

Prediktivní řízení kaskádního zapojení měničů s ochranou IGBT proti přetížení

Martin Votava, Tomas Glasberger
Elektromechaniky a výkonové elektroniky
Fakulta elektrotechnická
Západočeská univerzita v Plzni
mvotava@rice.zcu.cz, tglasber@rice.zcu.cz

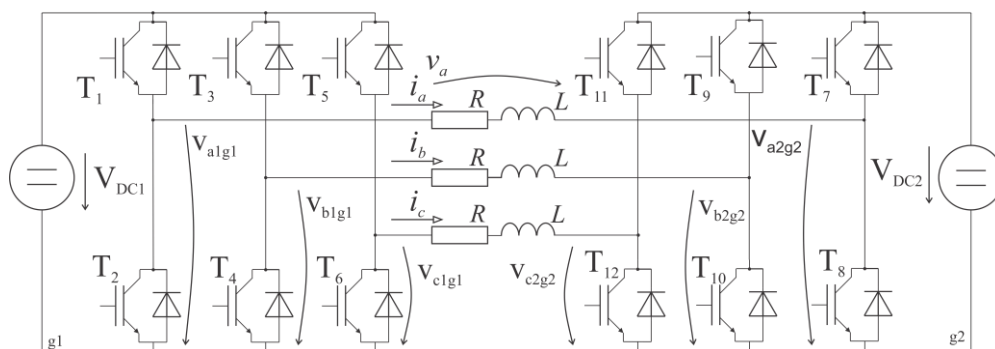
Model Predictive Control of Dual Inverter with IGBT Overload Protection

Abstract – Model predictive control of dual inverter is extended to consider thermal balancing and temperature limits of IGBTs. The thermal model is formulated using switching losses. A steady state of the thermal model is added into the cost function. When the critical temperature is approaching the controller reduces the switching frequency and maximum currents.

Keywords – Converter control; Switching losses; IGBT; Device modeling

I. ÚVOD

Hlavními výhodami víceúrovňových měničů je menší napěťové namáhání polovodičových součástek, lepší frekvenční spektrum výstupního napětí a du/dt . Mezi víceúrovňové měniče patří kaskádní zapojení střídačů, zobrazené na Obrázku I, jehož výhodou je otevřené vinutí. Toho se například využívá u obnovitelných zdrojů pro snížení fluktuace energie dodávané do sítě. Dále se topologie využívá pro pohon lodí nebo u elektrických vozidel [1].



Obrázek I. Schéma kaskádního zapojení měničů

Standardní ochrana je provedena pomocí omezení amplitudy proudu na základě zpětné vazby od čidla teploty. Další možností je omezení spínací frekvence tranzistorů na základě požadovaného výstupního proudu [2, 3]. V této práci je představena metoda, kdy je vysoký počet spínacích kombinací využit za účelem balancování výkonových ztrát a ochranou proti přetížení jednotlivých polovodičových součástek. V případě, že by mohla být kritická teplota překročena, dochází k omezení spínací frekvence, příp. maximálního odebíraného proudu (výkonu).

II. MATEMATICKÝ MODEL

A. Proudový model zátěže

Dle schématu zobrazeným na Obrázku I lze proud v následujícím kroku určit dle rovnice:

$$i_{ph,k+1} = i_{ph,k} + (u_{ph,k+1} - R \cdot i_{ph,k}) \cdot \frac{1}{L} \Delta k, \quad (1)$$

kde $i_{ph,k+1}$ je predikovaný proud na fázích $ph = a, b, c$, $i_{ph,k}$ je naměřený proud daných fází. $u_{ph,k}$ je fázové napětí zátěže na dané fázi v kroku k , R a L jsou parametry zátěže a Δk je vzorkovací perioda, která je rovna délce horizontu. Pro omezení zkreslení proudu je proudový vektor převeden do rotačního souřadného systému požadovaného proudu dq.

B. Tepelný model

Tepelný model je složen z Cauerových článků. Každý IGBT je modelován samostatně dle rovnice

$$\frac{d}{dt} T_x = \frac{1}{R_{thx} C_{thx}} (T_{BP} - T_x) + \frac{1}{C_{thx}} P_x, \quad (2)$$

kde T_x je aktuální teplota x tého prvku, T_{BP} je naměřená teplota baseplate, R_{thx} a C_{thx} je tepelný odpor, respektive tepelná kapacita, a P_x je okamžitá hodnota tepelného ztrátového výkonu.

