

**ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI
FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ**

KATEDRA APLIKOVANÉ ELEKTRONIKY A TELEKOMUNIKACÍ

DIPLOMOVÁ PRÁCE

Regulace pulzního usměrňovače

ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI
Fakulta elektrotechnická
Akademický rok: 2013/2014

ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

(PROJEKTU, UMĚLECKÉHO DÍLA, UMĚLECKÉHO VÝKONU)

Jméno a příjmení: **Bc. Jan DIVIŠ**
Osobní číslo: **E12N0082P**
Studijní program: **N2612 Elektrotechnika a informatika**
Studijní obor: **Dopravní elektroinženýrství a autoelektronika**
Název tématu: **Regulace pulzního usměrňovače**
Zadávající katedra: **Katedra aplikované elektroniky a telekomunikací**

Z á s a d y p r o v y p r a c o v á n í :

1. Rešerše moderních řízení pulzního usměrňovače.
2. Sestavení simulačního modelu pulzního usměrňovače.
3. Návrh a analýza algoritmu řízení pro pulzní usměrňovač.
4. Ověření vlastností navrženého algoritmu řízení.

Rozsah grafických prací: podle doporučení vedoucího

Rozsah pracovní zprávy: 30 - 40 stran

Forma zpracování diplomové práce: tištěná/elektronická


Seznam odborné literatury:

1. Zeman, K.; Peroutka, Z.; Janda, M.: Automatická regulace pohonů s asynchronními motory. ZČU v Plzni, Plzeň, 2004.
2. Vondrášek, F.: Výkonová elektronika, svazek III. Západočeská univerzita v Plzni, Plzeň, 2003.
3. Odborné články, které dodá vedoucí práce.

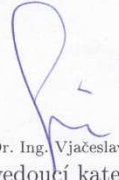
Vedoucí diplomové práce: **Ing. Vojtěch Blahník, Ph.D.**
Katedra elektromechaniky a výkonové elektroniky

Datum zadání diplomové práce: **14. října 2013**

Termín odevzdání diplomové práce: **12. května 2014**


Doc. Ing. Jiří Hammerbauer, Ph.D.
děkan




Doc. Dr. Ing. Vjačeslav Georgiev
vedoucí katedry

V Plzni dne 14. října 2013

Anotace

Tato diplomová práce se zabývá popisem možných způsobů řízení napěťového pulzního usměrňovače. Nejdříve jsou v teoretické části práce popsány jednotlivé možnosti řízení napěťového pulzního usměrňovače. V praktické části práce byly tyto způsoby řízení realizovány na simulačním modelu napěťového pulzního usměrňovače a byly prezentovány výsledky simulací. Na závěr bylo provedeno zhodnocení každého konkrétního způsobu řízení usměrňovače.

Klíčová slova

napěťový pulzní usměrňovač, elektrická trakce, PWM, rezonanční regulátor, PR regulátor, dopředná kompenzace

Abstract

This diploma thesis describes possible methods of controlling voltage-source active rectifier. In the theoretical part of this thesis are described individual methods, how to control voltage-source active rectifier. In the practical part, these control methods was implemented on a simulation model of the voltage-source active rectifier and simulation results was presented. At the end of this thesis was realized evaluation of each specific method of controlling voltage-source active rectifier.

Key words

voltage-source active rectifier, electric traction, PWM, resonant controller, PR controller, feed-forward compensation

Prohlášení

Předkládám tímto k posouzení a obhajobě diplomovou práci, zpracovanou na závěr magisterského studia na Fakultě elektrotechnické Západočeské univerzity v Plzni.

Prohlašuji, že jsem tuto diplomovou práci vypracoval samostatně s použitím odborné literatury a pramenů uvedených v seznamu, který je součástí této diplomové práce.

Dále prohlašuji, že veškerý software použitý při řešení této diplomové práce je legální.

.....

podpis

V Plzni dne 11.5.2014

Jan Diviš

Poděkování

Tímto bych rád poděkoval vedoucímu mé diplomové práce Ing. Vojtěchu Blahníkovi, Ph.D. za cenné profesionální rady, připomínky a metodické vedení práce, které mi pomohly k vypracování této diplomové práce.

Obsah

Obsah	8
Seznam použitých symbolů a zkratk	9
Úvod.....	11
1. Jednofázový napěťový pulzní usměrňovač.....	12
1.1 Použití jednofázového napěťového pulzního usměrňovače	12
1.2 Popis činnosti jednofázového napěťového pulzního usměrňovače	12
1.3 Simulační model jednofázového napěťového pulzního usměrňovače.....	14
1.3.1 Překreslený výkonový obvod - vedení do zátěže (V1, V2).....	15
1.3.2 Překreslený výkonový obvod - vedení do zátěže (V3, V4).....	15
1.3.3 Překreslený výkonový obvod - nulové vedení	16
1.3.4 Univerzální náhradní schéma	17
2. Řízení jednofázového napěťového pulzního usměrňovače pomocí regulace úhlu ε	20
2.1 Popis činnosti řízení usměrňovače regulací úhlu ε	20
2.2 Simulační parametry	22
2.3 Výsledky simulace	22
2.4 Zhodnocení řízení.....	29
3. Řízení jednofázového napěťového pulzního usměrňovače s PR regulátorem proudu	30
3.1 PR regulátor	30
3.2 Rezonanční regulátor	30
3.3 Princip přímé regulace proudu PR regulátorem	33
3.4 Simulační parametry	36
3.5 Simulační výsledky	37
3.6 Zhodnocení řízení.....	45
Závěr	46
Použitá literatura	47

Seznam použitých symbolů a zkratk

C	kapacita kondenzátoru ve stejnosměrném meziobvodu
e_i	regulační odchylka proudu
f	frekvence napájecího zdroje
$f_{\text{spín}}$	spínací frekvence
$F_{R\text{-reg}}$	přenos rezonančního regulátoru
i_c	proud kondenzátoru
I_m	maximální hodnota požadovaného proudu odebíraného ze sítě
i_s	proud odebíraný měničem ze sítě
i_w	požadovaný proud
i_z	proud zátěže
k_p	proporční konstanta regulátoru
k_i	integrační konstanta regulátoru
K_r	rezonanční zesílení regulátoru
L	indukčnost vedení
PI	proporčně integrační regulátor
PR	proporčně rezonanční regulátor
PWM	pulzně šířková modulace
R	odpor vinutí vedení
s	Laplaceův operátor
T_{Vz}	vzorkovací doba
u_s	napětí sítě
u_c	napětí na kondenzátoru
U_{cw}	požadované napětí na kondenzátoru
u_L	napětí na vstupní indukčnosti měniče
U_m	amplituda napájecího napětí
u_v	napětí na vstupu měniče
u_{v_estim}	signál získaný estimací
u_{v_PR}	výstupní signál proporčně rezonančního regulátoru
u_{vw}	požadovaná hodnota

U_{ref}	referenční signál vstupující do bloku PWM
x	regulační odchylka napětí
ε	řídící úhel
ϑ	poloha vektoru ve stojícím souřadném systému
ω	úhlová rychlost
τ_i	časová konstanta regulátoru

Úvod

V současné době se s jednofázovým napěťovým pulzním usměrňovačem setkáváme především v oboru elektrické trakce. Důležitými a ceněnými vlastnostmi pulzních usměrňovačů je jejich schopnost odebírat ze sítě sinusový proud ve fázi s napětím sítě, udržovat konstantní napětí na kondenzátoru ve stejnosměrném meziobvodu a také možnost vrácení energie zpět do sítě. Aby bylo možno tyto vlastnosti splnit, musí být pulzní usměrňovač vhodně řízen.

V této práci jsou popsány dva možné způsoby řízení napěťového pulzního usměrňovače. Jedná se o řízení pulzního usměrňovače pomocí regulace úhlu ε a o řízení pulzního usměrňovače s použitím proporčně rezonančního regulátoru pro přímou regulaci proudu odbíraného ze sítě. Tyto dva způsoby řízení byly aplikovány na sestavený simulační model napěťového pulzního usměrňovače. Simulace byly prováděny v simulačním programu MATLAB. Vybrané průběhy získané pomocí simulace obou způsobů řízení pulzního usměrňovače jsou prezentovány ve formě grafů. Na závěr každého z uvedených způsobů řízení je provedeno jeho zhodnocení.

1. Jednofázový napět'ový pulzní usměrňovač

1.1 Použití jednofázového napět'ového pulzního usměrňovače

V současné době je využití napět'ového pulzního usměrňovače velmi aktuální vzhledem k jeho vlastnostem. Především jde o odběr prakticky sinusového proudu ve fázi s napětím a možnost rekuperace energie.

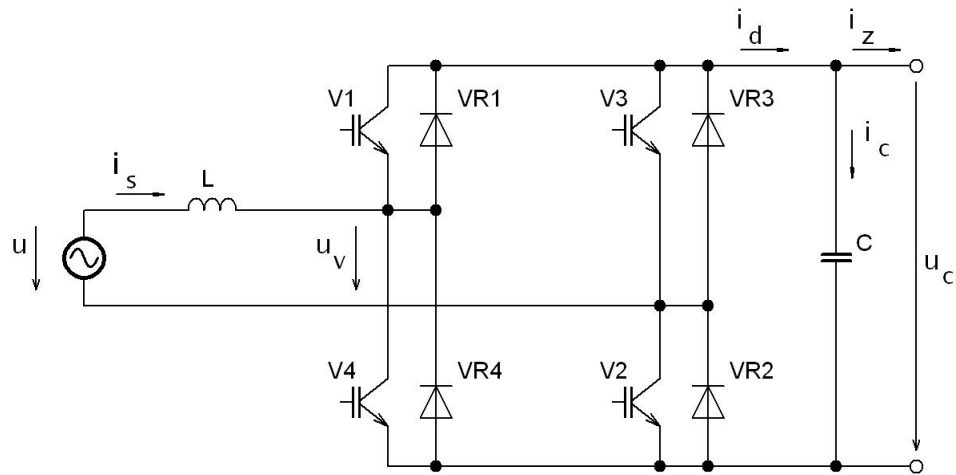
S jednofázovým napět'ovým pulzním usměrňovačem se setkáváme v aplikacích, kdy je usměrňovač použit jako vstupní měnič pro nepřímý měnič kmitočtu. Výhodou napět'ového pulzního usměrňovače jako vstupního měniče oproti klasickému diodovému usměrňovači je možnost rekuperace energie. Při aplikaci pulzního usměrňovače v nepřímém měniči kmitočtu se jako výstupní měnič může použít trojfázový napět'ový střídač. Takto konstruovaný nepřímý měnič kmitočtu se používá v elektrické trakci u vícesystémových lokomotiv, kde napájí trojfázové asynchronní motory, uložené v podvozku. Dále se tyto nepřímé měniče kmitočtu dají použít pro napájení průmyslových pohonů.

Další aplikací, ve které se napět'ové pulzní usměrňovače vyskytují, jsou stejnosměrné pohony, kde pulzní usměrňovač slouží jako zdroj napětí pro pohon. V takovémto případě se pulzní usměrňovač používá v kombinaci s pulzním měničem.

1.2 Popis činnosti jednofázového napět'ového pulzního usměrňovače

Úkolem jednofázového napět'ového pulzního usměrňovače je odebírat zhruba sinusový proud, který je ve fázi s napětím sítě a tedy aby byl účinník $\cos \varphi = 1$. Dále je od usměrňovače požadována schopnost udržovat požadované konstantní stejnosměrné napětí na kondenzátoru ve stejnosměrném meziobvodu.

Na obr. 1 je uvedeno základní schéma jednofázového napět'ového pulzního usměrňovače.

