

Centrum kompetence drážních vozidel

Jan Majorszký, Martin Janda

Stabilita trakčního pohonu - přehled řešení používaných ve světě

Výzkumná zpráva

Pracovní balíček:

WP11 – Elektrické části pohonů

Rok řešení:

2013



**FAKULTA
ELEKTROTECHNICKÁ
ZÁPADOČESKÉ
UNIVERZITY
V PLZNI**

2013

Pracoviště: KEV/RICE
Výzkumná zpráva č.: 22190-053-2013

Stabilita trakčního pohonu - přehled řešení používaných ve světě

Druh úkolu: Vědecko - výzkumný
Řešitelé: Jan Majorszký, Martin Janda
Vedoucí úkolu: Zdeněk Peroutka
Počet stran: 14
Datum vydání: listopad 2013
Revize: 1

Projekt č. TE01020038 „Centrum kompetence drážních vozidel“
je řešen s finanční podporou TA ČR.

Anotace

Zpráva se zabývá odolností trakčního pohonu s asynchronním motorem vůči kmitům v napěťovém meziobvodu v závislosti na způsobu řízení pohonu. Byla zkoumána převážně zahraniční literatura a trendy poslední doby. Na závěr je provedeno shrnutí.

Obsah

1	ÚVOD.....	3
2	AKTIVNÍ TLUMENÍ.....	3
3	2. TYP TLUMENÍ.....	6
4	ZÁVĚR.....	11

1 Úvod

Přítomnost kmitů napětí v meziobvodu trakčního pohonu je nežádoucí jednak kvůli jeho stabilitě, ale i z důvodu rušení zabezpečovacích zařízení, popř. jiných systémů. Nalezení optimálního algoritmu pro eliminaci kmitů meziobvodu by bylo velkým přínosem pro řízení trakčních pohonů.

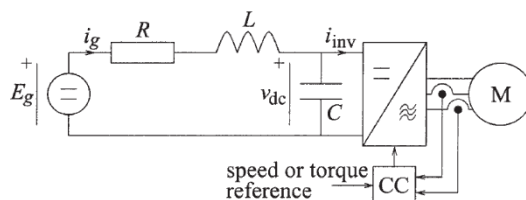
V dostupné literatuře lze najít pouze několik článků zabývajících se potlačením kmitů v napěťovém meziobvodu. Většinou se jedná o podobné řešení, které ale ve většině případů vede na kmitání momentu motoru.

V této zprávě byly vyzdvíženy dva typy tlumení. První se zabývá tlumením napěťových kmitů v meziobvodu, při použití vektorového řízení, pomocí harmonické složky, která je superponována na momentotvorný proud i_{q0}^{ref} , který nastavuje požadovaný moment motoru [1]. Druhý typ řízení pro potlačení kmitů meziobvodu nastavuje vstupní admitanci střídače tak, aby se choval jako odpor [9].

Poměrně často je stabilizace napětí prováděna i dalším přídavným zařízením, viz např. [8]. Tento způsob nebyl ve zprávě uvažován z hlediska nutnosti použití dalších měničů a tím i zvýšení nákladů.

2 Aktivní tlumení

Podle [1] je uvažováno vektorové řízení, které přidáním algoritmu aktivního tlumení, tlumí napěťové kmity meziobvodu pomocí kmitů momentotvorného proudu i_q , resp. na i_{q0}^{ref} (nastavuje požadovaný moment motoru) je superponována harmonická složka podle (1).



Obrázek 1

$$\dot{i}_q^{\text{ref}} = \dot{i}_{q0}^{\text{ref}} + g\tilde{v}_{dc} \quad (1)$$