C. Tepelný limit IGBT

Maximální teplota dovolená teplota PN přechodu IGBT tranzistoru je uvedena v datasheetu. Řízení je navrženo tak, aby při této teplotě byla splněna podmínka $\left. \frac{d}{dt} T_x \right|_{T_x=T_{x,max}} = 0$. Po dosazení do rovnice 2 vychází

$$0 = \frac{1}{R_{thx} C_{thx}} (T_{BP} - T_{x,max}) + \frac{1}{C_{thx}} P_x, \quad (3)$$

z čehož lze vyjádřit maximální dovolený ztrátový výkon všech prvků

$$P_x \leq \frac{1}{R_{thx}} (T_{x,max} - T_{bp}) = P_{x,max}. \quad (4)$$

Ztrátový výkon je možné omezit snížením velikosti proudu nebo spínací frekvence. Při minimální spínací frekvenci je aplikováno omezení amplitudy fázového proudu I_{max} . Hodnotu proudu I_{max} lze vyjádřit jako řešení kvadratické rovnice:

$$(u_{T0} + f_{sw} \gamma) \cdot I_{max} + R_T \cdot I_{max}^2 = P_{max}. \quad (5)$$

III. PREDIKTIVNÍ ŘÍZENÍ KASKÁDNÍHO ZAPOJENÍ MĚNIČŮ

Navrhované prediktivní řízení je založené na ztrátové funkci, která je složena ze tří částí:

$$g = g_{track} + \lambda_b g_{balance} + \lambda_l g_{limit}, \quad (6)$$

Úkolem g_{track} je řízení proudu, $g_{balance}$ balancování ztrát, g_{limit} omezování ztrát, konstanty λ_l a λ_b určují vliv jednotlivých částí ztrátové funkce. g_{track} je určena z kvadrátu odchylky od požadované hodnoty proudu:

$$g_{track} = |i_{d,k+1} - i_d^{**}|^2 + |i_{q,k+1} - i_q^{**}|^2, \quad (7)$$

kde i_d^{**} , i_q^{**} jsou části požadovaného proudu v rotujícím souřadném systému v rotujícím souřadném systému dq po aplikování limitů:

$$i_d^{**} = \begin{cases} i_d^* & \text{pokud } |i^*| < I_{\max} \\ i_d^* I_{\max} / |i^*| & \text{jinak} \end{cases}. \quad (8)$$

Zde $|i^*|$ značí amplitudu požadovaného vektoru. Člen $g_{balance}$ je dán rovnicí

$$g_{balance} = \sum_{x=1}^6 P_{x,k+1}^2, \quad (9)$$

kde $P_{x,k}$ jsou průměrné ztráty x -tého prvku v kroku k . Ztráty jsou vyhodnocené pomocí exponenciálního filtru:

$$\begin{aligned} P_{x,k+1} &= \phi P_{x,k+1} + (1 - \phi) \cdot \Delta P_x \\ \Delta P_x &= u_{T0} |i_x| \Delta k + R_T i_x^2 \Delta k + \frac{\gamma}{2} |S_{x,k} - S_{x,k-1}| |i_x|, \end{aligned} \quad (10)$$

kde $S_{x,k}$ a $S_{x,k-1}$ jsou stavy sepnutí x -tého prvku v aktuálním kroku, respektive v předchozím kroku. Limitovací část ztrátové funkce je daná rovnicí:

