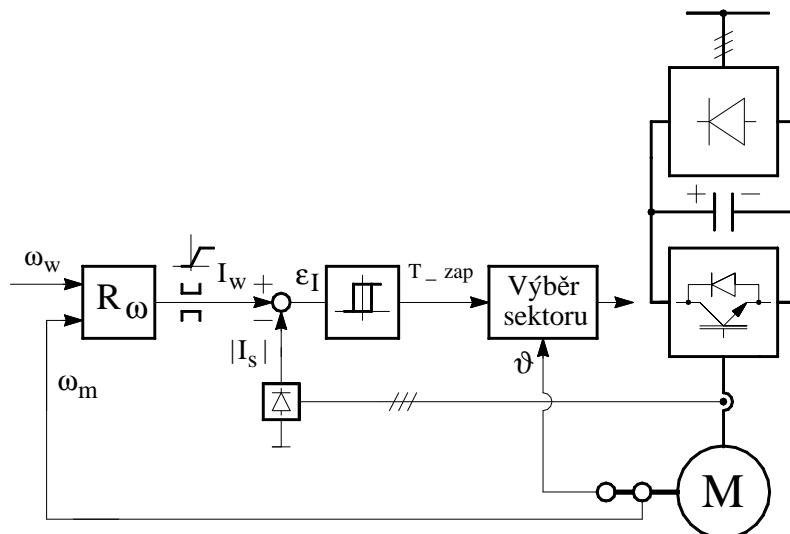
- Výkonový obvod jednoduchý ... 2 tyristorové můstky, tlumivka, motor \Rightarrow
- Lze realizovat největší výkony

5 Bezkartáčový stejnosměrný motor

5.1 Princip



5.2 Strukturní schéma pohonu

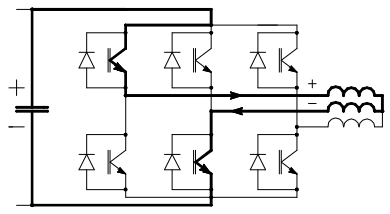
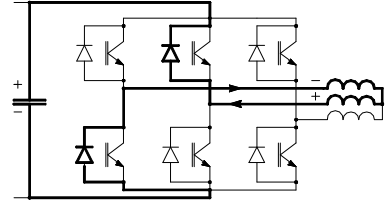


U znázorněného pohonu je zdroj proudu nahrazen zdrojem napětí s „dvouhodnotovou regulací“ proudu.

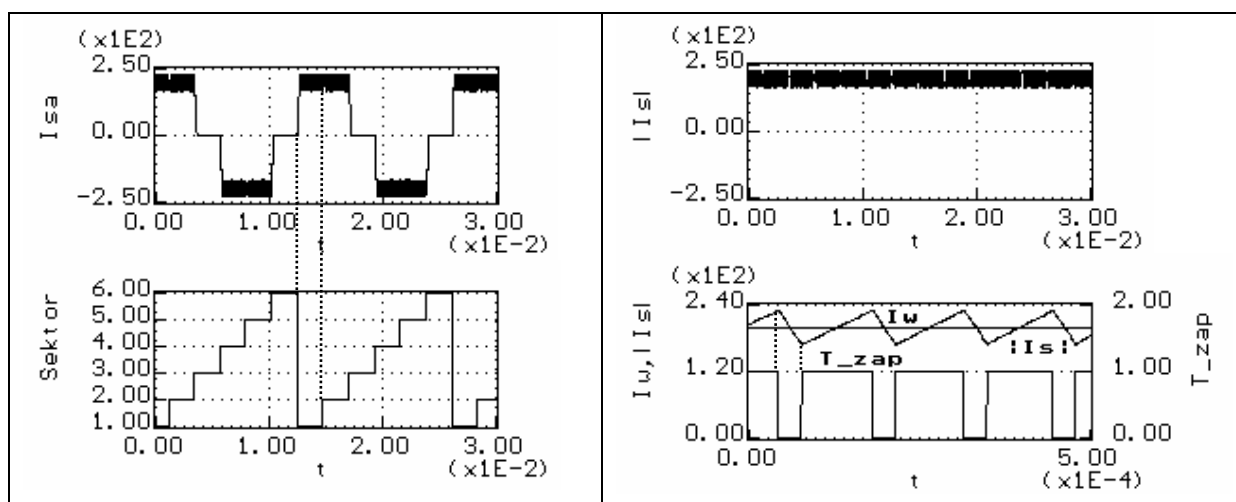
Regulační obvody jsou takřka stejné jako u stejnosměrného pohonu s pulsním měničem. Navíc je pouze blok „výběr sektoru“, který vybírá dle polohy rotoru dvojici tranzistorů střídače, které spolu s diodami vedlejších větví vykonávají funkci pulsního měniče.

Proudy 3f motoru se regulují prostřednictvím jedné veličiny $|I_s|$... součet jednopulsně usměrněných proudů motoru ... viz grafy.

V **sektoru 1** pracuje pohon takto:

<ul style="list-style-type: none"> Regulátor otáček pracuje stejně jako u stejnosměrného pohonu, zadává vhodnou velikost signálu I_w. Protože znázorněný pohon nemůže pracovat v režimu brzdění (viz poznámka), je při $\omega_m > \omega_w$ zadáván $I_w = 0$. 	
<ul style="list-style-type: none"> Pokud se klopný obvod překlápí do hodnoty „plus“ sepnou se zvýrazněné tranzistory, proud protéká fázemi statoru a, b. <p>Fáze a, b jsou připojeny k napětí kondenzátoru, proud vzrůstá.</p>	
<ul style="list-style-type: none"> Pokud se klopný obvod překlápí do hodnoty „nula“ tranzistory se vypnou. Proud protéká fázemi statoru a, b přes zvýrazněné diody. <p>Fáze a, b jsou spojeny dokrátka, proud se zmenšuje.</p>	
<ul style="list-style-type: none"> K překlopení klopného obvodu dochází po změně polarity ε se zpožděním, určeným hystezí obvodu. Její velikost určuje kmitočet spínání tranzistorů. 	

Pozn.: Motor v uvedeném schématu může pracovat pouze v režimu pohon. V režimu brzdění je nutno vektor proudu pootočit o 180° . To se realizuje změněným přiřazením sektorů spínání k úhlu ϑ (to ve schématu není zakresleno).



6 Speciální typy elektropohonů

6.1 Pohony s lineárními motory

Následující popis lineárních motorů je stažen z internetu

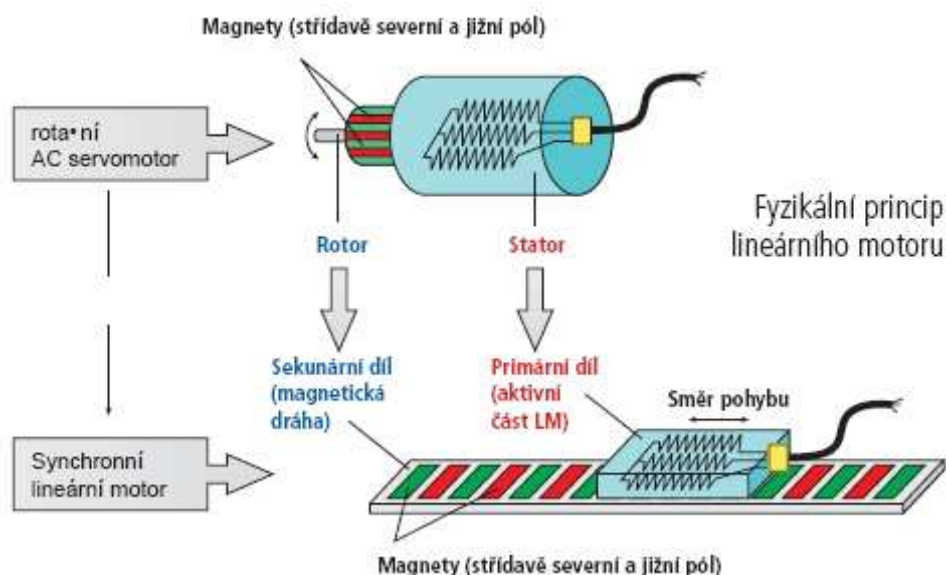
Princip lineárních motorů

Lineární motor pracuje na indukčním principu. Můžeme si ho představit jako klasický rotační motor rozvinutý do roviny, který umožňuje přímočarý pohyb bez zprostředkujícího převodu.

Statorem je u lineárních motorů označován primární díl a rotorem sekundární díl. Primární část je tvořena stejně jako u klasických strojů feromagnetickým svazkem složeným z elektrotechnických plechů a trojfázového vinutí uloženého v jeho drážkách. Proti primárnímu dílu je konstrukčně uspořádána sekundární část tvořená permanentními magnety, které jsou nalepené na ocelové podložce. Pokud přivedeme do primární části (jezdec) řídicí proud, vznikne magnetické pole mezi oběma částmi a dojde k pohybu jezdece. Úroveň proudu můžeme ovládat rychlost pohybu. Téměř výhradně se pro řízení používají číslicové regulátory s kaskádovým uspořádáním tří zpětných vazeb, vnitřní proudové, střední rychlostní a vnější polohové. Někdy bývá i do obvodu zařazena smyčka regulace zrychlení. Sekundární díl tvoří ve většině uspořádání delší část stroje (magnetická dráha), kterou lze podle přání zákazníka sestavovat do určitých délek. O části, která se má pohybovat, rozhoduje konstrukční uspořádání. V naprosté většině konstrukcí se pohybuje primární část (jezdec) po dráze tvořené libovolným počtem sekundárních dílů.

