

**Pracoviště:** Regionální inovační centrum elektrotechniky  
**Výzkumná zpráva č.:** 22190-034-2015

# FCS-MPC třífázového proudového pulzního usměrňovače

**Druh úkolu:** Vědecko-výzkumný  
**Řešitelé:** Jan Michalík, Václav Šmídl, Zdeněk Peroutka  
**Vedoucí úkolu:** Zdeněk Peroutka  
**Počet stran:** 14  
**Datum vydání:** prosinec 2015  
**Revize:** 1

Tato práce vznikla s podporou projektů CZ.1.05/2.1.00/03.0094,  
TE01020455 a SGS-2015-038

## Anotace

Finite control set model predictive control (FCS-MPC) je efektivní a jednoduchý regulační algoritmus vhodný a používaný pro řízení výkonových měničů. Jedná se o velice flexibilní nástroj, využívající vyhodnocování tzv. „ztrátové funkce“, která tím, jak je definována, přímo ovlivňuje chování měniče. V této zprávě je představena definice ztrátové funkce a celého algoritmu prediktivního řízení. Správná funkce celého algoritmu řízení je ověřena pomocí simulací v programu Plecs, Matlab.

## Seznam symbolů a zkratk

|         |                                                      |
|---------|------------------------------------------------------|
| CSR     | Current-Source Rectifier, proudový pulzní usměrňovač |
| PWM     | Pulse With Modulation                                |
| FCS-MPC | Finite Control Set – Model Predictive Control        |

## Obsah

|   |                                      |    |
|---|--------------------------------------|----|
| 1 | ÚVOD.....                            | 4  |
| 2 | ALGORITMUS PREDIKTIVNÍHO ŘÍZENÍ..... | 4  |
| 3 | REGULAČNÍ STRUKTURA .....            | 6  |
| 4 | SIMULAČNÍ VÝSLEDKY .....             | 7  |
| 5 | ZÁVĚR.....                           | 10 |

## 1 Úvod

Finite control set model predictive control (FCS-MPC) je efektivní a jednoduchý regulační algoritmus vhodný a používaný pro řízení výkonových měničů. Jedná se o velice flexibilní nástroj, využívající vyhodnocování tzv. „ztrátové funkce“, která tím, jak je definována, přímo ovlivňuje chování měniče. Pro numerický výpočet všech možných spínacích kombinací usměrňovače je třeba stanovit jeho matematický model, definovat jeho lineární stavovou formu a provést jeho diskretizaci. Výsledek je pak dále vhodný pro numerické řešení. Celý tento postup je popsán ve zprávě č. 22190-027-2015.

V této zprávě je představena definice ztrátové funkce a celého algoritmu prediktivního řízení. Správná funkce celého algoritmu řízení je ověřena pomocí simulací v programu Plecs, Matlab.

## 2 Algoritmus prediktivního řízení

Numerickým řešením lineárního stavového modelu proudového pulzního usměrňovače, popsaného ve zprávě č. 22190-027-2015, dostaneme sadu sedmi rozdílných soustav rovnic v následující formě:

$$i_{sa}(k+1) = c_1 v_s(k) + c_2 v_c(k) + c_3 i_s(k) + c_4 i_L(k) \quad (1)$$

$$i_{sb}(k+1) = c_5 v_s(k) + c_6 v_c(k) + c_7 i_s(k) + c_8 i_L(k) \quad (2)$$

$$i_{sc}(k+1) = c_9 v_s(k) + c_{10} v_c(k) + c_{11} i_s(k) + c_{12} i_L(k) \quad (3)$$

$$i_L(k+1) = c_{13} v_s(k) + c_{14} v_c(k) + c_{15} i_s(k) + c_{16} i_L(k) \quad (4)$$

kde konstanty  $c_1 - c_{16}$  jsou různé pro každou spínací kombinaci a každý fázový proud  $i_s$ . Jinak řečeno, pro každou spínací kombinaci dostaneme čtyři různé předpočtené rovnice připravené k implementaci do simulace nebo signálového procesoru.