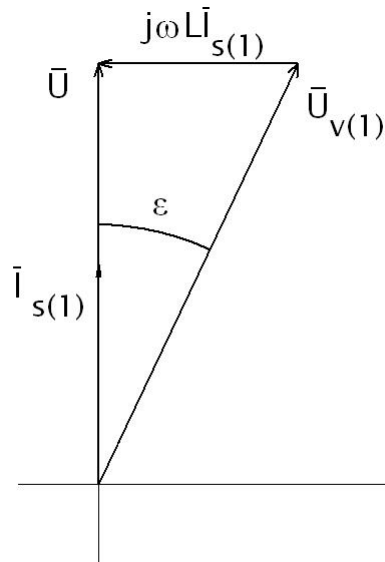


Obr. 1 Schéma jednofázového napětového pulzního usměrňovače

Topologicky se neliší od jednofázového napětového střídače, na rozdíl od něj, má však napětový pulzní usměrňovač své specifické řízení. Ze schématu napětového pulzního usměrňovače a z jeho fázorového diagramu lze vypočítat, že pro fázy 1. harmonické napětí a proudu platí vztah:

$$\bar{U}_{V(1)} = \bar{U} - j\omega L \bar{I}_{s(1)}$$

Na obr. 2 je znázorněn fázorový diagram napětového pulzního usměrňovače pro usměrňovačový chod. Z fázorového diagramu je patrný princip napětového pulzního usměrňovače, kdy se pomocí vhodného spínání součástek dá řídit odebíraný proud ze sítě tak, aby měl sinusový průběh a aby také byl ve fázi napětím sítě.



Obr. 2 Fázorový diagram napěťového pulzního usměrňovače [2]

Během chodu napěťového pulzního usměrňovače se periodicky opakují stavy vedení do zátěže a nulové vedení. Během vedení do zátěže jsou sepnuty vypínatelné součástky V1, V2 (pro kladnou polaritu napětí) nebo V3, V4 (pro zápornou polaritu napětí). Při nulovém vedení je sepnuta dvojice vypínatelných součástek V1, V4 nebo V3, V2. Dále je při nulovém vedení zkratován napěťový zdroj (proud je omezen pouze vloženou indukčností). Proud, který teče směrem z usměrňovače do zátěže, je v tomto případě hrazen pouze z kondenzátoru, na kterém klesá napětí. Při vedení do zátěže se kondenzátor opět nabíjí.

1.3 Simulační model jednofázového napěťového pulzního usměrňovače

Při sestavování simulačního modelu napěťového pulzního usměrňovače je nutno vycházet z matematického modelu tohoto usměrňovače, kterým je popsána jeho výkonová část.

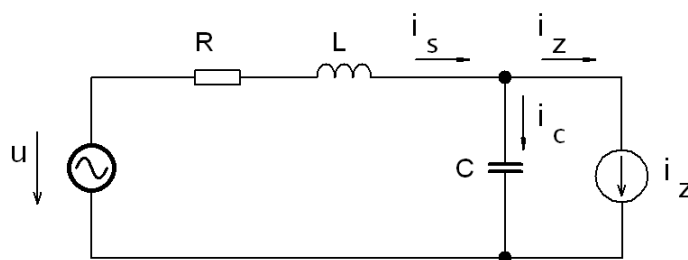
Řízení napěťového pulzního usměrňovače je realizováno pomocí vhodného spínání součástek V1 až V4 a to takovým způsobem, že mohou nastat 2 stavy:

- vedení do zátěže
- nulové vedení

Pro tyto stavy lze nakreslit jejich výkonový obvod, který lze posléze popsat pomocí soustavy diferenciálních rovnic. Po vyřešení této soustavy níže uvedených diferenciálních rovnic získáme napěťové a proudové poměry pulzního usměrňovače.

1.3.1 Překreslený výkonový obvod - vedení do zátěže (V1, V2)

Při tomto stavu jsou sepnuty součástky V1 a V2. Pokud jsou sepnuty tyto součástky, můžeme výkonový obvod napěťového pulzního usměrňovače překreslit podle obr. 3.



Obr. 3 Překreslený výkonový obvod - sepnuto V1, V2 [4]

Podle 1. a 2. Kirchhoffova zákona lze pro toto schéma sestavit soustavu následujících rovnic:

$$i_s - i_c - i_z = 0$$

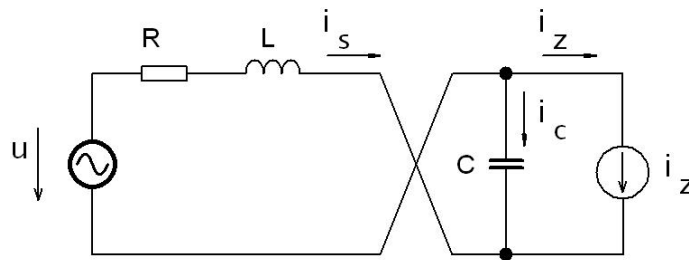
$$i_s - C \cdot \frac{du_c}{dt} - i_z = 0$$

$$u_R + u_L + u_c - u = 0$$

$$R \cdot i_s + L \cdot \frac{di_s}{dt} + u_c - u = 0$$

1.3.2 Překreslený výkonový obvod - vedení do zátěže (V3, V4)

Na rozdíl od předchozího stavu jsou sepnuty součástky V3 a V4. Při této kombinaci sepnutých součástek se výkonový obvod dá překreslit podle obr. 4.



Obr. 4 Překreslený výkonový obvod - sepnuto V3,V4 [4]

Následně můžeme pro toto schéma sestavit rovnice podle Kirchhoffových zákonů:

$$i_s + i_c + i_z = 0$$

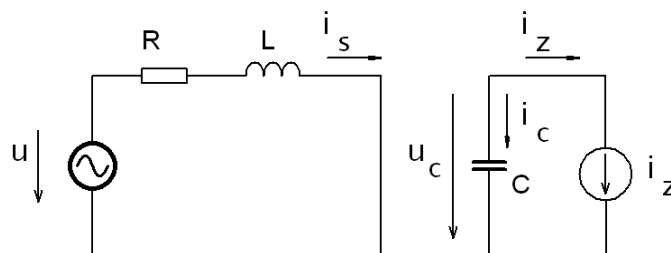
$$i_s + C \cdot \frac{du_c}{dt} + i_z = 0$$

$$u_R + u_L - u_c - u = 0$$

$$R \cdot i_s + L \cdot \frac{di_s}{dt} - u_c - u = 0$$

1.3.3 Překreslený výkonový obvod - nulové vedení

V tomto případě jsou sepnuty součástky V1 a V3 nebo součástky V2 a V4. Na obr. 5 je znázorněn překreslený výkonový obvod usměrňovače.



Obr. 5 Překreslený výkonový obvod - sepnuto V1,V3 nebo V2,V4 [4]

Pro tento překreslený výkonový obvod opět sestavíme Kirchhoffovy zákony:

$$i_c + i_z = 0$$

$$C \cdot \frac{du_c}{dt} + i_z = 0$$

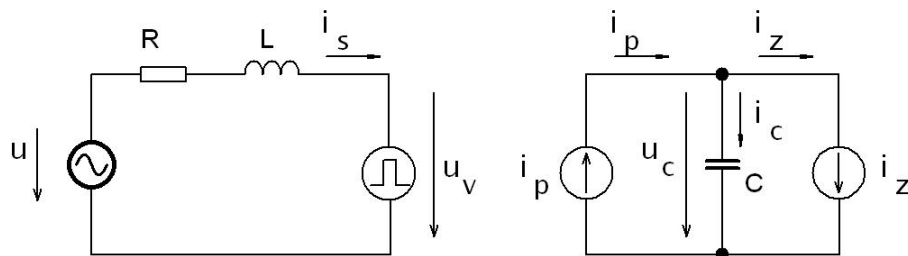
$$u_R + u_L - u = 0$$

$$R \cdot i_s + L \cdot \frac{di_s}{dt} - u = 0$$

1.3.4 Univerzální náhradní schéma

V případě, že chceme matematický model napěťového pulzního usměrňovače použít pro simulaci, je vhodnější použít univerzální náhradní schéma napěťového pulzního usměrňovače. Toto schéma lze daleko jednodušeji a přehledněji zapsat do kódu v simulačním programu.

Univerzální náhradní schéma je zobrazeno na obr 6. V tomto náhradním schématu jsou oproti předchozím schématům zavedeny dvě nové proměnné veličiny, i_p a u_v , které jsou závislé na kombinaci sepnutých součástek pulzního usměrňovače. Díky zavedení těchto dvou nových proměnných veličin lze počet diferenciálních rovnic popisujících napěťové a proudové poměry napěťového pulzního usměrňovače snížit na dvě rovnice.



Obr. 6 Univerzální náhradní schéma napěťového pulzního usměrňovače [4]

Kirchhofovy zákony pro univerzální náhradní schéma mají tvar:

$$i_p - i_c - i_z = 0$$

$$i_p - C \cdot \frac{du_c}{dt} - i_z = 0$$

$$u_R + u_L + u_v - u = 0$$

$$R \cdot i_s + L \cdot \frac{di_s}{dt} - u_v - u = 0$$

Tabulka 1 udává velikost proměnných veličin i_p a u_v v závislosti na kombinaci sepnutí polovodičových součástek.

Sepnuté součástky	i_p	u_v
V1+V4	i_s	u_c
V2+V3	$-i_s$	$-u_c$
V1+V2	0	0
V3+V4	0	0

Tab. 1 Závislost veličin i_p a u_v na sepnuté kombinaci součástek

Z rovnic popisujících univerzální náhradní schéma napěťového pulzního usměrňovače vychází jeho simulační model. Nejprve ale musíme diferenciální rovnice popisující univerzální náhradní schéma napěťového pulzního usměrňovače převést do diferenčního tvaru. Rovnice budou tedy mít následující tvar:

$$i_p - C \cdot \frac{\Delta u_c}{\Delta t} - i_z = 0 \quad (1)$$

$$R \cdot i_s + L \cdot \frac{\Delta i_s}{\Delta t} + u_v - u = 0 \quad (2)$$

Dále tyto dvě diferenční rovnice upravíme tak, že si z rovnice 1. vyjádříme Δu_c a z rovnice 2. vyjádříme hodnotu Δi_s . Dostaneme tedy dvě rovnice ve tvaru:

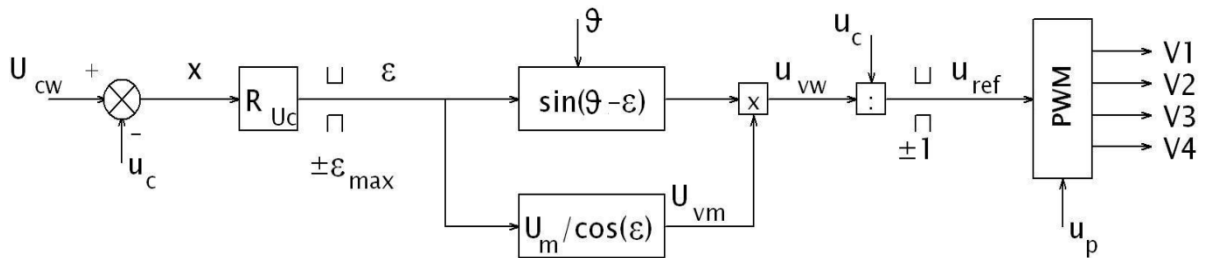
$$\Delta u_c = \left(\frac{i_p - i_z}{C} \right) \cdot \Delta t \quad (3)$$

$$\Delta i_s = \left(\frac{u - u_v - R \cdot i_s}{L} \right) \cdot \Delta t \quad (4)$$

2. Řízení jednofázového napětového pulzního usměrňovače pomocí regulace úhlu ε

2.1 Popis činnosti řízení usměrňovače regulací úhlu ε

Na obr. 7 je uvedeno základní blokové schéma regulace napětového pulzního usměrňovače, jehož regulace je založena na regulaci úhlu ε .



