

Fakulta elektrotechnická Regionální inovační centrum elektrotechniky

# Zhodnocení algoritmů řízení proudového pulzního usměrňovače: prediktivní řízení vs. klasické řízení s PI regulátorem a PWM

Pracoviště:	Regionální inovační centrum elektrotechniky
Číslo dokumentu:	22190-049-2017
Typ zprávy:	Výzkumná zpráva
Řešitelé:	Jan Michalík, Václav Šmídl, Zdeněk Peroutka
Hlavní řešitel:	Jan Michalík
Počet stran:	15
Datum vydání:	21. 12. 2017
Oborové zařazení:	JA – Elektronika a optoelektronika, elektrotechnika

Zadavatel / zákazník:

FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ ZÁPADOČESKÉ UNIVERZITY V PLZNI

### Zpracovatel / dodavatel:

Západočeská univerzita v Plzni Regionální inovační centrum elektrotechniky Univerzitní 8 306 14 Plzeň

### Kontaktní osoba:

Ing. Jan Michalík, Ph.D. tel. 377634439 jmichali@rice.zcu.cz

Tato práce vznikla s podporou projektů LO1607, 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. Vykazuje však také některé nevýhody, jako např. proměnnou spínací frekvenci nebo trvalou regulační odchylku. Dalším omezením je také skutečnost, že metoda je z důvodu relativně velké výpočetní náročnosti použitelná pouze na krátkých predikčních horizontech (nejčastěji jeden predikční krok), na delších horizontech rostou výpočetní nároky exponenciálně. V této zprávě je představeno srovnání a zhodnocení FCS-MPC pracující na velmi dlouhých horizontech s využitím LQR a běžně používaným řízením s PI regulátorem a SVM. Srovnání je provedeno s ohledem na kvalitu výstupního proudu zátěže, THD<sub>i</sub> vstupního proudu odebíraného ze sítě a spínací frekvence. Správná funkce celého algoritmu řízení je ověřena pomocí simulací v programu Plecs, Matlab.

### Klíčová slova

FCS-MPC; LQR; proudový pulzní usměrňovač

### Název zprávy v anglickém jazyce / Report title

Control Approaches of Current-Source Rectifier: Predictive Control Versus PWM-Based Linear Control.

### Anotace v anglickém jazyce / Abstract

Nowadays, finite control set model predictive control (FCS-MPC) is very popular because it is effective, simple and suitable for control of various types of power converters. It is also a flexible tool because it evaluates an arbitrary cost function which directly influences converter behavior according to particular demand (i.e. shape of the current, switching frequency, switching losses etc.). However, some drawbacks of FCS-MPC, such as variable switching frequency or steady-state error, have also been reported. The limitation is also in the fact that efficient calculation is available only for very short prediction horizon (mostly one-step-ahead), otherwise the computational demand increases significantly. In this report, we present a comparison and evaluation of the FCS-MPC improved with an approximation by an LQR (which enables an extension to long prediction horizons) and a widely used control with PI controller with space vector modulation (SVM). The comparison is performed on current-source rectifier (CSR) in terms of output current tracking quality, input current THD and switching frequency. Final results will be introduced by simulation study in MATLAB/Plecs and laboratory experiments.

### Klíčová slova v anglickém jazyce / Keywords

Current-Source Rectifier; Predictive control; PWM-Based Linear Control.

# Seznam symbolů a zkratek

CSR	Current-Source Rectifier, proudový pulzní usměrňovač
PWM	Pulse With Modulation
FCS-MPC	Finite Control Set – Model Predictive Control
LQR	Linear Quadratic Regulator
SVM	Space Vector Modulation

# Obsah

1	ÚVOD	5
1	MATEMATICKÝ MODEL PROUDOVÉHO PULZNÍHO USMĚRŇOVAČE	5
2	PREDIKTIVNÍ ŘÍZENÍ S LQ LOOKAHEAD ALGORITMEM	6
3	KLASICKÉ ŘÍZENÍ S PI REGULÁTOREM A SVM	8
4	SIMULAČNÍ VÝSLEDKY	.10
5	ZÁVĚRY	.13