Lineární synchronní elektromotor

Lineární synchronní motor si lze představit jako klasický točivý motor pracující na indukčním principu s rotorem i statorem rozvinutým do roviny. Odpadá tak potřeba připojení zprostředkujícího převodního mechanismu.



Rotor je zde označen jako primární díl a je obdobou klasických strojů. Materiálem je feromagnetický svazek, složený z elektrotechnických plechů a trojfázového vinutí uložených v jeho drážkách, který budí permanentní magnet. Stator,

označován jako sekundární díl, je tvořen permanentními magnety nalepenými na ocelové podložce. Sekundární část lze označit jako magnetickou dráhu a její délka závisí na konkrétní aplikaci. Po přivedení proudu do obvodu, vznikne, mezi primární a sekundární částí, magnetické pole, které pohybuje jezdcem. Změnou úrovně napájecího proudu můžeme ovlivňovat rychlost tohoto pohybu. Nevýhodou těchto typů motorů je nutnost přivedení kabelů k napájení, snímačům, či chladicí kapaliny. Přívody je tedy nutné vhodným způsobem ochránit před poškozením a zajistit tak jeho plynulý pohyb.

Lineární asynchronní elektromotor

Při rozvinutí klasického asynchronního motoru (AS) do roviny, dostaneme model lineárního motoru. Podmínkou je, aby jedno vinutí pokrývalo celou uvažovanou dráhu posuvu. Základní uspořádání lze rozdělit na dva typy:

- AS lineární elektromotor s pohyblivou klecí a nepohyblivým vinutím
- AS lineární elektromotor s nepohyblivou klecí a pohyblivým vinutím

Primární část lineárního asynchronního motoru je tvořena trojfázovým vinutím uloženým v drážkách rotoru. Sekundární díl tvoří povlakované izolované dynamové plechy, nebo měděný pás připevněný na podložce .

Skluz u lineárního elektromotoru je prakticky vyšší než u obdobného točivého motoru a dosahuje hodnot vyšších jak 10%. Výhodou u asynchronních oproti synchronním je menší velikost přitažlivé síly mezi primární a sekundární částí. Tato síla je ve vypnutém stavu motoru nulová.

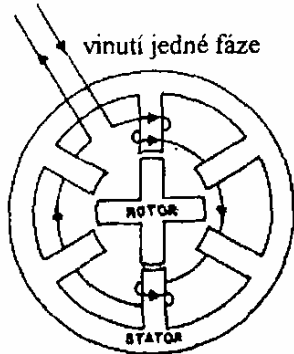
AS lineární elektromotory lze připojit na standardizované napětí rozvodné sítě 3x400V při 50Hz. Není tedy potřeba navrhovat vhodné měniče napětí a kmitočtů.

Použití asynchronních lineárních motorů je možné například jako čerpadel tekutých kovů, urychlovačů zařízení, nebo při přenosu kovových plechů. Dále pak v průmyslových manipulátorech, nebo pohonech automatických bran a dveří.

6.2 Pohony s reluktančními motory

Následující text je převzat ze skript Pavelka J., Čerovský Z., Javůrek J.: Elektrické pohony (ČVUT)

Charakteristickým znakem reluktančního motoru je, že na rotoru není žádné vinutí ani permanentní magnet. Rotor je složen pouze z vhodně tvarovaných plechů. Otáčivý moment vzniká v důsledku rozdílných magnetických odporů magnetického obvodu díky nerovnoměrné vzduchové mezeře. Klasický reluktanční motor má stejný počet pólů na rotoru i na statoru.

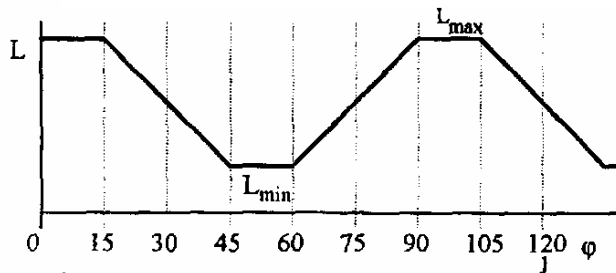


Schématický příčný řez spínaným reluktančním motorem

V posledních letech se začíná používat reluktanční motor s rozdílným počtem pólů na rotoru a na statoru. Tento typ reluktančního motoru se nazývá **spínaný reluktanční motor**. Název je překladem anglického názvu **switched reluctance motor (SRM)**. Motor může být provozován pouze se speciálními spínacími elektronickými obvody. Jak bude vysvětleno dále, vhodným postupným spínáním jednotlivých fází statorového vinutí na napájecí zdroj vzniká otáčivý moment. Jako vhodné poměry počtu pólů statoru a rotoru se ukazují $3/2$, $4/3$ a $5/4$. Další výklad bude proveden pro nejpoužívanější poměr $3/2$. Příčný řez spínaným reluktančním motorem s tímto poměrem pólů statoru a rotoru je na obr. 12.9. Pro snadnější výklad budeme předpokládat, že šířka pólu statoru b_{ps} je polovinou pólové rozteče statoru τ_{ps} . Stejně tak i šířka pólu rotoru b_{pr} je polo-

vinou pólové rozteče rotoru τ_{pr} . Stator má 6 pólů, rotor má 4 póly a obě části jsou laminovány z plechů. Na statorových pólech je nasazeno 6 budicích cívek, které jsou zapojeny do 3 fází statorového vinutí, tj. dvě protilehlé cívky jsou zapojeny tak, aby jejich mmf působilo ve stejném směru magnetického obvodu a tvořilo jednu fázi.

Při otáčení rotoru se indukčnost cívek jedné fáze mění. Je-li pól statoru zcela nad pólem rotoru, je objem vzduchové mezery mezi póly nejmenší a indukčnost fáze je největší (L_{max}). Naopak, nachází-li se pól statoru zcela mimo pól rotoru, je objem vzduchové mezery mezi póly největší a indukčnost fáze je nejmenší (L_{min}). Protože šířka pólu rotoru je větší, než



Závislost $L = f(\varphi)$

šířka pólu statoru, nemění se po určitou dobu otáčení objem vzduchové mezery a indukčnost je po tuto dobu prakticky konstantní. Idealizovaná závislost $L = f(\varphi)$, kde φ je úhel natočení rotoru, pro pootočení rotoru o 90° je na obr.

V průběhu můžeme rozlišit čtyři úseky. V úseku 0° až 15° je indukčnost maximální konstantní, v úseku 15° až 45° indukčnost klesá lineárně z maximální na minimální hodnotu, v úseku 45° až 60° je indukčnost minimální konstantní a konečně v úseku 60° až 90° indukčnost stoupá lineárně z minimální na maximální hodnotu.

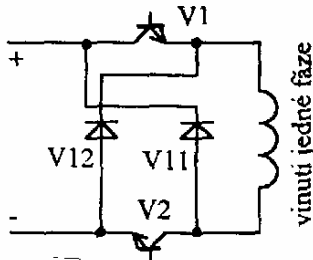


Schéma elektronického spínače jedné fáze SRM

Každá fáze je připojena na dvouvadřantový elektronický stejnosměrný měnič napětí pro jednu polaritu proudu a dvě polarity napětí. Schéma zapojení takového měniče napětí je na obr. Obvod je tvořen dvěma elektronickými spínači V_1 , V_2 a dvěma zpětnými diodami V_{11} a V_{12} . Porovnáním s obr. vidíme, že jde v tomto případě o polovinu elektronických prvků a obvod pracuje analogicky, ale pouze pro jednu polaritu proudu. Jsou-li sepnuty oba spínače V_1 , V_2 , je na fázi připojeno napětí zdroje v kladné polaritě a fázi protéká proud ve směru propustnosti spínačů. Je-li sepnut pouze jeden ze spínačů, je fáze

spojena dokrátka a proud se uzavírá fází, sepnutým spínačem (např. V_1) a diodou V_{11} . Pokud jsou oba spínače vypnuty, uzavře se proud fáze přes diody V_{11} , V_{12} a na fázi je do doby zániku proudu připojeno napětí zdroje v záporné polaritě.

6.3 Pohony s krokovými motory

Následující popis krokových motorů je stažen z internetu

Krokový motor je nejjednodušším akčním členem pro převádění digitálního signálu na polohu úhel natočení rotoru. V principu si můžeme krokový motor představit jako synchronní stroj, v němž místo točivého pole, generovaného třífázovým sinusovým napájecím napětím statorového vinutí, je generováno "poskakující" magnetické pole postupným napájením jednotlivých pólových dvojic stejným směrem proudem. Počet stabilních poloh rotoru je pak dán počtem kroků motoru na jednu otáčku.