Obr. 7 Blokové schéma řízení pulzního usměrňovače regulací úhlu ε [4]

Princip této regulace spočívá v tom, že z regulační odchylky x , která je vypočítána rozdílem požadované hodnoty napětí na kondenzátoru ve stejnosměrném meziobvodu U_{cw} a skutečné hodnoty napětí na kondenzátoru ve stejnosměrném meziobvodu u_c , se pomocí PI regulátoru R_{Uc} vypočte vhodná velikost úhlu ε .

Pro výpočet regulační odchylky x , která je vstupní veličinou do regulátoru R_{Uc} tedy platí vztah:

$$x = U_{cw} - u_c$$

Pro výpočet vhodného úhlu ε z regulační odchylky x byl v simulaci zvolen PI regulátor, pro určení velikosti úhlu ε tedy platí rovnice:

$$\varepsilon = k_p \cdot x + \frac{k_p}{\tau_i} \cdot \int x dt$$

Kde:	k_p	je proporcionální konstanta regulátoru R_{Uc}
	k_i	je integrační konstanta regulátoru R_{Uc}
	τ_i	je časová konstanta regulátoru R_{Uc} , a platí, že $\tau_i = \frac{k_p}{k_i}$

Pokud známe velikost úhlu ε , můžeme z fázorového diagramu pro napěťový pulzní usměrňovač stanovit velikost amplitudy napětí U_{vm} , pro které platí:

$$U_{vm} = \frac{U_m}{\cos(\varepsilon)}$$

Dalším krokem je výpočet požadovaného napětí u_{vw} , které bude následně porovnáno s pilovitým signálem v bloku PWM. Toto požadované napětí musíme ale nejdříve synchronizovat se skutečným napájecím napětím. Napájecí napětí má fázový posuv s úhlem ϑ a platí pro něj vztah:

$$u = U_m \cdot \sin(\vartheta)$$

Pro naše požadované napětí u_{vw} tedy platí vzorec:

$$u_{vw} = U_{vm} \cdot \sin(\vartheta - \varepsilon)$$

Abychom mohli napětí u_{vw} porovnat s pilou v bloku PWM, musíme zajistit, aby se hodnota tohoto napětí pohybovala mezích od -1 do 1. Pokud by tomu tak nebylo, mohlo by dojít k přemodulování. Tato podmínka se dá splnit pomocí tzv. normování. V podstatě se jedná o to, že signál u_{vw} se podělí velikostí napětí na kondenzátoru. Touto matematickou operací vznikne signál u_{ref} , který se už skutečně porovnává se signálem pily u_p .

$$u_{ref} = \frac{u_{vw}}{u_c}$$

Výsledkem porovnávání signálů u_{ref} a u_p jsou zapínací impulzy na jednotlivé součástky měniče V1 – V4.

2.2 Simulační parametry

Po sestavení simulačního modelu napěťového pulzního usměrňovače v simulačním programu MATLAB, bylo na tomto modelu nejdříve realizováno řízení pomocí regulace úhlu ε .

- Při simulaci byl použit model usměrňovače s následujícími parametry:

Efektivní hodnota napájecího napětí	$U = 230 \text{ V}$
Frekvence napájecího napětí	$f = 50 \text{ Hz}$
Spínací frekvence	$f_{\text{spín}} = 1 \text{ kHz}$
Vzorkovací doba	$T_{\text{vz}} = 1 \mu\text{s}$
Odpor vinutí vedení	$R = 0,2 \Omega$
Indukčnost vedení	$L = 6 \text{ mH}$
Kapacita kondenzátoru ve ss meziobvodu	$C = 4 \text{ mF}$

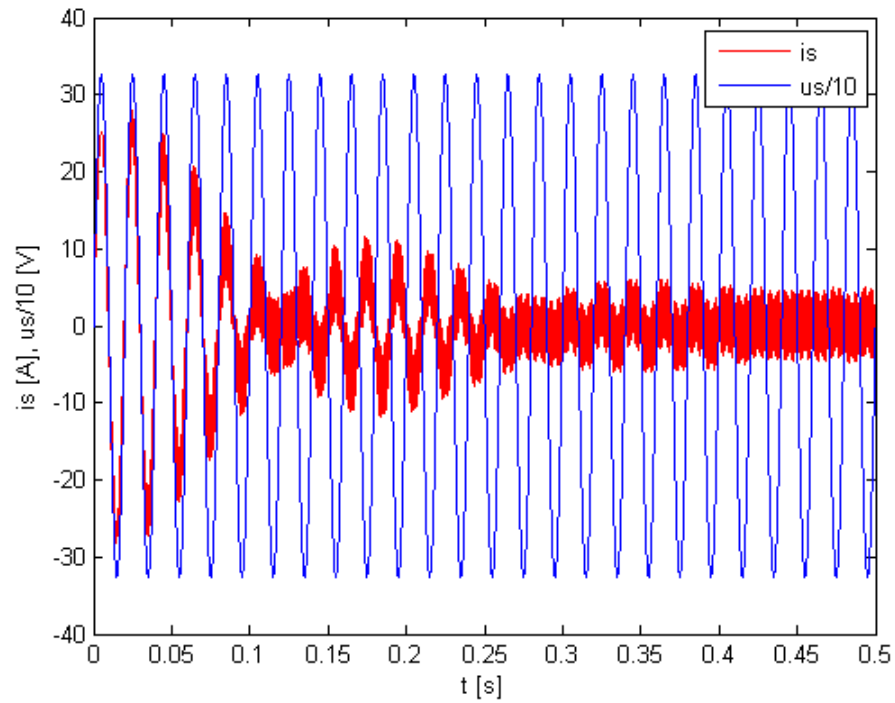
- Pro regulaci velikosti úhlu ε byl použit PI regulátor s následujícími parametry:

Požadované napětí na kondenzátoru	$U_{\text{cw}} = 450 \text{ V}$
Proporcionální konstanta regulátoru	$k_p = 0,001$
Časová konstanta regulátoru	$\tau_i = 6 \text{ ms}$
Omezení úhlu ε shora	$\varepsilon_{\text{max}} = 20^\circ$
Omezení úhlu ε zdola	$\varepsilon_{\text{min}} = -20^\circ$

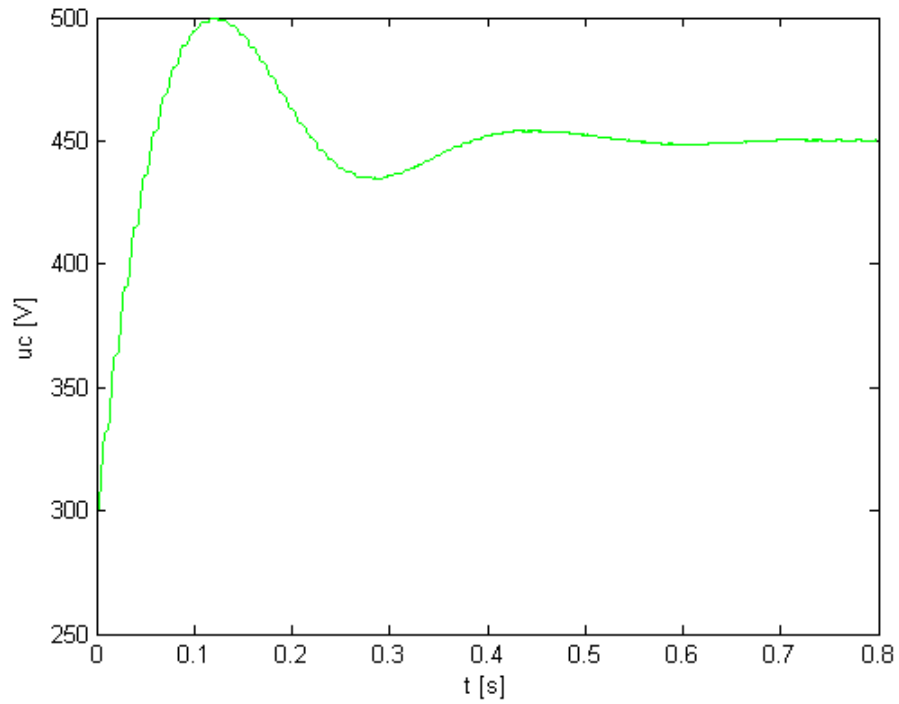
2.3 Výsledky simulace

Na obr. 8 až 13 jsou vidět výsledky simulace řízení napěťového pulzního usměrňovače založené na regulaci úhlu ε . Na obr. 8 je vidět průběh odebíraného proudu ze sítě i_s při $i_z = 0$ A po zapnutí zařízení, tzn., že měnič je nezatížený a dochází pouze k nabití na požadovanou hodnotu. Dále je na tomto obrázku vykreslený průběh sinusového napětí sítě u_s , který je zde vykreslen z důvodu kontroly fázového posunu mezi proudem odebíraným usměrňovačem ze sítě a napětím sítě. Průběh napětí sítě u_s je dále z důvodu velikosti proudu i_s zmenšen 10krát, je tak lépe vidět průběh proudu odebíraného měničem ze sítě. Na obr. 9 je vidět průběh ustálení napětí na kondenzátoru ve stejnosměrném meziobvodu na hodnotě 450 V. U tohoto

průběhu byl předpoklad, že kondenzátor byl v čase $t = 0$ přednabit na hodnotu 300 V (nabití kondenzátoru bylo realizováno přes diody napěťového pulzního usměrňovače).

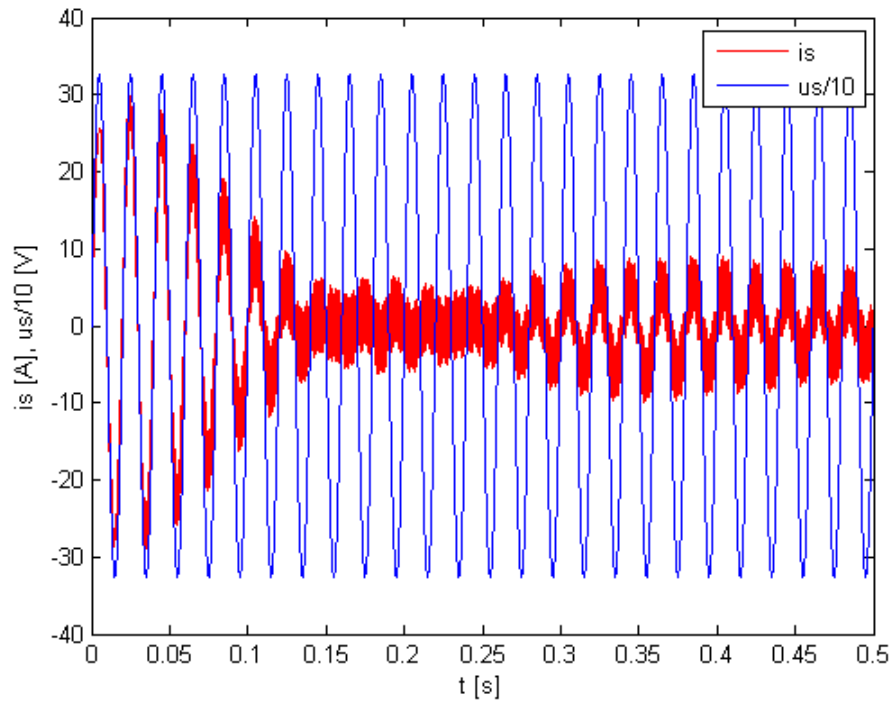


Obr. 8 Průběh proudu odebíraného ze sítě usměrňovačem ($i_z = 0$ A)