## 1 Úvod

Cílem této výzkumné zprávy je provést kvalitativní srovnání dvou v současné době velmi rozšířených algoritmů řízení - prediktivního řízení a kaskádního řízení s PI regulátory. 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. Vykazuje však také některé nevýhody, jako např. proměnnou spínací frekvenci nebo trvalou regulační odchylku. Dalším omezením je také skutečnost, že metoda je z důvodu relativně velké výpočetní náročnosti použitelná pouze na krátkých predikčních horizontech (nejčastěji jeden predikční krok), na delších horizontech rostou výpočetní nároky exponenciálně. V této zprávě je představeno srovnání a zhodnocení FCS-MPC pracujícího na velmi dlouhých horizontech s využitím LQR s běžně používaným řízením s PI regulátorem a SVM. Srovnání je provedeno s ohledem na kvalitu výstupního proudu zátěže, THD<sub>i</sub> vstupního proudu odebíraného ze sítě a spínací frekvence. Správná funkce celého algoritmu řízení je ověřena pomocí simulací v programu Plecs, Matlab.

Vzhledem k tomu, že prediktivní řízení pracuje s proměnnou spínací frekvencí, byly parametry prediktivního regulátoru nastaveny tak, aby se průměrná spínací frekvence shodovala se spínací frekvencí modulátoru SVM.

### 1 Matematický model proudového pulzního usměrňovače

Na Obr. 1 je vidět výkonový obvod třífázového proudového pulzního usměrňovače. Z pohledu řízení ho lze rozdělit na tři části: (i) vstupní L<sub>o</sub>C filtr, (ii) výstupní R<sub>L</sub>L<sub>L</sub> zátěž a (iii) samotný měnič, propojující vstupní a výstupní část. Spínací schéma (na rozdíl od napěťového usměrňovače), předpokládá sepnutý vždy právě jeden prvek z horní a jeden z dolní skupiny tranzistorů což znamená celkem devět možných spínacích kombinací/vektorů. Šest aktivních (vedení do zátěže) a tři nulové (zkrat zátěže) [1]. Odvození matematického modelu vstupní části třífázového usměrňovače není zcela snadnou záležitostí. Lze si však vypomoci předpokladem, že v symetrickém systému musí platit, že:

tedy, že napětí, mezi uzlem kondenzátorové baterie vstupního filtru a uzlem N napájecí sítě, je nulové. Pak lze celý třífázový systém řešit jako tři jednofázové systémy, které lze snadno popsat následujícími rovnicemi:

$$oldsymbol{v}_{s,abc} = R_f oldsymbol{i}_{s,abc} + L_f rac{doldsymbol{i}_{s,abc}}{dt} + oldsymbol{v}_{c,abc},$$
  
 $oldsymbol{i}_{s,abc} = C_f rac{doldsymbol{v}_{c,abc}}{dt} + oldsymbol{i}_{v,abc},$ 

kde  $\mathbf{v}_{s,abc}$  je vektor vstupních napětí sítě  $[v_{sa} v_{sb} v_{sc}]^T$ ,  $\mathbf{i}_{s,abc}$  vektor vstupních fázových proudů  $[i_{sa} i_{sb} i_{sc}]^T$ ,  $\mathbf{i}_{v,abc}$  vektor vstupních proudů měniče  $[i_{va} i_{vb} i_{vc}]^T$  a  $\mathbf{v}_{c,abc}$  vektor napětí na vstupních kondenzátorech  $[v_{ca} v_{cb} v_{cc}]^T$ .



