

**ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI**

**FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ**

**Katedra elektromechaniky a výkonové elektroniky**

**BAKALÁŘSKÁ PRÁCE**

**Jednofázový napěťový střídač**

## ZADÁNÍ BAKALÁŘSKÉ PRÁCE

(PROJEKTU, UMĚLECKÉHO DÍLA, UMĚLECKÉHO VÝKONU)

Jméno a příjmení: **Jan DUDA**  
Osobní číslo: **E13B0319P**  
Studijní program: **B2612 Elektrotechnika a informatika**  
Studijní obor: **Elektrotechnika a energetika**  
Název tématu: **Jednofázový napěťový střídač**  
Zadávací katedra: **Katedra elektromechaniky a výkonové elektroniky**

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

1. Sestavte simulační model jednofázového napěťového střídače.
2. Navrhněte regulační algoritmus pro řízení proudu.
3. Ověřte chování navrženého řízení na simulačním modelu.

Rozsah grafických prací: **podle doporučení vedoucího**  
Rozsah kvalifikační práce: **30 - 40 stran**  
Forma zpracování bakalářské práce: **tištěná/elektronická**  
Seznam odborné literatury:

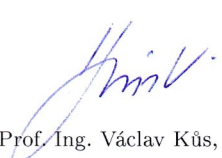
**Student si vhodnou literaturu vyhledá v dostupných pramenech podle doporučení vedoucího práce.**

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

Datum zadání bakalářské práce: **15. října 2015**  
Termín odevzdání bakalářské práce: **2. června 2016**

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



  
Prof. Ing. Václav Kůs, CSc.  
vedoucí katedry

V Plzni dne 15. října 2015

---

**Abstrakt**

Bakalářská práce se věnuje problematice optimální regulace jednofázového napěťového střídače za předpokladu připojení malé fotovoltaické elektrárny do rozvodné sítě. Jsou zde popsány základní principy PWM modulace a samotného jednofázového střídače. Hlavní pozornost je věnována regulaci jednofázového napěťového střídače pomocí proporcionálního (P), proporcionálně-integračního (PI) a proporcionálně-rezonančního regulátoru (PR). Regulace je odladěna pro zátěž typu RL a následně za použití dopředné kompenzace i pro zátěž typu RL u<sub>sítě</sub>. V poslední části bakalářské práce jsou zhodnoceny výsledky regulací.

**Klíčová slova**

1-f napěťový střídač, regulace napěťového střídače, zjednodušená dopředná kompenzace, komutace, PR regulátor, PI regulátor, P regulátor, PLECS, PWM modulace

---

**Abstract**

The bachelor thesis focuses on optimal regulation of single-phase voltage inverter, assuming that there is connection between small photovoltaic power plant and the grid. It describes the principles of PWM modulation and single-phase inverter itself. The main attention is dedicated to regulation of single-phase voltage inverter through a proportional (P), proportional-integral (PI) and proportional-resonant controller (PR). The regulation is tuned for the RL type of load and then using the feedforward path for the RL  $u_{\text{grid}}$  type of load. In the last part of this thesis results of the regulations are evaluated.

**Key words**

Single-phase voltage inverter, regulation of voltage inverter, simplified feedforward path, commutation, P regulator, PI regulator, PR regulator, PLECS, PWM modulation

---

## **Prohlášení**

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

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



.....  
podpis

V Plzni dne 1.6.2016

Jan Duda

## **Poděkování**

Tímto bych rád poděkoval vedoucímu bakalářské práce Ing. Vojtěchu Blahníkovi, Ph.D. za cenné profesionální rady, připomínky a metodické vedení práce.

## Obsah

<b>Seznam symbolů a zkratk</b> .....	<b>9</b>
<b>Úvod</b> .....	<b>10</b>
<b>1 Cíle práce a metodika řešení</b> .....	<b>11</b>
<b>2 Základní přehled topologií a regulačních algoritmů</b> .....	<b>12</b>
<b>2.1 Topologie zapojení jednofázového napěťového střídače</b> .....	<b>12</b>
<b>2.2 Základní používané regulace</b> .....	<b>13</b>
2.2.1 P regulace .....	13
2.2.2 PI regulace .....	14
2.2.3 PR regulace .....	14
<b>3 Jednofázový napěťový střídač</b> .....	<b>16</b>
<b>3.1 Komutace</b> .....	<b>16</b>
<b>3.2 Použití napěťového střídače</b> .....	<b>16</b>
<b>3.3 Jednofázový střídač v můstkovém zapojení</b> .....	<b>17</b>
<b>3.4 Modulace napěťového střídače</b> .....	<b>19</b>
3.4.1 PWM se současným vypínáním spínačů .....	19
3.4.2 PWM s nesoučasným vypínáním spínačů .....	21
<b>3.5 Síťová zátěž</b> .....	<b>22</b>
<b>4 Regulace RL zátěže</b> .....	<b>25</b>
<b>4.1 P a PI regulace pro RL zátěž</b> .....	<b>25</b>
4.1.1 Výběr vhodného zesílení P regulátoru .....	25
4.1.2 PI regulátor, volba vhodné konstanty přenosu .....	26
4.1.3 Porovnání P a PI regulace .....	28
<b>4.2 R a PR regulace pro RL zátěž</b> .....	<b>29</b>
4.2.1 R regulátor .....	29
4.2.2 PR regulátor .....	30
<b>4.3 Zhodnocení regulace RL zátěže</b> .....	<b>32</b>
<b>5 Regulace pro síťovou zátěž</b> .....	<b>34</b>



---

<b>5.1</b>	<b>Problematika dopředné kompenzace (Feedforward path).....</b>	<b>34</b>
<b>5.2</b>	<b>Regulátory pro síťovou zátěž.....</b>	<b>34</b>
5.2.1	P regulátor .....	34
5.2.2	PI regulátor .....	35
5.2.3	Regulátor R .....	36
5.2.4	Regulátor PR pro síťovou zátěž.....	38
5.2.5	Porovnání PR a PI regulace s dopřednou kompenzací a bez dopředné kompenzace .....	40
	<b>Závěr.....</b>	<b>43</b>
	<b>Seznam literatury a informačních zdrojů .....</b>	<b>45</b>
	<b>Přílohy.....</b>	<b>46</b>
	<b>Příloha A – výsledné zapojení v programu Simulink.....</b>	<b>46</b>

## Seznam symbolů a zkratk

$\omega_0$	úhlová rychlost základní harmonické řízeného signálu
$T_{RI}$	časová konstanta I složky PI regulátoru
DK	dopředná kompenzace
e	regulační odchylka
$e_i$	proudová regulační odchylka
f	frekvence
$f_1, f_3$	počet fází
$F_{res}$	přenos rezonančního regulátoru
GTO	tyristor s vypínatelným hradlem
IGBT	bipolární tranzistor s izolovaným hradlem
IGCT	tyristor s integrovanou řídicí elektrodou
$i_w$	fázový požadovaný proud
$i_z$	proměnný proud zátěži
$K_P$	proporcionální zesílení
$K_R$	rezonanční zesílení
L	indukčnost
MATLAB	matrix laboratory
P	proporcionální regulátor
PI	proporcionálně-integrační regulátor
PLECS	program pro sestavování a simulaci elektrických obvodů
PR	proporcionálně-rezonanční regulátor
PWM	šířková pulzní modulace
R	rezonanční regulátor / odpor
RL	zátěž typu odpor-indukčnost
s	Laplaceův operátor
ss	stejnoseměrný
u	okamžitá hodnota napětí
$U_d$	napětí zdroje
$u_i$	okamžitá hodnota napětí za P regulátorem
$u_p$	okamžitá hodnota napětí za I regulátorem
$u_R$	okamžitá hodnota napětí za R regulátorem
$u_{sítě}$	fázové napětí sítě
$u_z$	napětí na zátěži
$V_x$	označený vypínatelných součástek, v našem případě tranzistorů IGBT
$V_{dx}$	označení zpětné diody k příslušnému x-tému IGBT.

## Úvod

V dnešní době jsou z důvodu bezpečnosti a zabezpečení dodávek elektrické energie do míst, kde je zapotřebí neustále i při výpadcích proudu, jako jsou nemocnice, serverové místnosti, letiště či přímo elektrárny, instalovány tzv. záložní zdroje. Jelikož energie může být uchovávána jen v omezeném množství a jen stejnosměrného charakteru, musí být k realizaci těchto záložních zdrojů použit napěťový střídač, který dokáže zastoupit jako zdroj střídavého proudu elektrorozvodnou síť.

Předkládaná práce je zaměřena na sestavení funkčního modelu napěťového jednofázového střídače v programu PLECS, jeho regulaci na zátěži typu RL a následně na regulaci zátěže typu RL  $u_{\text{sítě}}$ , což reprezentuje připojení malé fotovoltaické elektrárny do sítě. Fotovoltaická elektrárna je zdrojem ss napětí, tedy musí být použit střídač, aby tato energie mohla být dále přenášena elektrorozvodnou sítí.

V první kapitole je text rozdělen na cíle, které by měla práce přinést. V dalším kroku je popsáno pár základních topologií zapojení napěťového střídače a jsou zde představeny základní regulační algoritmy, použité při samotném řešení. Následující kapitola se zabývá obecným popisem napěťového střídače, jeho použitím a modulací pro současné a nesoučasné vypínání spínacích prvků, to vše pro problematiku RL zátěže. Závěrem této kapitoly je ukázáno, jak by samotná PWM modulace vypadala při připojení jednofázového napěťového střídače jako jednofázový zdroj proudu do sítě (zátěž RL  $u_{\text{sítě}}$ ).

Hlavní část této práce je věnována algoritmům řízení pomocí proporcionálního (P), proporcionálně-integračního (PI) a proporcionálně-rezonančního regulátoru (PR). Z počátku kapitoly se práce zabývá samotným výběrem vhodného zesílení P regulátoru ( $K_P$ ), určením regulační odchylky I složky PI regulátoru ( $T_{RI}$ ). Následně je představena činnost samostatného regulátoru R, a jeho modifikace regulátoru PR. U regulátoru PR je pro stejné zesílení  $K_P$  představeno několik řešení s různým rezonančním zesílením ( $K_R$ ). To vše odladěno pro RL zátěž, s výsledným porovnáním nejlepších regulací. Následně je tato problematika rozšířena na zátěž typu RL  $u_{\text{sítě}}$  pro námi vybrané parametry regulátorů s porovnáním při použití zjednodušené dopředné kompenzace, která je zde také popsána.

## 1 Cíle práce a metodika řešení

Cílem bakalářské práce je sestavit simulační model jednofázového napěťového střídače. Dále navrhnout vhodné regulační obvody a určit výhody a nevýhody jednotlivých řešení pro zátěž typu RL. Nakonec ověřit chování jednofázového napěťového střídače pracujícího jako jednofázový zdroj proudu připojený do sítě (zátěž typu RL  $u_{\text{sítě}}$ ).