Dynamika i_q je aproximována systémem prvního řádu s šířkou pásma α_c a spolu s dynamikou meziobvodu tvoří systém třetího řádu, kde $\tilde{i}_q = i_q - i_{q0}^{\text{ref}}$ a $k = 3/2K^2$:

$$L \frac{di_g}{dt} = E_g - Ri_g - \tilde{v}_{dc} - v_{dc0} \quad (2)$$

$$C \frac{d\tilde{v}_{dc}}{dt} = i_g - \frac{kv_q(i_{q0}^{\text{ref}} + \tilde{i}_q)}{v_{dc0}} \left(1 - \frac{\tilde{v}_{dc}}{v_{dc0}}\right) \quad (3)$$

$$\frac{d\tilde{i}_q}{dt} = \alpha_c(g\tilde{v}_{dc} - \tilde{i}_q) \quad (4)$$

Za zjednodušujících předpokladů v [1] dostaneme charakteristický polynom pro (2) a (3):

$$s^2 + \left(RC\omega_0^2 + \frac{g_0kv_q}{Cv_{dc0}}\right)s + \omega_0^2 \left(1 + \frac{g_0Rkv_q}{v_{dc0}}\right) \quad (5)$$

kde $\frac{g_0Rkv_q}{v_{dc0}}$ je zanedbatelné dokud R je malý a kde

$$g_0 = g - \frac{i_{q0}^{\text{ref}}}{v_{dc0}} \Leftrightarrow g = \frac{i_{q0}^{\text{ref}}}{v_{dc0}} + g_0 \quad (6)$$

Zvyšováním g_0 , g se zvětšuje i tlumení. Zvolením $g_0 = 0$ je nastavené přirozené tlumení. Tlumení může být tedy zvětšováno nastavením $g_0 > 0$. Používá se parametrizace

$$g_0 = (\gamma - 1) \frac{RC v_{dc0}}{L kv_q} \quad (7)$$

s $\gamma \geq 1$, protože má za následek změnu (15) na $s^2 + \gamma RC\omega_0^2 s + \omega_0^2$. Odpor R je nahrazen větším odporem γR , tedy tlumení je zlepšeno γ -krát. Když se blíží v_q své maximální hodnotě, $|v_q| \gg |v_d|$, lze tedy nahradit v_q v (7) V_{max} . $V_{\text{max}} = Kv_{dc}/\sqrt{3}$, dostáváme tedy:

$$g_0 = (\gamma - 1) \frac{2K RC}{\sqrt{3}L} \text{sgn}(v_q) \quad (8)$$

Střídavá složka napětí je počítána z rovnice:

$$\tilde{v}_{dc} = \frac{p}{p + \omega_B} v_{dc} \quad (9)$$

$\tilde{v}_{dc}$ je tedy dáno horní propustí filtrovanému měřenému napětí v_{dc} . ω_B je volena menší než rezonanční frekvence DC filtru z důvodu nefiltrování kmitů na rezonanční frekvenci DC filtru.

Pomocí (1) může být (6) zapsána:

$$i_q^{ref} = i_{q0}^{ref} + \left(\frac{i_{q0}^{ref}}{v_{dc0}} + g_0 \right) (v_{dc} - v_{dc0}) = \frac{v_{dc}}{v_{dc0}} i_{q0}^{ref} + g_0 (v_{dc} - v_{dc0}) \quad (10)$$

V následujících rovnicích je popsán řídicí algoritmus, kde:

$v_d + jv_q$ je vektor statorového napětí,

$i_d + ji_q$ je vektor statorového proudu,

ψ_{nom} je jmenovitý rotorový tok,

ω_1, ω_r je statorová a rotorová frekvence,

L_m, L_σ je hlavní a rozptylová indukčnost,

R_s, R_r je statorový a rotorový odpor.

$$\frac{di_d^{ref}}{dt} = \gamma_{fw} (0,95V_{max}^2 - v_d^2 - v_q^2), \quad \frac{\psi_{nom}}{10L_M} < i_d^{ref} < \frac{\psi_{nom}}{L_M} \quad (11)$$

$$V_{max} = \frac{Kv_{dc}}{\sqrt{3}} \quad (12)$$

$$\gamma_{fw} = \frac{R_r}{\omega_{fw} L_\sigma^2 V_{max}}, \quad \omega_{fw} = \begin{cases} \omega_{base}, & |\omega_1| < \omega_{base} \\ |\omega_1|, & |\omega_1| \geq \omega_{base} \end{cases} \quad (13)$$

$$i_{q0}^{ref} = \min \left\{ |i_{q,ideal}^{ref}|, \sqrt{I_{max}^2 - (i_d^{ref})^2}, \xi i_d^{ref} \right\} \text{sgn}(i_{q,ideal}^{ref}) \quad (14)$$