Obr. 1. Topologie 3f proudového pulzního usměrňovače

Proud  $i_{v,abc}$  závisí přímo na spínacích kombinacích měniče, což lze zapsat pomocí následující rovnice:

$$\boldsymbol{i}_{\boldsymbol{v}} = \boldsymbol{S} \boldsymbol{i}_{L,abc} \tag{4}$$

kde S reprezentuje spínací vektor usměrňovače:

$$\boldsymbol{S} = \begin{bmatrix} S_1 - S_4 \\ S_3 - S_6 \\ S_5 - S_2 \end{bmatrix}$$
(5)

 $S_1 - S_6$  jsou spínací stavy jednotlivých tranzistorů usměrňovače [0; 1], což znamená, že každý řádek vektoru **S** může nabývat hodnot [-1; 0; 1]. Strana zátěže může být popsána následující rovnicí:

$$v_L = L_L \frac{di_L}{dt} + R_L i_L \tag{6}$$

Napětí  $v_L$  závisí také na spínací kombinaci tranzistorů usměrňovače. Tuto skutečnost je nutné respektovat v diferenciálních rovnicích v dalším textu a je možné ji popsat rovnicí:

$$\boldsymbol{v}_L = \boldsymbol{S}^T \boldsymbol{v}_{c,abc} \tag{7}$$

#### 2 Prediktivní řízení s LQ lookahead algoritmem

Kvalita FCS-MPC je omezená, pokud se ztrátová funkce vyhodnocuje pouze na horizontu 1. Použití tohoto přístupu na delším horizontu je sice možné, avšak používá se minimálně díky geometrickému nárůstu počtu výpočtů s každým dalším krokem a tedy geometrickému nárůstu výpočetního zatížení. Vzhledem k tomu, že stavový model vstupní AC části usměrňovače je lineární a časově invariantní, navrhli jsme kombinaci klasického FCS-MPC a lineárně-kvadratického řízení.

Konkrétně jsme navrhli regulátor pro vícekrokovou ztrátovou funkci:

$$g_{k+1} = \Delta i_{L,k+1} + \lambda_{is} g_{in,k+1},\tag{8}$$

$$g_{in,k+1} = \sum_{l=k+1}^{\infty} (\Delta \boldsymbol{i}_{s,l} + \lambda_i (\boldsymbol{i}_{v,l} - \boldsymbol{i}_{v,l-1})^T (\boldsymbol{i}_{v,l} - \boldsymbol{i}_{v,l-1}))$$
 (9)

kde  $\Delta i_L a \Delta i_s$  jsou definovány jako u konvenčního FCS-MPC, tedy:

$$g_{k+1} = \Delta i_{L,k+1} + \lambda_{is} \Delta i_{s,k+1} + \lambda_{sw} (\boldsymbol{S}_k - \boldsymbol{S}_{k-1})$$
(10)

kde  $\lambda_{is}$  reprezentuje penalizační faktor proudu sítě a  $\lambda_{sw}$  penalizační faktor pro přepnutí. V (9) je penalizace přepnutí nahrazena penalizací změny proudu  $i_v$ , což má v důsledku stejný účinek. Myšlenka navrženého algoritmu spočívá v minimalizaci g<sub>in</sub> s ohledem na strategii řízení proudu  $i_v$ . Výsledné řízení je pak použito jako optimální reference proudu  $i_v$ . Pokud tedy budeme uvažovat  $i_v$  jako vstupní proměnnou, kvadratická ztrátová funkce (10) a lineární model

$$oldsymbol{x}_{k+1} = oldsymbol{\Phi} oldsymbol{x}_k + oldsymbol{\Gamma} oldsymbol{i}_{v,k},$$
 (11)

kde  $\mathbf{x}_{k} = [i_{sd,k}, i_{sq,k}, v_{cd,k}, v_{cq,k}, v_{s,k}]$  and matice  $\Phi$  and  $\Gamma$  jsou definovány jako:

$$\boldsymbol{\Phi} = e^{A.dt}, \boldsymbol{\Gamma} = A^{-1}(\boldsymbol{\Phi} - \boldsymbol{I})\boldsymbol{B}, \tag{12}$$

vytvoří standardní definici LQR problému:

$$g_{in} = \sum_{l=k}^{k+h} x_l Q x_l + (i_{v,l} - i_{v,l-1}) R (i_{v,l} - i_{v,l-1}),$$
 (13)

kde *Q*=diag([1, 1, 0, 0, 0]) a *R*=diag( $[\lambda_i, \lambda_i]$ ). Minimum funkce (9) pro proud  $i_v$  je pak možné nalézt ve formě lineárního stavového regulátoru:

$$g_{in}^* = \min_{i_v} g_{LQ} = (i_{v,k} - i_{v,k}^*)^T Y(i_{v,k} - i_{v,k}^*),$$
 (14)

$$i_{v,k}^* = -L[x_k^T, (i_{s,k}^*)^T, i_{v,k-1}]^T,$$
 (15)

