

# Riadený usmerňovač s aktívnym filtrom vyšších harmonických prúdov pre inteligentné meniče frekvencie

Milan Žalman, Ján Jovankovič, Igor Bélai

## Abstrakt

V článku je opísaný návrh a simulačné overenie nelineárneho modelu VOC – napäťovo orientovaného riadenia usmerňovača. Táto „vektorová stratégia“ umožňuje realizovať kvalitné dynamické riadenia a vysokú statickú presnosť riadenia navrhovaných regulačných obvodov. Hlavným cieľom riadiaceho systému je stabilizácia výstupného napätia usmerňovača  $U_{dc}$  na požadovanej hodnote, kým sieťový vstupný prúd výkonového systému by mal byť v ideálnom prípade sínusový a jeho fáza by mala odpovedať fáze napätia, aby sa zabezpečila podmienka jednotkového účinníka. Opísaný je návrh regulátorov prúdu, napätia jednosmerného medziobvodu a kompenzačného člena pozorovateľa uhla natočenia vektora napätia pomocou metódy rozmiestnenia pólov.

**Kľúčové slová:** ŠIM usmerňovač, VOC – napäťovo orientované napätie, vektorové riadenie, pole placement

## Úvod

Vo výkonových systémoch sa používajú diódové a tyristorové usmerňovače ako rozhranie so striedavým obvodom. Usmerňovače sú v podstate nelineárne, mnoho-parametrové impulzné systémy následkom čoho na vstupnej striedavej strane sa generujú aj vyššie harmonické prúdy. Vyššie harmonické prúdy vo vedení a výsledný nízky účinník spôsobujú množstvo problémov v systémoch rozvodu energie ako sú skreslené napätie a elektromagnetické rušenie (elektromagnetic interface - EMI), ktoré ovplyvňuje ostatných užívateľov energetickej sústavy. Preto medzinárodné spoločnosti v Európe zavádzajú nové normy (IEC 61000-3), ktoré obmedzujú výskyt harmonických v silnoprúdovom vedení spôsobených usmerňovačmi. Kvôli tomu je vyvinuté množstvo nových typológií usmerňovačov, ktoré spĺňajú tieto nové normy.

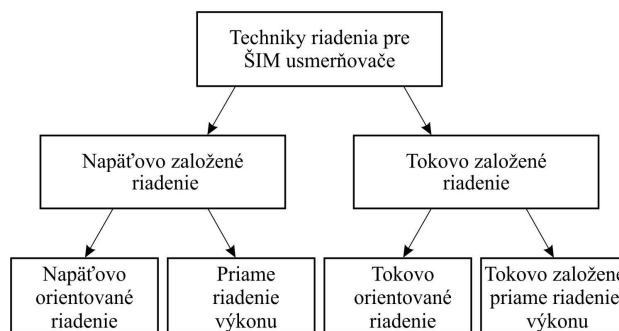
V oblasti striedavých pohonov trojfázové ŠIM usmerňovače postupne vytlačujú diódové usmerňovače. **ŠIM usmerňovače** pre priemyselné použitie sú zaujímavým riešením lebo umožňujú:

- obojsmerný tok energie - rekuperáciu energie do siete,
- malé harmonické skreslenie sieťového napätia,
- reguláciu účinníka na hodnotu jedna,
- nastavenie a stabilizáciu napätia jednosmerného medziobvodu,
- zníženie kapacity kondenzátora jednosmerného medziobvodu.

Algoritmy riadenia ŠIM usmerňovačov ([5], [8]) môžeme vo všeobecnosti roztriediť ako napäťovo založené riadenie a riadenie založené na virtuálnom magnetickom toku siete (Obr.1).

Zo všetkých techník sú najvýznamnejšie nasledovné:

- Napäťovo orientované riadenie,
- Napäťovo založené priame riadenie výkonu,
- Riadenie založené na magnetickom toku a
- Priame riadenie výkonu založené na magnetickom toku.



Obr.1 Prehľad riadiacich techník ŠIM usmerňovačov

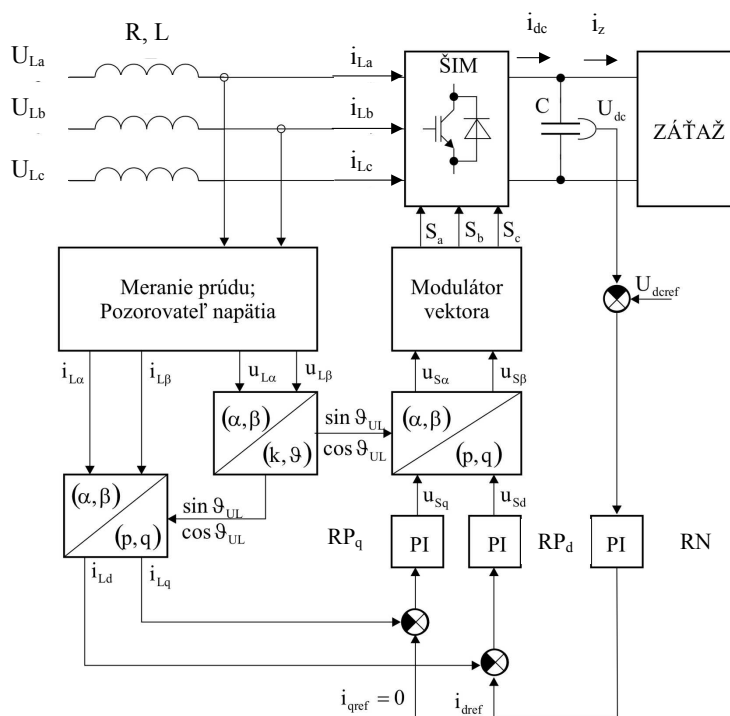
Fig.1 An overview of the PWM rectifiers control techniques