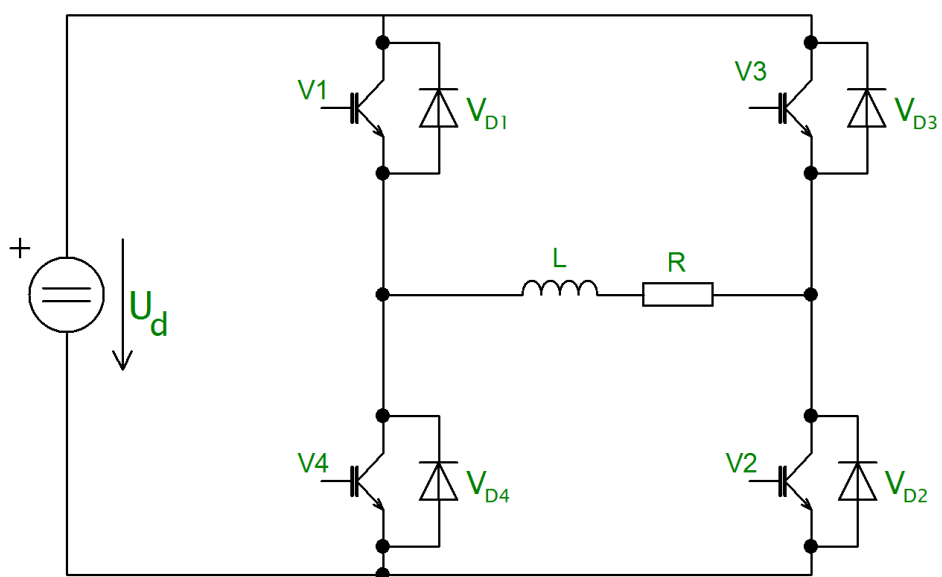
Na začátku práce jsou popsány známé topologie jednofázového napěťového střídače a základní algoritmy používané pro regulaci jednofázových střídačů. V dalším kroku jsou vysvětleny základy použití a pojmy jako je komutace, základní funkce napěťového střídače, popis možného řízení a následné použití dvou řešení PWM modulace. Závěrem této kapitoly je znázornění chování střídače bez regulace pro zátěž typu RL  $u_{\text{sítě}}$ .

Hlavní část práce se zabývá návrhem a analýzou algoritmů řízení napěťového střídače za předpokladu odladění parametrů nejprve pro RL zátěž a následně pro zátěž typu RL  $u_{\text{sítě}}$ . Jsou zde navrženy a analyzovány tři varianty regulátorů: regulace P, regulace PI, regulace PR. V závěru práce jsou pak zhodnoceny výsledky jednotlivých simulací, včetně regulace, která vyšla nejlépe pro problematiku jak RL, tak síťovou zátěž.

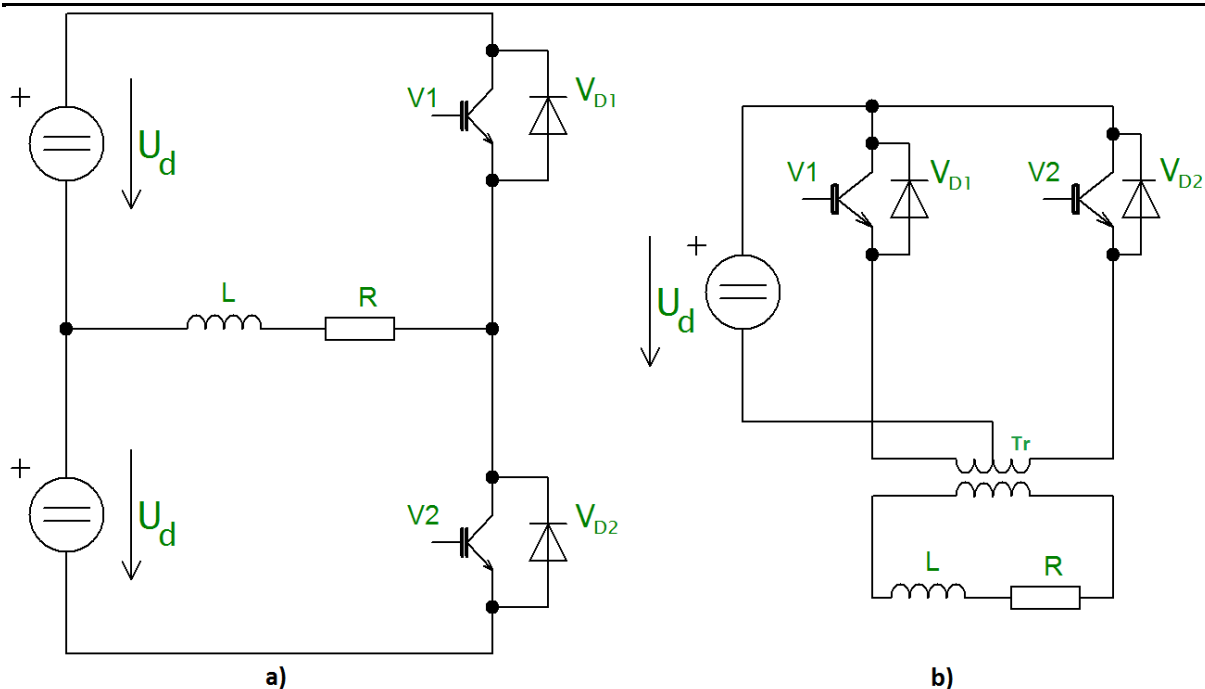
## 2 Základní přehled topologií a regulačních algoritmů

### 2.1 Topologie zapojení jednofázového napěťového střídače

Možností zapojení jednofázového napěťového střídače existuje hned několik. Jako příklad budou uvedena tři zapojení, můstkové (obr. 2.1), polomůstkové (obr. 2.2a) a uzlové (obr. 2.2b).



Obr. č.2.1: Schématické zapojení 1f napěťového střídače v můstkovém zapojení



Obr. č.2.2: Schématické zapojení 1f napěťového střídače  
 a) polomůstkové b) uzlové zapojení

Zapojení polomůstkové i uzlové obsahují oproti můstkovému jen dvě vypínatelné součástky, čímž se zjednodušuje jejich řízení. Také cena za vypínatelné součástky je příznivější. Nevýhodou polomůstkového zapojení je, že zdroj napětí musí mít vyvedený střed. Uzlové zapojení tento problém nemá, ale jeho nevýhodou je zase fakt, že se neobejde bez speciálního transformátoru na straně zátěže.

## 2.2 Základní používané regulace

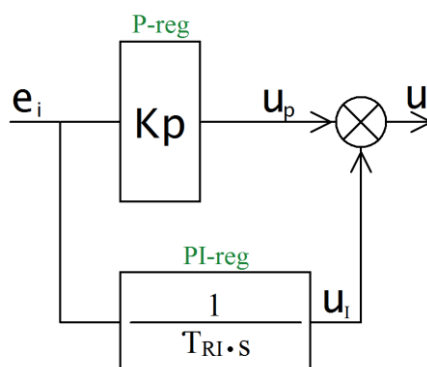
### 2.2.1 P regulace

Tento typ regulace využívá nejjednodušší typ lineárního regulátoru, regulátor P neboli proporcionální. Vstupní veličinou regulátoru je takzvaná regulační odchylka ( $e$ ), v tomto případě regulační odchylka proudu ( $e_i = i_w - i_z$ ). Výstupní veličinou regulátoru je akční veličina ( $u$ ), která je základem řídicího (modulačního) signálu střídače. Při použití tohoto řešení dochází k problému s trvalou regulační odchylkou, kterou regulátor typu P sám o sobě nedokáže odstranit. Čím větší zesílení zvolíme, tím strměji bude narůstat křivka proudu, ale naopak vzroste zvlnění.

### 2.2.2 PI regulace

Regulace využívá proporcionálně-integrační (PI) regulátor, přidává k P složce ještě složku integrační, která je schopná zdokonalit regulaci přesně na požadovanou hodnotu, jelikož odstraňuje problém trvalé regulační odchylky u P regulátoru [1] .

Základní blokové schéma je uvedeno na obrázku č.2.3, kde regulační odchylka vstupuje do každého regulátoru zvlášť, z regulátorů jsou výstupem okamžité hodnoty akčních veličin ( $u_p$  a  $u_i$ ), které se dále sčítají v sumátoru.



Obr.č.2.3: Základní blokové schéma PI regulátoru se zakreslenými přenosy

### 2.2.3 PR regulace

Jedná se o regulaci využívající rezonanční (R) regulátor. Resonančního regulátoru je často využíváno v problematice harmonických signálů. Tyto signály se obecně špatně regulují konvenčními metodami, jako jsou P či PI regulátory. Ty jsou dobré k regulaci stejnosměrného proudu, ale příliš se nehodí k regulaci proudu (popř. napětí) střídavého. Jako řešení rezonančního regulátoru bylo vybráno řešení odvozené v práci [2] .

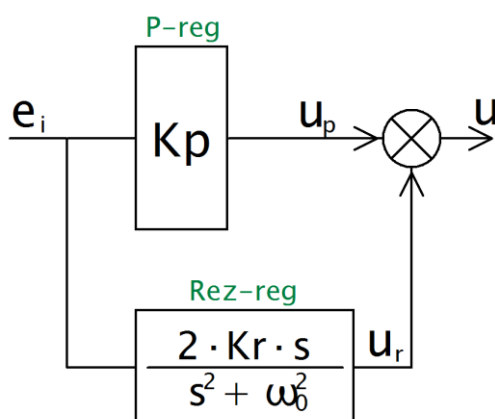
Tento jednoduchý regulátor slouží k regulaci harmonického průběhu na přesně dané frekvenci (filtr typu pásmová propust na jednu frekvenci). Přenos rezonančního bloku je následující:

$$F_{res} = \frac{2 \cdot K_r \cdot s}{s^2 + \omega_0^2}$$

Kde  $K_r$  je rezonanční zesílení,  $\omega_0$  je úhlová rychlost základní harmonické řízeného signálu a  $s$  je Laplaceův operátor.

V tomto případě je rezonanční regulátor (který má charakter integračního regulátoru modifikovaného pro sinusový signál jedné frekvence,  $f=50\text{Hz}$ ) vhodně doplněn o proporcionální člen, který zajišťuje dostatečnou dynamiku řízení, přičemž složka rezonanční nám zajistí přesné doregulování jak z hlediska velikosti amplitudy, tak fáze na požadovanou hodnotu proudu.

Základní blokové schéma je uvedeno na obrázku č.2.4, kde regulační odchylka vstupuje do každého regulátoru zvlášť, z regulátorů jsou výstupem okamžité hodnoty akčních veličin ( $u_p$  a  $u_r$ ), které se dále sčítají v sumátoru.



Obr.č.2.4: Základní blokové schéma PR regulátoru se zakreslenými přenosy



## 3 Jednofázový napěťový střídač

### 3.1 Komutace

Jedná se o polovodičový bezkontaktní měnič s vlastní komutací. To znamená, že zdroj komutačního napětí je umístěn ve vlastním obvodu. Podmínkou je, že měniče s vlastní komutací musí být opatřeny vypínatelnými součástkami. Pokud jsou jako vypínatelné součástky zvoleny tyristory, je nutné doplnit do obvodu doplňkové komutační obvody, které zabezpečí vypnutí tyristoru v libovolném okamžiku. U jednofázových napěťových střídačů a střídačů obecně se nejčastěji používají IGBT (Integrated Gate Bipolar Transistor), neboli bipolární tranzistor s izolovanou řídicí elektrodou, které lze v libovolném okamžiku vypnout i zapnout pomocí přivedení signálu na řídicí elektrodu izolovaného hradla.