A **P** je řešením Ricattiho rovnice

$$\tilde{\boldsymbol{A}}^{T}\boldsymbol{P}\tilde{\boldsymbol{A}}\boldsymbol{P}+\tilde{\boldsymbol{Q}}$$
$$-(\tilde{\boldsymbol{A}}^{T}\boldsymbol{P}\tilde{\boldsymbol{B}}+\boldsymbol{N})(\tilde{\boldsymbol{B}}^{T}\boldsymbol{P}\tilde{\boldsymbol{B}}+\boldsymbol{R})^{-1}(\tilde{\boldsymbol{B}}^{T}\boldsymbol{P}\tilde{\boldsymbol{A}}+\boldsymbol{N}^{T})=0.$$
(16)

vedoucí na:

$$\boldsymbol{L} = \boldsymbol{Y}^{-1}(\tilde{\boldsymbol{B}}^T \boldsymbol{P} \tilde{\boldsymbol{A}} + \boldsymbol{N}^T), \quad \boldsymbol{Y} = (\tilde{\boldsymbol{B}}^T \boldsymbol{P} \tilde{\boldsymbol{B}} + \boldsymbol{R}).$$
(17)

Matice  $\tilde{A}$ ,  $\tilde{B}$  obdržíme rozšířením stavových matic (12) a

$$\begin{bmatrix} \boldsymbol{x}_{l+1} \\ \boldsymbol{i}_{s,l+1}^{*} \\ \boldsymbol{i}_{v,l+1} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \boldsymbol{\Phi} & 0 & 0 \\ 0 & I_{2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{\tilde{\boldsymbol{A}}} \begin{bmatrix} \boldsymbol{x}_{l} \\ \boldsymbol{i}_{s,l}^{*} \\ \boldsymbol{i}_{v,l-1} \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} \boldsymbol{\Gamma} \\ 0 \\ I \end{bmatrix}}_{\tilde{\boldsymbol{B}}} \boldsymbol{i}_{v,l}, \qquad (18)$$

$$\tilde{\boldsymbol{Q}} = \begin{bmatrix} I_{2} & 0 & -I_{2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ -I_{2} & 0 & I_{2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \boldsymbol{R} \end{bmatrix}, \\ \boldsymbol{N} = [0, 0, 0, -\boldsymbol{R}].$$

kde *I*<sub>2</sub> označuje jednotkovou matici 2x2. Po dosazení (15) do (14) lze vícekrokovou cost-to-go funkci aproximovat funkcí

$$g_{LQ} = \Delta i_{L,k+1} + \lambda_{is} (i_{v,k} - i_{v,k}^*)^T Y(i_{v,k} - i_{v,k}^*).$$
 (19)

Použití ztrátové funkce je ekvivalentní s konvenčním FCS-MPC. Regulační struktura je vidět na následujícím Obr. 2. Stejnosměrná část, která v tomto modelu obsažena není, je modelována standardní Eulerovou metodou. Podrobnější popis a odvození lze nalézt např. ve zprávě 22190-027-2015, 22190-034-2015 nebo 22190-014-2016.