V príspevku je opísaná metóda nepriameho riadenia činného a reakčného výkonu, ktorá je založená na orientácii na vektor sieťového napätia - **Napäťovo orientované riadenie** – VOC (Voltage Oriented Control). Podrobne rozoberieme zjednodušený model uvedenej štruktúry usmerňovača, z ktorého navrhujeme parametre všetkých regulátorov regulačnej štruktúry a navrhujeme spôsob kompenzácie poruchovej veličiny – záťažného prúdu usmerňovača. Navrhnuté parametre overíme na nelineárnom hybridnom simulačnom modeli.

### 1. Napät'ovo orientované riadenie

Štruktúra VOC (Obr.2) patrí medzi vektorové štruktúry riadenia, čo zabezpečuje kvalitné riadenie s vysokou statickou a dynamickou presnosťou. Základom štruktúry sú regulačné obvody prúdu ([1], [2], [3], [8]), ktoré tvoria rýchly vnútorný slučku pre nadradený regulačný obvod napätia  $U_{dc}$

a zároveň zabezpečujú jednotkový účinník zosúladením fáz odberového prúdu s napätím siete. Okrem uvedených regulátorov potrebujeme zabezpečiť presnú znalosť uhla natočenia napätia siete. V praxi sa často používa štruktúra fázového závesu, ktorá má výrazné filtračné vlastnosti v porovnaní s klasickým matematickým výpočtom.



Obr.2 Bloková schéma VOC riadenia usmerňovača

Fig.2 A block diagram of the rectifier VOC control

#### 1.1 Zjednodušený model VOC štruktúry riadeného usmerňovača

Vstupný obvod usmerňovača vyjadrujú vzťahy v súradnicovom systéme (d,q) orientovanom na vektor napätia:

$$u_{Ld} = Ri_{Ld} + L \frac{di_{Ld}}{dt} - \omega Li_{Lq} + u_{Sd} \tag{1}$$

$$u_{Lq} = Ri_{Lq} + L \frac{di_{Lq}}{dt} + \omega Li_{Ld} + u_{Sq} \tag{2}$$

ak platí

$$\begin{aligned} u_{Ld} &= U_L \\ u_{Lq} &= 0 \end{aligned} \tag{3}$$

Pri VOC riadení je splnená požiadavka, aby reakčný výkon bol nulový.

$$i_{Lq} = 0 \text{ a} \tag{4}$$

Ak zanedbáme vplyv úbytku napätia na odpore  $R = 0$ , potom vzťahy (1) sa upravujú na tvar:

$$U_L = L \frac{di_{Ld}}{dt} + u_{Sd} \tag{5}$$

$$0 = \omega Li_{Ld} + u_{Sq} \tag{6}$$

Napätie medziobvodu určíme pomocou nasledovného vzťahu:

$$C \frac{du_{dc}}{dt} = i_{dc} - i_z \tag{7}$$

Predpokladajme nech  $P_1$  je vstupný výkon usmerňovača

$$p_1 = u_{Ld}i_{Ld} + u_{Lq}i_{Lq} \tag{8}$$

a  $P_2$  výstupný výkon usmerňovača

$$p_2 = u_{dc}i_{dc} \tag{9}$$

Nech platí

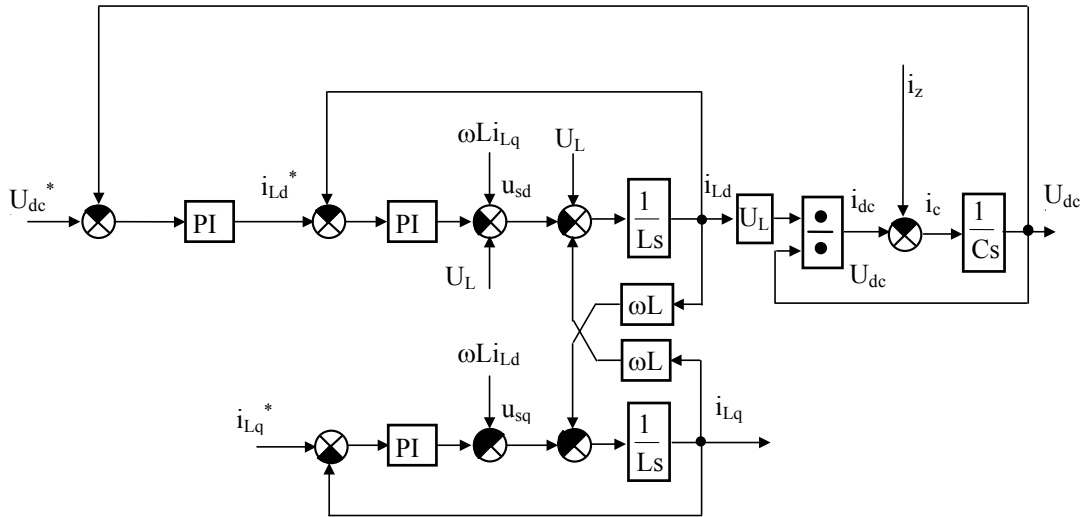
$$p_1 = p_2 \tag{10}$$

$$u_{Ld}i_{Ld} + u_{Lq}i_{Lq} = u_{dc}i_{dc} \tag{11}$$

potom

$$i_{dc} = \frac{u_{Ld}}{u_{dc}} i_{Ld} \tag{12}$$

Bloková schéma náhradného modelu VOC štruktúry je zobrazená na Obr.3.