### 3.2 Použití napěťového střídače

Napěťové střídače slouží k přeměně stejnosměrného napětí na napětí střídavé, kdy k tomuto jevu dochází prakticky bez časového zpoždění. Zdrojem napětí může být olověný akumulátor (baterie), nebo můžeme na stejnosměrnou stranu střídače nejprve připojit usměrňovač, který usměrňuje napětí ze sítě.

Napěťové střídače se dají použít pro fotovoltaické elektrárny, kdy fotovoltaické články slouží jako zdroj stejnosměrného napětí a střídač se stará o vytvoření střídavého proudu, který lze přivést do sítě. Zde je vhodné použít odrušovací (sinusový) filtr.

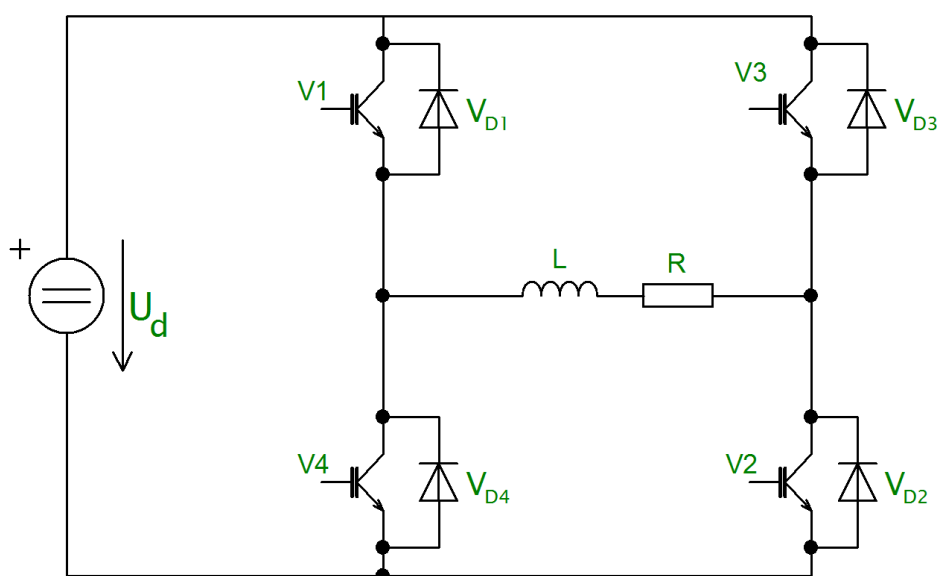
Napěťové střídače se běžně používají pro výkony až do stovek kW, při rozsahu frekvencí od desetin Hz až po stovky Hz [3].

Napěťové střídače se používají jako záskokové zdroje pro napájení důležitých střídavých spotřebičů z náhradních zdrojů (baterií) při výpadku napájení ze sítě. Dále se dají využívat k připojení fotovoltaických elektráren do elektrorozvodné sítě.

V této práci se předpokládá finální použití jednofázového napěťového střídače jako řízeného zdroje proudu, který umožňuje připojení malé fotovoltaické elektrárny jako jeden ze zdrojů elektrické sítě. Jednofázový střídač je volen za předpokladu malého příkonu

### 3.3 Jednofázový střídač v můstkovém zapojení

Můstkovému zapojení se také říká „H-můstek“ (obr. 3.1), protože svým tvarem připomíná písmeno H. Jedná se o čtyřkvadrantový pulzní měnič, který je nejčastěji využíván v praxi. Větve tohoto můstku jsou tvořeny antiparalelním spojením vypínatelných součástek a diod, tranzistory IGBT jsou označeny jako V1, V2, V3 a V4, zatímco zpětné diody jsou označeny  $V_{D1}$ ,  $V_{D2}$ ,  $V_{D3}$  a  $V_{D4}$ . Pokud bychom chtěli posílit schopnost zdroje napětí proti poklesu napětí, musel by k němu být paralelně přidán kondenzátor. Zdroj ss napětí  $U_d$  má hodnotu 500V.



Obr.3.1: Jednofázový střídač v můstkovém zapojení

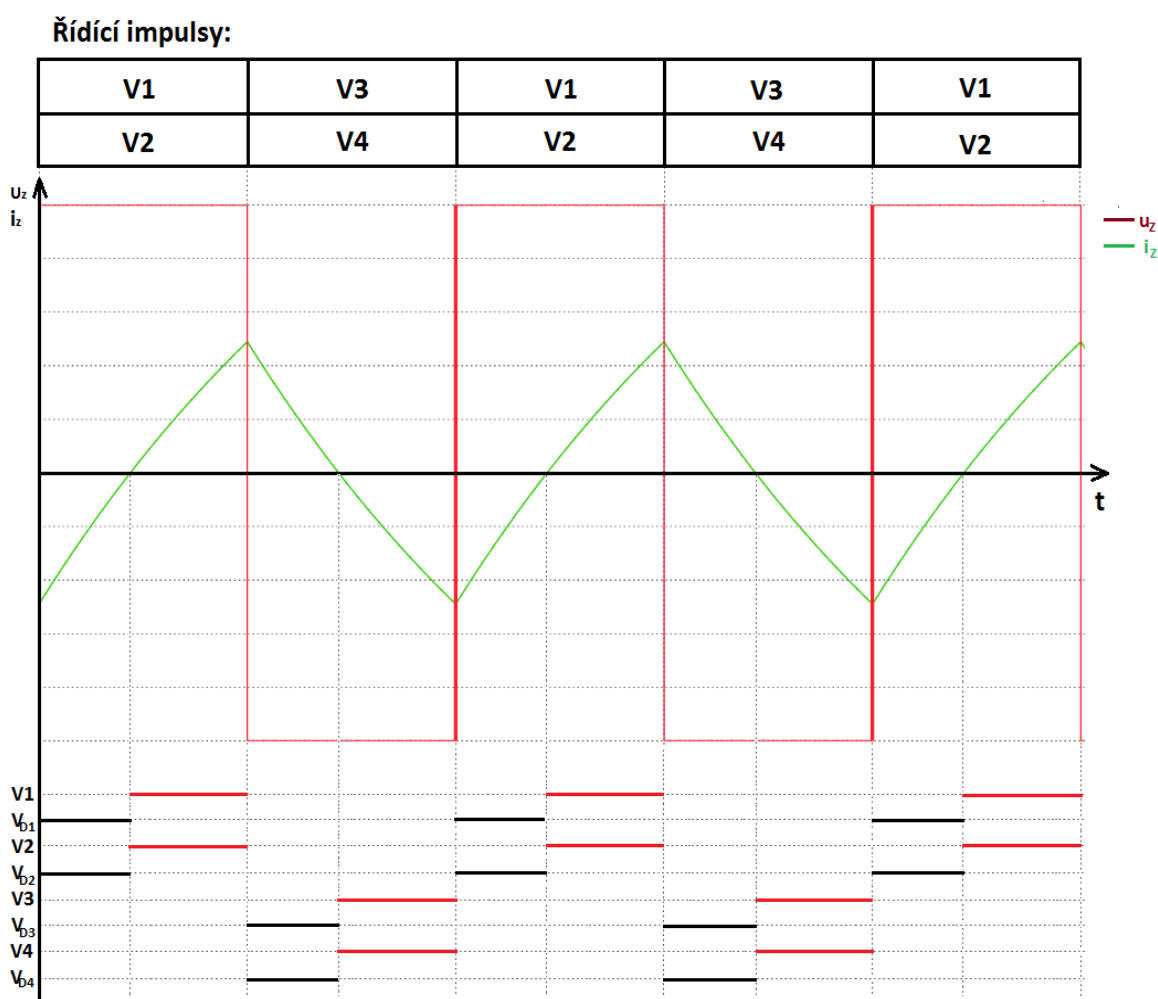
#### Zatížení odporem a indukčností:

Pro jednoduchost zapojení s čistě odporovou zátěží kdy se neúčastní vedení proudu zpětné diody vůbec, zde tato problematika nebude uváděna a prvním příkladem bude tedy zvolena RL zátěž, která bude uvažována ze začátku bakalářské práce.

Pokud zvolíme zátěž, která obsahuje indukčnost, nemůžeme vypnout a změnit polaritu součástek bez vzniku přepětí na této indukčnosti. Zde po průchodu proudu nulou se uzavírají spínací prvky a proud komutuje (uzavírá se) do jiného obvodu. Proud se tedy uzavírá po vypnutí

V1 a V2 skrz diody  $V_{D3}$  a  $V_{D4}$ , zároveň s tím dochází ke změně polarity napětí na svorkách spotřebiče a proud začne klesat. Jakmile průběh proudu projde nulou, sepnou tranzistory V3 a V4, které pokračují ve vedení proudu se stejnou polaritou. Stejný princip platí i po vypnutí V3 a V4, kde se proud uzavírá v opačné polaritě přes  $V_{D1}$  a  $V_{D2}$ . Podrobnější popis funkce tohoto zapojení lze najít v [3].

Pak mohou být průběhy zakresleny následovně:



Obr.č.3.2: Průběh proudu a napětí jednofázového střídače při obdélníkovém řízení za současného vypínání spínačů.

Aby bylo lépe odlišeno, kdy jsou sepnuty zpětné diody a kdy tranzistory IGBT, jsou tranzistory označeny červenou barvou a diody černě.