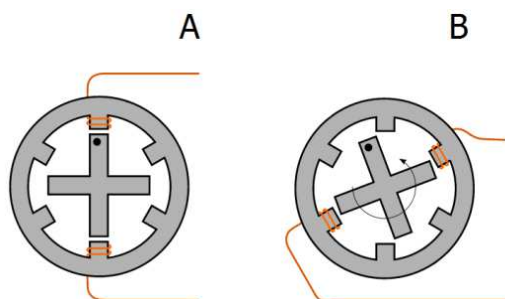
Rozdělení krokových motorků

Krokové motorky je možné podle jejich konstrukčního provedení rozdělit do tří základních skupin:

- Krokové motorky s pasivním rotorem, označované také jako reluktanční, reakční, s proměnnou reluktancí. Jsou to motorky s vyjádřenými póly na statoru i rotoru, využívající výrazně rozdílné magnetické reluktance (vodivosti) v příčné i podélné ose. Podmínkou funkce je rozdílný počet pólů (zubů) na statoru a rotoru.
- Krokové motorky s aktivním rotorem, jejichž rotor je tvořen permanentním magnetem (odtud i název aktivní). Podle uspořádání pólů magnetu odlišujeme dvě skupiny těchto motorků, s radiálně polarizovaným nebo s axiálně polarizovaným permanentním magnetem. Mají rozdílný počet pólů na statoru i rotoru, přičemž rotorové póly jsou tvořeny permanentními magnety.
- Krokové motorky hybridní – slučují konstrukční principy obou předchozích typů

Princip motoru s pasivním rotorem

- **Stator** motoru se skládá z několika dvojic cívek (obvykle 4 dvojice), které mohou být různě zapojeny (vyvedeny obě strany cívky, dvě a dvě cívky spojeny jednou stranou vinutí, všechny cívky se společnou jednou stranou, ...).
- **Rotor** je váleček buď z magneticky měkkého, nebo tvrdého materiálu s vyniklými póly.



Poloha A

- Motor je v první poloze, protože proud tekoucí cívkami způsobuje magnetický tok, který prochází místem s nejnižším magnetickým odporem – rotorem.
- Ostatními cívkami neprotéká žádný proud!

Poloha B

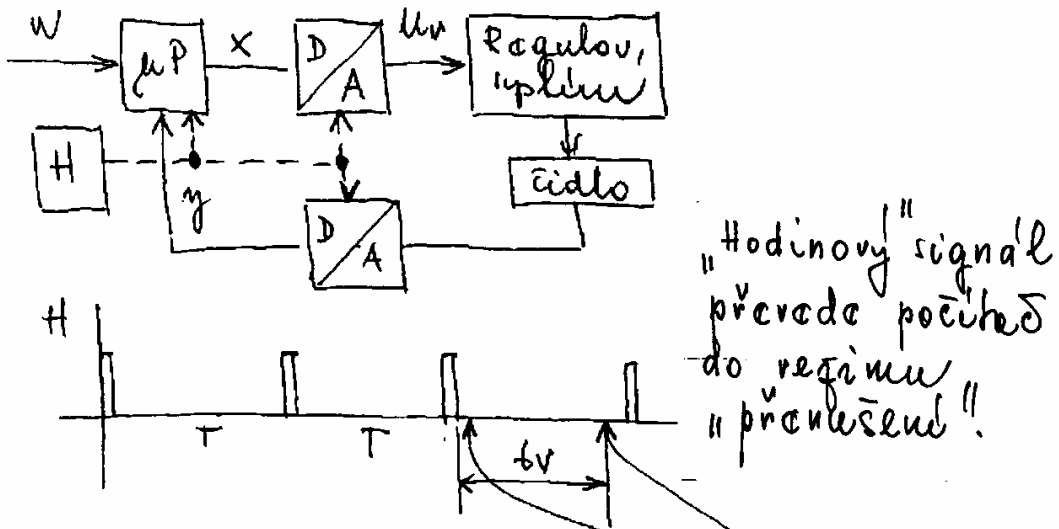
- Přepnutím aktivní cívky se vytvoří magnetický tok na jiném místě. Rotor se tedy natočí tak, aby kladl co nejnižší magnetický odpor, tedy o 60° doleva.

Rychlým a **postupným přepínáním** jednotlivých dvojic cívek se zajistí rotace rotoru. Motor lze ovládat různými druhy řízení, lze například:

- Aktivovat vždy dvě sousední cívky – rotor se tedy natočí mezi dva pólové nástavce statoru (dvě aktivní cívky způsobí téměř dvojnásobný točivý moment).
- Počet kroků motoru lze zdvojnásobit spínáním vždy jedné cívky (obr. A), poté dvojice cívek (rotor se natočí mezi dva póly) a poté zase jedné cívky (obr. B).
- Pokud se cívky přepínají moc rychle projevuje se tzv. **ztráta kroku**. Točivé magnetické pole „ujede“ rotorem, který se nedokáže tak rychle otočit. Ztráta kroku může nastat taky při velkém mechanickém zatížení (motor nedokáže zátěž utočit) motoru.

7 Mikropočítačové řízení pohonů

7.1 Princip činnosti ... počítač + pohon



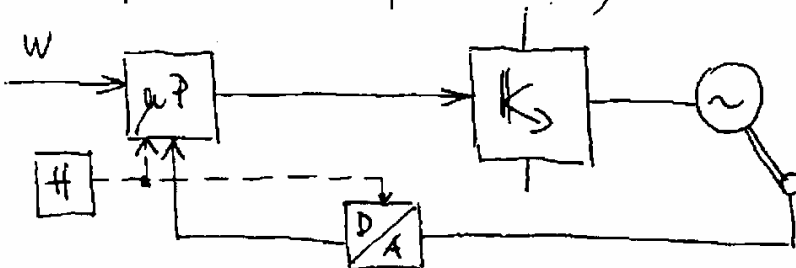
Počítač v režimu průběžný!

Skok na --- adr --- čti W
 adr+1 --- čti y
 adr+2 --- $E = W - y$
 } výpočet algoritmu regulátoru
 adr+n --- výstup us D/A

T ... perioda vzorkování

t_v ... doba výpočtu algoritmu regul. ($t_v < T$)

U moderních uplínů provádí počítač i řízení polovodičového motoru (odpadá D/A převodník)



7.2 Přibližná syntéza číslicových regulátorů

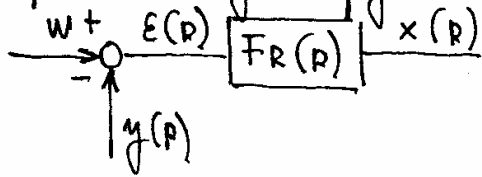
Studijní text: Regul_tehnika, kap. 10.3, str. 90

7.3 Číslicové ekvivalenty spojitých regulátorů

Studijní text: Regul_tehnika, kap. 10.3, str. 93 - 99

Číslicový regul. obvod \rightarrow ekvivalentní spojitě pracující obvod (viz Regul_tehnika).

Výsledek syntézy: $FR(p)$

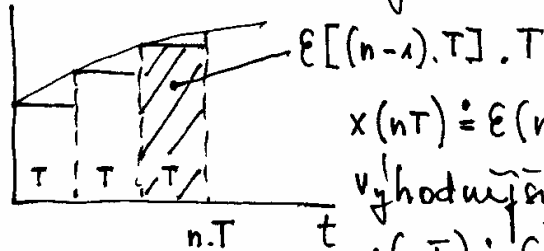


PI regulátor:

$$\frac{x(p)}{E(p)} = K_R \cdot \frac{1 + pT_R}{pT_R} = K_R + \frac{K_R}{T_R} \cdot \frac{1}{p}$$

$$x(t) = K_R \cdot E(t) + \frac{K_R}{T_R} \int_0^t E(t) \cdot dt$$

"obdélníková" integrace:

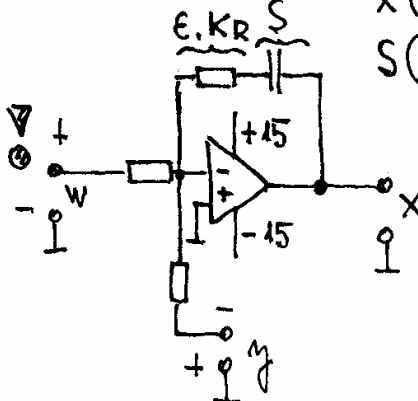


$$x(nT) = E(nT) \cdot K_R + \frac{K_R}{T_R} \cdot T \cdot \sum_{i=0}^{n-1} E(iT)$$

Výhodnější tvar vztahu:

$$x(nT) = E(nT) \cdot K_R + S(nT)$$

$$S(nT) = S[(n-1)T] + \frac{K_R}{T_R} \cdot T \cdot E[(n-1)T]$$

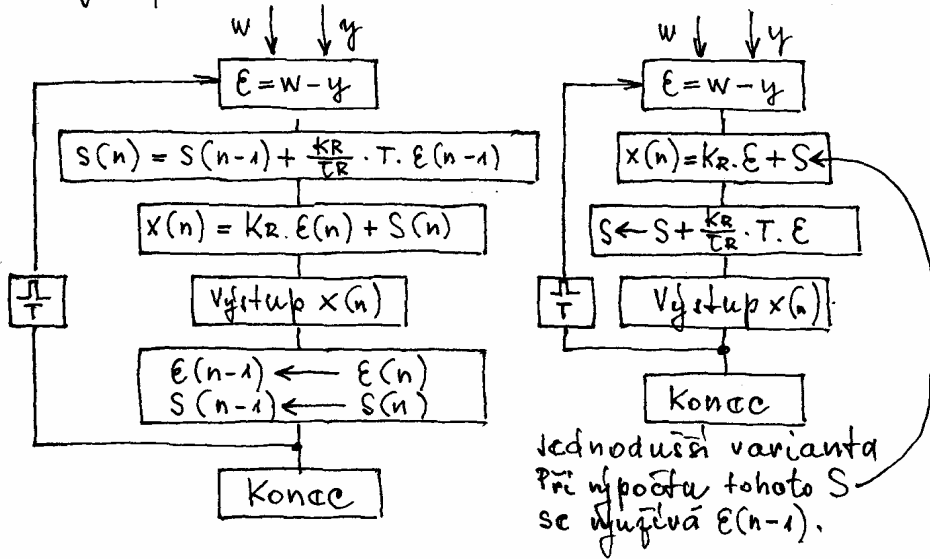


Napětí na kondenzátoru $S(t)$ je automaticky omezeno (napájecí napětí $\pm 15V$)