Myšlenka prediktivního řízení spočívá v tom, že během každé spínací periody je spočtena soustava těchto rovnic pro všechny možné spínací kombinace usměrňovače (v tomto případě tedy sedm různých soustav). Výsledky jednotlivých proudů  $i_s$  a  $i_L$  jsou pak následně dosazeny do tzv. ztrátové funkce  $g$ , která má tvar:

$$g(k+1) = \Delta i_L(k+1) + \lambda_{is} \Delta i_s(k+1) \quad (5)$$

kde  $\lambda_{is}$  reprezentuje penalizační konstantu. Ztrátová funkce je definována s ohledem na následující požadavky: (i) „sinusové“ fázové proudy  $i_s$  odebírané z napájecí sítě ve fázi s napětím sítě  $v_s$  ( $\cos \varphi=0$ ) a (ii) na straně zátěže, proud  $i_L$  co nej přesněji sledující svou

referenční hodnotu  $I_L^*$ . Spínací kombinace, která odpovídá nejmenší hodnotě ztrátové funkce, je použita v následujícím kroku/spínací periodě. Hodnota penalizační konstanty  $\lambda$  přímo ovlivňuje prioritu mezi tvarem odebíraného proudu  $i_s$  (THDi) a přesností/hodnotou proudu zátěže  $i_L$ .

(i) První požadavek je obvykle realizován požadavkem na minimalizaci jalového výkonu a sinusový odebíraný proud  $i_s$ . Tento požadavek může být popsán následující rovnicí:

$$\Delta i_s(k+1) = \left[ v_s^\alpha(k+1) i_s^\beta(k+1) - v_s^\beta(k+1) i_s^\alpha(k+1) \right]^2 \quad (6)$$

Tento přístup je plně funkční, ale v případě zkresleného napětí sítě jsou odebírané proudy také zkreslené, jeden z požadavků tedy není splněn. Z toho důvodu byl zvolen jiný přístup vycházející z myšlenky hysterezního řízení a vstupní proudy  $i_s$  jsou porovnávány se sinusovou referencí. Tímto způsobem jsou odebírané fázové proudy nuceny sledovat požadovaný sinusový tvar bez ohledu na zkreslení vstupního napájecího napětí. Řízení fázového posunu sinusové reference a napájecího napětí zároveň umožňuje řídit hodnotu jalového výkonu nejen na nulovou hodnotu, ale také do kapacitní nebo induktivní oblasti pro případ, že chceme usměrňovač provozovat také jako kompenzátor účinníku. Rozdílová funkce pro vstupní fázové proudy  $i_s$  je pak definována jako:

$$\Delta i_s(k+1) = [i_{sa}^*(k+1) - i_{sa}(k+1)]^2 + [i_{sb}^*(k+1) - i_{sb}(k+1)]^2 + [i_{sc}^*(k+1) - i_{sc}(k+1)]^2 \quad (7)$$

kde  $i_{sa}^*$ ,  $i_{sb}^*$ ,  $i_{sc}^*$  reprezentují sinusové reference a  $i_{sa}$ ,  $i_{sb}$ ,  $i_{sc}$  predikované hodnoty fázových proudů. Referenční hodnoty vstupních proudů mohou být definovány jako:

$$\begin{aligned} i_{sa}^* &= I_{sm}^* \sin(\vartheta) \\ i_{sb}^* &= I_{sm}^* \sin\left(\vartheta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ i_{sc}^* &= I_{sm}^* \sin\left(\vartheta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (8)$$

kde  $\vartheta$  je úhel synchronizace prostorového vektoru napájecího napětí. Hodnota  $I_{sm}^*$  může být získána např. z PI regulátoru proudu zátěže  $i_L$  [9]. Toto řešení však příliš nekoresponduje s myšlenkou „čistého“ prediktivního řízení, kromě toho je proud  $i_L$  zvlněný, což by zanášelo nestabilitu do čistě sinusových vstupních referenčních proudů. Vhodnějším způsobem je jeho výpočet z rovnosti výkonů mezi vstupem a výstupem usměrňovače:

$$P_O^* = \eta P_i^* \quad (9)$$

kde  $P_i$  je vstupní činný výkon,  $P_o$  je výstupní činný výkon a  $\eta$  je účinnost proudového pulzního usměrňovače. Pro induktivní zátěž můžeme výstupní činný výkon  $P_o$  vyjádřit vztahem:

$$P_o^* = I_L^{*2} R_L \quad (10)$$

kde  $I_L^*$  je referenční hodnota proudu zátěže a  $R_L$  odpor zátěže. Vstupní výkon  $P_i$  je definován následujícím vztahem:

$$P_i^* = \frac{3}{2} V_s I_{sm}^* \quad (11)$$

kde  $V_s$  je efektivní hodnota napájecího fázového napětí. Ze vztahů (9) – (11) pak můžeme odvodit výslednou rovnici:

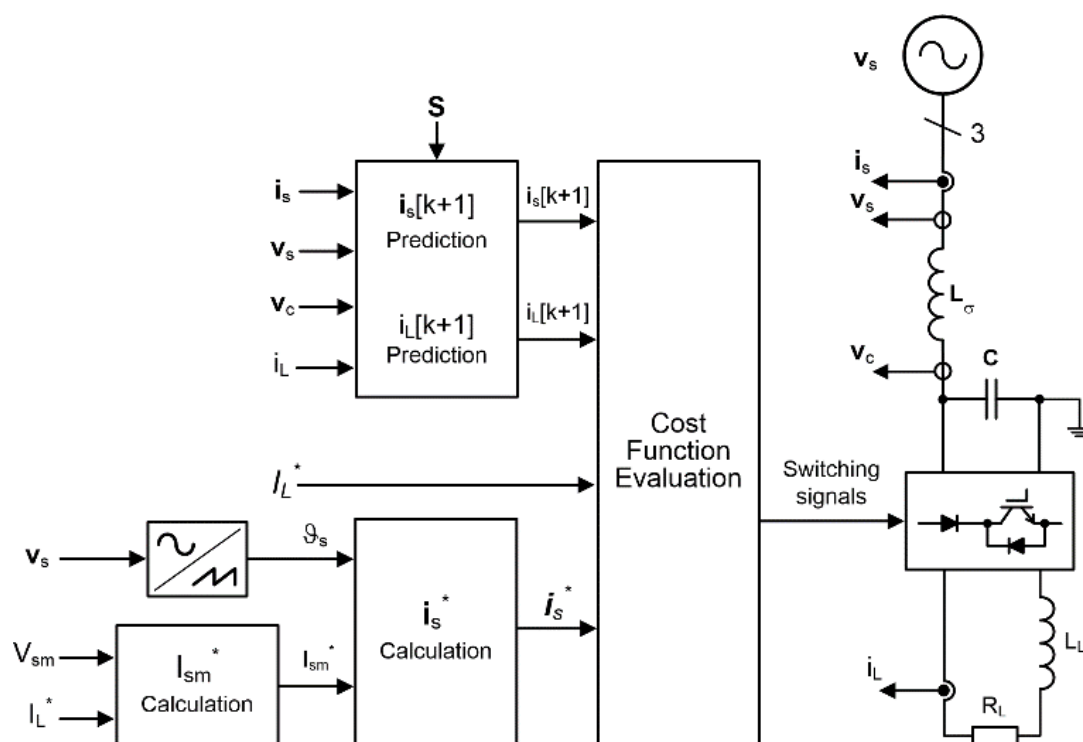
$$I_{sm}^* = \frac{2P_o^*}{3\eta V_s} = \frac{2R_L I_L^{*2}}{3\eta V_s} \quad (12)$$