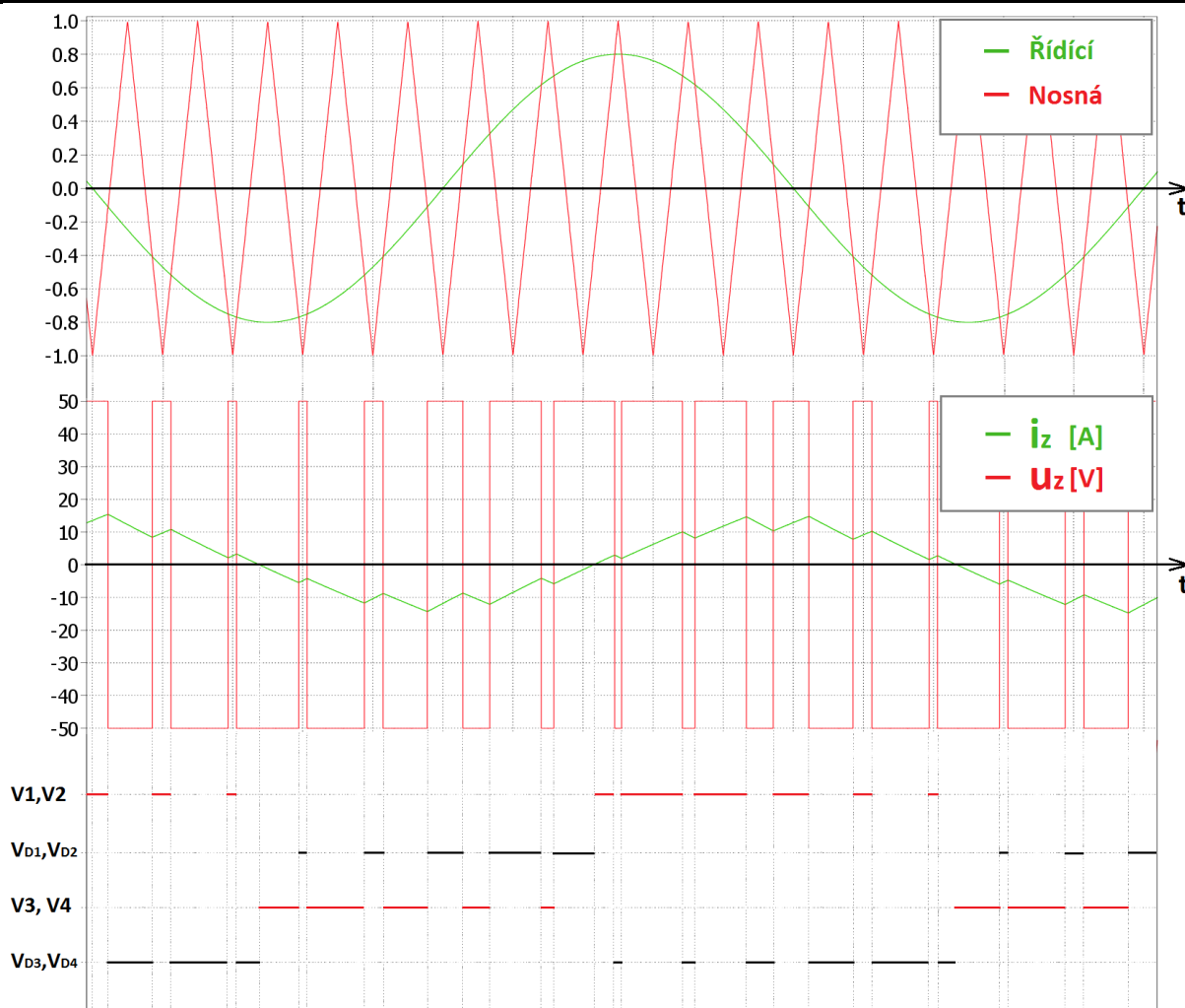
### 3.4 Modulace napěťového střídače

Pro modulaci napěťového střídače je používáno několik typů modulace (řízení):

- **Obdélníkové amplitudové** – signál se moduluje změnou velikosti amplitudy, šířka impulzů zůstává konstantní.
- **Obdélníkové šířkové** – amplituda zůstává konstantní, ale mění se šířka impulzů
- **Šířkové pulzní** – v jedné půlplně je několik pulzů s konstantní amplitudou, ale nastavitelnou šířkou pulzů.
- **Šířkově pulzně modulované** – neboli PWM modulace je založena na principu různé šířky ovládacích pulzů sepnutí, jedná se o nejpoužívanější modulaci v oboru pro napěťové střídače a dále bude podrobněji popsána.

#### 3.4.1 PWM se současným vypínáním spínačů

Na obrázku č.3.3 jsou průběhy PWM modulace, která byla nasimulována v prostředí Simulink za pomoci knihoven PLECS. Horní část obrázku znázorňuje pulzně šířkovou modulaci, kde nosný signál reprezentuje symetrická pila (o frekvenci 500Hz) a kde řídicí signál je sinusového průběhu o frekvenci 50 Hz. Pro přehlednější znázornění spínání prvků v obrázku 3.3, byla frekvence nosného signálu snížena z původních 2 kHz na již zmíněných 500Hz.



Obr.č.3.3: Průběhy výstupního proudu ( $i_z$ ) a napětí ( $u_z$ ) při PWM modulaci se současným spínáním prvků se znázorněním sepnutých prvků

Princip PWM modulace je následovný, pokud je řídicí signál větší než signál nosný, je na hradlo kladných vypínacích prvků (V1,V2) přiveden jednotkový signál. To zapříčiní jejich sepnutí. Na záporné prvky (V3,V4) není přiváděn žádný signál, prvky jsou rozpojeny. Při opačném stavu, kdy je řídicí signál menší, než signál nosný je tomu naopak.

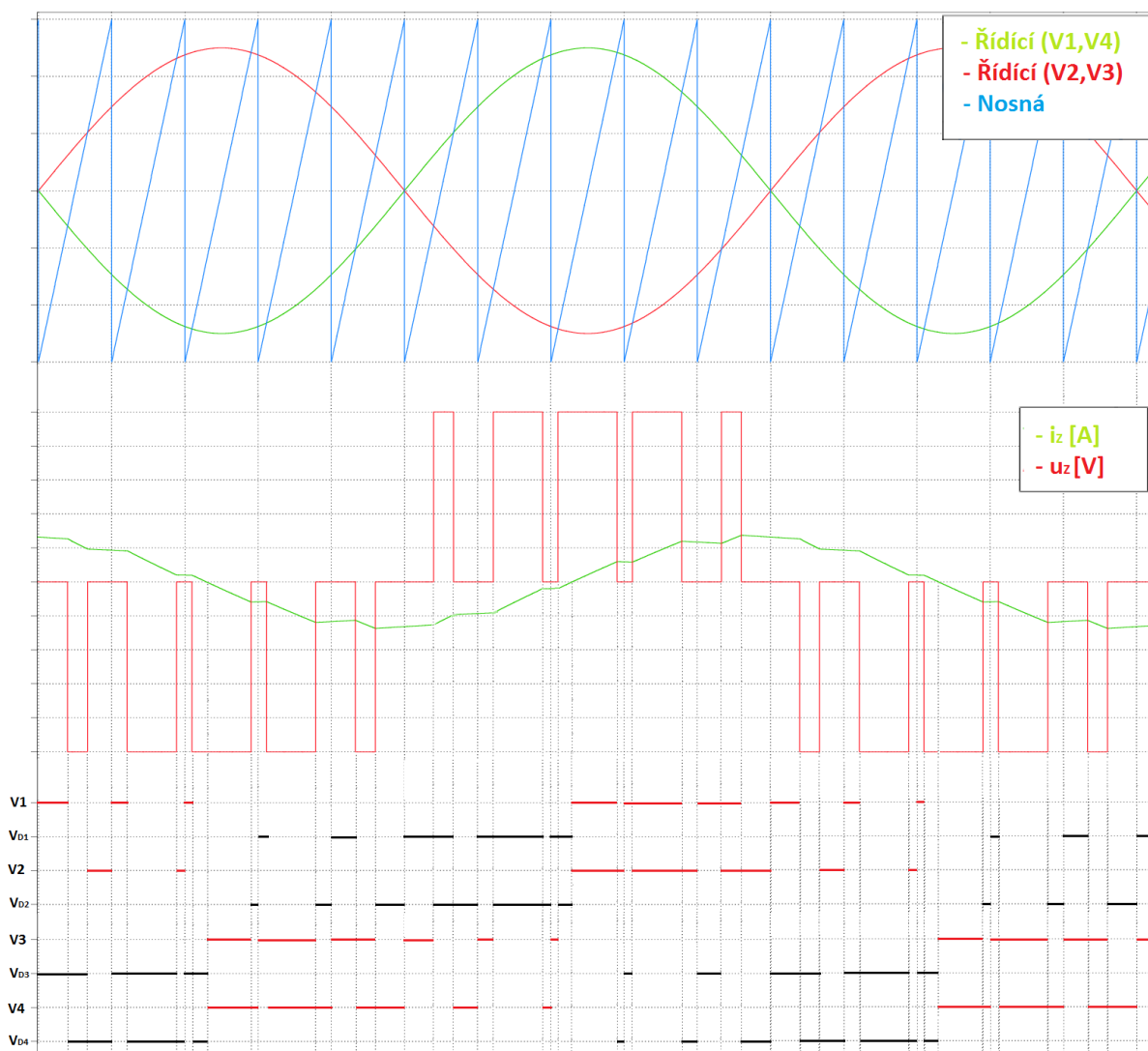
Výstupní napětí a proud můžeme vidět na prostředním průběhu, kde je patrné, že při sepnutých prvcích V1 a V2 proud narůstá. Při sepnutých prvcích V3 a V4 proud naopak klesá. Podle různé šířky pulzů si můžeme všimnout, že výsledný proud opisuje svým tvarem opět sinusový průběh, s tím rozdílem, že oproti řídicímu signálu je posunut přibližně o  $90^\circ$ .

Na spodní části obrázku je zvýrazněno spínání prvků, zda je sepnut tranzistor IGBT či jeho příslušná zpětná dioda. Pro přehlednější orientaci jsou sepnutí tranzistorů ve schématu zvýrazněny červenou barvou.

Řešení PWM modulace viz výše, je časté řešení udávané v literatuře, které je jednoduché na vysvětlení. Nejedná se o nejefektivnější řešení, jelikož výstupní proud chceme pokud možno ideálně vyhlazený. V tomto řešení je proud dosti zvlňný. Pro efektivnější a hladší přenos proudu je využívána modulace s nesoučasným vypínáním prvků.

### 3.4.2 PWM s nesoučasným vypínáním spínačů

Na obrázku č.3.4 je pro porovnání použita asymetrická pila, princip činnosti je naprosto stejný jako s pilou symetrickou a je popsán níže. Asymetrická pila je zde použita jako příklad další možnosti nosného signálu, obvykle je více využíváno pily symetrické.



Obr. č. 3.4: Průběhy výstupního proudu ( $i_z$ ) a napětí ( $u_z$ ) při PWM modulaci s nesoučasným spínáním prvků se znázorněním sepnutých prvků

Na horní části obrázku je zobrazena PWM modulace, ovšem již se dvěma řídicími signály,

kdy prvním řídicím signálem (zelený průběh) jsou spínány součástky V1 a V4. Druhým řídicím signálem je zabezpečeno spínání prvků V2 a V3. Pro oba signály platí stejná logika jako v předchozím případě. Je-li zelený signál větší než pila, je sepnut prvek V1. V opačném případě bude sepnut prvek V4. U červeného průběhu, který je posunut o  $180^\circ$  vůči zelenému, je spínání prvků následovné. Pokud je červený řídicí signál větší než nosná pila, dochází k sepnutí prvku V3, pokud je tomu naopak, dojde k sepnutí prvku V2.

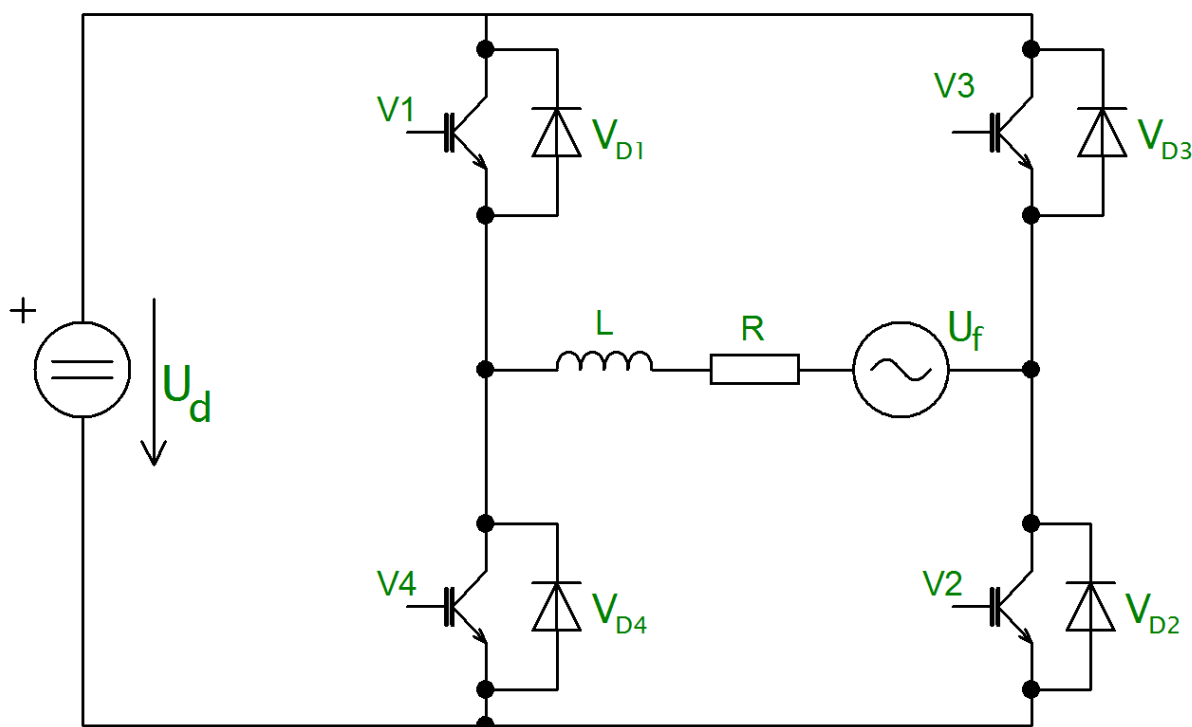
U PWM modulace s nesoučasným spínáním prvků je na první pohled patrné, že zvlnění výstupního proudu ( $i_z$ ) je lepší, než tomu bylo v předchozím případě.