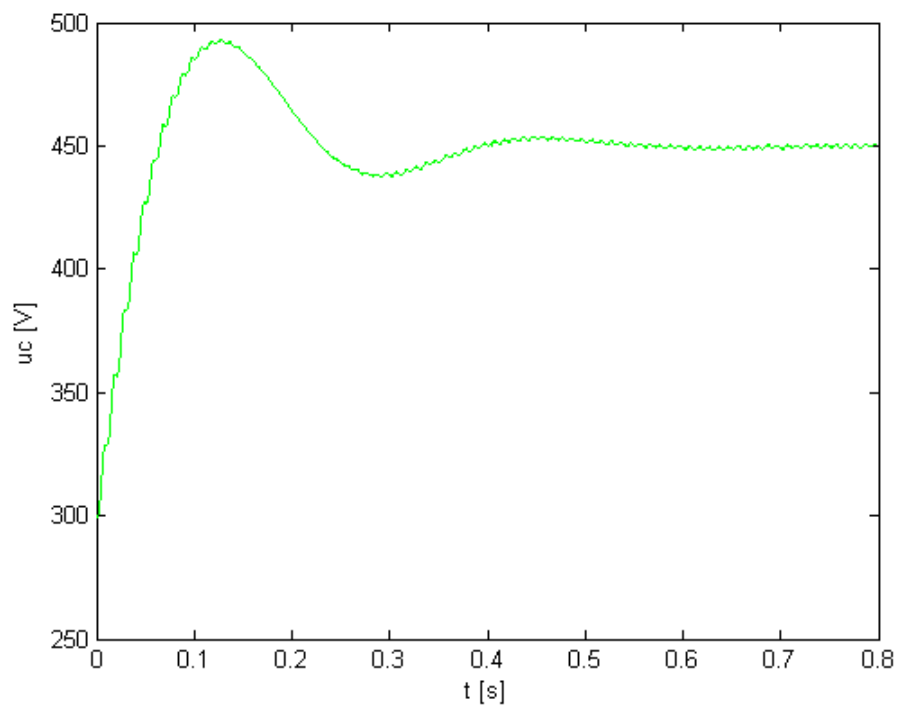


Obr. 9 Průběh ustálení napětí u_c na kondenzátoru ve stejnosměrném meziobvodu ($i_z = 0$ A)

Na obr. 10 a 11 jsou vidět průběhy těch samých veličin, tedy i_s a u_c , pokud je měnič zatížen proudem $i_z = 1,5$ A.

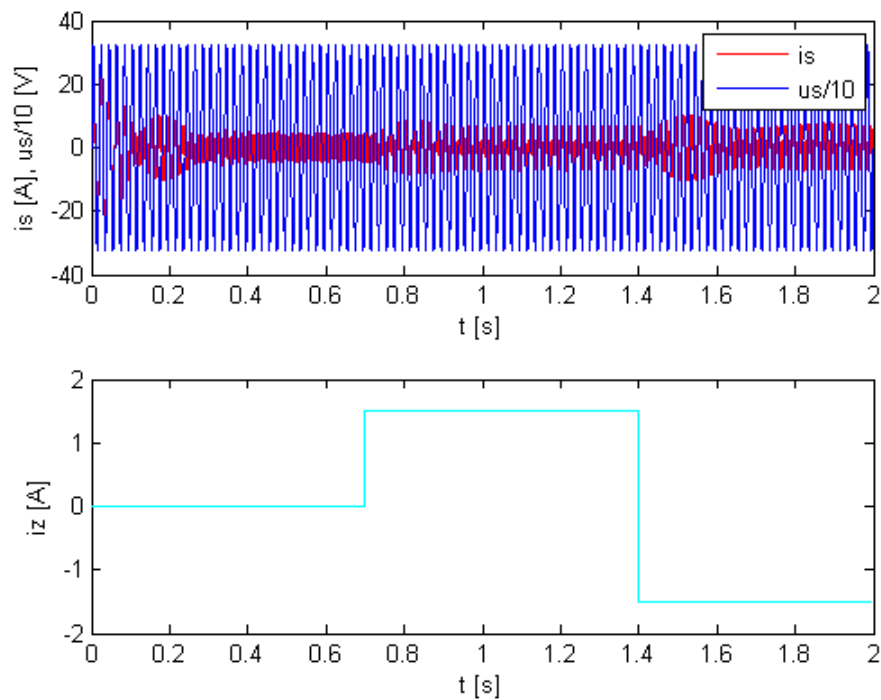


Obr. 10 Průběh proudu odebíraného ze sítě usměrňovačem ($i_z = 1,5 \text{ A}$)

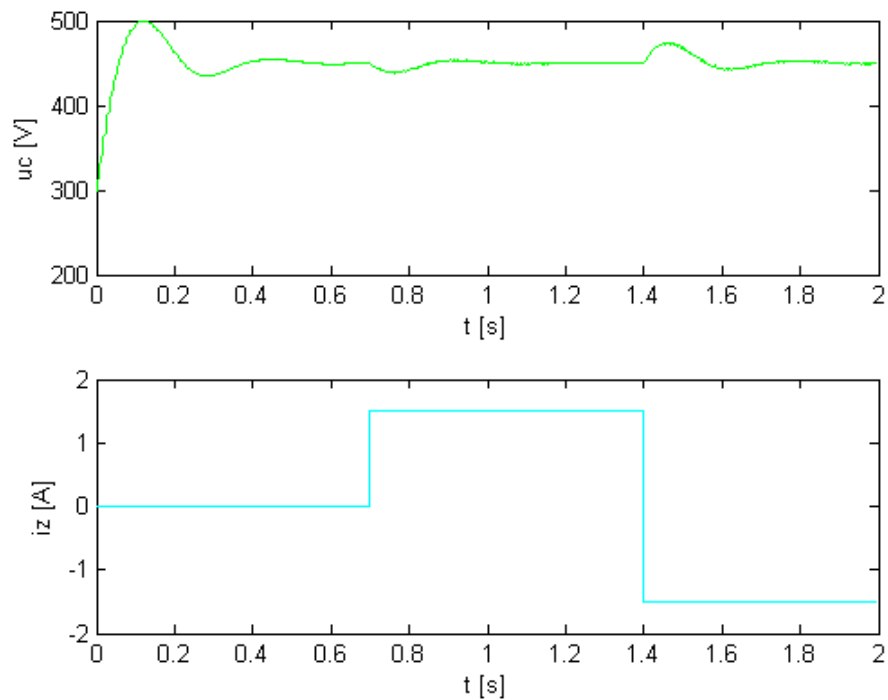


Obr. 11 Průběh ustálení napětí u_c na kondenzátoru ve stejnosměrném meziobvodu ($i_z = 1,5 \text{ A}$)

Na obr. 12 a 13 jsou vidět průběhy proudu odebíraného usměrňovačem ze sítě a napětí na kondenzátoru ve stejnosměrném meziobvodu, pokud skokově zatížíme měnič. V čase $t = 0,7$ se zatížení usměrňovače skokově změní z $i_z = 0$ A na $i_z = 1,5$ A. V čase $t = 1,4$ s dojde k obrácení směru proudu a velikost zatížení měniče se změní z $i_z = 1,5$ A na $i_z = -1,5$ A.

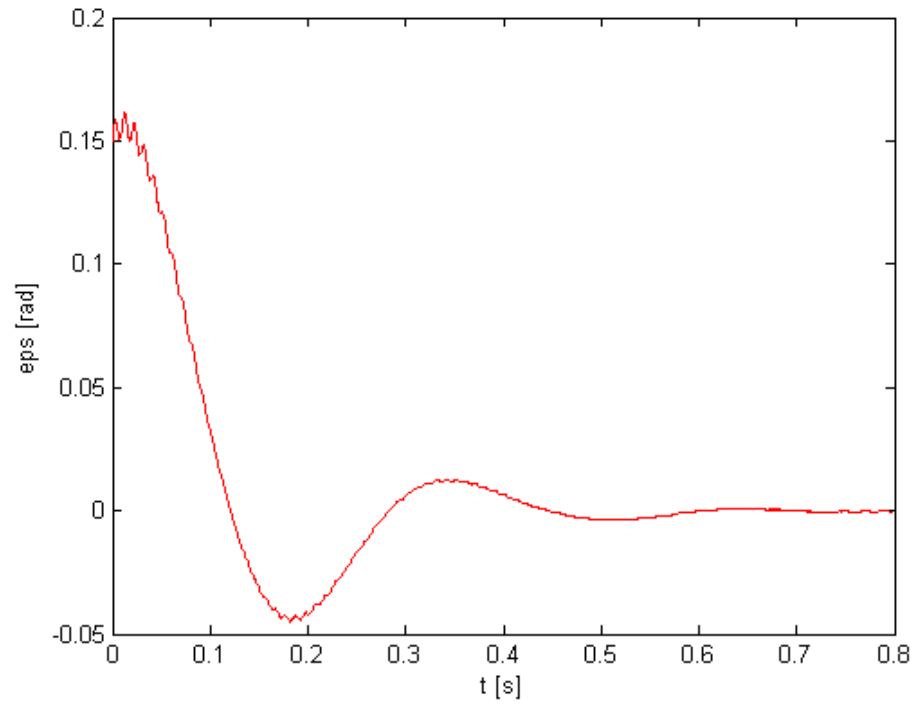
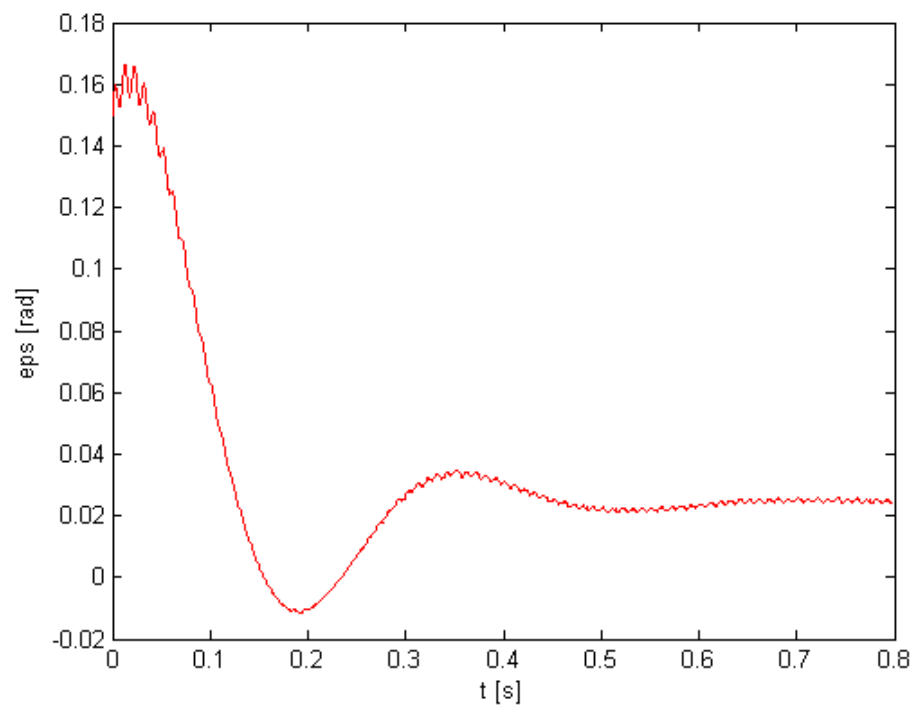


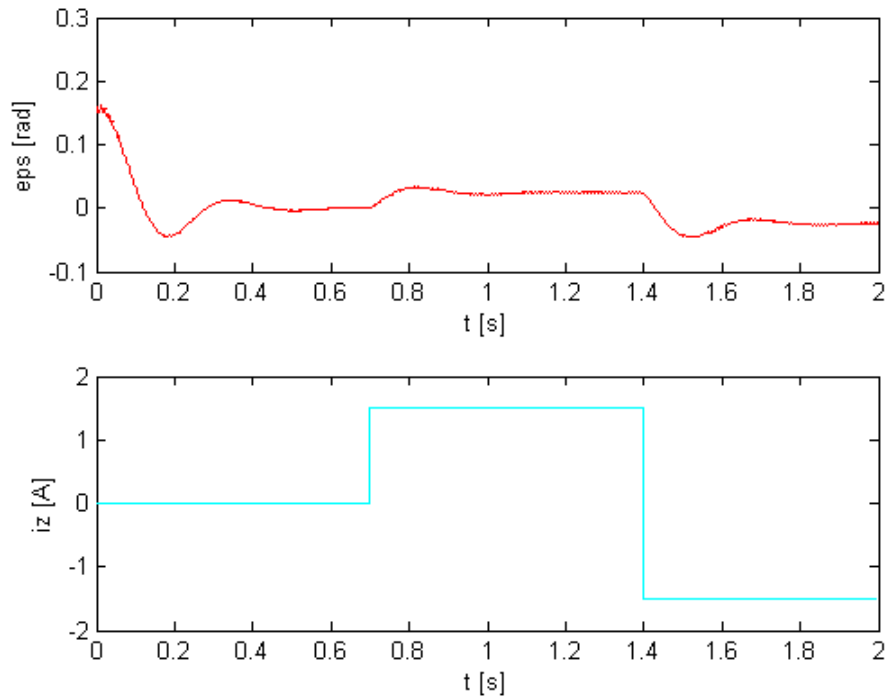
Obr. 12 Průběh odebíraného proudu ze sítě při skokové změně zatížení měniče



Obr. 13 Průběh napětí na kondenzátoru při skokové změně zatížení měniče

Zajímavými průběhy jsou průběhy změny velikosti úhlu ε . Na obr. 14 a 15 jsou vidět změny velikosti úhlu ε při ustalování napětí u_c na 450V pokud je měnič nezatížený (obr. 14) a pokud je měnič zatížený (obr. 15). Na obr. 16 je vidět průběh změny velikosti úhlu ε , pokud dojde ke skokové změně zatížení měniče.