(ii) Na straně zátěže se jedná o problém minimalizace odchylky mezi skutečnou a požadovanou hodnotou proudu  $I_L$ . To lze snadno popsat následující rovnicí:

$$\Delta i_L(k+1) = [i_L^*(k+1) - i_L(k+1)]^2 \quad (13)$$

### 3 Regulační struktura

Na následujícím obrázku Obr. 1 je regulační struktura výše popsaného navrženého prediktivního řízení FCS-MPC proudového pulzního usměrňovače. Jak je vidět, v rámci jednoho bloku výpočtu je prováněna kalkulace všech sedmi spínacích kombinací a dílčí výsledky jsou pak zavedeny do bloku vyhodnocení pomocí ztrátové funkce. Do bloku výpočtu referenčních vstupních proudů je zavedena vypočtená amplituda  $I_{sm}^*$  a synchronizační úhel  $\vartheta$ . Vypočtené hodnoty požadovaných fázových proudů  $i_s^*$  jsou pak, stejně jako požadovaná hodnota proudu zátěže  $I_L^*$ , zavedeny do bloku vyhodnocení ztrátové funkce. Výsledná spínací kombinace s nejmenší hodnotou ztrátové funkce  $g$  je následně použita v dalším kroku/spínací periodě.



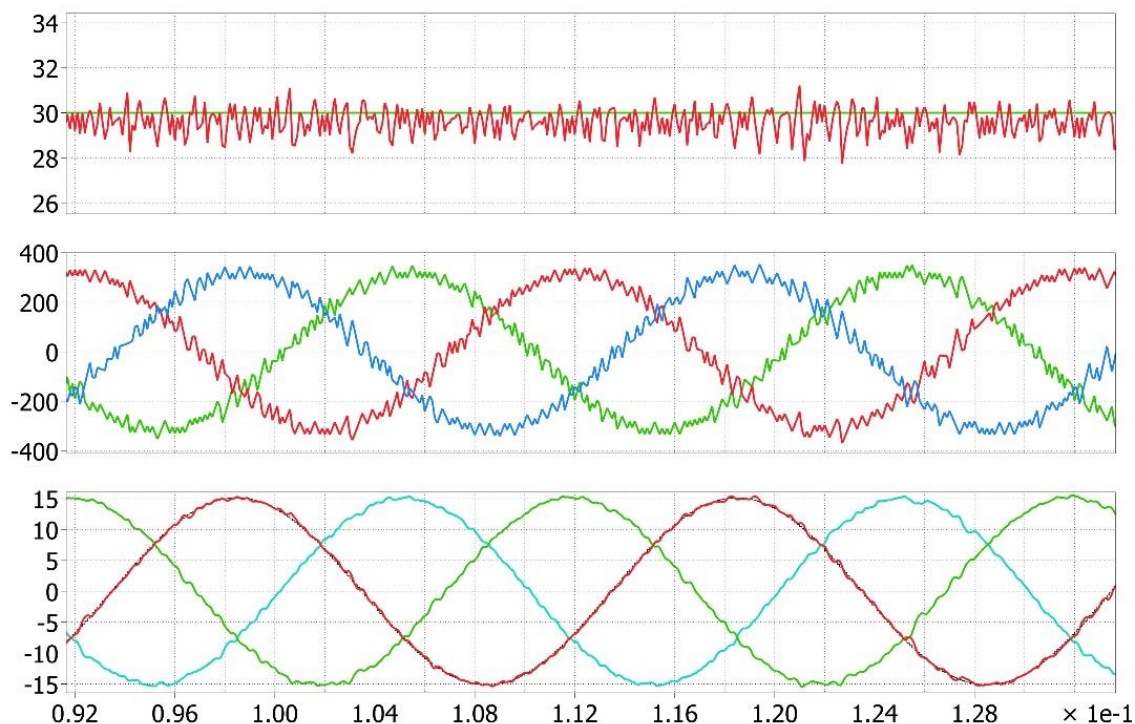
Obr. 1. Topologie 3f proudového pulzního usměrňovače