Na prostřední části obrázku si můžeme všimnout, jaké napětí je na zátěži střídače. Oproti předchozímu případu je na první pohled patrné, že v záporné půlvlně proudu není nikdy sepnut střídač do kladné polarity. To je způsobeno faktem, že prvky V1 a V2 nejsou nikdy sepnuty současně. To samé platí pro kladnou polaritu proudu, kdy nikdy nesepnou prvky V3 a V4 současně.

Ve spodní části obrázku je zvýrazněno spínání jednotlivých prvků. Opět je barevně odlišeno, jestli je sepnut tranzistor IGBT, nebo jeho zpětná dioda (spínání tranzistorů je na obrázku vyznačeno červeně).

### 3.5 Síťová zátěž

Jak bylo na začátku práce uvedeno, je potřeba vyřešit problém připojení malé fotovoltaické elektrárny do sítě (1 fáze). Tato fázová zátěž je reprezentována odporem, indukčností a napětím sítě s efektivní hodnotou  $U_f=230V$ . Na obrázku č.3.5 si můžeme všimnout přidání napěťového zdroje do zátěže oproti RL zátěži.

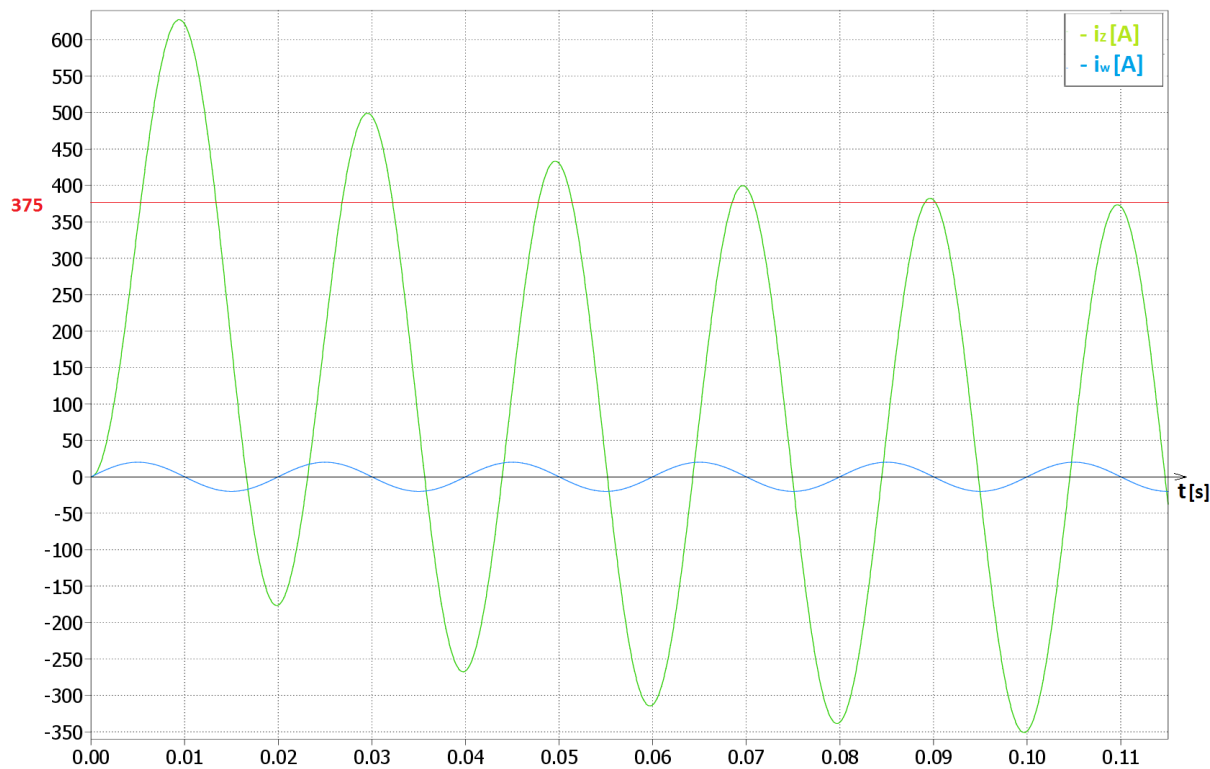


Obr.č.3.5: Schéma zapojení jednofázového napěťového střídače se síťovou zátěží (1 fázovou)

Jestliže chceme takto připojit zátěž typu RL u<sub>sítě</sub>, musíme brát v potaz, že střídač se na střídačové straně chová jako zdroj proudu. Pokud tento proudový zdroj připojíme do sítě, je nutné znát napětí sítě (proměnné) a vhodným způsobem řídit proud. Mezi proudem zdroje a sítě vzniká fázový posun. Za předpokladu nesplnění těchto podmínek, mohou v obvodu nastat proudové špičky, které poškodí měnič, a také jsou velice nežádoucí pro napájecí síť, do které se snažíme dodávat energii.

Na obr. č.3.6 je zobrazen průběh proudu zátěže ( $i_z$ ) v porovnání s požadovaným ( $i_w$ ) při zátěži RL u<sub>sítě</sub> reprezentující síť. Jsou zde vidět velké proudové špičky několikanásobně převyšující maximální požadovanou amplitudu proudu. V praxi by ale tento jev nemohl nastat, protože tak velký proudový ráz by vypla nadproudová ochrana, nebo v nejhorším případě by došlo ke zničení spínacích prvků střídače, které nejsou na tak velké proudové namáhání dimenzovány.





Obr.č.3.6: Průběh proudu na zátěži střídače ( $i_z$ ) v porovnání s požadovaným proudem ( $i_w$ )

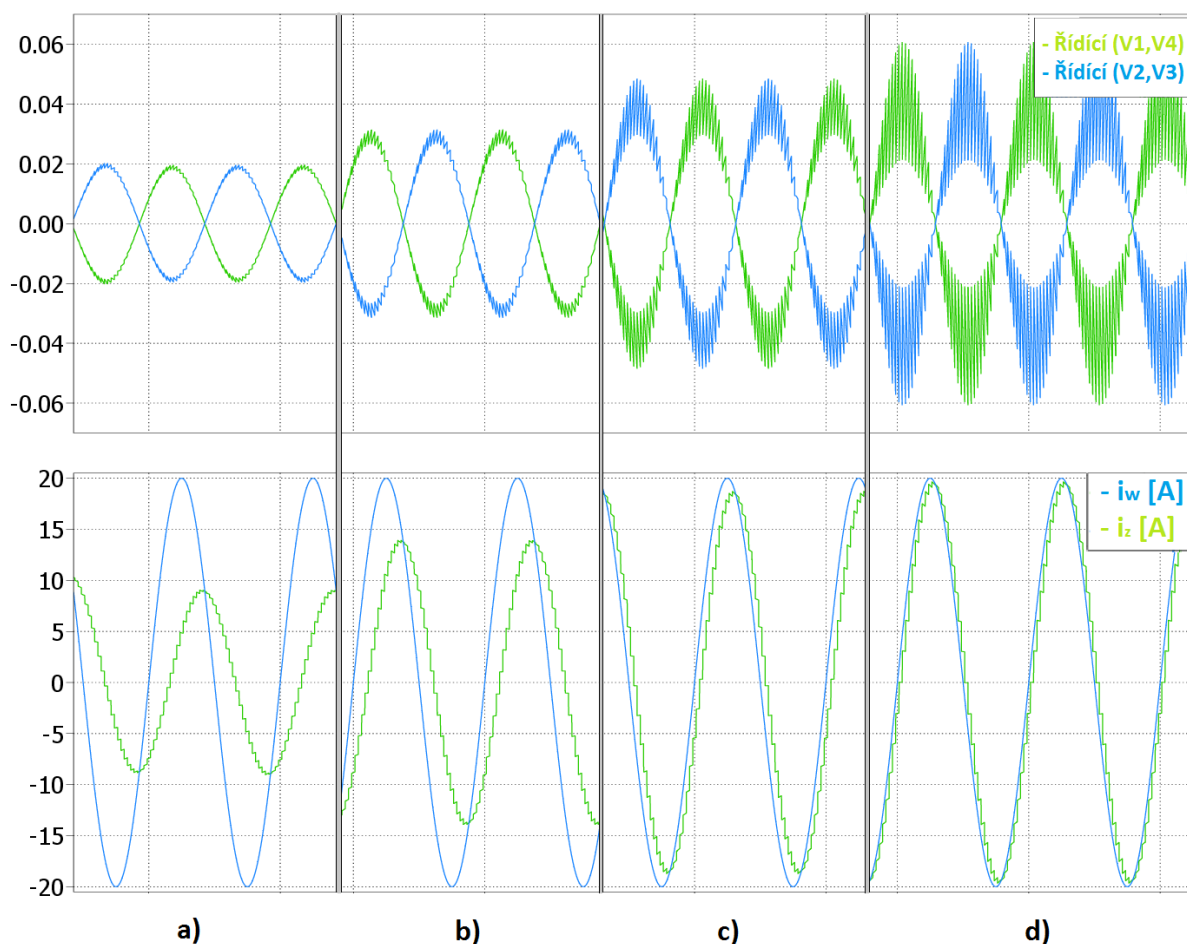
Z důvodů popsaných výše se proto musí zavést případná regulace, která hlídá proud v zátěži, a tím zabraňuje případným proudovým rázům.

## 4 Regulace RL zátěže

### 4.1 P a PI regulace pro RL zátěž

#### 4.1.1 Výběr vhodného zesílení P regulátoru

Pro určení správného zesílení proporcionálního regulátoru musíme v první řadě dbát na fakt, že vždy bude mít trvalou regulační odchylku. Z tohoto důvodu musíme najít kompromis mezi zvlněním řídicích signálů pulzně šířkové modulace a mezi menší či větší regulační odchylkou. Na obrázku č.4.1 je možné vidět rozdíly mezi několika zvolenými zesíleními proporcionálního regulátoru. Uvažovaná zátěž RL má hodnoty odporu  $R = 0,1\Omega$ ,  $L = 3\text{mH}$ . Z důvodu přehlednosti byla nosná pila PWM modulace odstraněna, stejně tak spínací napětí.