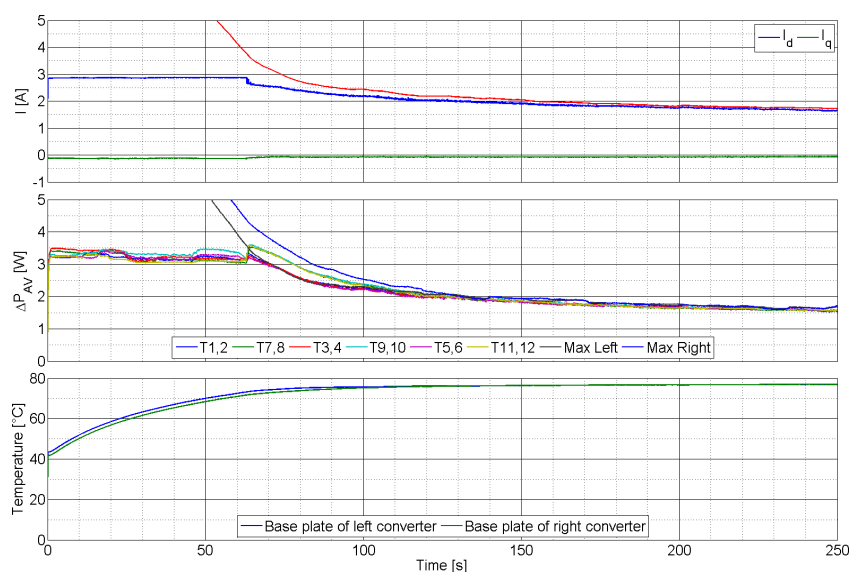
$$g_{limit} = \sum_{x=1}^6 (P_{x,k+1} - P_{x,\max})^2 X(P_{x,k+1} > P_{x,\max}) \quad (11)$$

IV. EXPERIMENTÁLNÍ MĚŘENÍ

Experimentální měření bylo provedeno na systému s $R L$ zátěží, ($R=4,6$ a $L=3mH$). Chování systému po startu je uvedené na Obrázku II. Horní graf reprezentuje proud zátěže v rotujícím souřadném systému požadovaného proudu a limit amplitudy požadovaného proudu. Prostřední graf zobrazuje průměrné ztráty jednotlivých elementů a maximální dovolené ztráty u levého měniče a pravého měniče respektive. Spodní reprezentuje teplotu pouzdra u obou měničů.

Na začátku je teplota pouzdra u obou měničů nízká. Díky tomu není řízení omezováno maximálním dovoleným ztrátovým výkonem ani proudovým limitem. Aktivní částí ztrátové funkce jsou pouze řízení proudu a balancování ztrát. Je patrné, že z levého měniče je lépe odváděno teplo, díky tomu má menší teplotu. Po dosažení limitu ztrát na pravém měniči a proudového je redukována amplituda proudu a ztrátová funkce začne redukovat spínací frekvenci elementů pravého měniče. Tím se část spínacích ztrát přesune z levého měniče na pravý měnič. Díky tomu se začnou

vyvažovat teploty obou polovodičových modulů. Dále se postupně redukuje proudové a ztrátové limity, dokud se neustálí teploty obou měničů.



Obrázek II. Experimentální měření.

V. ZÁVĚR

Byl navržen algoritmus prediktivního řízení s ochranou IGBT proti přetížení pro kaskádní zapojení měničů. Ztrátová funkce prediktivního řízení je navržena tak, aby byl respektován tepelný limit IGBT. Namísto penalizace spínací frekvence je v algoritmu zahrnut jednoduchý model tepelných ztrát, na jehož základě jsou vyrovnávány ztráty mezi jednotlivými polovodiči. V případě nárůstu teploty je snížena spínací frekvence. Ochrana proti přetížení je dále zajištěna omezením amplitudy žádaného výstupního proudu. Funkčnost algoritmu byla otestována měřením na laboratorní vzorku kaskádního zapojení měničů se zátěží.

PODĚKOVÁNÍ

Tento článek vznikl za podpory interního projektu na podporu studentských vědeckých konferencí SVK-2016-006 a projektu SGS-2015-038: Výzkum a vývoj perspektivních technologií v elektrických pohonech a strojích II.

LITERATURA

- [1] A. Lega, Alberto Multilevel Converters: Dual Two-Level Inverter Scheme, Bologna (Spain): University of Bologna, Faculty of Engineering, 2007
- [2] F. Yang, A. R. Taylor, H. Bai, B. Cheng, and A. A. Khan, "Using d-q transformation to vary the switching frequency for interior permanent magnet synchronous motor drive systems," *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 1, no. 3, pp. 277–286, 2015..
- [3] Wang, Yung-Chen and Lee, Chi-Seng and Kuo, Po-Chan and Lin, Yi-Ling, "Overcurrent protection design, failure mode and effect analysis of an electric vehicle inverter", in *2016 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)* (, 2016), pp. 1287--1292.