## 4 Simulační výsledky

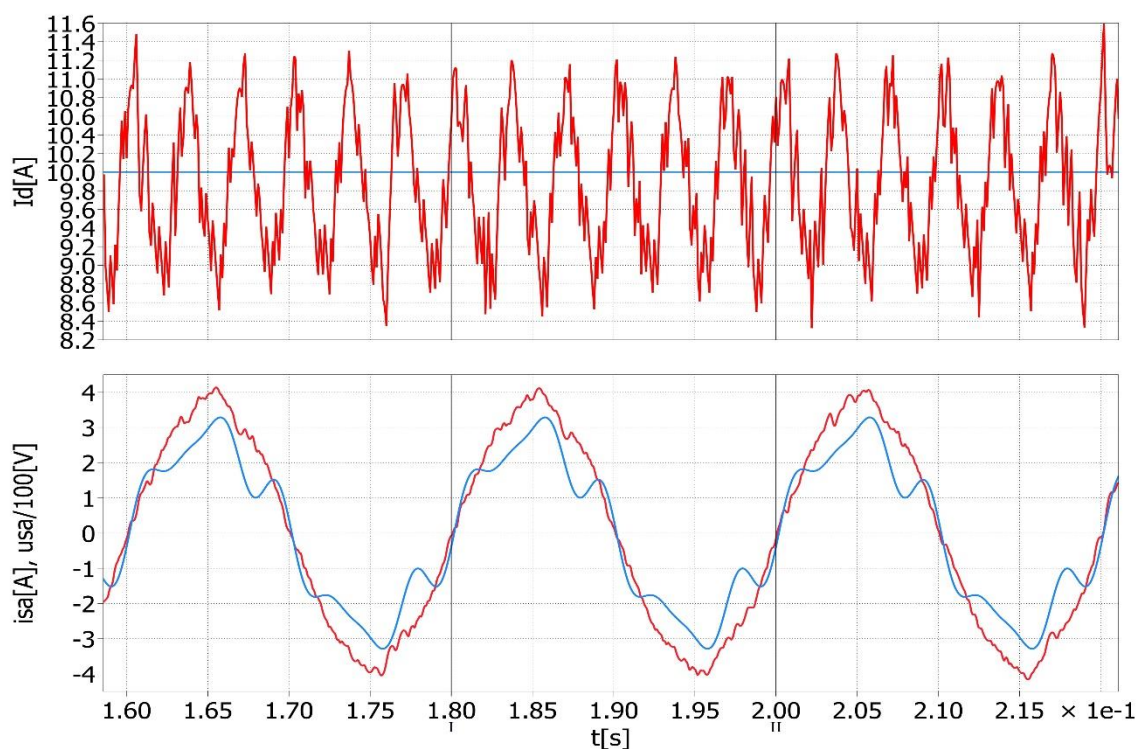
Správná funkce navrženého algoritmu řízení byla ověřena simulačně v programu Matlab/Simulink s toolboxem Plecs. Parametry obvodu jsou uvedeny v Tab.1. Vzorkovací perioda byla zvolena 100  $\mu$ s. Této periodě odpovídá průměrná spínací frekvence prvku 2kHz – 2.2kHz. Penalizační faktor byl stanoven na hodnotu 12.8.

| Parametry obvodu CSR |              |
|----------------------|--------------|
| Napětí sítě          | 3 x 400V     |
| Frekvence sítě       | 50 Hz        |
| $L_\sigma$           | 8.1 mH       |
| C                    | 40 $\mu$ F   |
| $R_s$                | 0.5 $\Omega$ |
| $f_{sw}$             | ~ 2 kHz      |
| $f_{rLC}$            | 88 Hz        |
| $R_L$                | 8 $\Omega$   |
| $L_L$                | 30 mH        |