Obr. 14 Změna velikosti úhlu ϵ ($i_z = 0$ A)Obr. 15 Změna velikosti úhlu ϵ ($i_z = 1,5$ A)



Obr. 16 Změna velikosti úhlu ϵ při skokové změně zatížení měniče

2.4 Zhodnocení řízení

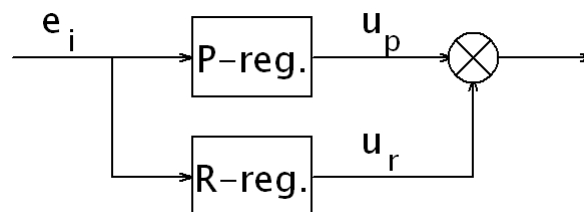
- Výhodou řízení je konstantní spínací frekvence polovodičových součástek měniče
- Proud odbíraný ze sítě je téměř sinusový a je ve fázi s napájecím napětím
- Relativně pomalé ustálení proudu odebíraného ze sítě i_s a napětí na kondenzátoru u_c při skokové změně zatížení měniče
- Nevýhodou je nemožnost přímé regulace odebíraného proudu ze sítě

3. Řízení jednofázového napětového pulzního usměrňovače s PR regulátorem proudu

Jako jeden z možných moderních způsobů řízení můžeme uvést řízení napětového pulzního usměrňovače pomocí proporčně rezonančního regulátoru (PR regulátoru). Tento způsob řízení je založený na přímé regulaci proudu odebíraného ze sítě. Regulace proudu je zajištěna pomocí proporčně rezonančního regulátoru, kde rezonanční regulátor (R regulátor) zajišťuje odběr proudu ve fázi s napětím sítě. Popis činnosti PR regulátoru je popsán v následující kapitole.

3.1 PR regulátor

Proporčně rezonanční regulátor se stává ze dvou samostatných regulátorů, a to proporčního regulátoru (P regulátoru) a rezonančního regulátoru (R regulátoru). Blokové schéma proporčně rezonančního regulátoru (PR regulátoru) je znázorněno na obr. 17.



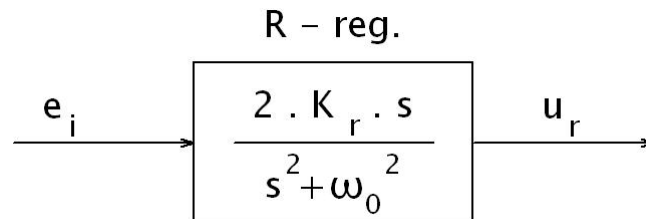
Obr. 17 Blokové schéma PR regulátoru [5]

Jak je z tohoto blokového schématu vidět, do regulátoru vstupuje jedna společná regulační odchylka, označená e_i . Na výstupu PR regulátoru je jedna akční veličina, která je dána součtem dílčích akčních veličin vycházejících z P a R regulátoru, tedy veličin u_p a u_r . V následující kapitule se již budeme věnovat pouze principu činnosti rezonančního regulátoru.

3.2 Rezananční regulátor

Rezananční regulátor se v podstatě chová jako filtr s pásmovou propustí, který je laděný na určitou frekvenci ω_0 . Na výstupu rezonančního regulátoru je vždy harmonický signál, který

má kmitočet právě ω_0 . Na vstup rezonančního regulátoru je přivedena regulační odchylka e_i . Výstupem rezonančního regulátoru je akční veličina u_r . Pokud bychom chtěli nakreslit blok rezonančního regulátoru, vypadal by následovně:



Obr. 18 Blok rezonančního regulátoru [5]

Chování rezonančního regulátoru lze popsat pomocí jeho přenosu, který se dá vyjádřit pomocí rovnice:

$$F_{R-reg} = \frac{2 \cdot K_r \cdot s}{s^2 + \omega_0^2}$$

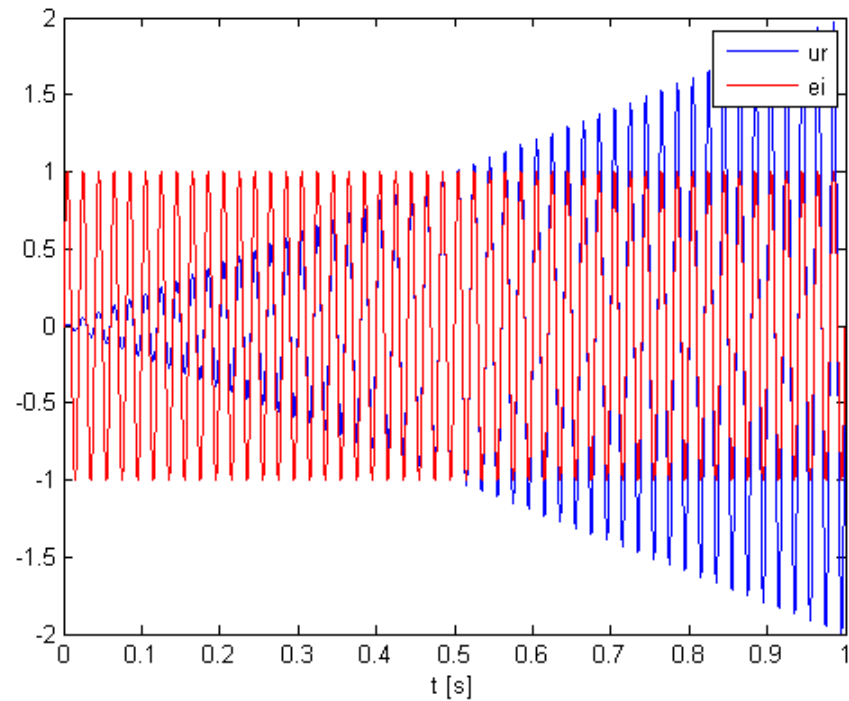
Kde:

K_r	je rezonanční zesílení regulátoru
ω_0	je úhlová rychlost základní harmonické napájecího zdroje
s	je Laplaceův operátor

Pokud známe přenos rezonančního regulátoru, můžeme sestavit pro tento regulátor diferenciální rovnici 2. řádu, která bude mít tvar:

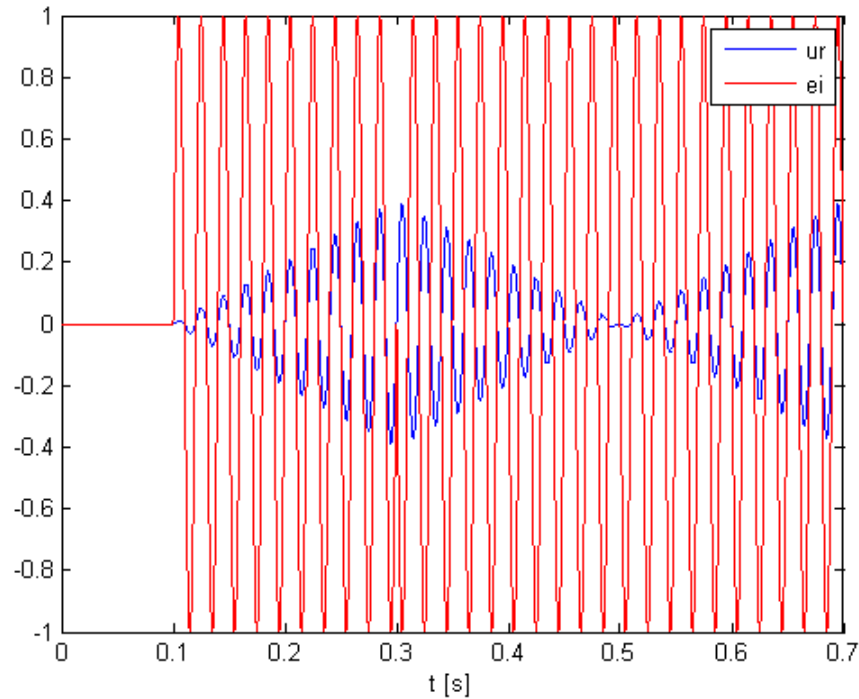
$$u_r'' = 2 \cdot K_r \cdot e_i' - u_r \cdot \omega_0^2$$

Pokud by na vstup rezonančního regulátoru byl přiveden harmonický signál, odezvou tohoto regulátoru by byl harmonický signál se zvyšující se amplitudou, jak je znázorněno na obr. 19.



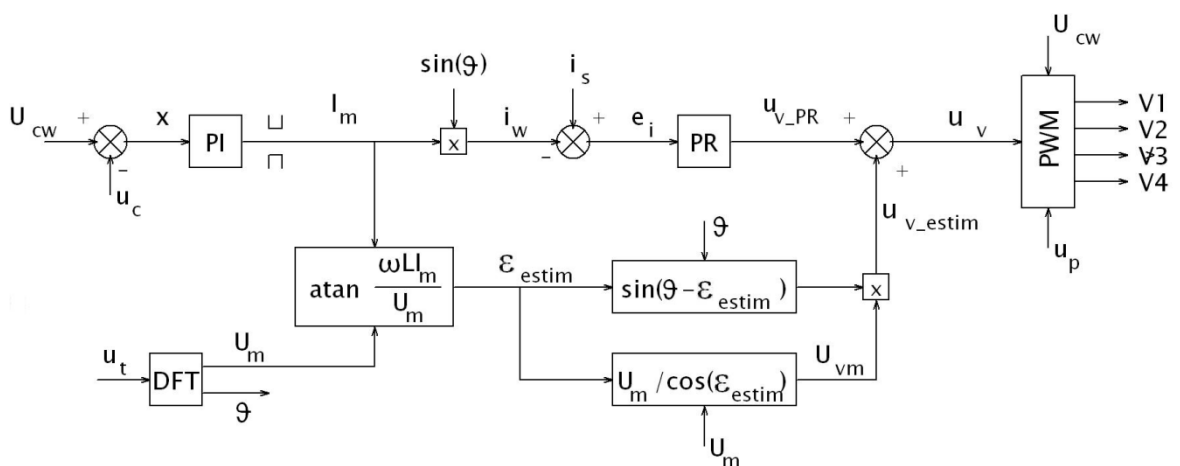
Obr. 19 Odezva rezonančního regulátoru na vstupní sinusový signál

Další zajímavou vlastností rezonančního regulátoru je odezva na změnu fáze na jeho vstupu. Průběhy vstupního a výstupního signálu rezonančního regulátoru při změně fáze vstupního harmonického signálu v čase $t = 0,3$ s jsou zakresleny na obr. 20.