Obr. 2. Regulační struktura navrženého LQ Lookahead algoritmu

### 3 Klasické řízení s PI regulátorem a SVM

Třífázový proudový pulzní usměrňovač má celkem devět možných spínacích stavů, šest aktivních a tři nulové. V jeden časový okamžik vedou v ustáleném stavu vždy dva spínače a ostatní čtyři jsou vypnuté. Např. pokud jsou sepnuté tranzistory  $T_1$  a  $T_6$  (vektor  $I_1$ ), a ostatní tranzistory vypnuty, vstupní proudy usměrňovače ( $i_{sa}$ ,  $i_{sb}$  a  $i_{sc}$ ) budou nabývat hodnot ( $I_d$ , O a - $I_d$ ). Tímto způsobem je možné popsat všechny možné spínací kombinace, což je provedeno v Tabulce I. Za povšimnutí stojí mimo jiné skutečnost, že je zde šest aktivních vektorů ( $I_1 - I_6$ ), ale na rozdíl od napěťového pulzního usměrňovače (jak již bylo uvedeno výše) tři nulové vektory ( $I_7 - I_9$ ). Kombinace všech šesti aktivních vektorů tvoří dohromady šestiúhelník ve stojícím souřadném systému rozdělený do šesti sektorů.

Všech devět spínacích kombinací může být reprezentováno pomocí následujících prostorových vektorů:

$$\vec{I}_k = \frac{2}{\sqrt{3}} I_d \cdot e^{j(2k-1)\frac{\pi}{6}}$$
;  $k = 1, ..., 6$  (20)

$$\vec{I}_k = \mathbf{0} \; ; \; k = 7, 8, 9 \tag{21}$$

Všechny možné kombinace vstupních proudů mohou být vytvořeny pomocí vhodné kombinace uvedených prostorových vektorů, což plyne z principu vektorové modulace – libovolný vektor *I*<sub>ref</sub> uvnitř šestiúhelníku může být vyjádřen pomocí poměrné hodnoty dvou sousedních aktivních vektorů a jednoho nulového vektoru. Tato myšlenka je realizována v



Obr. 3. Klasické řízení s PI regulátory a SVM



*Obr. 4.* Vytvoření prostorového vektoru i<sub>ref</sub> v sektoru k pomocí vektorů I<sub>k</sub>, I<sub>k-1</sub> a nulového vektoru

Vektor	T <sub>1</sub>	T <sub>2</sub>	T <sub>3</sub>	T <sub>4</sub>	T₅	T <sub>6</sub>	i <sub>sa</sub>	i <sub>sb</sub>	i <sub>sc</sub>
I <sub>1</sub>	1	0	0	0	0	1	ld	0	-l <sub>d</sub>
l <sub>2</sub>	0	0	1	0	0	1	0	i <sub>d</sub>	-l <sub>d</sub>
I <sub>3</sub>	0	1	1	0	0	0	-I <sub>d</sub>	l <sub>d</sub>	0
<b>I</b> 4	0	1	0	0	1	0	-I <sub>d</sub>	0	l <sub>d</sub>
I <sub>5</sub>	0	0	0	1	1	0	0	-l <sub>d</sub>	l <sub>d</sub>
I <sub>6</sub>	1	0	0	1	0	0	ld	-I <sub>d</sub>	0
I <sub>7</sub>	1	1	0	0	0	0	0	0	0
I <sub>8</sub>	0	0	1	1	0	0	0	0	0
<b>1</b> 9	0	0	0	0	1	1	0	0	0

Tabulka I: Spínací kombinace proudového pulzního usměrňovače

každém cyklu PWM. Z důvodu omezení spínací frekvence každého tranzistoru je vhodné zohlednit minimální množství přepnutí mezi jednotlivými spínacími stavy. Z tohoto důvodu je spínací schéma sestaveno tak, aby během přechodu z jednoho stavu do druhého docházelo pouze v rámci jedné větve střídače. Z této úvahy je také možné odvodit vhodnou spínací kombinaci nulového vektoru pro příslušný sektor. Také díky spínacím ztrátám je v rámci celého sektoru vždy jeden ze spínačů sepnut po celou dobu průchodu prostorového vektoru uvažovaným sektorem.