Obr. č. 4. 1: Průběhy řídicích impulsů a proudu na zátěži ( $i_z$ ) s porovnáním s požadovaným proudem ( $i_w$ ) při zesílení P regulátoru: a)  $K_P=0.5$  b)  $K_P=1$  c)  $K_P=3$  d)  $K_P=6$

Pokud se podíváme na obrázek, zjistíme, co se týče zesílení  $K_P=0.5$  (var. a), že regulátor není schopen se dostat ani na polovinu amplitudy požadovaného proudu. Navíc je výsledný proud fázově posunut vůči požadovanému o přibližně  $90^\circ$ . Výhoda tohoto zesílení je ve zvlnění

řídících průběhů.

U zesílení  $K_P=1$  se již projevuje mírné zvlnění řídících signálů PWM modulace. Z tohoto aspektu by zesílení vyhovovalo, ale výsledný proud má stále velkou regulační odchylku. Při uvedeném zesílení regulátoru proud zátěže stále vykazuje fázový posun.

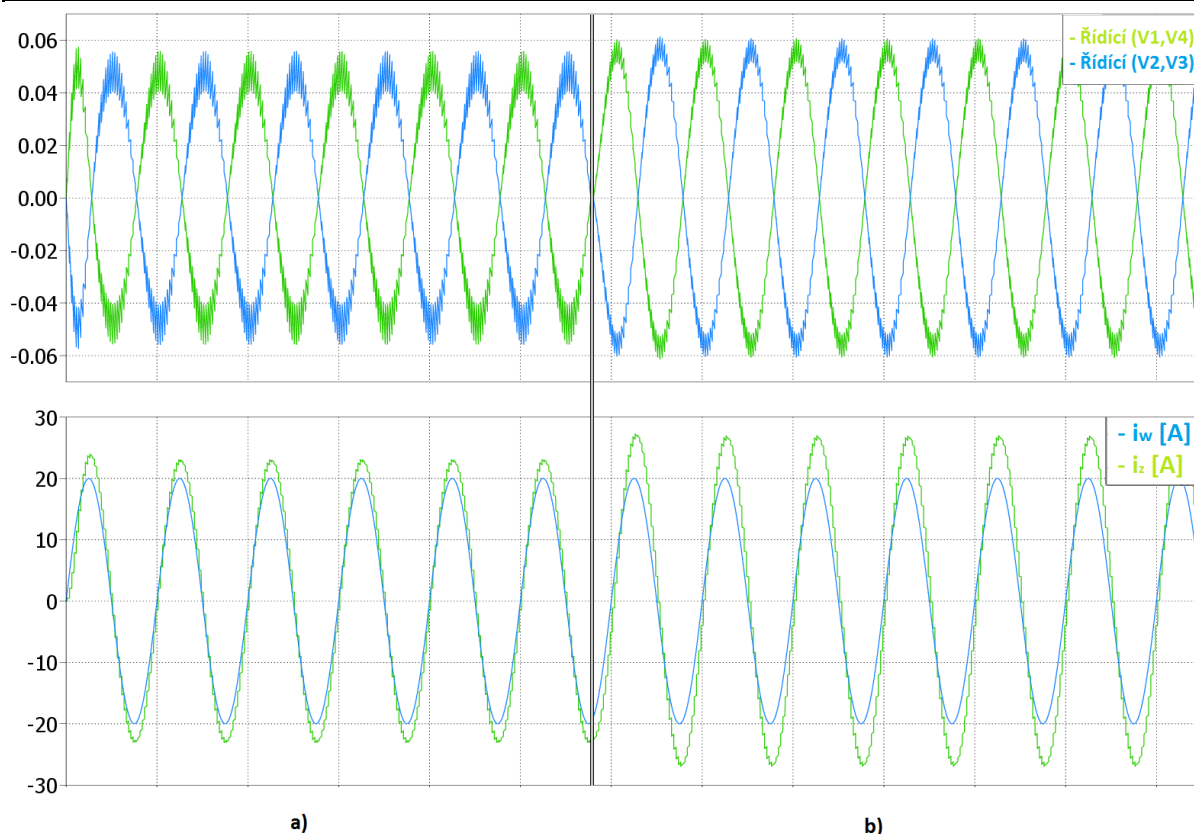
Dále pro zesílení  $K_P=3$  je situace opačná. Proud zátěže vykazuje menší regulační odchylku. Fázový posun mezi proudy je minimální. Problémem je zvlnění řídících signálů PWM modulace, které jsou značně zvlněny. A nejedná se tedy o signály, které bychom chtěli ideálně sinusového průběhu.

Pro zesílení  $K_P=6$ , je situace ohledně zvlnění řídících signálů PWM modulace znatelně horší než v předchozích případech, i když je fázový posun a regulační odchylka mezi proudy nejméně znatelná.

Z důvodů udaných výše, bylo zvoleno zesílení  $K_P=1$ . Hlavně z důvodu zvlnění řídících signálů PWM modulace, kdy pro potřeby této práce je ještě zvlnění tolerovatelné.

#### 4.1.2 PI regulátor, volba vhodné konstanty přenosu

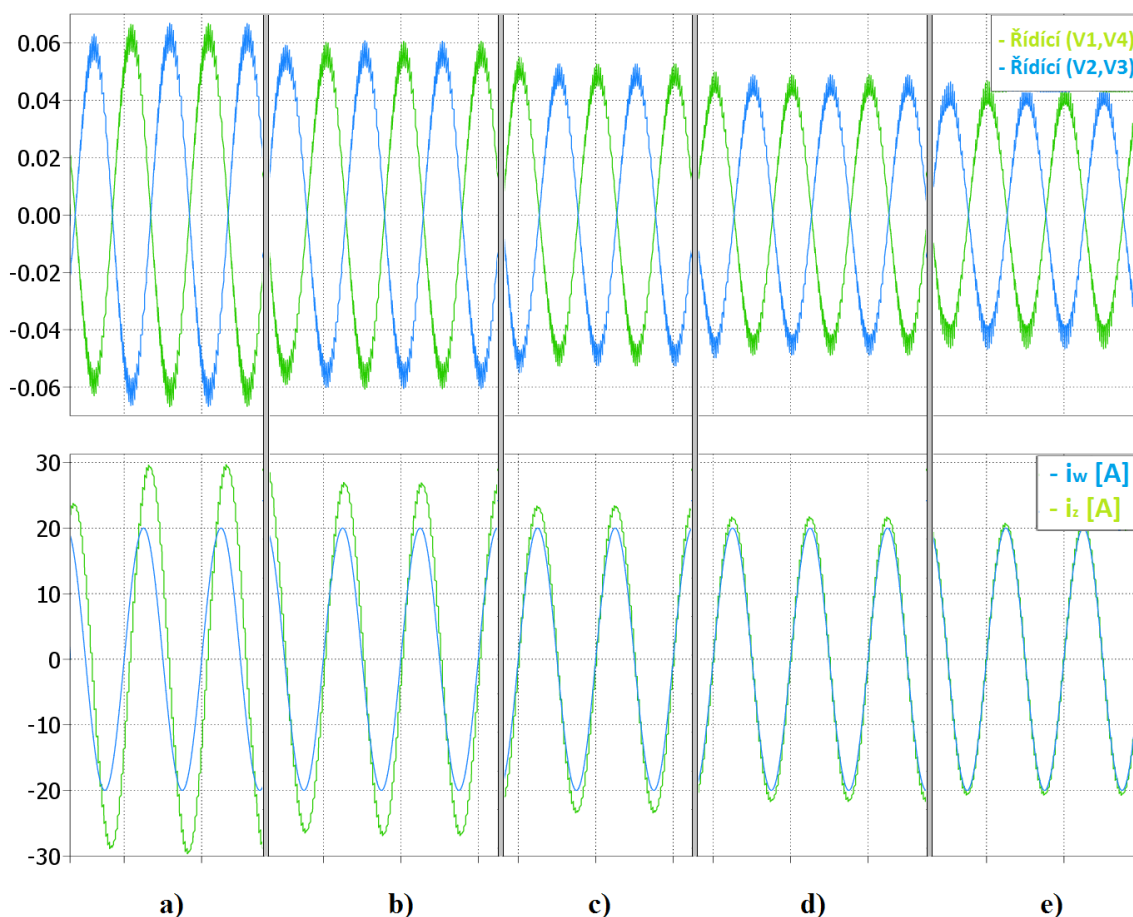
Integrační člen by měl být schopen zdokonalit regulaci tak, aby odstranil či zmenšil trvalou regulační odchylku a aby byl fázový posun mezi proudem tekoucím zátěží a proudem požadovaným minimální. Na obrázku č.4.2 si můžeme všimnout výsledných průběhů pro PI regulaci. Zesílení proporcionálního (P) členu zůstává na námi zvolených  $K_P=1$ . Pro porovnání je v obrázku ještě zaznamenán průběh, kdy zesílení P členu bylo  $K_P=2$ .



Obr.č.4.2: Průběhy řídicích signálů PWM modulační a porovnání průběhů výsledného proudu zátěže ( $i_z$ ) v porovnání s požadovaným ( $i_w$ ) za použití PI regulátoru při časové konstantě I složky ( $T_{RI}=0,001$ ) a zesílení P složky: a)  $K_P=2$  b)  $K_P=1$

Z obrázku je zřejmé, že regulační odchylka je menší při větším proporcionalním zesílení, tedy  $K_P=2$ . Fázový posun je minimální v obou případech. Ale zvlnění řídicích signálů PWM modulační dosahuje menšího zvlnění pro zesílení  $K_P=1$ . Abychom odstranili překmitý proud zátěže (znatelnější pro zvolené zesílení  $K_P=1$ ), musíme nejprve vhodně odladit časovou konstantu I složky PI regulátoru.

Na obrázku č.4.3 jsou vyneseny průběhy pro různé konstanty integračního členu PI regulátoru, od  $T_{RI}=2 \cdot 10^{-3}$  do  $T_{RI}=0,1 \cdot 10^{-3}$ .