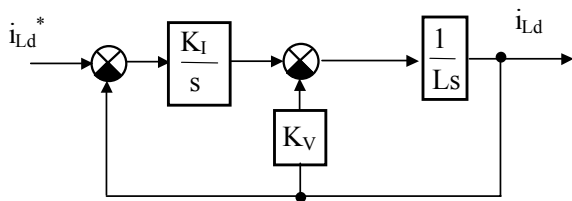


Obr.3 Náhradný model VOC štruktúry  
Fig.3 An equivalent model of the VOC structure

1.2 Návrh regulátorov prúdu  $i_{Ld}$ ,  $i_{Lq}$

Regulátory prúdov budú mať rovnakú dynamiku a ich syntézu možno urobiť pomocou metódy pole placement. Ak uvažujeme IP štruktúru regulátora (Obr.4), potom prenos uzavretého obvodu v prípade zanedbania úbytku napätia na odpore bude mať nasledovný tvar

$$G(s) = \frac{i_{Ld}(s)}{i_{Ld}^*(s)} = \frac{\frac{K_I}{L}}{s^2 + \frac{K_V}{L}s + \frac{K_I}{L}} \quad (10)$$



Obr.4 Bloková schéma zjednodušeného regulačného obvodu prúdu  
Fig.4 A block diagram of the simplified current control circuit

Ak charakteristický polynóm má komplexné združené póly tak platí rovnica

$$s^2 + \frac{K_V}{L}s + \frac{K_I}{L} = s^2 + 2b\omega_0s + \omega_0^2 \quad (11)$$

kde  
 $\omega_0$  - vlastná frekvencia,  
 $b$  - tlmenie,  
sú voľiteľné parametre.

Parametre regulátora vypočítame pomocou nasledovných vzťahov

$$\begin{aligned} K_V &= 2b\omega_0L \\ K_I &= \omega_0^2L \end{aligned} \quad (12)$$

Hodnotu  $\omega_0$  volíme pomerne vysokú (kvôli rýchlosti) okolo 2000 [1/s].

1.3 Návrh regulátora napätia medziobvodu

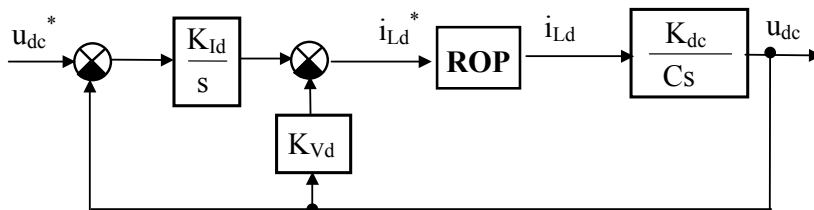
Prenos regulovanej sústavy medziobvodu  $u_{dc}$  (Obr.3) je vyjadrený nasledovným vzťahom

$$\frac{u_{dc}(s)}{i_{Ld}(s)} = \frac{U_{L0}}{Cs} = \frac{K_{dc}}{Cs} \quad (13)$$

kde  $K_{dc} = \frac{U_{L0}}{U_{dc0}}$  a hodnoty  $U_{L0}$  a  $U_{dc0}$  sú hodnoty ustálených stavov v danej pracovnej oblasti usmerňovača.

Na Obr.5 je náhradná štruktúra regulačného obvodu napätia medziobvodu, kde ROP je regulačný obvod prúdu, ktorého dynamiku zanedbáme. Potom platí:

$$G_{ROP}(s) = \frac{I_{Ld}(s)}{I_{Ld}^*(s)} \cong 1 \quad (14)$$



Obr.5 Zjednodušená bloková schéma regulačného obvodu napätia  
Fig.5 A simplified block diagram of the current control circuit

Parametre IP regulátora navrhne pomocou metódy pole placement. Prenosová funkcia uzatvoreného regulačného obvodu je

$$G_{ROP}(s) = \frac{I_{Ld}(s)}{I_{Ld}^*(s)} \cong 1 \tag{15}$$

Ak charakteristický polynóm má komplexné združené póly tak platí:

$$s^2 + \frac{K_{vd}K_{dc}}{C}s + \frac{K_{ld}K_{dc}}{C} = s^2 + 2b\omega_0s + \omega_0^2 \tag{16}$$

kde  $\omega_0$  (vlastná frekvencia) a  $b$  (tlmenie) sú voliteľné parametre.