$$\xi = \frac{(L_\sigma^{max} + L_M^{max})}{L_\sigma^{min}} \quad (15)$$

$$\frac{dv_{dc0}}{dt} = \frac{\omega_0}{4} (v_{dc} - v_{dc0}) \quad (16)$$

$$i_q^{ref} = \frac{v_{dc}}{v_{dc0}} i_{q0}^{ref} + g_0 (v_{dc} - v_{dc0}) \quad (17)$$

$$\frac{di_d}{dt} = \frac{1}{T_{ic}} \left(i_d^{ref} - i_d + \frac{1}{K_c} (\bar{v}_d - v_d) \right) \quad (18)$$

$$\frac{di_q}{dt} = \frac{1}{T_{ic}} \left(i_q^{\text{ref}} - i_q + \frac{1}{K_c} (\bar{v}_q - v_q) \right) \quad (19)$$

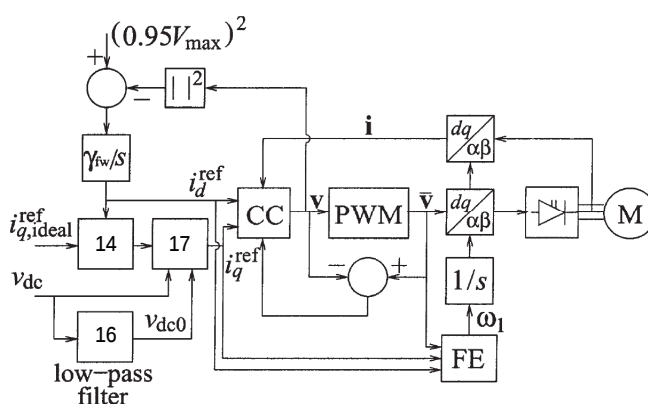
$$v_d = K_c(i_d^{\text{ref}} - i_d + I_d) - \omega_1 L_\sigma i_q - R_a i_d \quad (20)$$

$$\mathbf{v}_q = K_c(\mathbf{i}_q^{\text{ref}} - \mathbf{i}_q + I_q) + \omega_1 L_\sigma \mathbf{i}_d - R_a \mathbf{i}_q \quad (21)$$

Parametry proudového regulátoru jsou dány:

$$R_a = \alpha_c L_\sigma - R_s - R_R \approx \alpha_c L_\sigma = K_c T_{ic} = \frac{1}{\alpha_c} \quad (22)$$

Regulační schéma je zobrazeno na Obrázek 2.



Obrázek 2

3 Tlumení kmitů meziobvodu nastavením vstupních admitancí střídače

Tento algoritmus vhodně nastavuje vstupní impedanci tak, aby se střídač choval jako odpor, tzn., že při poklesu napětí meziobvodu dochází i k poklesu proudu odebíraného z meziobvodu.

Referenční moment je získán stabilizací pohonu podle [2], [3] a [4]:

$$\mathbf{T}_{\text{ref}}(\mathbf{t}) = \begin{cases} \left(\frac{\mathbf{U}_d(\mathbf{t})}{\mathbf{U}_{d0}}\right)^\rho \mathbf{T}'_{\text{ref}}(\mathbf{t}), & \mathbf{T}_0 \omega_{m0} \geq 0 \\ \left(\frac{\mathbf{U}_{d0}}{\mathbf{U}_d(\mathbf{t})}\right)^\rho \mathbf{T}'_{\text{ref}}(\mathbf{t}), & \mathbf{T}_0 \omega_{m0} < 0 \end{cases} \quad (23)$$

kde T'_{ref} je požadovaný moment a $\rho \geq 1$ je parametr.