Obr. 20 Odeзва rezonančního regulátoru na změnu fáze v čase $t = 0,3$ s

3.3 Princip přímé regulace proudu PR regulátorem

Druhý typ řízení, které bylo na simulační model napěťového pulzního usměrňovače aplikováno, bylo řízení pomocí PR regulátoru proudu. Blokové schéma tohoto řízení je znázorněno na obr. 21.



Obr. 21 Blokové schéma řízení pulzního usměrňovače s PR regulátorem proudu [3]

Při tomto způsobu řízení měniče se nejdříve pomocí PI regulátoru stanoví maximální hodnota požadovaného proudu I_m na střídavé straně měniče. Vstupní veličinou do PI regulátoru je stejně jako u řízení velikosti úhlu ε regulační odchylka x , která je dána rozdílem velikostí skutečného a požadovaného napětí na kondenzátoru ve stejnosměrném meziobvodu. Pro regulační odchylku tedy platí rovnice:

$$x = U_{cw} - u_c$$

Pro velikost výstupní veličiny PI regulátoru, což je maximální hodnota požadovaného proudu odebíraného ze sítě, potom platí vztah:

$$I_m = k_p \cdot x + \frac{k_p}{\tau_i} \cdot \int x dt$$

Kde:

k_p	je proporcionální konstanta PI regulátoru
k_i	je integrační konstanta PI regulátoru
τ_i	je časová konstanta PI regulátoru, a platí, že $\tau_i = \frac{k_p}{k_i}$

Z této maximální hodnoty proudu a z polohy vektoru napětí sítě ve stojícím souřadném systému ϑ , se následně dopočte okamžitá hodnota požadovaného proudu odebíraného ze sítě i_w . Platí tedy že:

$$i_w = I_m \cdot \sin(\vartheta)$$

Okamžitá hodnota požadovaného proudu odebíraného ze sítě se dále porovnává s proudem označeným i_s , který je měřen v síti. Výsledkem porovnání těchto dvou proudů je regulační odchylka e_i , pro kterou platí:

$$e_i = i_s - i_w$$

Výsledná regulační odchylka e_i je již vstupní veličinou pro PR regulátor, jehož funkce byla popsána v kapitolách 3.1 a 3.2. Výstupní veličinou PR regulátoru je korekční signál u_{v_PR} . Tento korekční signál se dále sčítá s dopředným signálem u_{v_estim} .

Signál u_{v_estim} je získán pomocí estimace (nebo také dopředné kompenzace). Estimace je možná v případě, kdy známe velikost a polohu vektoru napájecího napětí měniče (U_m, ϑ) velikost amplitudy požadovaného proudu I_m a parametry vstupního výkonového obvodu měniče. V podstatě se jedná o výpočet napětí z matematického modelu výkonového obvodu.

V našem případě byla při simulaci tohoto řízení uvažována pouze indukčnost vstupní tlumivky L (ostatní parametry byly zanedbány). Pro tento případ platí pro výpočet u_{v_estim} následující tři rovnice:

$$\varepsilon = \operatorname{arctg} \frac{\omega \cdot L \cdot I_m}{U_m}$$

$$U_{vm} = \frac{U_m}{\cos(\varepsilon)}$$

$$u_{v_estim} = U_{vm} \cdot \sin(\vartheta - \varepsilon)$$

Pokud bychom při simulaci uvažovali kromě indukčnosti vstupní tlumivky L také odpor vstupní tlumivky R , rovnice pro výpočet u_{v_estim} by vypadali následovně:

$$\varepsilon = \operatorname{arctg} \frac{\omega \cdot L \cdot I_m}{U_m - R \cdot I_m}$$

$$U_{vm} = \frac{U_m - R \cdot I_m}{\cos(\varepsilon)}$$

$$u_{v_estim} = U_{vm} \cdot \sin(\vartheta - \varepsilon)$$

Jak již bylo řečeno, výsledný signál u_{v_estim} získaný estimací se sečte se signálem u_{v_PR} , který je na výstupu z proporčně rezonančního regulátoru. Součtem těchto dvou signálů získáme řídicí signál u_v , který bude dále v bloku PWM porovnáván se signálem pily u_p . Pro signál u_v tedy platí že:

$$u_v = u_{v_PR} + u_{v_estim}$$

Signál u_v je vstupní veličinou do bloku PWM, kde dochází k jeho koincidenci se signálem pily. Výstupem z bloku PWM jsou jednotlivé zapínací impulsy na polovodičové součástky pulzního měniče.

3.4 Simulační parametry

Jako druhý způsob řízení napětového pulzního usměrňovače bylo na jeho simulačním modelu odsimulováno přímé řízení proudu PR regulátorem. Při simulaci byly použity následující parametry:

- Parametry simulačního modelu:

Efektivní hodnota napájecího napětí	$U = 230 \text{ V}$
Frekvence napájecího napětí	$f = 50 \text{ Hz}$
Spínací frekvence	$f_{spín} = 1 \text{ kHz}$
Vzorkovací doba	$T_{vz} = 1 \text{ } \mu\text{s}$
Odpor vinutí vedení	$R = 0,2 \text{ } \Omega$
Indukčnost vedení	$L = 6 \text{ mH}$
Kapacita kondenzátoru ve ss meziobvodu	$C = 2 \text{ mF}$

- Parametry PI regulátoru R_{uc} :

Požadované napětí na výstupu	$U_{cw} = 450 \text{ V}$
Proporcionální konstanta regulátoru	$k_p = 0,2$
Časová konstanta regulátoru	$\tau_i = 50 \text{ ms}$
Omezení proudu I_m shora	$I_{m_max} = 50 \text{ A}$

Omezení proudu I_m zdola $I_{m_min} = -50 \text{ A}$

- Parametry proporčně rezonančního regulátoru:

Proporcionální konstanta regulátoru

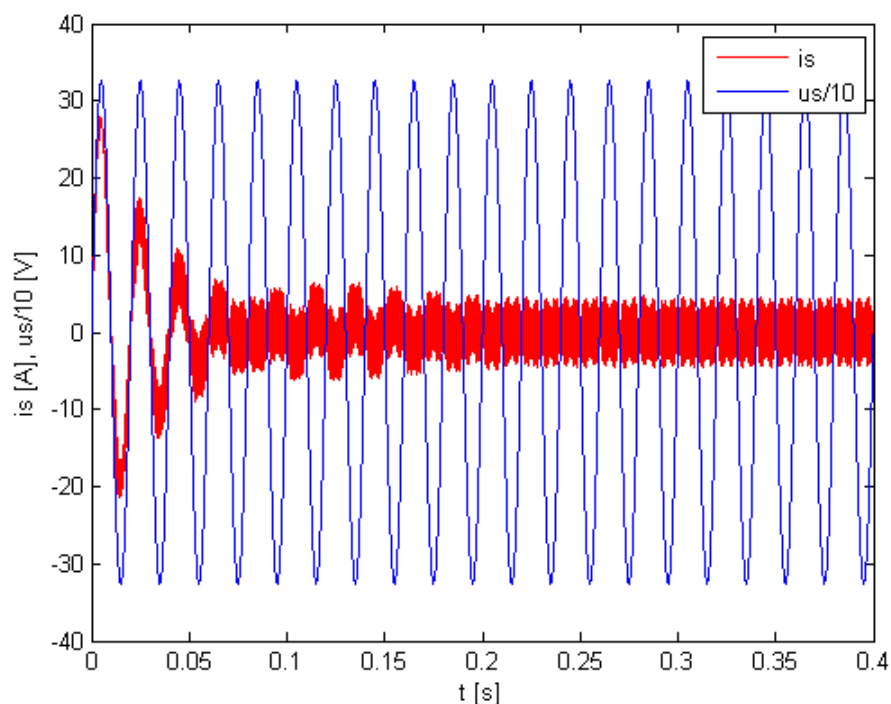
 $k_p = 1$

Rezonanční konstanta regulátoru

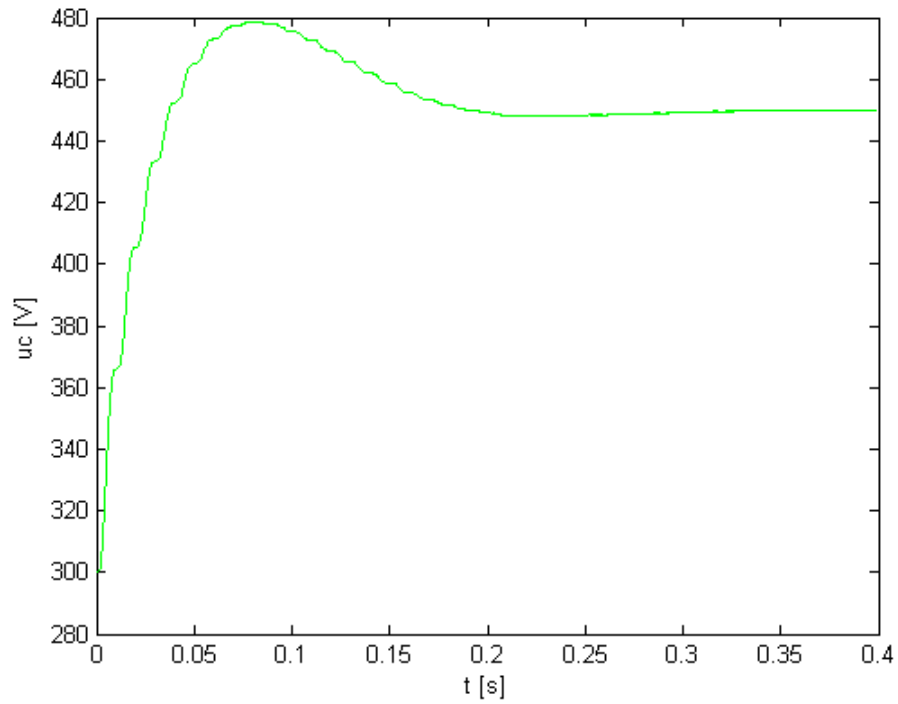
 $k_r = 5$

3.5 Simulační výsledky

Na obr. 22 – 27 jsou vidět výsledky simulace řízení napěťového pulzního usměrňovače přímou regulací proudu pomocí proporčně rezonančního regulátoru. Na obr. 22 je vidět průběh ustálení odebíraného proudu ze sítě i_s při změně výstupního napětí z hodnoty 300 V na hodnotu 450 V. Opět je na tomto obrázku zakreslen harmonický průběh napětí sítě u_s , který je z důvodu velikosti proudu zmenšen 10krát. Na obr. 23 je vidět průběh ustálení napětí na kondenzátoru ve stejnosměrném meziobvodu z počáteční hodnoty 300 V na požadovanou hodnotu napětí 450 V.