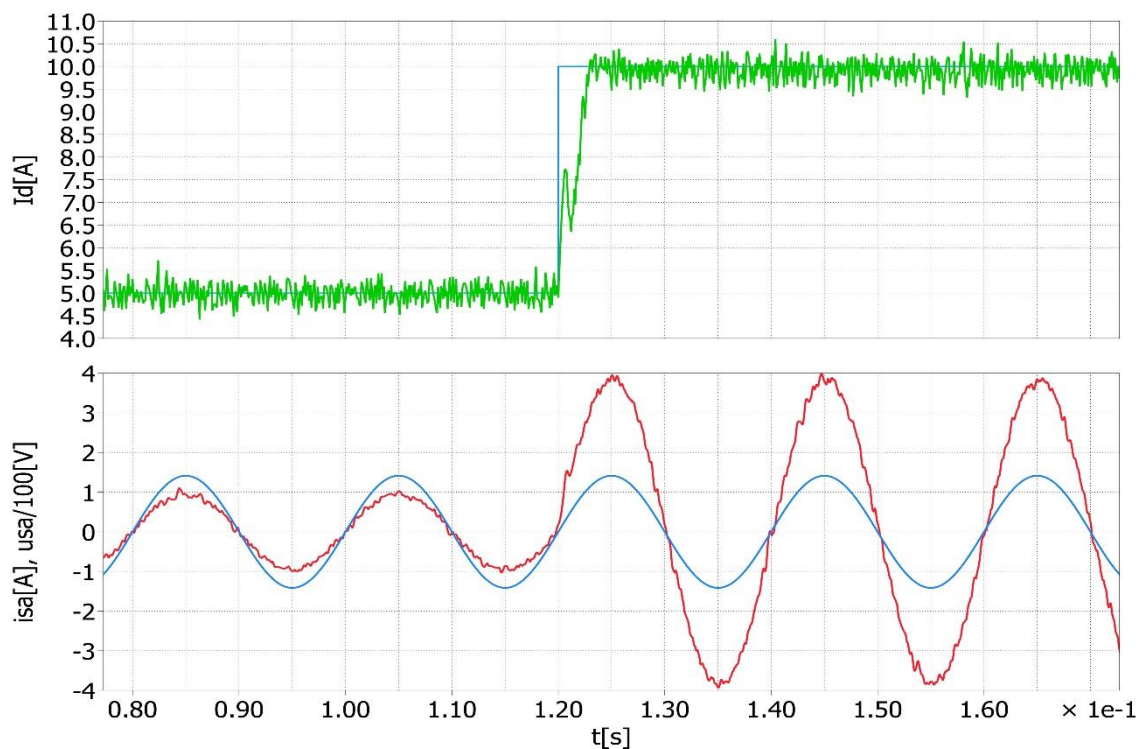
Tab.1. Parametry obvodu proudového pulzního usměrňovače



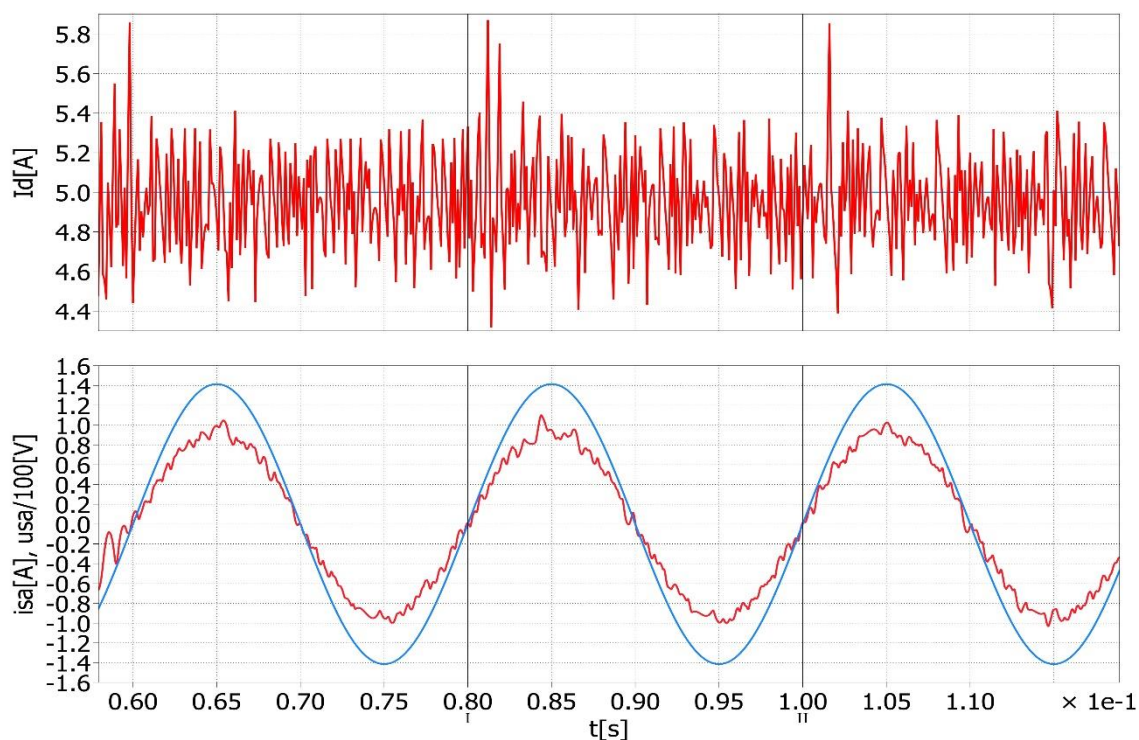
Obr. 2. Ustálený stav,  $i_L=30\text{A}$ ; vrch:  $i_L$  a  $i_L^*$ , střed:  $v_c[\text{V}]$ , spodek:  $i_s[\text{A}]$  vč. reference  $i_{sa}^*$ .  $\text{THD}_{is}=1.375\%$