Pro tuto analýzu je uvažována výkonová rovnice, kterou lze při zanedbání ztrát zapsat:

$$\dot{\mathbf{i}}_d(t)U_d(t) = \mathbf{T}(t)\omega_m(t) \quad (24)$$

Vztah (25) je určen rovněž v [3] a [4]. $Y \geq 0$ při všech výkonech, což je požadavek dané regulace.

$$Y = \begin{cases} \frac{(\rho - 1)P_0}{U_{d0}^2}, & P_0 \geq 0 \\ \frac{(\rho + 1)|P_0|}{U_{d0}^2}, & P_0 < 0 \end{cases} \quad (25)$$

Rovnici pro moment lze podle [5] zapsat i v takovémto tvaru:

$$T_{\text{ref}}(t) = T'_{\text{ref}}(t) + k \frac{T_0}{U_{d0}} \frac{pT_c}{pT_c + 1} U_d(t) \quad (26)$$

kde $k \geq 1$ a T_c je konstanta. Z této rovnice je patrné, že ji lze přepsat jako:

$$T_{\text{ref}}(t) = T'_{\text{ref}}(t) + K(p)B(p) U_d(t) \quad (27)$$

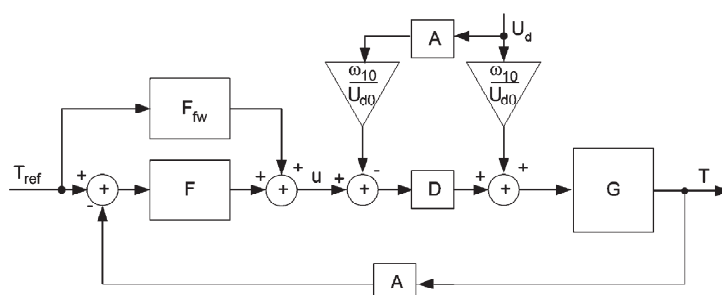
kde $K(p)$ je stabilizační regulátor a $B(p)$ je filtr.

Pro navržení regulačního schématu je zapotřebí popsat model jinou rovnicí:

$$T(t) = G_c(p)T_{\text{ref}}(t) + G_d(p)U_d(t) \quad (28)$$

Kde $G_c(p)$ a $G_d(p)$ jsou lineární přenosové funkce.

V disertační práci [6] je odvozeno regulační schéma představující ISC řízení s asynchronním motorem. Obrázek 3.



Obrázek 3

Přenosy jednotlivých bloků jsou v (29), kde G je asynchronní motor, F a F_{fw} jsou funkce řízení:

$$F_{fw} = \frac{2}{3} \frac{R_r}{n_p \psi_{r0}^2}$$

$$F(s) = \frac{2}{3} \frac{R_r}{n_p \psi_{r0}^2} \left(K_p + \frac{1}{s} K_i \right) \quad (29)$$

$$G(s) = \frac{3}{2} \frac{n_p \psi_{r0}^2}{R_r (s T_\sigma + 1)}$$

kde n_p je počet pólů motoru, ψ_{r0} amplituda rotorové toku, R_r rotorový odpor a $T_\sigma = L_\sigma / R_r$ je časová konstanta. D a A v regulačním schématu představují časové zpoždění kvůli PWM a ω_{10} je pracovní bod statorové frekvence.

Pro přenosy G_c a G_d z rovnice (28) lze psát:

$$G_c = \frac{GD(F_{fw} + F)}{1 + GDFA} \quad (30)$$

$$G_d = \frac{\omega_{10}}{U_{d0}} \frac{G(1 - DA)}{1 + GDFA} \quad (31)$$

Rovnice (24) je použita pro porovnání stejnosměrné a střídavé strany střídače. Díky uvažování konstantní rychlosti motoru může být rovnice linearizována a lze dostat:

$$i_d = \frac{\omega_{m0}}{U_{d0}} T(t) - \frac{P_0}{U_{d0}^2} U_d(t) \quad (32)$$

kde $P_0 = T_0 \omega_{m0}$.

Napětí meziobvodu a proud z něho odebíraný závisí také na vstupním filtru a napájecím napětí:

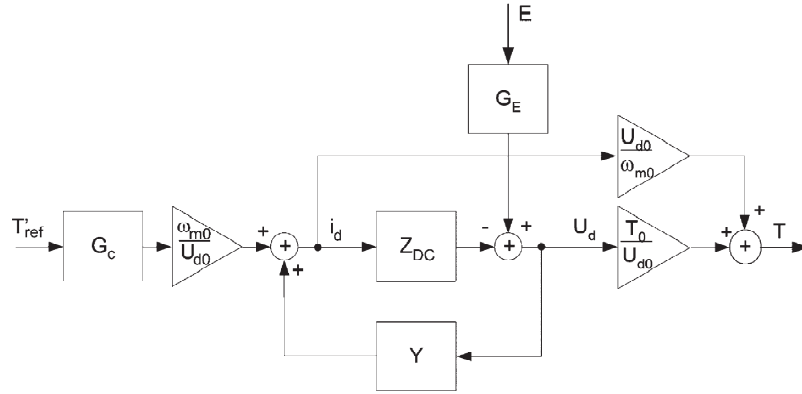
$$U_d(t) = G_E(p)E(t) - Z_{dc}(p)i_d(t) \quad (33)$$