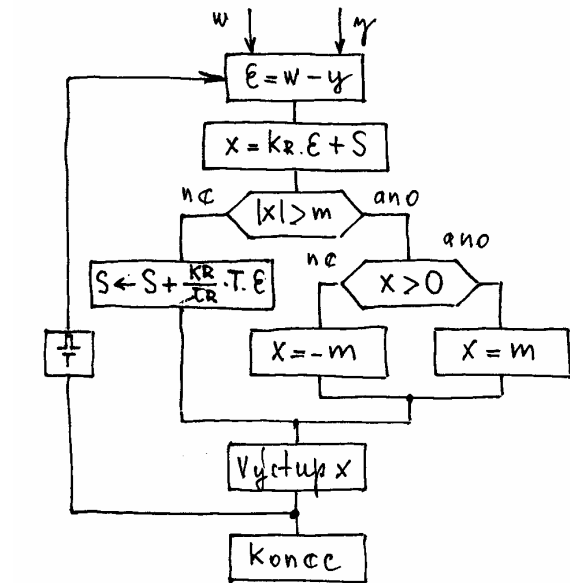
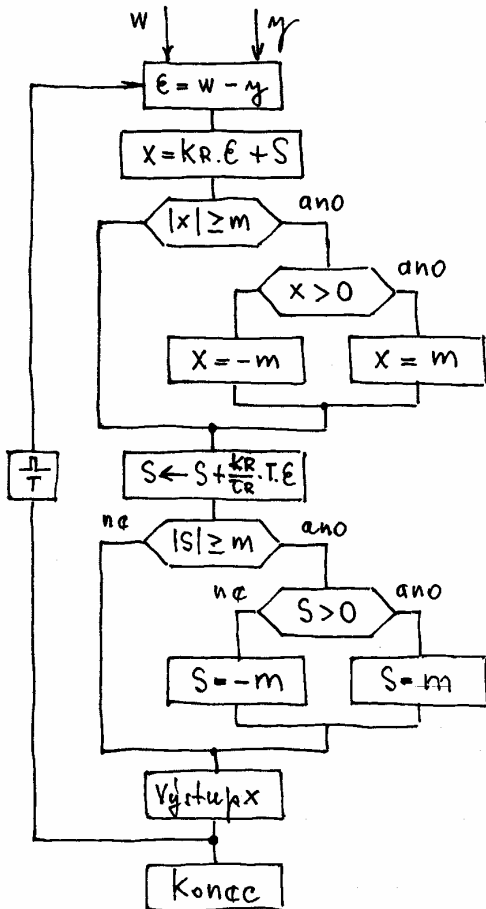
V algoritmech $S(nT) = \dots$ žádné omezení není. Při nevhodných vstupech může narůst $S(nT) \rightarrow \infty$.

$\Rightarrow S(nT)$ nutno v číslicových algoritmech omežovat.

Správné váhy: Analogový regulátor... PI
 číslicový regulátor ... PS
 Vývojový diagram PS regulátoru bez omezení výstupů:



Vývojový diagram PS regulátoru s omezením výstupu



Jednodušší varianta:

Při „nasyceném“ regulátoru se S nepočítá.
 S > m nastane pouze ve výjimečných případech.

Rekurentní algoritmus PS regulátoru

$$\frac{x(p)}{\varepsilon(p)} = k_R \cdot \frac{1+pT_R}{pT_R} \Rightarrow x(t) = \varepsilon(t) \cdot k_R + \frac{k_R}{T_R} \int_0^t \varepsilon(t) dt$$

"Obdélníková" integrace:

$$x(n) = \varepsilon(n) \cdot k_R + \frac{k_R}{T_R} \cdot T \cdot \sum_{i=0}^{n-1} \varepsilon(i)$$

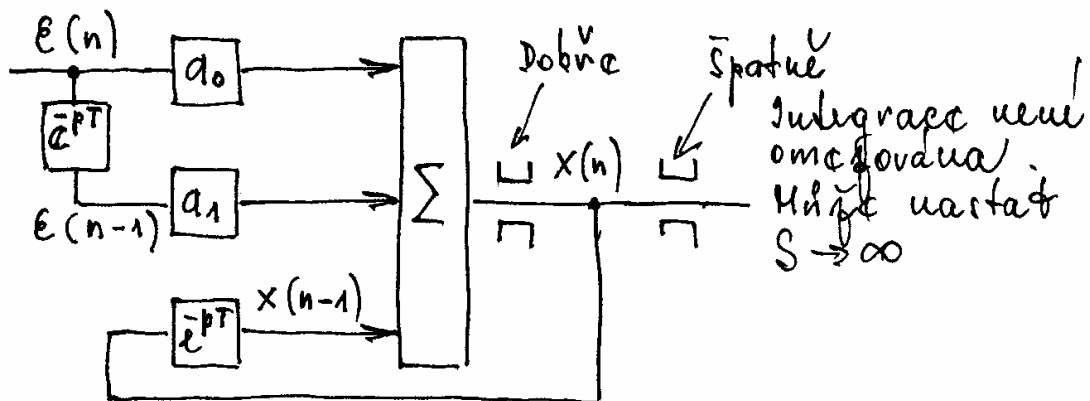
Rekursion:

$$x(n) = \varepsilon(n) \cdot k_R + \frac{k_R}{T_R} \cdot T \cdot \sum_{i=0}^{n-2} \varepsilon(i) + \frac{k_R}{T_R} \cdot T \cdot \varepsilon(n-1)$$

$$x(n-1) = \varepsilon(n-1) \cdot k_R + \frac{k_R}{T_R} \cdot T \cdot \sum_{i=0}^{n-2} \varepsilon(i)$$

$$x(n) = \varepsilon(n) \cdot k_R + [x(n-1) - \varepsilon(n-1) \cdot k_R] + \frac{k_R}{T_R} \cdot T \cdot \varepsilon(n-1) =$$

$$= \varepsilon(n) \cdot a_0 + \varepsilon(n-1) \cdot a_1 + x(n-1)$$



Pro matematický popis diskrétně pracujících regulátorů se využívá **Z transformace** ... viz studijní text Regulační technika kap.10. 2., str. 88)

$$Z\{X(n.T)\} = X(z) = \sum_0^{\infty} X(n.T) \cdot z^{-n}$$

$$Z\{X(n-1).T\} = z^{-1} \cdot X(z)$$

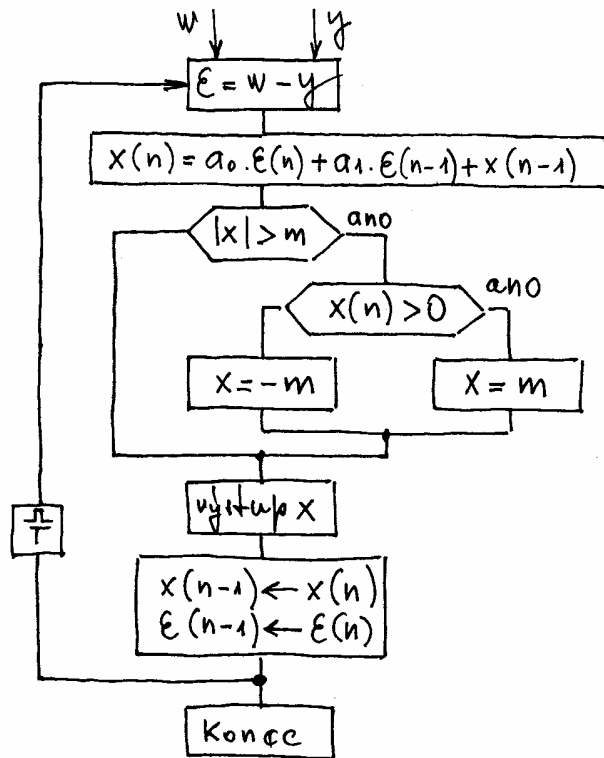
Výstup z regulátoru po Z transformaci:

$$x(z) = \varepsilon(z) \cdot a_0 + z^{-1} \cdot a_1 \cdot \varepsilon(z) + z^{-1} \cdot x(z) \quad \Rightarrow$$

$$\frac{x(z)}{\varepsilon(z)} = F_R(z) = \frac{a_0 + z^{-1} \cdot a_1}{1 - z^{-1}}$$

Pozn.: Odvození přenosu $F_R(z)$ je uvedeno pouze pro úplnost, není zařazeno í do výuky EP.