Obr. 3. Ustálený stav;  $i_L=10\text{A}$ , napájecí napětí zkreslené 5. a 7. harmonickou. Vrch:  $i_L$  a  $i_L^*$ ; spodek: modrá: napětí  $v_{sa}/50[\text{V}]$ , červená  $i_{sa}[\text{A}]$ .  $\text{THD}_{is}=5.12\%$ ,  $\text{THD}_{vs}=22.35\%$



Obr. 4. Skoková změna  $i_L$  z 5A na 10A; Vrch:  $i_L$  a  $I_L^*$ ; Spodek: modrá- $v_{sa}/100$ [V], červená- $i_{sa}$ [A]



Obr. 5. Ustálený stav, minimální proud,  $i_L=5$ A; Vrch:  $i_L$  a  $I_L^*$ ; spodek: modrá: napětí  $v_{sa}/100$ [V], červená  $i_{sa}$ [A].  $THD_{is}=6.87\%$

Na prvním Obr. 2 je ukázka ustáleného stavu pro proud zátěže  $I_L=30A$ . Je zřejmé malé zkreslení  $THD_i=1.375\%$ , což lze považovat za velmi dobrý výsledek. Na Obr. 3 je ukázka chování v ustáleném stavu při zkresleném napájecím napětí 5. a 7. harmonickou. Za povšimnutí stojí zejména srovnání obsahu harmonických napětí a proudu, kdy  $THD_{is}=5.12\%$  a  $THD_{vs}=22.35\%$ , což potvrzuje funkčnost aktivní kompenzace harmonických v proudu  $i_s$ . Obr. 4 představuje skokovou změnu proudu zátěže  $I_L$  z 5 na 10 A. Je vidět, že přechodový děj je rychlý, což potvrzuje dobrou dynamiku řídicího algoritmu. Poslední Obr. 5 představuje chování v oblasti blízké minimálnímu proudu zátěže  $I_L$ .

## 5 Závěr

Finite control set model predictive control (FCS-MPC) je efektivní a jednoduchý regulační algoritmus vhodný a používaný pro řízení výkonových měničů. Jedná se o velice flexibilní nástroj, využívající vyhodnocování tzv. „ztrátové funkce“, která tím, jak je definována, přímo ovlivňuje chování měniče. Pro numerický výpočet všech možných spínacích kombinací usměrňovače je třeba stanovit jeho matematický model, definovat jeho lineární stavovou formu a provést jeho diskretizaci. Výsledek je pak dále vhodný pro numerické řešení.

V této zprávě je představena definice ztrátové funkce a celého algoritmu prediktivního řízení. Správná funkce celého algoritmu řízení je ověřena pomocí simulací v programu Plecs, Matlab.