Nejdůležitější částí vektorové modulace je výpočet časů trvání obou aktivních a jednoho nulového vektoru v rámci každé vzorkovací periody  $T_s$ . Za předpokladu, že perioda  $T_s$  je dostatečně malá,  $i_{ref}$  může být během tohoto intervalu uvažován jako konstantní stejně jako vektory  $I_{k-1}$  a  $I_k$ . Požadovaný vektor  $i_{ref}$  může být vypočten pomocí vztahu:

$$\vec{t}_{ref} = (T_k \vec{t}'_k + T_{k-1} \vec{t}'_{k-1}) \frac{1}{T_s}$$
(22)

což je zároveň běžná definice vektorové modulace. Po dalších úpravách je možné odvodit vztah:

$$T_{k-1} = mT_s \sin\left(\frac{\pi}{3} - \vartheta_r\right) \tag{23}$$

$$T_k = mT_s \sin(\vartheta_r) \tag{24}$$

$$T_0 = T_s - T_{k-1} - T_k (25)$$

$$m = \frac{|\vec{l}_{ref}|}{I_d} \tag{26}$$

 $\mathcal{G}_r$  a  $|\vec{\iota}_{ref}|$  reprezentují úhel a velikost vektoru  $i_{ref}$  v rámci jednoho sektoru, m (0 ≤ m ≤ 1) označuje modulační index. Podrobnější vysvětlení tohoto postupu lze nalézt např. v [].

Řídící algoritmus s PI regulátory a SVM je na Obr. 3. Jedná se o běžnou strukturu se dvěma PI regulátory, jedním pro regulaci proudu zátěže  $I_L$ , druhým pro regulaci fázového posunu  $\varphi$ . Pro synchronizaci s napájecí sítí a zároveň získání prvních harmonických napětí a proudu používá DFT, jejímž výstupem je přímo amplituda a fáze příslušného průběhu. Tímto způsobem lze snadno vyhodnotit jejich fázový posuv a přímo ho následně regulovat jednoduchým PI regulátorem. Výstupem regulátoru je úhel  $\mathcal{G}_d$ , což je fázový posun mezi vektorem napětí sítě  $\vec{v}_s$  a proudem měniče  $\vec{l}_v$ . Tímto způsobem je možné přímo řídit velikost účiníku a pokud je vyžadováno, provozovat usměrňovač i jako kompenzátor účiníku pracující v kapacitní i induktivní oblasti. Podrobnější popis je možné nalézt např. ve zprávě 22190-032-2015 nebo 22190-033-2015.

### 4 Simulační výsledky

V této kapitole je provedeno srovnání obou zvažovaných algoritmů. Provedli jsme simulační srovnání obou variant se stejnými obvodovými parametry (viz Tabulka II), stejnými parametry simulace, pro stejnou vzorkovací frekvenci 50 µs a pro stejné provozní podmínky. Všechny spínací prvky byly uvažovány jako ideální. Spínací frekvence SVM byla zvolena 900 Hz, pro variantu prediktivního řízení je tato hodnota uvažována jako průměrná spínací frekvence. Z důvodu demonstrace nutnosti vyhodnocování THDn oproti standardnímu THD pro systémy s proměnnou spínací frekvencí jsou ukázány obě hodnoty, díky kterým je vidět, že standardní THD nepokrývá celé spektrum frekvencí vstupního proudu tak, jako THDn. Simulace byly realizovány v Matlabu s využitím toolboxu Plecs.



Tabulka II: Parametry výkonového obvodu proudového pulzního usměrňovače



Na Obr. 5 a Obr. 6 je srovnání skokových změn proudu zátěže *I*<sub>L</sub> z 0 na 15A. Je zřejmé, že LQR vykazuje výrazně rychlejší odezvu i ustálení regulované veličiny, což splnilo očekávání. Přestože PI regulátor potřebuje výrazně více času pro ustálení, v ustáleném stavu je jeho chování stabilní s minimální odchylkou ve střední hodnotě, prediktivní řízení oproti tomu osciluje kolem požadované hodnoty a vykazuje trvalou regulační odchylku (s proměnnou hodnotou). Její velikost je do značné míry určena definicí ztrátové funkce. Na Obr. 7 a Obr. 8 jsou stejné přechodové děje proudu zátěže *I*<sub>L</sub>, ale pro vyšší výstupní výkon *P*<sub>o</sub>. Je zřejmé, že přechodové děje jsou v obou případech pouze více zatlumené. Je však třeba poznamenat, že přestože chování prediktivního řízení vykazuje výrazně vyšší dynamiku, je také nutné respektovat změnu činného odporu zátěže v matematickém modelu. V opačném případě by hodnoty proudu zátěže *I*<sub>L</sub> nebyly přesné (viz výraznější regulační odchylka *I*<sub>L</sub> na Obr. 13).