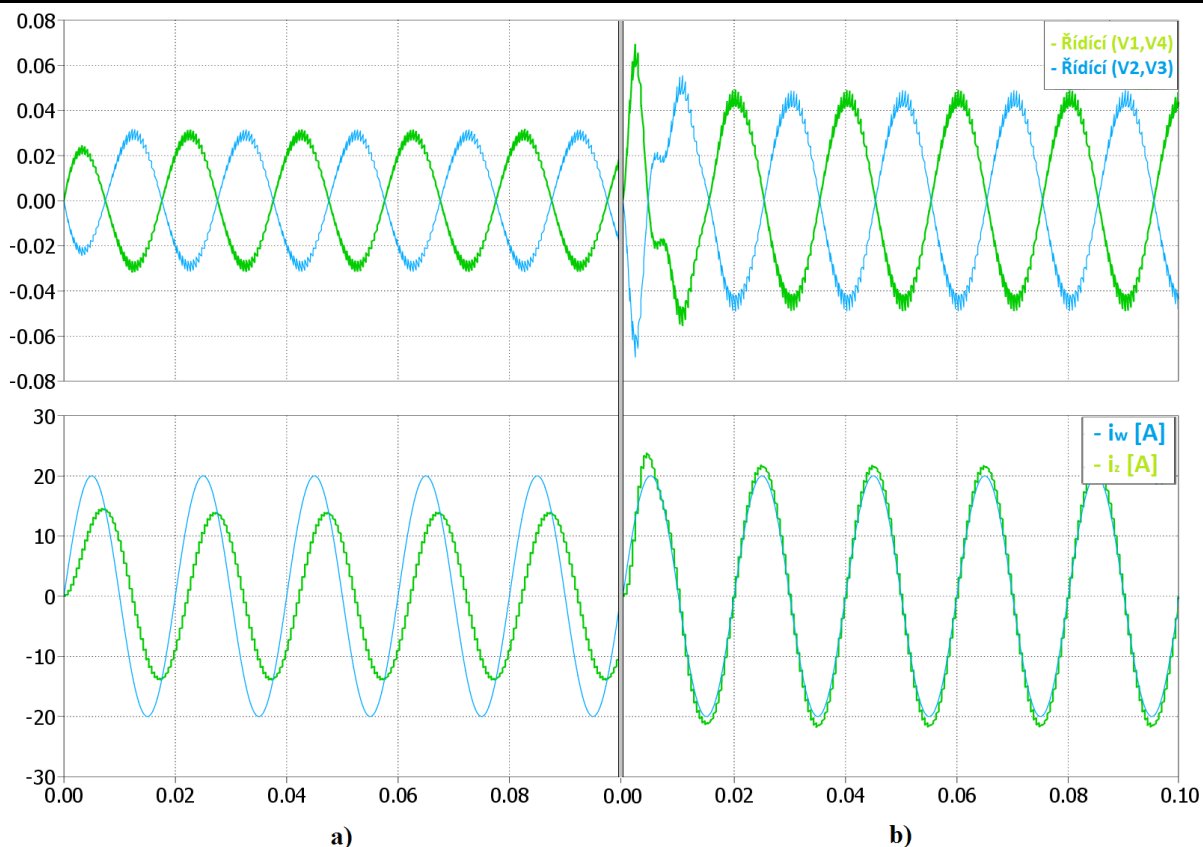


Obr.č.4.3: Průběhy řídicích signálů PWM modulační a porovnání průběhů výsledného proudu zátěže ( $i_z$ ) v porovnání s požadovaným ( $i_w$ ) za použití PI regulátoru konstantním zesílením  $K_P=1$  a časové konstantě: a)  $T_{RI}=2 \cdot 10^{-3}$  b)  $T_{RI}=1 \cdot 10^{-3}$  c)  $T_{RI}=0,5 \cdot 10^{-3}$  d)  $T_{RI}=0,25 \cdot 10^{-3}$  e)  $T_{RI}=0,1 \cdot 10^{-3}$

Z obrázku je patrné postupné klesání regulační odchylky a fázového posunu s klesající časovou konstantou PI regulátoru. U časové konstanty  $T_{RI}=2 \cdot 10^{-3}$  (var. a) je největší rozdíl mezi požadovaným a zátěžným proudem téměř 10A a projevuje se zde fázový posun mezi proudem požadovaným ( $i_w$ ) a proudem zátěže ( $i_z$ ). Naopak u konstanty  $T_{RI}=0,1 \cdot 10^{-3}$  (var. e) je odchylka velmi malá a fázový posun je minimální. Problémem je, že časová konstanta je velice malá, proto byla zvolena konstanta  $T_{RI}=0,25 \cdot 10^{-3}$  (var. d), která odpovídá frekvenci 4kHz.

#### 4.1.3 Porovnání P a PI regulace

Pro námi vybrané hodnoty zesílení  $K_P=1$  pro P regulátor a PI regulátor a časovou konstantu  $T_{RI}=0,25 \cdot 10^{-3}$  pro I složku PI regulátoru bylo provedeno porovnání. Na obrázku č.4.4 je zobrazen výsledek tohoto porovnání.



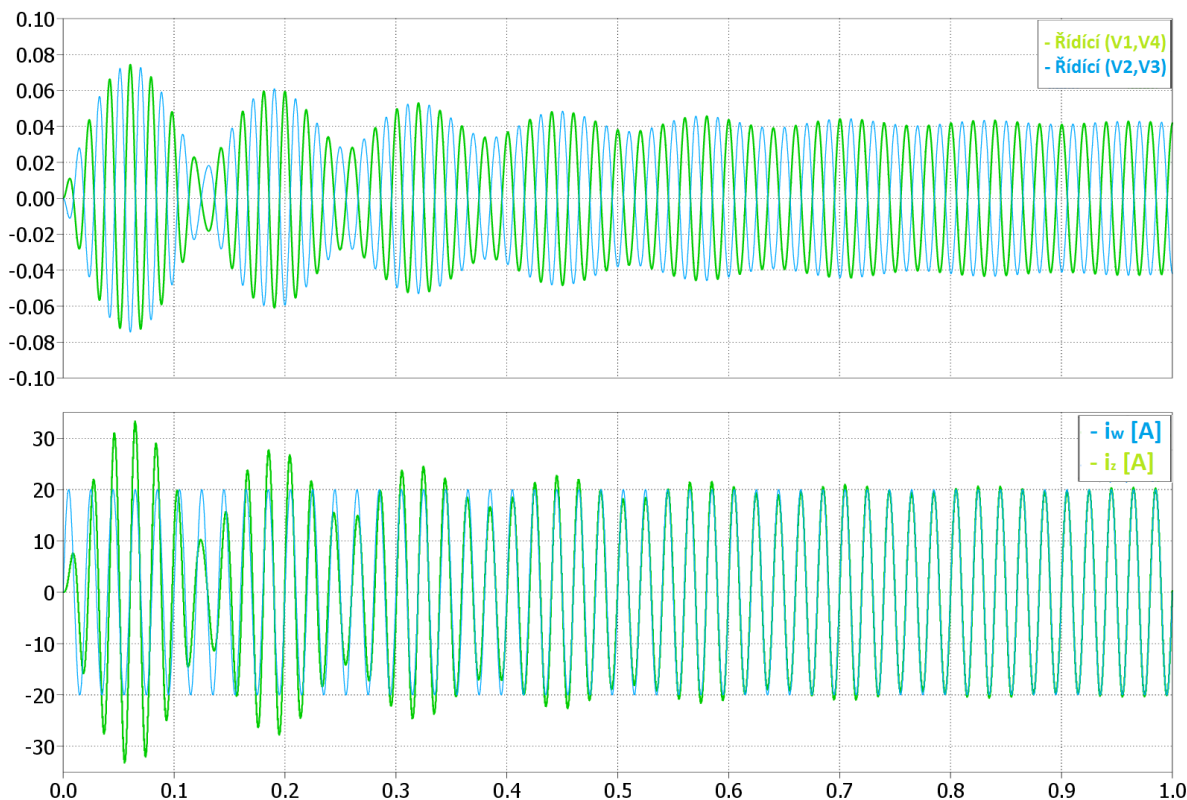
Obr.č.4.4: Průběhy řídicích signálů PWM modulační a porovnání průběhů výsledného proudu zátěže ( $i_z$ ) oproti požadovanému proudu ( $i_w$ ) pro: a) P-regulátor ( $K_P=1$ ) b) PI-regulátor ( $K_P=1, T_{RI}=0,25 \cdot 10^{-3}$ )

Z výsledných průběhů můžeme usoudit, že pro stejné zesílení proporcionálního členu nám vhodně zvolená integrální složka PI regulátoru, téměř odstranila jak trvalou regulační odchylku, tak i fázový posun. V průběhu za a) si můžeme všimnout, že výsledný proud nedosahuje požadovaného a je ke všemu fázově posunut. V průběhu za b) je pak vidět, že výsledný proud s menší odchylkou v amplitudě kopíruje proud požadovaný.

## 4.2 R a PR regulace pro RL zátěž

### 4.2.1 R regulátor

Na obrázku č.4.5 je vidět funkce rezonančního regulátoru (R), který vykazuje zvlnění proudu na zátěži ( $i_z$ ) až do 0,6 sekundy, kde se proud ustaluje a začíná přesně kopírovat proud požadovaný ( $i_w$ ).

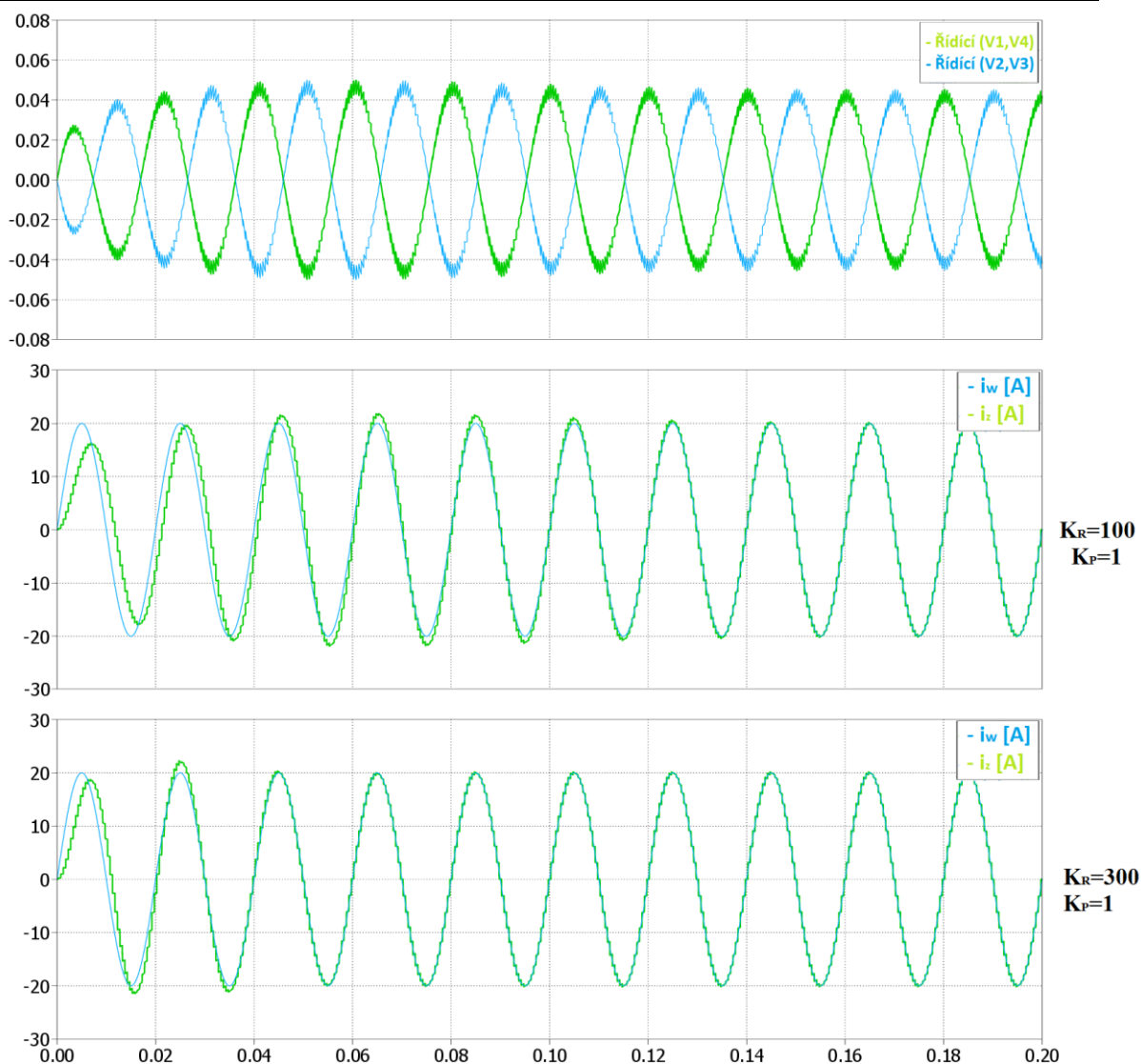


Obr.č.4.5: Průběhy řídicích signálů PWM modulace a průběh výsledného proudu zátěže ( $i_z$ ) v porovnání s požadovaným ( $i_w$ ) při řízení pomocí R regulátoru ( $K_R = 100$ ).