## Literatura

- [1] B. Wu, High-power converters and AC drives, 1st ed., ser. Wiley-IEEE Press. John Wiley & Sons, Inc., 2006. WU, Bin. *High-Power Converters and ac Drives*. Hoboken, New Jersey: John Wiley & Sons, 2006. ISBN 9780471731719.
- [2] Karl Johan Åström, Bjorn Wittenmark: "Computer-Controlled Systems: Theory and Design", Third Edition. Courier Corporation, 2011, ISBN 0486486133, 557 pages.
- [3] P. Correa, J. Rodriguez, I. Lizama, and D. Andler, "A predictive control scheme for current-source rectifiers," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 56, no. 5, pp. 1813–1815, May. 2009.
- [4] S. Kouro, P. Cortes, R. Vargas, U. Ammann, and J. Rodriguez, "Model predictive control-A simple and powerful method to control power converters," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 56, no. 6, pp. 1826–1838, Jun. 2009.
- [5] J. Rodriguez, M. P. Kazmierkowski, J. R. Espinoza, P. Zanchetta, H. Abu-Rub, H. A. Young, and C. A. Rojas, "State of the art of finite control set model predictive control in power electronics," IEEE Trans. Ind. Informat., vol. 9, no. 2, pp. 1003–1016, May. 2013.
- [6] M. Rivera, J. Rodriguez, B. Wu, J. Espinoza, and C. Rojas, "Current control for an indirect matrix converter with filter resonance mitigation," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 59, no. 1, pp. 71–79, Jan. 2012.
- [7] M. Rivera, J. Rodriguez, J. Espinoza, T. Friedli, J. Kolar, A. Wilson, and C. Rojas, "Imposed sinusoidal source and load currents for an indirect matrix converter," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 59, no. 9, pp. 3427– 3435, Sep. 2012.
- [8] J. Rodriguez, B. Wu, M. Rivera, A. Wilson, V. Yaramasu, and C. Rojas, "Model predictive control of three-phase four-leg neutral-point-clamped inverters," in Int. Power Electron. Conf. (IPEC), Jun. 2010, pp. 3112– 3116, Sapporo, Japan.
- [9] Lizama, I.; Rodriguez, J.; Wu, B.; Correa, P.; Rivera, M.; Perez, M., "Predictive control for current source rectifiers operating at low switching frequency," Power Electronics and Motion Control Conference, 2009. IPEMC '09. IEEE 6th International , vol., no., pp.1630,1633, 17-20 May 2009, doi: 10.1109/IPEMC.2009.5157651

## Seznam obrázků

|                                                                                                                                                                                                                                    |   |
|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|---|
| Obr. 1. Topologie 3f proudového pulzního usměrňovače .....                                                                                                                                                                         | 7 |
| Obr. 2. Ustálený stav, $i_L=30A$ ; vrch: $i_L$ a $i_L^*$ , střed: $v_c[V]$ , spodek: $i_s[A]$ vč. reference $i_{sa}^*$ .<br>THD <sub>is</sub> =1.375% .....                                                                        | 8 |
| Obr. 3. Ustálený stav; $i_L=10A$ , napájecí napětí zkreslené 5. a 7. harmonickou. Vrch: $i_L$ a $i_L^*$ ;<br>spodek: modrá: napětí $v_{sa}/50[V]$ , červená $i_{sa}[A]$ . THD <sub>is</sub> =5.12%, THD <sub>vs</sub> =22.35%..... | 8 |
| Obr. 4. Skoková změna $i_L$ z 5A na 10A; Vrch: $i_L$ a $i_L^*$ ; Spodek: modrá- $v_{sa}/100[V]$ , červená- $i_{sa}[A]$<br>.....                                                                                                    | 9 |
| Obr. 5. Ustálený stav, minimální proud, $i_L=5A$ ; Vrch: $i_L$ a $i_L^*$ ; spodek: modrá: napětí $v_{sa}/100[V]$ ,<br>červená $i_{sa}[A]$ . THD <sub>is</sub> =6.87%.....                                                          | 9 |

## Historie revizí

| Rev. | Kapitola | Popis změny           | Datum<br>Jméno / Odd.   |
|------|----------|-----------------------|-------------------------|
| 1    | Všechny  | Publikování dokumentu | 15.12.2015<br>JM / RICE |
|      |          |                       |                         |
|      |          |                       |                         |
|      |          |                       |                         |
|      |          |                       |                         |
|      |          |                       |                         |
|      |          |                       |                         |
|      |          |                       |                         |
|      |          |                       |                         |
|      |          |                       |                         |
|      |          |                       |                         |
|      |          |                       |                         |