Parametre regulátora vypočítame pomocou vzťahov

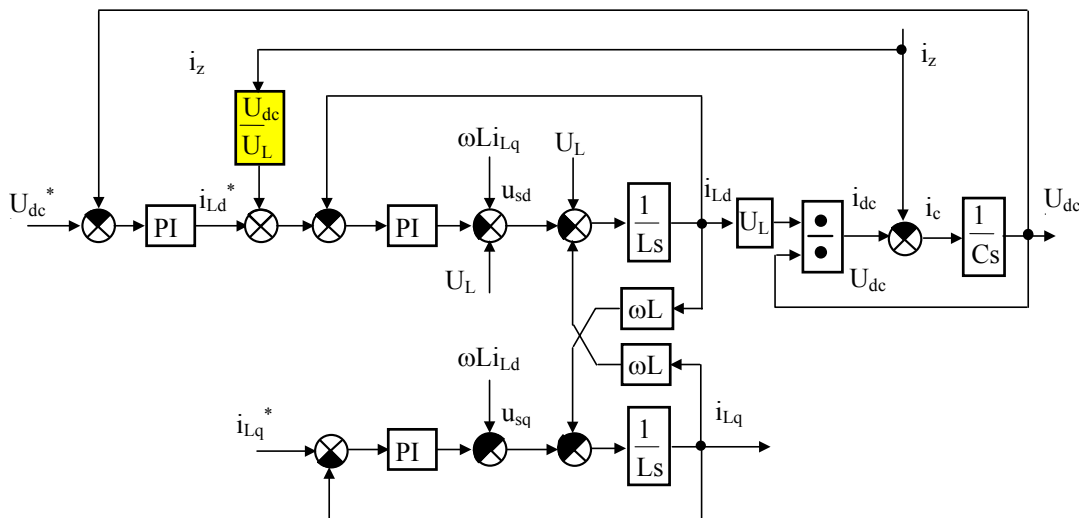
$$K_{vd} = 2b\omega_0 \frac{C}{K_{dc}} \tag{17}$$

$$K_{ld} = \omega_0^2 \frac{C}{K_{dc}}$$

hodnotu  $\omega_0$  volíme asi desaťkrát nižšiu ako pre regulačný obvod prúdu, teda okolo 200 [1/s].

**1.4 Kompenzácia záťažného prúdu jednosmerného medziobvodu**

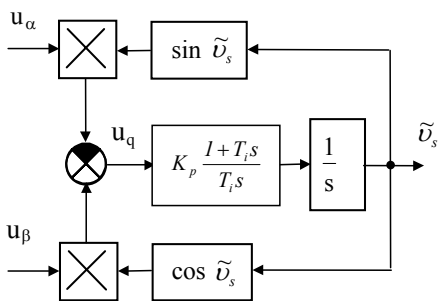
Ak zmenu zaťaženia jednosmerného medziobvodu chápeme ako poruchovú veličinu z hľadiska riadenia, meraním záťažného prúdu  $i_z$  vieme kompenzovať vplyv poruchy pomocou kompenzačnej väzby, ktorá je zobrazená na Obr.6.



Obr.6 Náhradný model VOC štruktúry s kompenzáciou poruchy  
Fig.6 An equivalent model of the VOC structure with error compensation

**1.5 Fázový záves**

Aby bol zabezpečený jednotkový účinník, fáza odoberaného vektora prúdu sa musí rovnať fáze vektora napätia siete. Metóda fázového závesu nám zabezpečí presnú znalosť uhla natočenia napätia siete. Používa sa princíp fiktívneho koordinačného systému [d,q] rotujúci frekvenciou siete, ktorý je pevne viazaný na vektor napätia. Pozorovateľ pomocou korekčného člena (PI regulátora) pozoruje fázu vektora napätia, pričom sa využíva nulová imaginárna zložka vektora napätia  $u_q$  (vzťah 16). Na Obr.7 je regulačný obvod pozorovateľa fázy  $v_s$ .



Obr.7 Pozorovateľ uhla natočenia vektora napätia  
Fig.7 A voltage vector position observer

Nech

$$u_\alpha = U_L \cos v_s$$

$$u_\beta = U_L \sin v_s \tag{18}$$

potom

$$u_q = u_\beta \cos \tilde{v}_s - u_\alpha \sin \tilde{v}_s$$

$$u_q = U \sin v_s \cos \tilde{v}_s - U \cos v_s \sin \tilde{v}_s$$

$$u_q = U \sin(v_s - \tilde{v}_s)$$

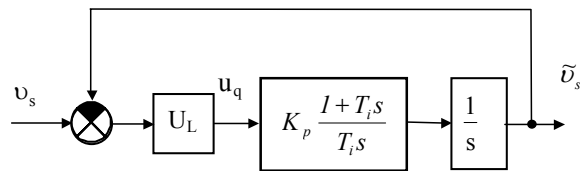
$$v_s - \tilde{v}_s = 0$$

$$u_q = 0 \tag{19}$$

Návrh parametrov PI korekčného člena vychádza z linearizovaného modelu systému, platí:

$$\sin(v_s - \tilde{v}_s) = v_s - \tilde{v}_s \text{ potom}$$

$$u_q = U \sin(v_s - \tilde{v}_s) = U(v_s - \tilde{v}_s) \tag{20}$$



Obr.8 Zjednodušená bloková schéma pozorovateľa uhla natočenia sieťového napätia – fázového závesu  
Fig.8 A simplified block diagram of the line voltage position observer – a phase locked loop

**Návrh parametrov korekčného člena metódou pole placement**

Prenos otvoreného  $G_o$  a uzavretého  $G$  obvodu je:

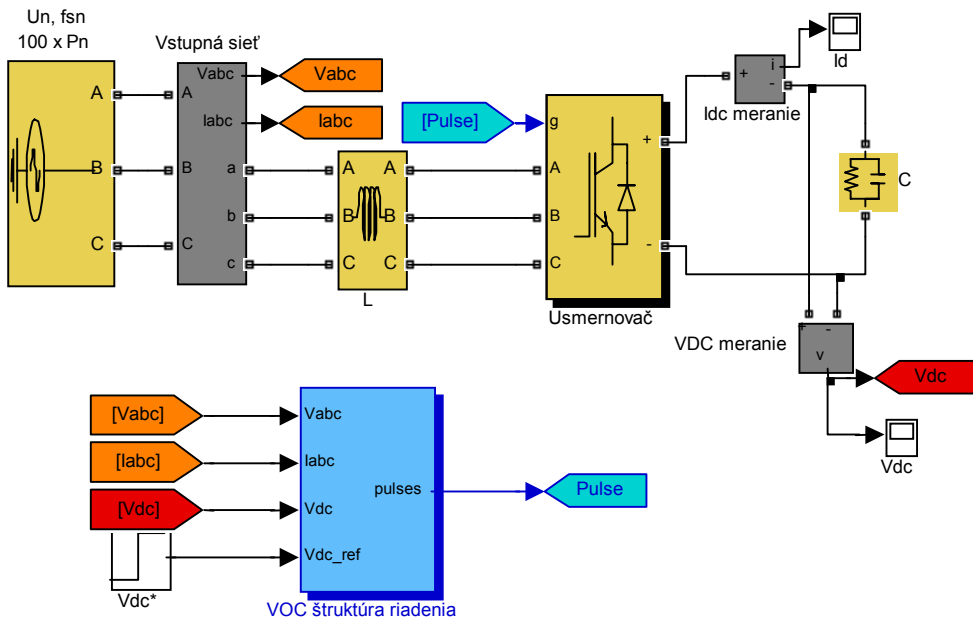
$$G_o(s) = \frac{K_p U_L (1 + T_i s)}{T_i s^2}, \quad G(s) = \frac{K_p U_L + K_p U_L T_i s}{K_p U_L + K_p U_L T_i s + T_i s^2} \quad (21)$$

$$K_p = \omega_0 \frac{2b}{U_L} \quad (23)$$

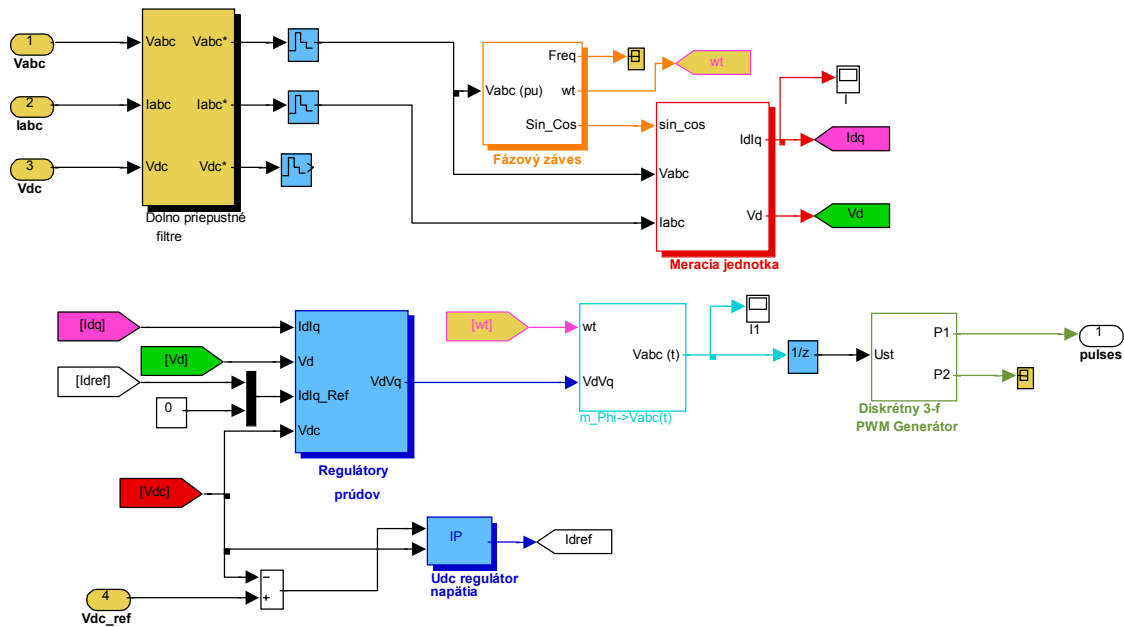
$$s^2 + K_p U_L s + \frac{K_p U_L}{T_i} = s^2 + 2b\omega_0 s + \omega_0^2 \quad (22)$$

$$T_i = \frac{2b}{\omega_0}$$

Ak charakteristický polynóm má komplexné združené póly tak parametre PI korekčného člena sú



Obr.9 Simulačný model VOC štruktúry riadenia usmerňovača s mostíkovým zapojením IGBT tranzistorov  
 Fig.9 A simulation model of the rectifier VOC control structure with a bridge connection of the IGBTs



Obr.10 Blok VOC štruktúry riadenia  
 Fig.10 The VOC control structure block

## 2. Nelineárny hybridný model VOC riadeného usmerňovača

Nelineárny hybridný model VOC riadeného usmerňovača Obr.9, modeluje okrem riadiacej VOC štruktúry s fázovým závesom (blok VOC štruktúra riadenia) aj vstupnú sieť, vstupné tlmičky a usmerňovač pozostávajúci z mostíkového zapojenia IGBT tranzistorov a diód. Riadiace impulzy (Pulse) pre mostíkové zapojenie udáva šírkoovo impulzná modulačia.