Vývojový diagram:



Konstanty rekurentních algoritmů jsou závislé na metodě integrace

(Text „Regulační technika“ str. 97 – 99)

Obdélníková integrace				Lichoběžníková integrace	
a_0	a_1	a_0	a_1	a_0	a_1
K_R	$-K_R \cdot \left(1 - \frac{T}{\tau_R}\right)$	$K_R \cdot \left(1 + \frac{T}{\tau_R}\right)$	$-K_R$	$K_R \cdot \left(1 + \frac{T}{2 \cdot \tau_R}\right)$	$-K_R \cdot \left(1 - \frac{T}{2 \cdot \tau_R}\right)$

8 Dimenzování motorů a měničů

8.1 Obecné úvahy

Následující text je převzat ze skript ČVUT: Pavelka J., Čeřovský Z., Javůrek J.: Elektrické pohony (ČVUT)

Dimenzování pohonu ovlivňuje rozhodující měrou **pořizovací cenu** pohonu i jeho **provozní vlastnosti**. Chybné dimenzování však může být i příčinou škod, vzniklých při provozu, případně může úplně znemožnit dosažení požadovaných vlastností pohonu.

Prvním požadavkem je nízká pořizovací cena pohonu. Je do ní nutno zahrnout veškeré příslušenství, vybavení měniče, řídicí a regulační zařízení atd. Například přídatné zařízení pro nastavování pohonu a jeho diagnostiku může být společné pro několik pohonů, pokud jsou od jednoho výrobce, nebo mají unifikovaný způsob ovládání.

Otázka nízkých ztrát a dobré energetické účinnosti je důležitá u pohonů, provozovaných v nepřetržitém režimu. Úsporou energie při bezztrátové regulaci se mohou kompenzovat případné vyšší pořizovací náklady, takže rozbor zadání na regulaci pohonu a její návrh jsou velmi důležité.

Požadavek snadného a přesného řízení pohonu a vysoké spolehlivosti mohou zvýšit počáteční náklady, ale minimalizace prostojů dokonalou diagnostikou a snadnou opravitelností snižuje následné ztráty ve výrobním procesu. Důležité je uvážit případné pozdější začlenění pohonu do rozsáhlejšího řídicího systému, a tím vyvolané případné další náklady, pokud toto není řešeno již při návrhu pohonu.

S katalogovými údaji je nutno zacházet vždy obezřetně. Například minimalizace hmotnosti nebo obestavěného prostoru nemusí hrát u stacionárních zařízení zásadní důležitost. Pohon může případně vyžadovat další pro jeho provoz nezbytné komponenty umístěné mimo měnič, které deklarovanou hmotnost či objem zvyšují (transformátory, tlumivky, filtry, pojistky atd.).

Pokud se projektant pohonu jistí předdimenzováním pohonu, zhorší značně vlastnosti celého zařízení. Zařízení má vyšší hmotnost, rozměry i cenu. Především se ale sníží účinnost (viz. obr. 4.2), u asynchronních motorů i celkový účinník. Předdimenzovaný pohon může také při přechodných dějích svým vyšším dynamickým momentem nadměrně mechanicky namáhat komponenty poháněného mechanismu, a tím zvyšovat jeho opotřebení a snižovat tak celkovou životnost zařízení.

Naopak poddimenzovaný pohon vede k následnému snižování užitečného výkonu, a tím k omezování projektované výrobní kapacity celého zařízení. Při přetěžování roste oteplení motoru a dalších komponent pohonu, které má za následek zrychlení stárnutí izolace. Zařízení se rychleji dostává ke konci své životnosti a náklady na jeho opravu zvyšují celkové provozní náklady. Např. při překročení garantované trvalé teploty o 10% stárne izolace 2 x rychleji. Protože oteplení je úměrné ztrátám a ztráty zatížení pohonu, je pro dimenzování pohonu rozhodující jeho zatěžovací diagram.

8.2 Návrh typové velikosti motoru

Následující text je převzat ze skript: Kůs V.: Elektrické pohony a výkonová elektronika

15.2. Návrh typové velikosti motoru

Při návrhu typové velikosti motoru je nutné dodržet následující dvě kritéria:

a) Momentová schopnost motoru musí zajistit požadovanou funkci zařízení, tj.

$$M_{\max \text{ motoru}} > M_{\max \text{ zátěže}} \quad 15.1$$

(neplatí, pokud chceme využít momentu setrvačnosti)

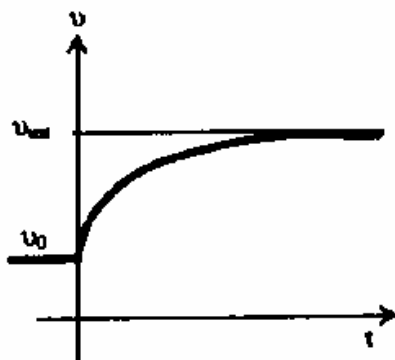
b) Oteplení izolace motoru nesmí překročit dovolenou hranici. Při jejím překročení se výrazně snižuje životnost izolace.

$$U_{\max \text{ motoru}} < U_{\text{dovolená motoru}} \quad 15.2$$

Přípustné oteplení ($U_{\text{dovolená motoru}}$) motoru je dáno použitou izolací vinutí. Současně je třeba mít na zřeteli, že motor, který je předdimenzovaný pracuje se špatnou účinností η a se špatným účínkem $\cos \varphi$, naopak poddimenzovaný motor má nízkou životnost.

Určení výkonu motoru je jednoduché při trvalém chodu s rovnoměrným zatížením. Výkon motoru pak odpovídá výkonu pracovního stroje. Při proměnném (rázovém) zatížení musíme volit výkon motoru s ohledem na momentovou přetížitelnost a dovolené oteplení. Pokud motor pracuje jenom krátkou dobu, lze jej krátkodobě přetížit s dodržením podmínek (15.1 a 15.2).

Oteplování (ochlazování) izolace stroje je složitý přechodový stav. Zjednodušeně lze předpokládat, že probíhá podle exponenciální funkce času s velkou časovou konstantou (desítky minut u malých, dobře chlazených strojů a až hodiny u velkých zavřených strojů) a že exponenciály směřují k asymptotám představujícím ustálené oteplení. Tento ustálený stav je úměrný ztrátám ve stroji.



Obrázek 15-1 – Průběh oteplení motoru na čase

Rovnice pro teplotu motoru vychází z rovnice pro energetickou rovnováhu (energie ztrát motoru se rovná součtu energie vyzářené a energie vydané na oteplení):

$$v = v_0 \exp\left(-\frac{t}{\tau_v}\right) + v_{ust} \left(1 - \exp\left(-\frac{t}{\tau_v}\right)\right) \quad 15.3$$

kde τ_v je tepelná časová konstanta, v_{ust} je ustálená teplota a v_0 je teplota počáteční.

velikost a provedení stroje	tepelná časová konstanta [min]
malé	5 – 22
střední s cizí ventilací	20 – 40
velké s cizí ventilací	30 – 50
uzavřené, s vlastním chlazením	60 – 120
nevýbušné	120 - 240

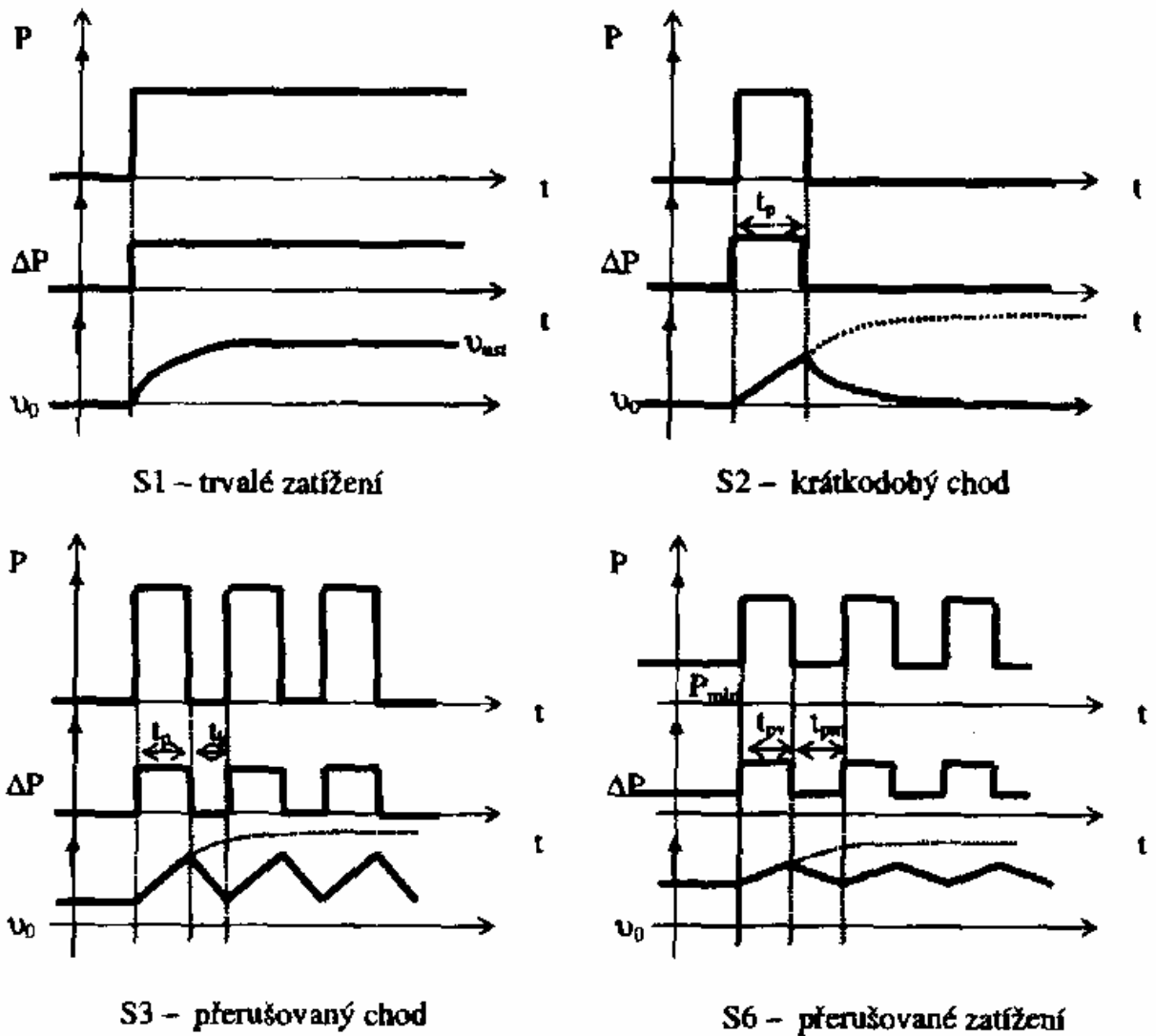
Tabulka 3-1 – Tepelné časové konstanty pro různé typy motorů

Je zřejmé, že ztráty budou různé při měnícím se zatížení. Rovněž je nemožné, provádět při návrhu motoru vždy kompletní teplotní výpočet. Jsou proto určeny metody, které návrh výkonu (momentu) motoru značně ulehčují.