kde přenosy G_E a Z_{dc} jsou dány vztahy:

$$G_E(s) = \frac{1}{s^2 CL + sCR + 1} \quad (34)$$

$$Z_{dc}(s) = \frac{sL + R}{s^2 CL + sCR + 1}$$

kombinací rovnic (28), (32) a (33) je možné dostat zpětnovazebné regulační schéma podle Obrázek 4 a pak lze v návaznosti zapsat vztah pro moment, (35).



Obrázek 4

$$T(t) = \left(1 - \frac{Y + \frac{P_0}{U_{d0}^2}}{1 + YZ_{dc}} Z_{dc} \right) G_c T'_{ref}(t) + \frac{U_{d0}}{\omega_{m0}} \frac{Y + \frac{P_0}{U_{d0}^2}}{1 + YZ_{dc}} G_E E(t) \quad (35)$$

Z předchozích odvození, lze brát stabilizaci pohonu, jako vhodné nastavování admitance prostřednictvím regulátoru K. Pro regulátor K musí platit:

$$K = G_c^{-1} \frac{U_{d0}}{\omega_{m0}} \left(Y_d + \frac{P_0}{U_{d0}^2} \right) - G_c^{-1} G_d \quad (36)$$

Pomocí výrazů v (30) a (31) je možné přepsat rovnici (36) na rovnici:

$$-G_c^{-1} G_d = \frac{\omega_{10}}{U_{d0}} (1 - G_c^{-1}) \frac{G(1 - DA)}{1 - GDF(1 - A) - GDF_{fw}} \quad (37)$$

Po dalších úpravách dostaneme:

$$K = G_c^{-1} \frac{U_{d0}}{\omega_{m0}} \left[Y_d - \left(\frac{3}{2} \left(\frac{\psi_{r0}^2}{U_{d0}} \right) \frac{\omega_{r0} \omega_{10} T_{da}}{L_\sigma} \right) - \frac{P_0}{U_{d0}^2} \right] + \frac{3}{2} \frac{n_p \psi_{r0}^2}{U_{d0} L_\sigma} \omega_{10} T_{da} \quad (38)$$

kde $\omega_{r0} = n_p \omega_m$ Pro dosažení kladné reálné vstupní impedance je navrženo:

$$Y_d = \frac{3}{2} \left(\frac{\psi_{r0}}{U_{d0}} \right)^2 \frac{\omega_{r0} \omega_{10} T_{da}}{L_\sigma} + \begin{cases} 0, & P_0 > 0 \\ \frac{|P_0|}{U_{d0}^2}, & P_0 \leq 0 \end{cases} \quad (39)$$

což minimalizuje vliv G_c^{-1} .

Abychom obdrželi admitanci podle (39), stabilizační regulátor musí být:

$$K = \frac{3 n_p \psi_{r0}^2}{2 U_{d0} L_\sigma} \omega_{10} T_{da} + \begin{cases} G_c^{-1} \frac{T_0}{U_{d0}}, & T_0 \omega_{m0} > 0 \\ 0, & T_0 \omega_{m0} \leq 0 \end{cases} \quad (40)$$

Nyní je třeba redukovat zesílení stabilizačního regulátoru. Toho je dosaženo vynásobením konstantou $K_0 \leq 1$. Lze dostat:

$$Y = \frac{3}{2} \left(\frac{\psi_{r0}}{U_{d0}} \right)^2 \frac{\omega_{r0} \omega_{10} T_{da}}{L_\sigma} (1 - (1 - K_0) G_c) + \begin{cases} 0, & P_0 > 0 \\ \frac{|P_0|}{U_{d0}^2}, & P_0 \leq 0 \end{cases} \quad (41)$$