## 3. Simulačné výsledky

$L = 0.001$  [H];  $C = 5000 \cdot 10^{-6}$  [F];  $U_{dc0} = 650$  [V];  $U_{L0} = 330$  [V];

Nominálny výkon  $P_n = 22$  [kW]; frekvencia siete  $f_0 = 50$  [Hz];

pre výpočet parametrov IP regulátora prúdu boli zvolené nasledovné hodnoty:

$\omega_0 = 2000$  [rad/s];  $b = 1$ ;

potom  $K_V = 4$  a  $K_I = 4000$

pre výpočet parametrov IP regulátora napätia  $u_{dc}$ :

$\omega_0 = 200$  [rad/s];  $b = 0.5$ ;

potom  $K_{Vd} = 1.818$  a  $K_{Id} = 363.636$

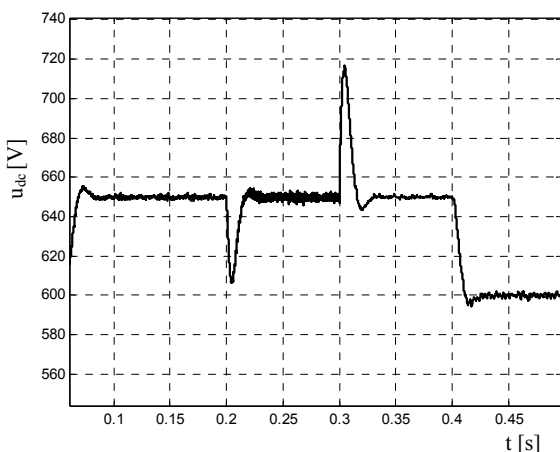
pre výpočet parametrov PI regulátora fázového závesu

$\omega_0 = 160$  [rad/s];  $b = 1$ ;

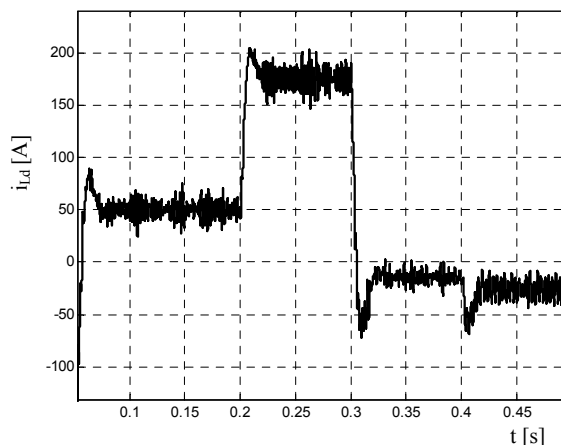
potom  $K_p = 0.97$  a  $K_i = 80$ .

V čase 0.2 s je pripojená záťaž 22 kW, v čase 0.3 s energia reverzuje z externého zdroja napätia v hodnote 1000 V a v čase 0.4 s je referenčná hodnota  $U_{dc}$  znížená na 600 V. Výsledky presného modelu dokumentujú obrázky (11 až 16).

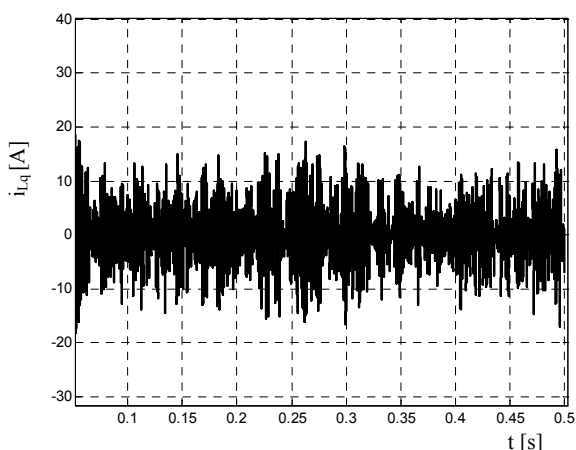
Obrázky 17 až 20 zobrazujú porovnanie časových priebehov stavových veličín zjednodušeného modelu usmerňovača (čierné priebehy), pomocou ktorého sa robila syntéza regulátorov prúdov a napätia, a presného nelineárneho modelu (modré priebehy).



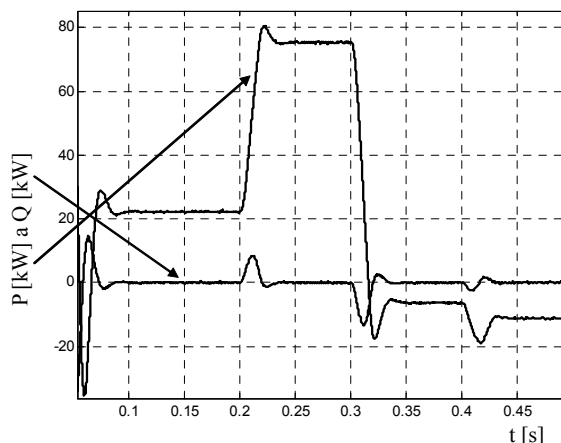
Obr.11 Priebeh napätia  $U_{dc}$   
Fig.11  $U_{dc}$  voltage waveform