15.2.1. Určení výkonu podle charakteru zátěže

Skutečná práce pohonu se často přibližuje k určitým typickým průběhům. Proto je mnoho průběhů standardizováno v normách. Určení typového výkonu je pak dle potřebného výkonu při činnosti a dobou sepnutí (případně poměrem doby sepnutí a doby klidu). Při jednoduchých cyklech je i určení jednoduché. Při častém spínání však dochází ke ztrátám v rozběhu a brzdění. Pak je nutné brát v úvahu i tuto skutečnost¹⁰⁷. Základní průběhy jsou rovněž určeny pro provoz bez měničů kmitočtu nebo pro motory s cizí ventilací. V případě pohonu s měničem a vlastní ventilací dochází ke sníženému ochlazování a dimenzování pohonu je třeba řešit jinak.

¹⁰⁷ Na obrázcích 15-2 jsou uvedeny standardní průběhy pro případy, kdy není uvažováno rozběh či brzdění. Určení výkonu pro tyto průběhy překračuje rámec tohoto skriptu.



Obrázek 15-2 - Zátěžné cykly a odpovídající průběh teploty motoru

S1 - Trvalé zatížení - jmenovitý moment (výkon) motoru se volí stejný nebo nejbližší vyšší, než jsou parametry zátěže.

S2 - Krátkodobé zatížení - doba zatížení t_p je kratší než tři časové konstanty oteplení, pak se motor ochladí na teplotu okolí.

S3 - Přerušovaný chod - motor se rozbíhá a zastavuje v krátkodobých cyklech. Zatěžovatel $z = t_p/t_r$.

S6 - Přerušované zatížení - motor se nezastavuje v cyklu kratším než 10 minut. Rozdíl proti předchozímu je v nenulové zátěži při odlehčení.

15.2.2. Metoda ekvivalentního proudu, momentu a výkonu

Při určování potřebného výkonu elektromotoru při proměnlivém zatížení postupujeme tak, že nahradíme toto zatížení takovým konstantním zatížením, že oteplení motoru na konci uvažovaného cyklu budou stejné. Pomocí metody ekvivalentního proudu lze odvodit vztah:

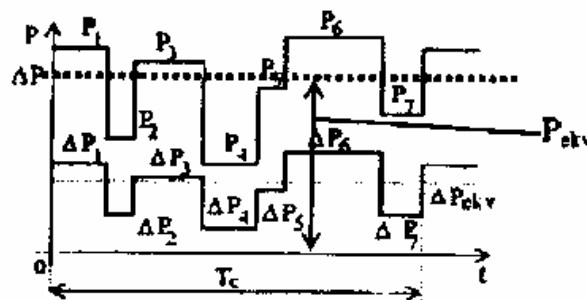
$$I_{\text{ekv}} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n I_i^2 t_i}{T_c}} \quad 15.4$$

Zde I_i , t_i jsou hodnoty proudu v daném i -tém časové úseku a T_c je celková doba cyklu. Pokud použijeme stejnosměrný motor s cizím buzením, asynchronní motor pracující v lineární oblasti, platí pro moment přímo úměra k proudu a lze psát:

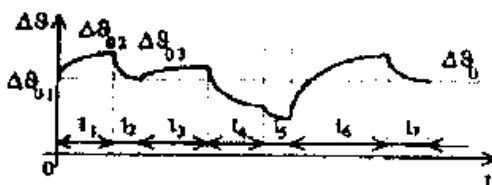
$$M_{\text{ekv}} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n M_i^2 t_i}{T_c}} \quad 15.5$$

Pokud bude motor pracovat s konstantní rychlostí, lze předchozí vztahy upravit i pro výkon:

$$P_{\text{ekv}} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n P_i^2 t_i}{T_c}} \quad 15.6$$



Obrázek 15-3 – Výklad k metodám ekvivalentního výkonu

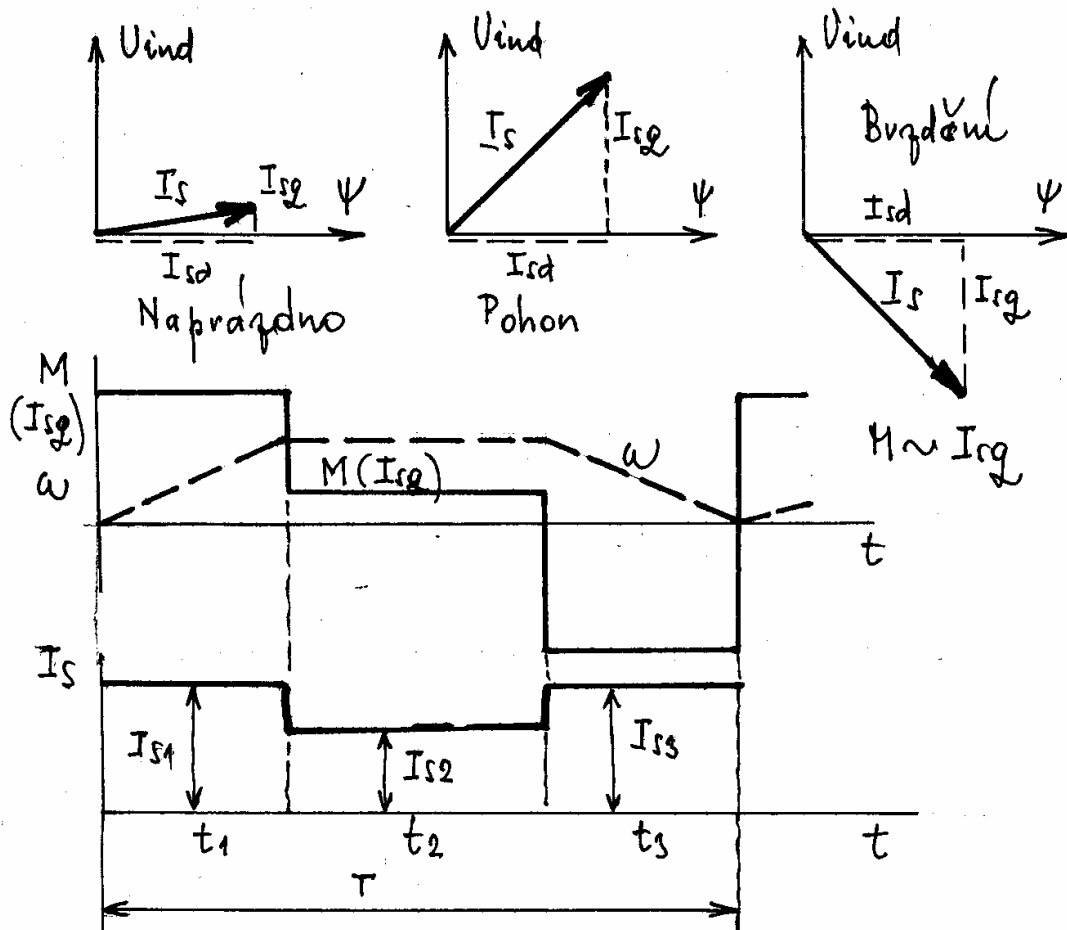


K problematice dimenzování pohonů je k dispozici [studijní text](#): Kule L.: Dimenzování části pohonu s motorem a střídačem.