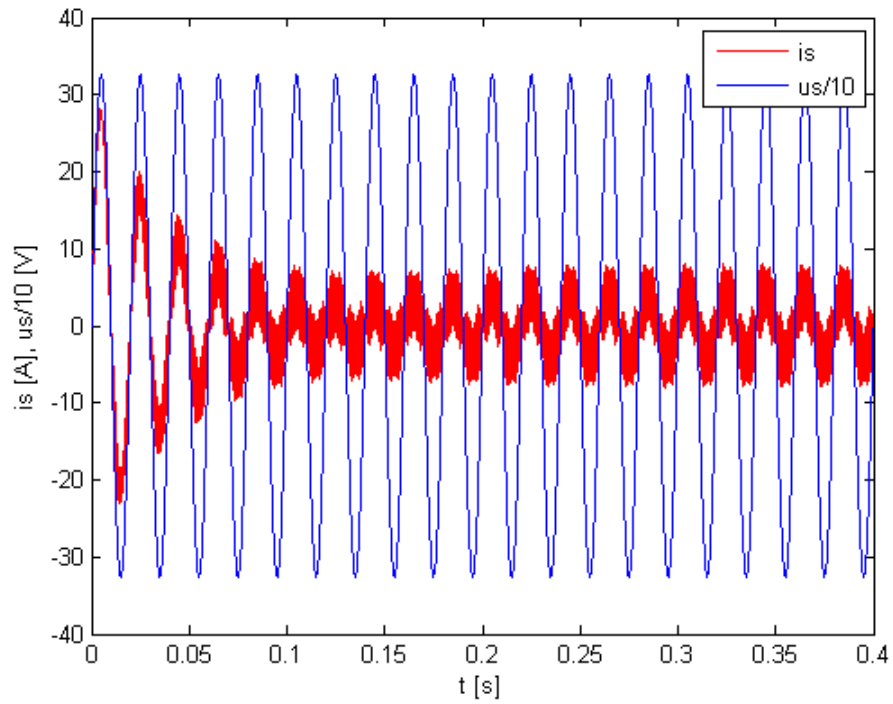


Obr. 22 Průběh ustálení proudu odebíraného ze sítě usměrňovačem ($i_z = 0 \text{ A}$)

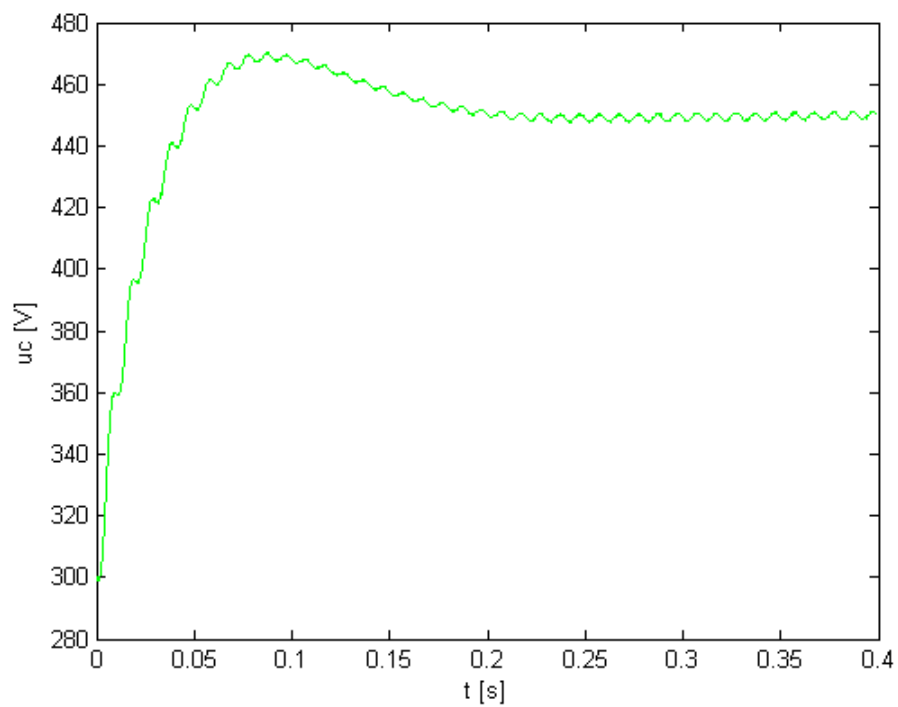


Obr. 23 Průběh ustálení napětí u_c na kondenzátoru ve stejnosměrném meziobvodu ($i_z = 0$ A)

Na obr. 24 je vidět průběh ustálení proudu odebíraného ze sítě i_s a na obr. 25 je vidět průběh ustálení napětí u_c ve stejnosměrném meziobvodu, pokud měnič zatížíme proudem $i_z = 1,5$ A.

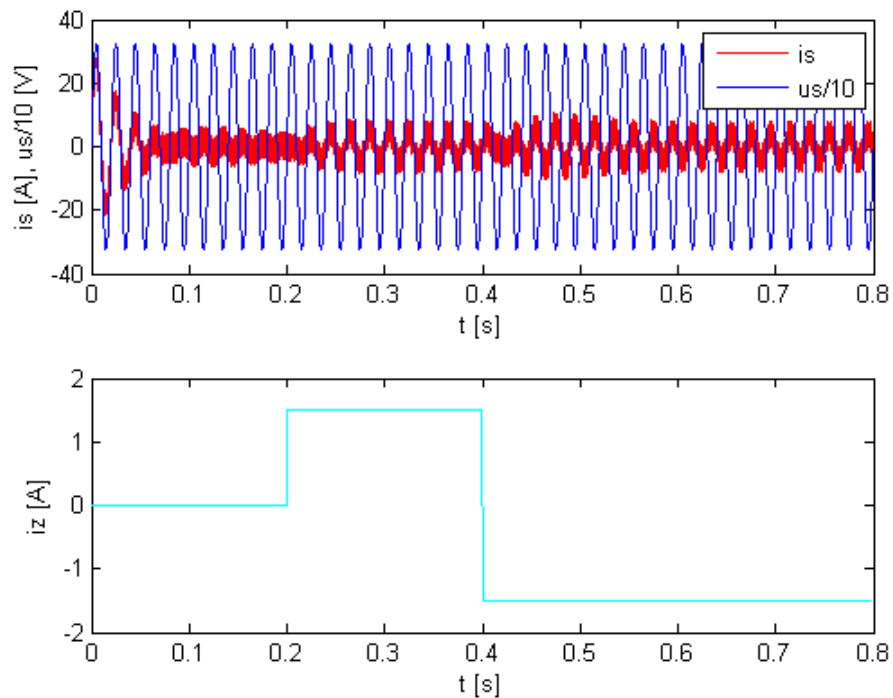


Obr. 24 Průběh proudu odebíraného ze sítě usměrňovačem ($i_z = 1,5 \text{ A}$)

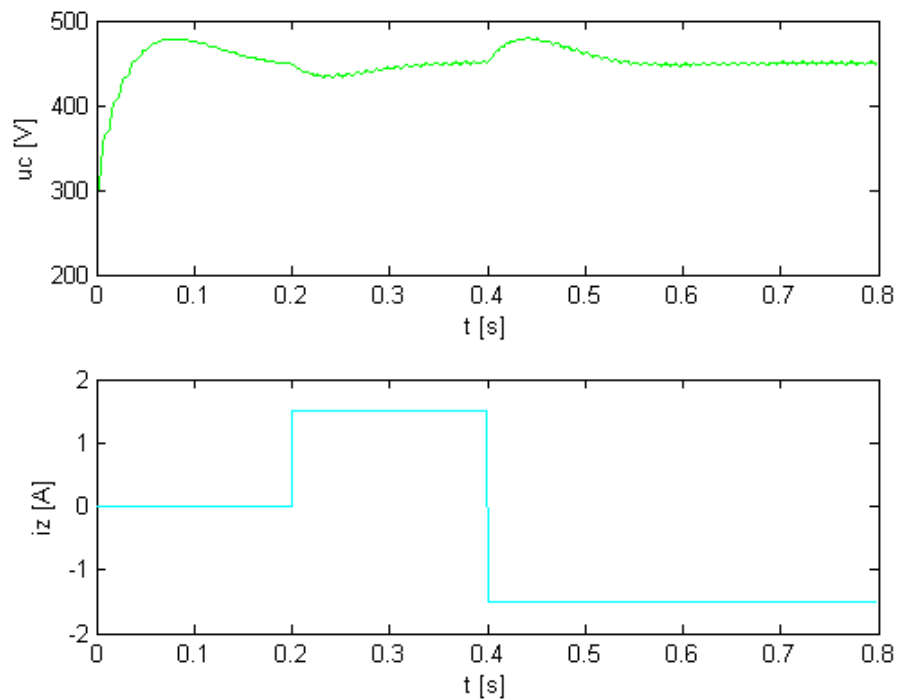


Obr. 25 Průběh ustálení napětí u_c na kondenzátoru ve stejnosměrném meziobvodu ($i_z = 1,5 \text{ A}$)

Na obr. 26 a 27 je vidět, jak se bude ustalovat proud odebíraný ze sítě pulzním usměrňovačem a jak se ustálí napětí na kondenzátoru ve stejnosměrném meziobvodu, pokud skokově zatížíme měnič proudem i_z . V čase $t = 0,2$ s dojde k zatížení měniče proudem $i_z = 1,5$ A a v čase $t = 0,4$ s dojde ke skokové změně zatížení měniče proudem opačného směru na $i_z = -1,5$ A.

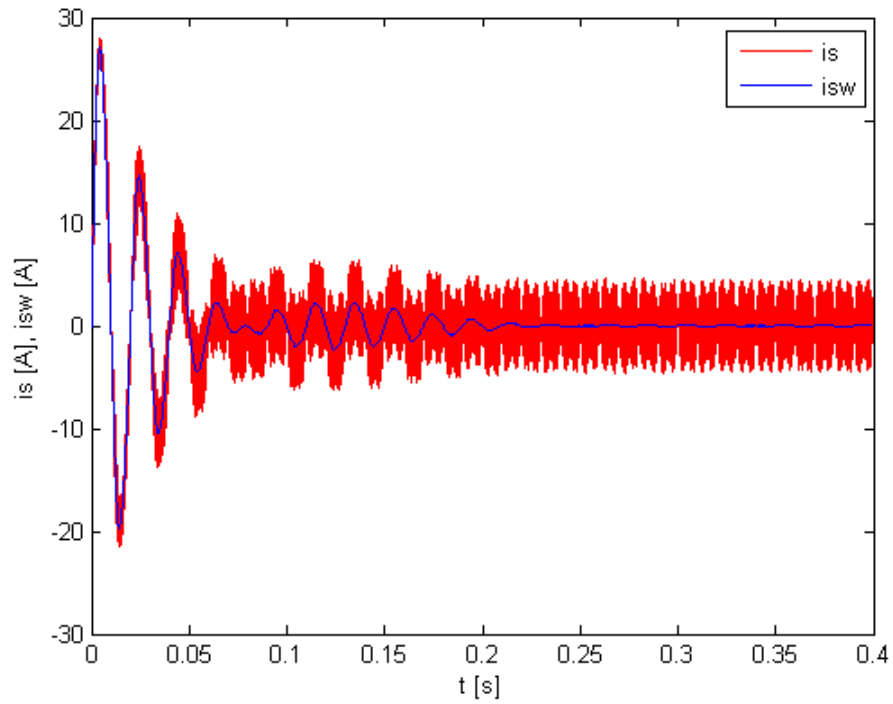


Obr. 26 Průběh ustálení proudu odebíraného ze sítě při skokové změně zatížení měniče