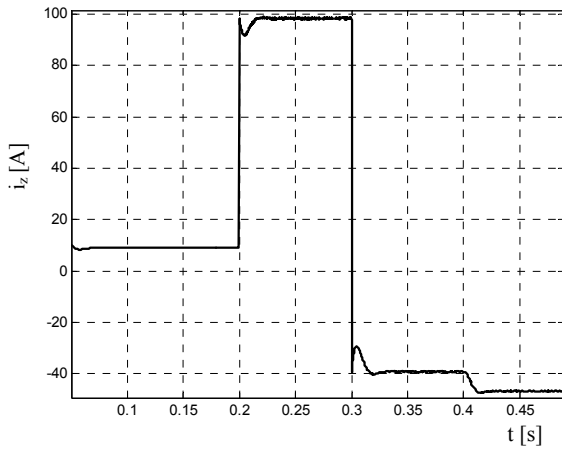
Obr.12 Priebeh prúdu  $I_{Ld}$   
Fig.12  $I_{Ld}$  current waveform



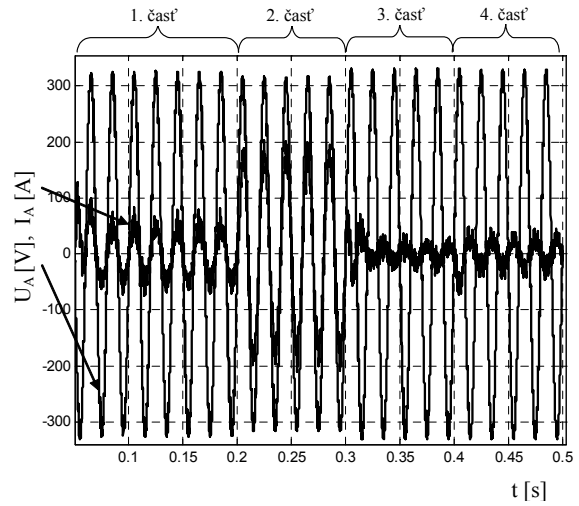
Obr.13 Priebeh prúdu  $I_{Lq}$   
Fig.13  $I_{Lq}$  current waveform



Obr.14 Priebeh činného a jalového výkonu  
Fig.14 The waveforms of both the active and reactive powers

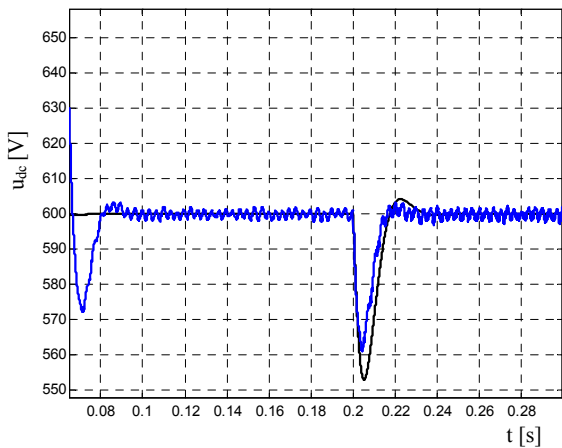


Obr.15 Priebeh záťažného prúdu  $i_z$   
 Fig.15 The load current  $i_z$  waveform

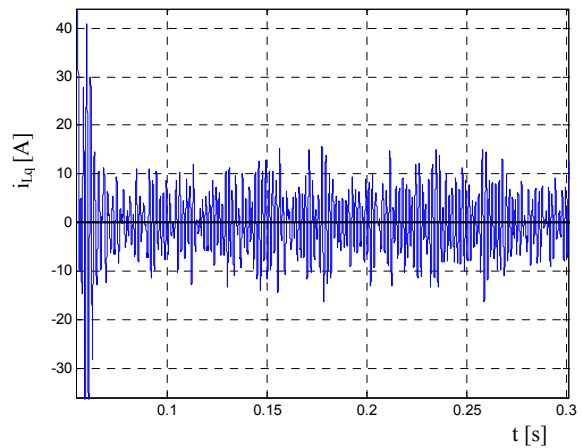


Obr.16 Priebeh A fázy vstupného napätia a prúdu v prípade skoku záťaže (2. časť) a rekuperácie (3. časť), v čase 0.4 s je referenčná hodnota  $U_{dc}$  znížená na 600V (4. časť)

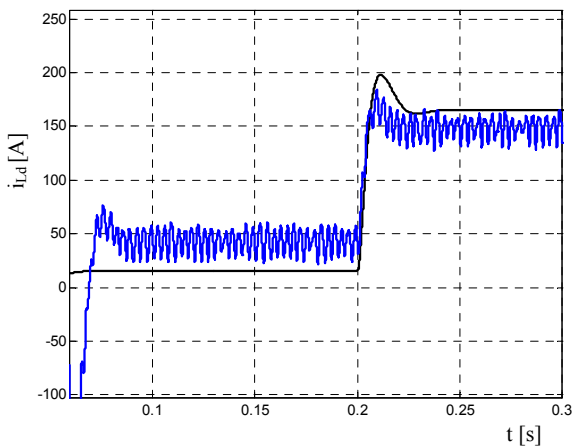
Fig.16 The input voltage phase A waveform during step change of the load (second region) and recuperation (third region), a  $U_{dc}$  reference value is decreased to 600 V in the time 0.4 s (fourth region)