8.3 Vybrané příklady

1. příklad – návrh štítkových parametrů asynchronního motoru s pravidelně proměnnou zátěží

Asynchronní motor – proměnná zátěž



$$\text{Ztráty } P_f = R I_s^2 \Rightarrow$$

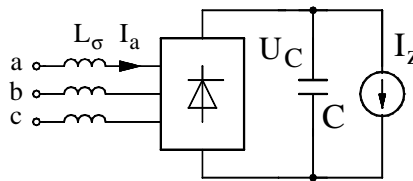
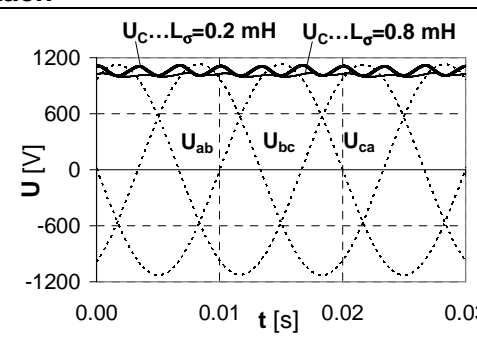
$$(I_s)_{ekv}^2 \cdot T = I_{s1}^2 \cdot t_1 + I_{s2}^2 \cdot t_2 + I_{s3}^2 \cdot t_3$$

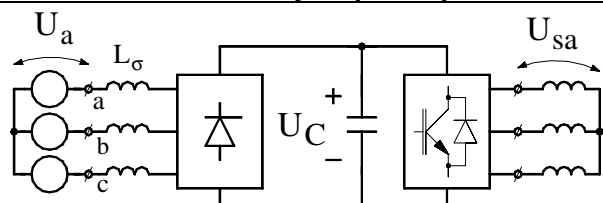
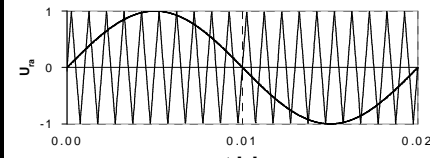
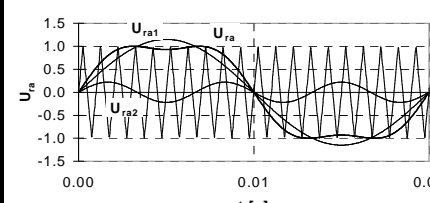
$$\text{Dimenzování motoru: } I_{sn} \geq (I_s)_{ekv}$$

$(I_s)_{ekv}$... konstantní proud, který ohřeje motor na stejnou teplotu, jako pravidelně proměnný proud I_s

2. příklad – výpočet napětí asynchronního motoru, napájeného střídačem

Následující tabulky jsou převzaty ze skript: Zeman K., Peroutka Z.: Automatická regulace pohonů s asynchronními motory

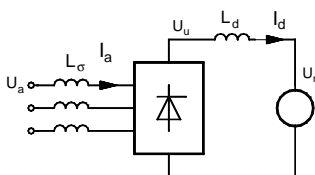
Výstupní napětí diodového usměrňovače s kondenzátorem na ss svorkách	
 <p>$C = 1.8 \text{ mF}, I_Z = 200 \text{ A}$</p> $U_C \cong (U_{ab})_{ef} \cdot \sqrt{2} \cdot 0,95 =$ $= (U_a)_{ef} \cdot \sqrt{3} \cdot \sqrt{2} \cdot 0,95 \cong (U_a)_{ef} \cdot 2,32$	

Maximální výstupní napětí střídače v závislosti na způsobu řízení	
	<p>Výstupní napětí střídače</p> <p>$U_{sa_ef}^{(1)}$... 1. harmonická napětí střídače U_{a_ef} ... napětí napájecí sítě</p>
<p>Obdélníkové řízení</p> $\left \overline{U_{A0}^{(1)}} \right = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{U_C}{2} \dots \text{amplituda}, U_{sa}^{(1)} = U_{A0}^{(1)}$ <p>U_{AO} ... napětí střídače proti pomyslnému středu kondenzátoru $4/\pi$... amplituda 1. harmonické obdélníkového napětí U_{sa} ... fázové napětí motoru</p>	$U_{sa_ef}^{(1)} = \frac{U_C}{2} \cdot \frac{4}{\pi} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot U_C \cong 0,45 \cdot U_C =$ $= 1,04 \cdot (U_a)_{ef} \dots \text{viz předchozí tabulka}$ $U_{sa_ef}^{(1)} = 1,04 \cdot U_{a_ef}$
 <p>$U_{ra} = \sin(\omega_s \cdot t)$</p> $U_{A0}^{(1)} = U_{sa}^{(1)} = U_{ra} \cdot \frac{U_C}{2}$	$U_{sa_ef}^{(1)} = \frac{U_C}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} \cong 0,353 \cdot U_C = 0,82 \cdot (U_a)_{ef}$ $U_{sa_ef}^{(1)} = 0,82 \cdot U_{a_ef}$
 <p>$U_{ra} = U_{ra1} + U_{ra2}$</p> $U_{A0}^{(1)} = U_{sa}^{(1)} = U_{ra1} \cdot \frac{U_C}{2}$ $U_{ra1} = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \sin(\omega_s \cdot t)$ $U_{ra2} = U_{r2m} \cdot \sin(3 \cdot \omega_s \cdot t)$	$U_{sa_ef}^{(1)} = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \frac{U_C}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} = \frac{1}{\sqrt{6}} \cdot U_C \cong 0,408 \cdot U_C =$ $= 0,95 \cdot (U_a)_{ef}$ $U_{sa_ef}^{(1)} = 0,95 \cdot U_{a_ef}$
<p>Závěr: Jmenovité napětí motoru rovné napětí sítě + sinusová modulace ... motor nelze při jmenovitých otáčkách plně nabídnout \Rightarrow motor nedosáhne jmenovitého momentu.</p>	

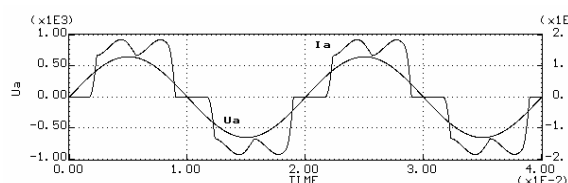
9 Elektromagnetická kompatibilita pohonů

9.1 Průběh proudu odebíraného pohonem ze sítě

Ve stejnosměrném obvodu polovodičového měniče zapojena indukčnost
(Stejnoseměrné pohony, asynchronní motor napájený proudovým střídačem, „ventilový“ pohon)

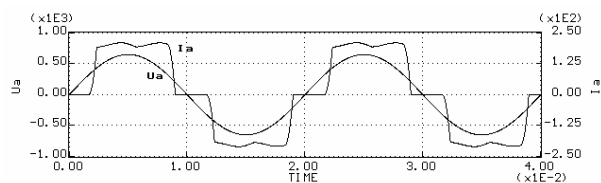


$$L_{\sigma} = 0.2 \text{ mH}, L_d = 1 \text{ mH}$$



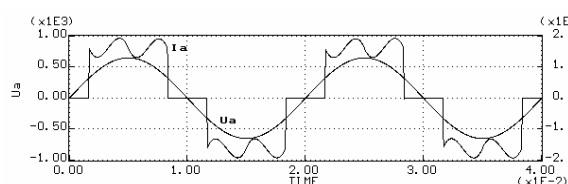
ORDER	AMPLITUDE	VALUE
1	223 $\varphi = 9^{\circ}$	*****
5	54	*****
7	22	***
11	17	**
13	11	*
17	8	*
19	6	*

$$L_{\sigma} = 0.2 \text{ mH}, L_d = 5 \text{ mH}$$



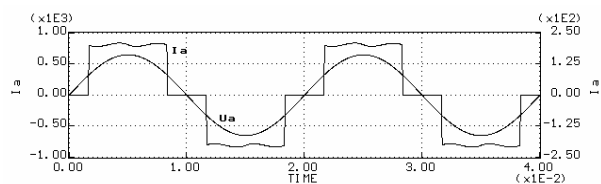
ORDER	AMPLITUDE	VALUE
1	223 $\varphi = 8^{\circ}$	*****
5	45	*****
7	27	****
11	17	**
13	13	**
17	8	*
19	7	*

$$L_{\sigma} = 0, L_d = 1 \text{ mH}$$



ORDER	AMPLITUDE	VALUE
1	223 $\varphi = 1.4^{\circ}$	*****

$$L_{\sigma} = 0, L_d = 5 \text{ mH}$$



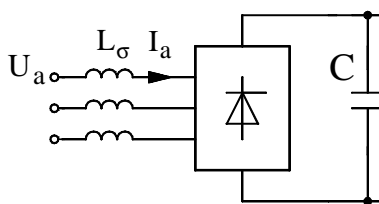
ORDER	AMPLITUDE	VALUE
1	223 $\varphi = 0.3^{\circ}$	*****

Závěry:

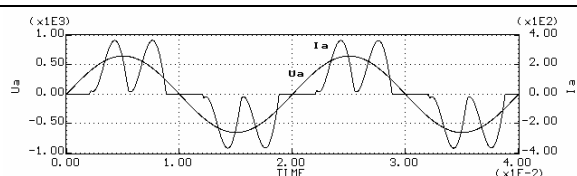
- Fázový posun 1. harmonické proudu, odebíraného ze sítě $I_a \dots \varphi^{(1)} = \alpha + \Delta\varphi_k$
 $\alpha \dots$ úhel řízení tyristorového usměrňovače (grafy ... diodový můstek $\Rightarrow \alpha = 0$)
 $\Delta\varphi_k \dots$ fázový posun způsobený komutací tyristorů $\Rightarrow \Delta\varphi_k = f(L_{\sigma})$
- Vlivem tlumivky L_d odebírá usměrňovač ze sítě „obdélkový“ proud. Proud I_a obsahuje tyto významné harmonické: 5, 7, 11, 13.