První krok podle (40) byl uvažován k získání maximální stability. Kvůli, např. dopravním zpožděním je nutné aproximovat G_c^{-1} . Budeme-li uvažovat aproximaci F_{lead} a $K_0 = 0,5$, dostaneme:

$$Y_d = \frac{3}{2} \left(\frac{\psi_{r0}}{U_{d0}} \right)^2 \frac{\omega_{r0} \omega_{10} T_{da}}{L_\sigma} \left(1 - \frac{1}{2} G_c \right) + \begin{cases} \frac{P_0}{U_{d0}^2} (G_c F_{lead} - 1), & P_0 > 0 \\ \frac{|P_0|}{U_{d0}^2}, & P_0 \leq 0 \end{cases} \quad (42)$$

Ve spoustě případů lze uvažovat $F_{lead} = 1$. Ale v [7] je ukázáno několik případů nutné aproximace.

Použitím $K_0 = 0,5$ a aproximace F_{lead} dostaneme:

$$K = \frac{3 n_p \psi_{r0}^2}{4 U_{d0} L_\sigma} \omega_{10} T_{da} + \begin{cases} \frac{T_0}{U_{d0}} F_{lead}, & T_0 \omega_{m0} > 0 \\ 0, & T_0 \omega_{m0} \leq 0 \end{cases} \quad (43)$$

4 Závěr

Problematikou potlačení kmitů napětí v meziobvodu se zahraniční autoři zabírají spíše okrajově. Byly popsány dva způsoby potlačení kmitání meziobvodu z hlediska vlivu řízení pohonu. Jedná se o algoritmy, které svým zásahem vyvolávají kmity momentu motorů. V literatuře je často odkazováno na tato řešení, ačkoliv není uvažován vliv kmitání momentu motorů na mechanické části vozidla související s přenosem výkonu motoru na trakční výkon.

Je potřeba prošetřit, zda kmity meziobvodu nelze tlumit jinak, než jen odběrem činného výkonu z meziobvodu pohonu.

Literatura

- [1] K. Pietiläinen, L. Härnefors, A. Petersson, and H.-P. Nee, "DC link stabilization and voltage sag ride-through of inverter drives," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, no. 4, pp. 1261–1268, Aug. 2006.
- [2] M. Jäneck, "Steuerverfahren und Steueranordnung für einen Wechselrichter," *ABB Patent* DE 41 10225 A1, 1992.
- [3] S. D. Sudhoff, K. A. Corzine, S. F. Glover, H. J. Hegner, and H. N. Robey, Jr., "DC link stabilized field oriented control of electric propulsion systems," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 13, no. 1, pp. 27–33, Mar. 1998.
- [4] S. F. Glover and S. D. Sudhoff, "An experimentally validated nonlinear stabilizing control for power electronics based power systems," in *Proc. SAE Aerosp. Power Syst. Conf.*, 1998.
- [5] A. M. Walczyna, K. Hasse, and R. Czarnecki, "Input filter stability of drives fed from voltage inverters controlled by direct flux and torque control methods," *Proc. Inst. Electr. Eng.—Electr. Power Appl.*, vol. 143, no. 5, pp. 396–402, Sep. 1996.
- [6] H. Mosskull, "Robust Control of an Induction Motor Drive," Ph.D. dissertation, Autom. Control, Dept. Signals, Sensors Syst., Royal Inst. Technol., Stockholm, Sweden, 2006.
- [7] H. Mosskull, "Some issues on stabilization of an induction machine drive," in *Proc. 43rd IEEE Conf. Decision and Control*, The Bahamas, 2004, pp. 4441–4446.
- [8] Inoue, K.; Kato, T.; Inoue, M.; Moriyama, Y.; Nishii, K.; , "An oscillation suppression method of a DC power supply system with a constant power load and a LC filter," *Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, 2012 IEEE 13th Workshop on , vol., no., pp.1-4, 10-13 June 2012
- [9] Mosskull, H.; Galic, J.; Wahlberg, B.; , "Stabilization of Induction Motor Drives With Poorly Damped Input Filters," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on* , vol.54, no.5, pp.2724-2734, Aug. 2007

Historie revizí

Rev.	Kapitola	Popis změny	Datum Jméno / Odd.
1	Všechny	Publikování dokumentu	11/2013 JM / KEV