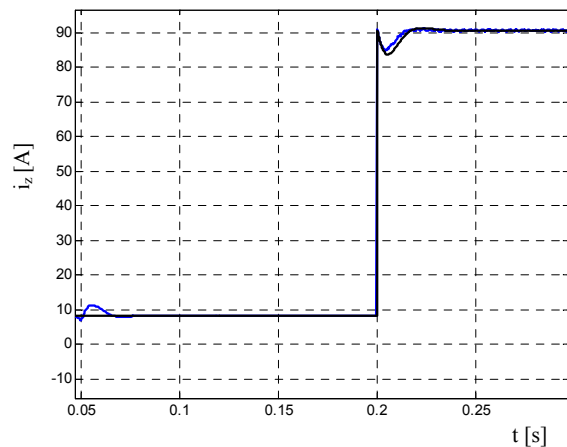
Obr.17 Porovnanie napätia  $U_{dc}$  pri skoku záťaže  
 Fig.17  $U_{dc}$  voltage comparison during a load step change



Obr.18 Porovnanie priebehov prúdu  $i_{Lq}$   
 Fig.18  $i_{Lq}$  current waveforms comparison



Obr.19 Porovnanie priebehov prúdu  $i_{Ld}$   
 Fig.19  $i_{Ld}$  current waveforms comparison



Obr.20 Porovnanie priebehov záťažného prúdu  $i_z$   
 Fig.20 The load current  $i_z$  waveforms comparison

## Záver

V príspevku je rozpracovaná metóda nepriameho riadenia činného a reakčného výkonu založená na orientácii na vektor sieťového napätia - **Napät'ovo orientované riadenie - VOC**.

Metódou pole placement je realizovaný návrh IP regulátorov prúdu a IP regulátora napätia. Uvedené simulačné výsledky reprezentujú:

- dobrú zhodu zjednodušeného s presným modelom,
- kvalitný návrh VOC štruktúry iba s poznania L a C parametrov,
- zabezpečenie vysokej dynamiky a statickej presnosti regulačných obvodov,
- zabezpečenie odberu činného výkonu. Riadený usmerňovač zachováva vysokú kvalitu aj pri skokovej zmene záťaže ako aj pri rekuperácii energie.

## Pod'akovanie

Príspevok vznikol s podporou APVT-99-026504

## Literatúra

- [1] KOHLMEIER, H., NIERMEYER, O., SCHRODER, D.: High dynamic four quadrant AC-motor drive with improved power-factor and on-line optimized pulse pattern with PROMC., *in proc. EPE Conf.*, Brussels, pp. 3.173-178, 1985.
- [2] OOI, B.T., DIXON, J.W., KULKARNI, A.B., NISHIMOTO, M.: An integrated AC drive system using a controlled current PWM rectifier/inverter link., *in proc. IEEE-PESC Conf.*, pp.494-501, 1986.
- [3] NIERMEYER, O., SCHRODER, D.: AC-Motor drive with regenerative braking and reduced supply line distortion., *in proc. EPE Conf.*, Aachen, pp. 1021-1026, 1989.
- [4] SCHAUDER, C.: Adaptive Speed Identification for Vector Control of Induction Motors without Rotational Transducers, *IEEE Trans. on Ind. Appl.* Vol.-28 No 5 1992 pp. 1054-1061.
- [5] KAŻMIERKOWSKI, M.P., TUNIA, H.: Automatic control of converter-fed drives., Elsevier 1994.
- [6] KAŻMIERKOWSKI, M.P., MALESANI, L.: Current control techniques for three-phase voltage-source PWM converters: a survey., *IEEE Trans. on Ind. Electronics*, vol. 45, no. 5, pp. 691-703, 1998.

[7] NOGUCHI, T., TOMIKI, H., KONDO, S., TAKAHASHI, I.: Direct Power Control of PWM converter without power-source voltage sensors., *IEEE Trans. on Ind. Applications*, vol. 34, no. 3, pp. 473-479, May/June 1998.

[8] KAŻMIERKOWSKI, M.P., MALINOWSKI, M., SOBCZUK, D.L., BLAABJERG, F., PEDERSEN, J.K.: Simplified Stator Flux Oriented Control., *in proc. IEEE-ISIE Conf.*, pp. 474-479, 1999.

[9] AKAGI, H., OGASAWARA, S., KIM, H.: The theory of instantaneous power in three-phase four-wire systems: a comprehensive approach. *in proc. IEEE-PESC Conf.*, pp.431-439, 1999

[10] MALINOWSKI, M., KAŻMIERKOWSKI, M.P.: Simulation study of virtual flux based Direct Power Control for three-phase PWM rectifiers. *in proc. IEEE-IECON Conf.*, Nagoya, pp. 2620-2625, 2000.

## Abstract

The design and verification of the nonlinear model of the VOC – voltage oriented control of the rectifier are described in the article. This “vector strategy” makes possible to implement a superior dynamic control and high static accuracy of the designed control circuits. The main goal of the control system is to stabilize the rectifier output voltage  $U_{dc}$  to the reference value, while, in ideal, the input current of the power system should be sinusoidal and its phase should correspond to the phase of the voltage in order to the power factor equal to one be guaranteed. The design of the current controllers, DC link voltage controllers and the voltage vector position observer compensation element via the pole placement method, is described.

**Prof. Ing. Milan Žalman, PhD.**  
**Ing. Ján Jovankovič, PhD.**  
**Ing. Igor Bélai, PhD.**

Slovenská technická univerzita  
 Fakulta elektrotechniky a informatiky  
 Ústav riadenia a priemyselnej informatiky  
 Ilkovičova 3, 812 19 Bratislava  
[milan.zalman@stuba.sk](mailto:milan.zalman@stuba.sk)  
[jan.jovankovic@stuba.sk](mailto:jan.jovankovic@stuba.sk)  
[igor.belai@stuba.sk](mailto:igor.belai@stuba.sk)