Na Obr. 9 a Obr. 10 jsou představeny ustálené stavy obou algoritmů pro hodnotu proudu zátěže  $I_L = 15A$ , která je blízká hodnotě minimálního proudu usměrňovače, pod kterou již není možné řídit fázový posun mezi  $u_s$  a  $i_s$  a obecně regulační možnosti usměrňovače jsou značně omezené. Relativní chyba proudu  $I_L$  je podobná pro obě varianty, přestože PI regulace s SVM je výrazně stabilnější. Obě řízení jsou schopna udržet cos  $\varphi = 1$ . LQR, nicméně, vykazuje přibližně poloviční THD<sub>is</sub>. Zde je dobré zdůraznit, že THD<sub>is</sub> a THDn<sub>is</sub> jsou v případě LQR rozdílná, THDn<sub>is</sub> je dle očekávání vyšší z důvodu proměnné spínací frekvence, u SVM jsou obě veličiny přibližně stejné. Na Obr. 11 a Obr. 12 jsou ustálené stavy proudu zátěže  $I_L = 30A$ . V tomto případě je chování obou algoritmů podobné, přesto lepší pro LQR. SVM má oproti tomu opět stabilnější chování proudu  $I_L$  z důvodu konstantní spínací frekvence. Poslední dva obrázky, Obr.

13 a Obr. 14, ukazují chování při stejném proudu  $I_L$  = 30A, ale při zvýšené hodnotě výstupního výkonu  $P_o$ . Je vidět, že LQR v podstatě není vyšší zátěží ovlivněn, na rozdíl od SVM s mírně zhoršenou hodnotou THD<sub>is</sub>. LQR v modelu úmyslně nerespektuje změnu činného odporu zátěže, což vede na snížení přesnosti regulace požadované hodnoty proudu  $I_L$ . Nutnost změny parametrů modelu v souladu se změnami parametrů výkonového obvodu je tedy nezanedbatelnou nevýhodou prediktivního řízení.

# 5 Závěry

Cílem této výzkumné zprávy bylo provézt srovnání chování prediktivního řízení FCS-MPC s regulátorem LQR s klasickým řízením s PI regulátory a SVM řídící výkonový obvod třífázového proudového pulzního usměrňovače. Srovnány byly tyto parametry: spínací frekvence, THD<sub>is</sub> resp. THDn<sub>is</sub>, dynamika chování a regulační odchylka proudu *I*<sub>L</sub>. Srovnání bylo provedeno pro nižší spínací frekvenci 900 Hz, neboť proudové usměrňovače jsou stále perspektivní zejména v oblasti aplikací velkých výkonů s nízkou spínací frekvencí. Nejdůležitější závěry mohou být shrnuty do následujících bodů:

- Prediktivní řízení s LQ lookahead vykazuje výrazně vyšší dynamiku chování, stabilitu během přechodových dějů a lepší THD<sub>is</sub>. Potřebuje však přesný matematický model systému s přesnými obvodovými parametry a pracuje s proměnnou spínací frekvencí.
- (ii) Řízení s PI regulátory a SVM je v ustálených stavech přesnější a stabilnější z pohledu proudu zátěže, v přechodových dějích je však výrazně pomalejší.

Závěrem lze tedy prohlásit, že dle očekávání nabízí LQR s přesným matematickým modelem systému lepší dynamiku, stabilitu a nižší THD<sub>is</sub> i relativní chybu *I*<sup>L</sup> než srovnávané klasické řízení s PWM.

#### Literatura

- 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 Willey & 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 currentsource 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

# Historie revizí

Rev.	Kapitola	Popis změny	Datum	Jméno
0	Všechny	Publikování dokumentu	21.12.2017	Jan Michalík