Ve stejnosměrném obvodu polovodičového měniče zapojen kondenzátor

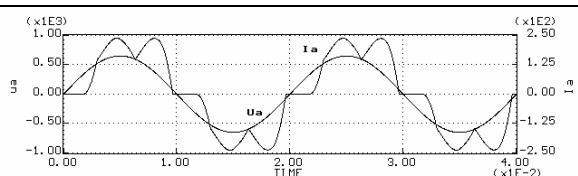
(Pohony s napětovým střídačem)



$L_\sigma = 0.2 \text{ mH}$



$L_\sigma = 0.8 \text{ mH}$

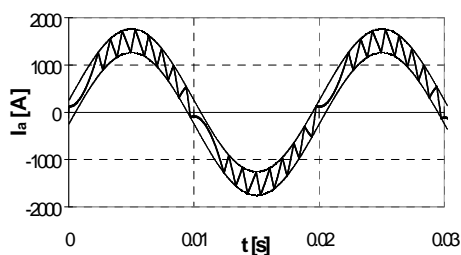
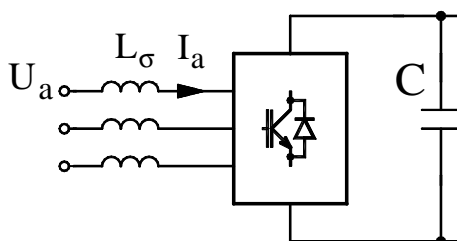


ORDER	AMPLITUDE	VALUE	ORDER	AMPLITUDE	VALUE
1	229 $\varphi = 14^\circ$	*****	1	224 $\varphi = 18^\circ$	*****
5	131	*****	5	56	*****
7	72	*****	7	16	**
11	13	**	11	9	*
13	12	*	13	7	*

Závěry:

- Přestože usměrňovač bývá v popisovaném obvodu diodový, fázový posun 1. harmonické proudu I_a , odebíraného ze sítě je dosti velký (jednoduché vysvětlení nelze udělat, fázový posun je dosti velký při přerušovaném i nepřerušovaném proudu).
- Tvar proudu I_a (2 hrby) je snadno vysvětlitelný ... viz výkonová elektronika (6 ti pulsní usměrňení).
 I_a obsahuje významné harmonické: 5, 7, 11, 13.

Pohony s pulsním usměrňovačem



Pozn.: Graf znázorňuje průběh proudu I_a při „dvouhodnotovém řízení“

Závěry:

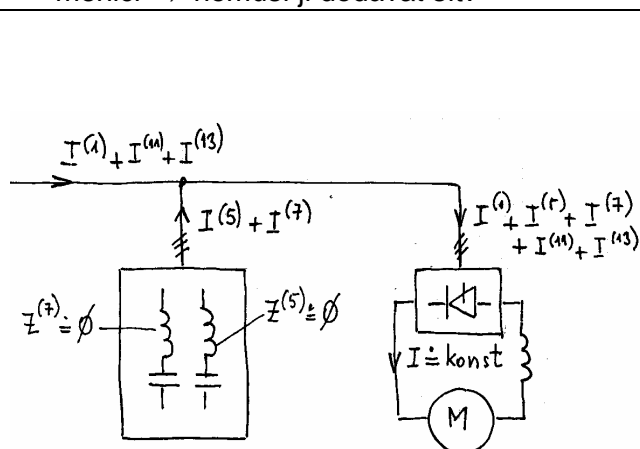
- Fázový posun 1. harmonické nulový
- Zvlnění proudu je možno změnou řízení takřka libovolně snižovat.

9.2 Kompenzace harmonických proudů

Složky proudu o jiném kmitočtu než 50 Hz deformují napětí sítě a způsobují ztráty ve vedení. Proto je vhodné je kompenzovat.

Princip kompenzace:

- Paralelně ke kondenzátoru C se zapojí LC filtr, naladěný na harmonickou, kterou chceme kompenzovat (zejména 5. a 7.)
- Reaktance filtru je pro kompenzovanou harmonickou nulová \Rightarrow deformační složka napětí je filtrem zkratována.
- Proud protékající LC filtrem „dodá“ uvažovanou harmonickou proudu polovodičovému měniči \Rightarrow nemusí ji dodávat síť.



Pozn.:

- Je-li ve ss obvodu měniče tlumivka, musí ss obvodem protékat konstantní proud. Tím se deformuje proud, který měnič odebírá ze sítě. To lze z hlediska popisované problematiky chápat tak, že měnič uvažovanou harmonickou potřebuje ke své činnosti. Buď mu ji dodá síť, nebo LC filtr.
- LC filtr lze při úvahách chápat někdy jako „zdroj“ (filtr „dodává“ harmonickou složku měniči), někdy jako „spotřebič“ (zkrat harmonické složky napětí). Harmonické proudy s napětím 1. harmonické však nevytvářejí výkon \Rightarrow pojmy zdroj a spotřebič jsou diskutabilní.

9.3 Kompenzace účinníku

Kompenzace klasické:

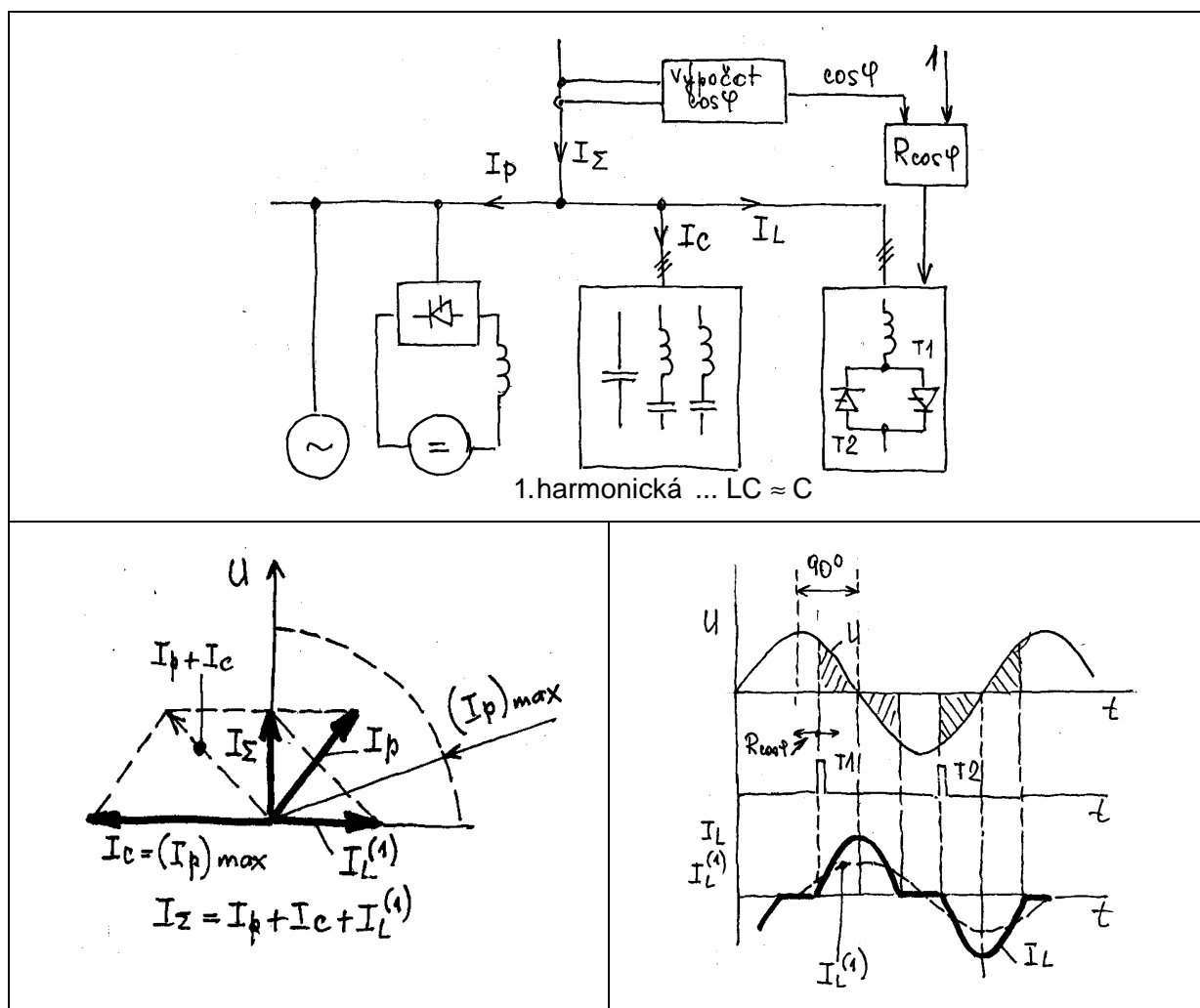
- 1) Kondenzátory připojované paralelně ke spotřebičům se špatným účinníkem.
- 2) Přebuzený synchronní motor připojený paralelně ke spotřebičům se špatným účinníkem.

Oba výše uvedené způsoby kompenzace nejsou schopné kompenzovat rychlé změny účinníku (změny účinníku vyvolané změnou řídicího úhlu usměrňovače α mohou probíhat velmi rychle).

Kompenzace využívající polovodičový měnič

Princip:

- Běžné spotřebiče odebírají induktivní proud (pracovní proud I_p)
- Na sběrnici se připojí kondenzátor, schopný vykompenzovat maximální jalový proud (tzn. při běžném provozu je $\bar{I}_p + \bar{I}_C$ kapacitní).
- Proměnným induktivním proudem I_L se nastaví $\cos(\varphi)$ výsledného proudu I_Σ rovný 1.



Proměnným induktivním proudem I_L se nastaví $\cos(\varphi)$ výsledného proudu I_Σ rovný 1