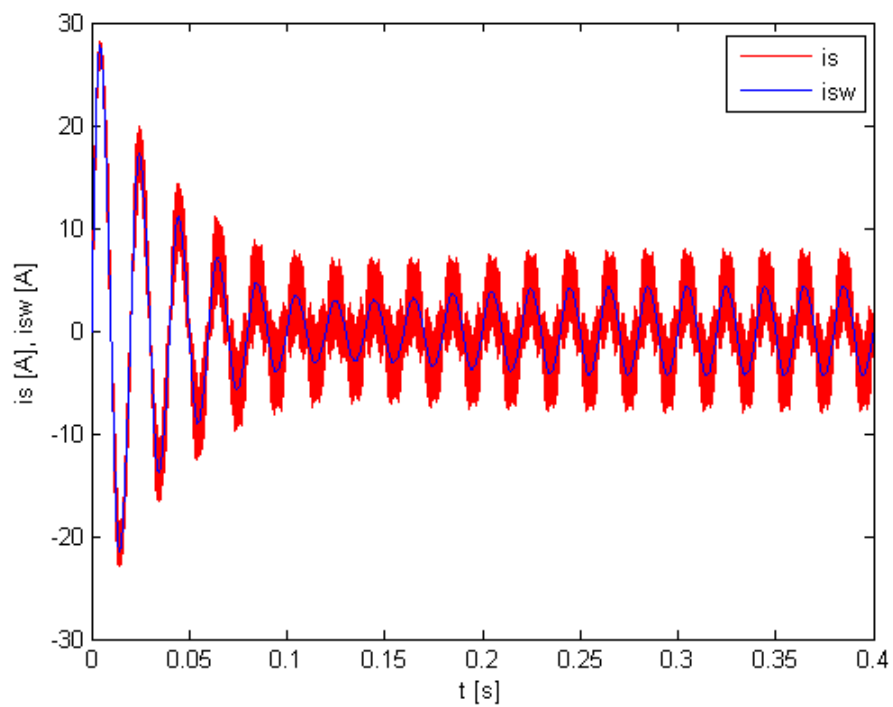


Obr. 27 Průběh ustálení napětí na kondenzátoru při skokové změně zatížení měniče

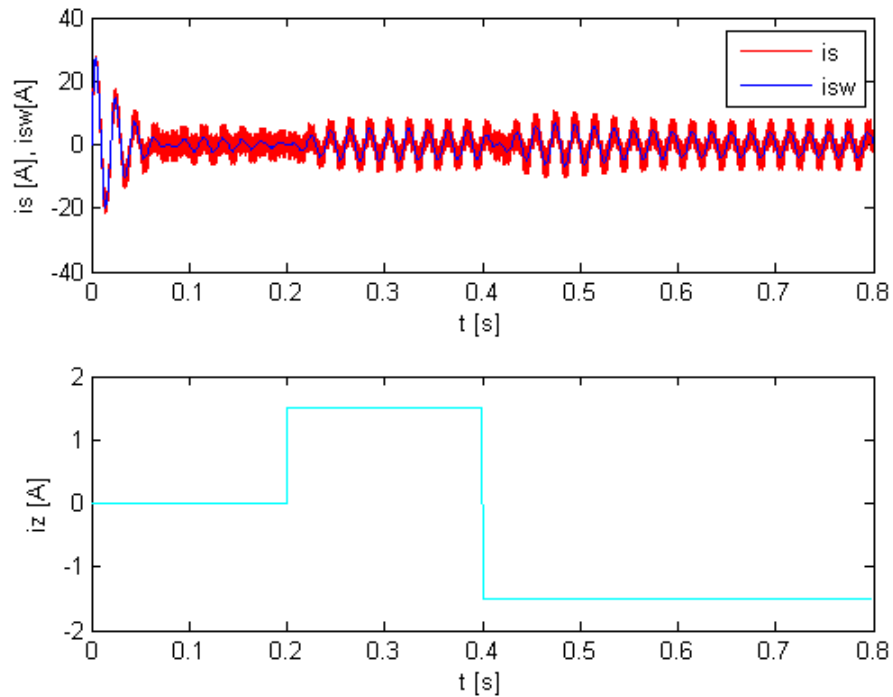
Pro zajímavost bychom dále mohli uvést srovnání průběhu skutečného proudu odebíraného ze sítě i_s a průběhu požadované hodnoty proudu odebíraného ze sítě i_{sw} . Na obr. 28 je vidět průběh těchto proudů, pokud je měnič nezatížený, na obr. 29 jsou vidět průběhy při zatížení měniče a na obr. 30 jsou vidět průběhy požadovaného a skutečného proudu při skokové změně zatížení měniče.



Obr. 28 Průběh odebíraného a požadovaného proudu ($i_z = 0$ A)

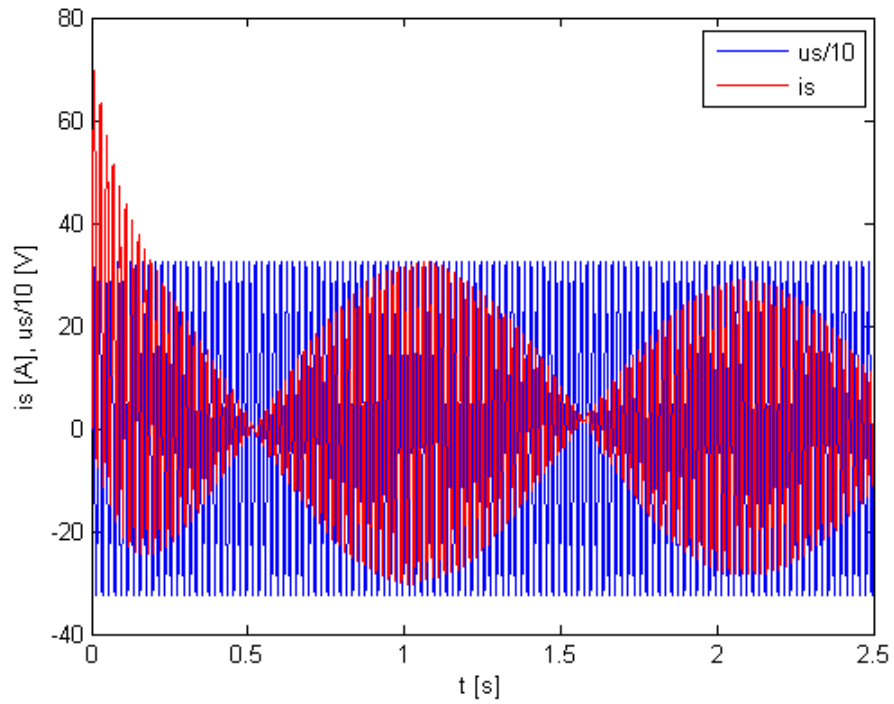


Obr. 29 Průběh odebíraného a požadovaného proudu ($i_z = 1,5$ A)

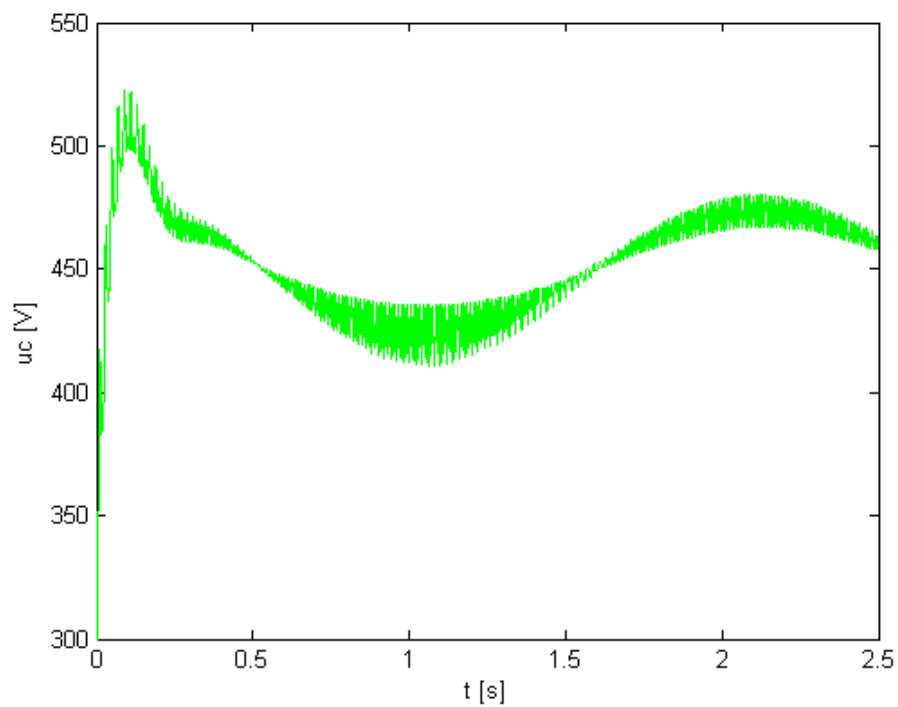


Obr. 30 Průběh odebíraného a požadovaného proudu při skokové změně zatížení měniče

Dalšími zajímavými průběhy jsou průběhy reakce řízení na úmyslně zavedenou chybu při estimaci napětí. To znamená, že signál u_{v_estim} , který je vypočten z matematického modelu výkonového obvodu měniče bude chybný. Na obr. 31 je zachycený průběh odebíraného proudu ze sítě usměrňovačem. Na obr. 32 je vidět průběh napětí na kondenzátoru ve stejnosměrném meziobvodu.



Obr. 31 Průběh odebíraného proudu ze sítě při úmyslné chybě estimace napětí



Obr. 32 Průběh napětí na kondenzátoru při úmyslné chybě estimace napětí

Z průběhů odebíraného proudu ze sítě je vidět, že pokud bychom úmyslně zavedli chybu estimace napětí, proud odebíraný ze sítě by se neustálil. Tento proud by nebyl ani ve fázi s napájecím napětím. Z obr. 32 je vidět, že při změně napětí z původních 300 V na požadovanou hodnotu 450 V na kondenzátoru ve stejnosměrném meziobvodu, by se napětí na požadované hodnotě neustálilo.

3.6 Zhodnocení řízení

- Výhodou je možnost přímé regulace proudu odebíraného ze sítě
- Odebíraný proud ze sítě je prakticky sinusový a je ve fázi s napětím sítě
- Dobré dynamické vlastnosti – rychlé ustálení napětí na kondenzátoru u_c a proudu odebíraného ze sítě i_s při skokové změně zatížení měniče

Závěr

Cílem této práce bylo popsat možnosti řízení napěťového pulzního usměrňovače. Popsány byly dvě možnosti řízení měniče. První bylo popsáno řízení pulzního usměrňovače založené na regulaci úhlu ε . Jako druhý typ řízení pulzního usměrňovače bylo uvedeno řízení založené na přímé regulaci odebíraného proudu ze sítě pomocí proporčně rezonančního regulátoru. Oba dva uvedené typy řízení byly následně aplikovány na sestavený simulační model napěťového pulzního usměrňovače. Dále byly také prezentovány výsledky simulací.

Výhodou obou popisovaných řízení je, že odebírají prakticky sinusový proud ve fázi s napětím sítě. Pokud bychom měli srovnat oba popisované způsoby řízení mezi sebou, ze simulačních výsledků bychom mohli říci, že řízení založené na přímé regulaci odebíraného proudu proporčně rezonančním regulátorem má daleko lepší dynamické vlastnosti, než řízení založené na regulaci úhlu ε (proud odebíraný ze sítě a napětí na kondenzátoru ve stejnosměrném meziobvodu se při změně zatížení měniče ustálí daleko rychleji). Další výhodou řízení, založeném na přímé regulaci proudu odebíraného ze sítě, je právě možnost přímé regulace odebíraného proudu ze sítě.

Použitá literatura

- [1] ZEMAN, Karel, Zdeněk PEROUTKA a Martin JANDA. Automatická regulace pohonů s asynchronními motory. Plzeň: ZČU v Plzni, 2004.
- [2] VONDRÁŠEK, František. Výkonová elektronika, svazek III: Měníče s vlastní komutací a bez komutace. Plzeň: ZČU v Plzni, 2003.
- [3] BLAHNÍK, Vojtěch. Algoritmy řízení a regulace sestavy trakčního měniče se středofrekvenčním transformátorem. Plzeň, 2011. Disertační práce. ZČU v Plzni. Vedoucí práce Zdeněk Peroutka.
- [4] ZEMAN, Martin. Jednofázový pulzní usměrňovač. Plzeň, 2008. Diplomová práce. ZČU v Plzni. Vedoucí práce Zdeněk Peroutka.
- [5] BLAHNÍK, Vojtěch a Zdeněk PEROUTKA. Řízení jednofázového pulzního usměrňovače pomocí proporčně rezonančního regulátoru proudu - simulační výsledky. Plzeň, 2008. Výzkumná zpráva č. 22160 - 34 - 07. ZČU v Plzni.
- [6] SEDLÁČEK, Pavel. Regulace výstupního napětí pulzního usměrňovače. Plzeň, 2005. Diplomová práce. ZČU v Plzni. Vedoucí práce Zdeněk Peroutka.