#### 4.2.2 PR regulátor

Chování proporcionálně-rezonančního (PR) regulátoru je zobrazeno na obrázku č.4.5, kde je z počátku vidět práce pouze P složky. V první periodě je stále vidět fázový posun, který se ovšem činností R regulátoru začne postupně zmenšovat, až je úplně eliminován. V ustálených stavech je pak tento regulátor schopen velmi přesně kopírovat křivku požadovaného proudu ( $i_w$ ). Na obrázku č.4.5 je také znázorněno porovnání dvou zesílení R složky regulátoru ( $K_R=100$  a  $K_R=300$ ).

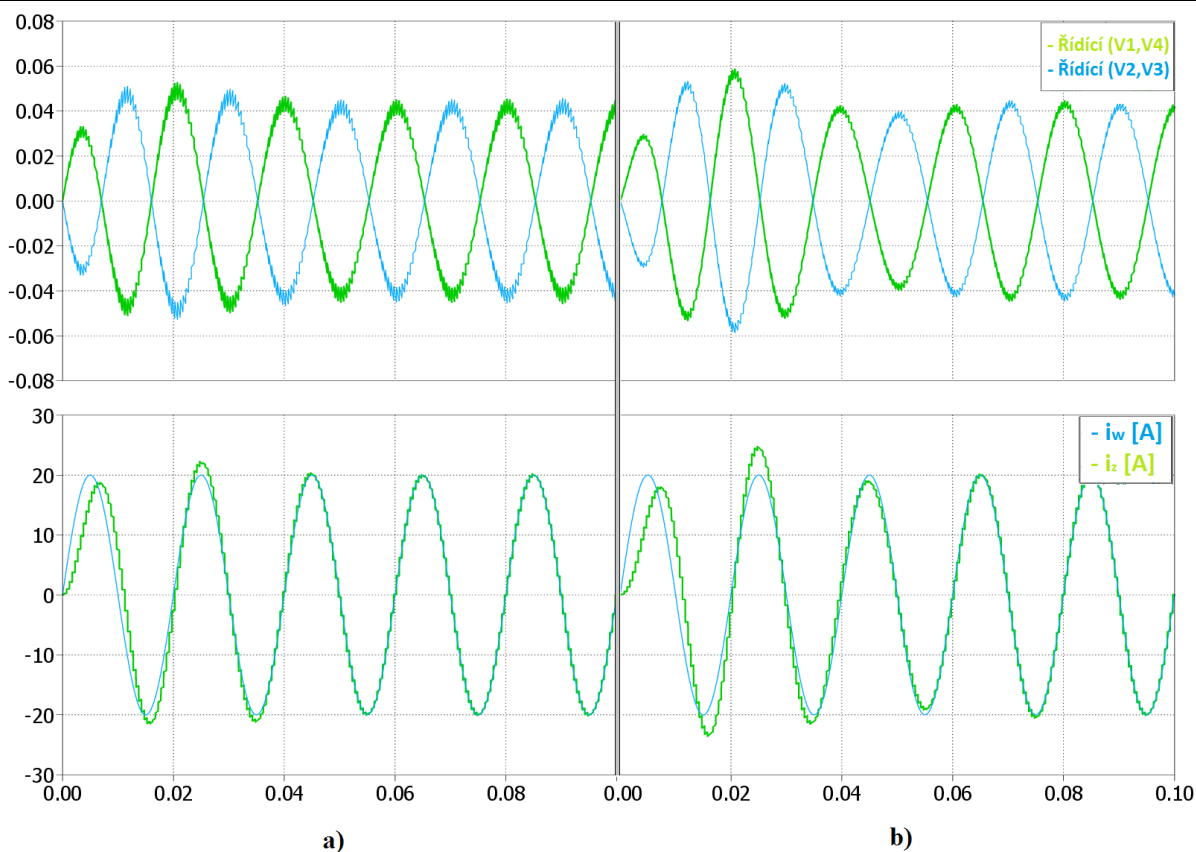
Proporcionální složka zde zlepšila dynamiku řízení rezonančního regulátoru natolik, že pro zesílení  $K_R=300$  byla doba potřebná pro vyregulování proudu na zátěži ( $i_z$ ) dle požadovaného průběhu proudu ( $i_w$ ) třikrát kratší. Jelikož doba, za kterou byl regulátor schopen vyregulovat na požadovanou hodnotu průběhu, byla pro  $K_R=100$  přibližně 0,12 vteřiny, zatímco pro  $K_R=300$ , byla pouze 0,04 vteřiny. Pro obě dvě zesílení tedy platí, že oproti samotnému regulátoru R ( $K_R=100$ ), se doba vyregulování výrazně zkrátila.



Obr.č.4.6: Průběhy řídicích signálů PWM modulace a porovnání výsledného proudu zátěže s proudem požadovaným pro regulaci pomocí PR regulátoru při zesílení P složky ( $K_P=1$ ) a porovnáním dvou zesílení R složky ( $K_R=100$  a  $K_R=300$ ).

Dalším zajímavým faktem PR regulátoru je, že vhodnou volbou zesílení  $K_R$  a  $K_P$  může být docíleno vyregulování proudu na požadovanou hodnotu s podstatně menším zvlněním řídicích signálů. Pokud se například zvolí proporcionální zesílení  $K_P=0,5$  a rezonanční zesílení  $K_R=300$ , bude zvlnění řídicích signálů PWM modulace mírnější, než pro stejné rezonanční zesílení s proporcionálním zesílením  $K_P=1$ . Tato situace je vynesena na obrázku č.4.7.



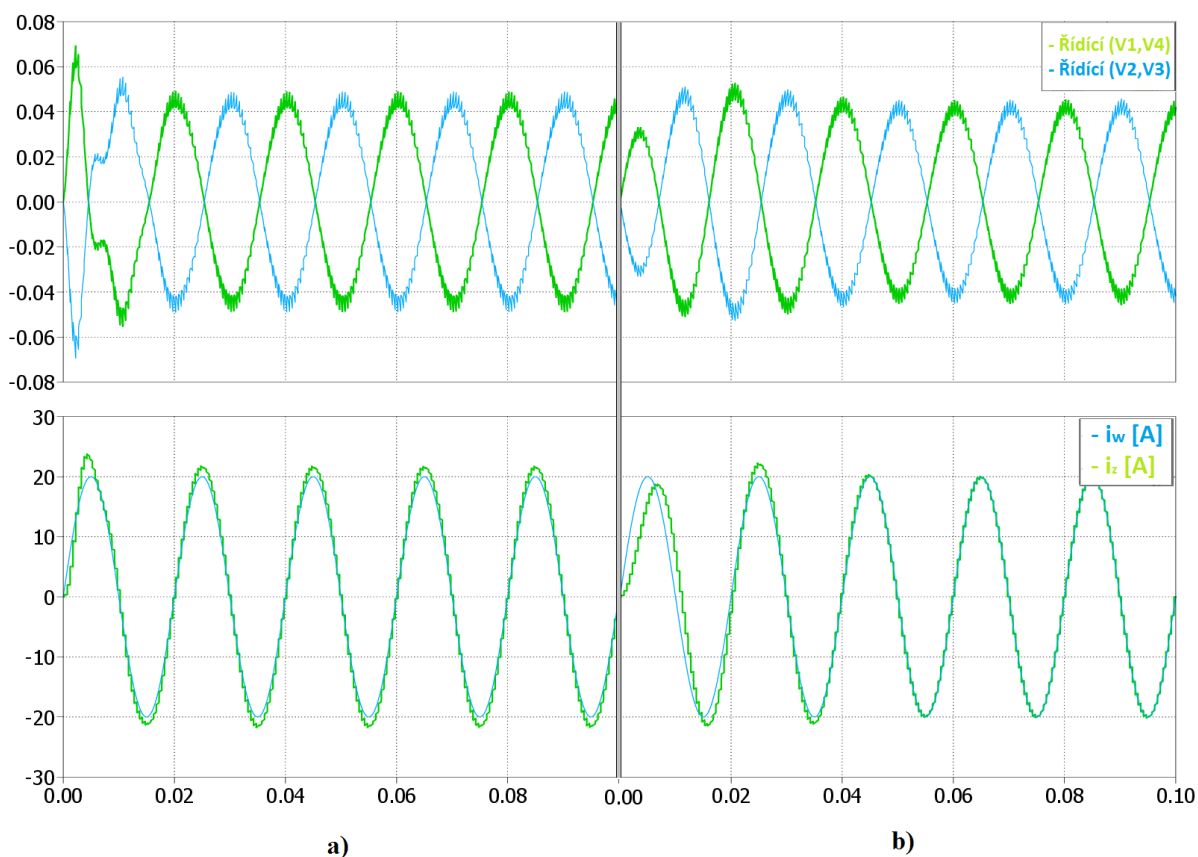


Obr.č.4.7: Průběhy řídicích signálů PWM a průběhy výsledného proudu zátěže ( $i_z$ ) v porovnání s požadovaným ( $i_w$ ) při řízení pomocí PR regulátoru pro rezonanční zesílení  $K_R=300$  při:  
a)  $K_P=1$  b)  $K_P=0,5$

Na obrázku č.4.7 je vidět, že výsledné řídicí signály jsou méně zvlněné, a to za cenu delší doby potřebné pro vyregulování zátěžného proudu. Tato doba je však delší o pouhé dvě setiny vteřiny.

### 4.3 Zhodnocení regulace RL zátěže

Pokud porovnáme dvě dosavadně nejlepší regulace, tedy PR a PI (obr. č.4.8), zjistíme, že jako nejuvhodnější variantu pro přesnou regulaci RL zátěže, by bylo vhodné požit PR regulátor, který pro stejnou hodnotu zesílení P členu ( $K_P=1$ ) dosahuje lepších výsledků než regulátor PI. Při porovnání obou variant zjistíme, že PI regulátor vykazuje na začátku přechodového děje větší zkreslení řídicích signálů než PR regulátor (ideálně je požadován sinusový průběh).



Obr.č.4.8: Průběhy řídicích signálů PWM modulace a porovnání mezi průběhy výsledného proudu ( $i_z$ ) s proudem požadovaným ( $i_w$ ) pro: a) PI regulátor ( $K_P=1$ ;  $T_{RI}=0,25e^{-3}$ ) b) PR regulátor ( $K_P=1$ ;  $K_R=300$ )

Další výhodou PR regulátoru oproti PI je menší regulační odchylka, kdy proud na zátěži kopíruje velmi přesně proud požadovaný, zatímco za použití PI regulátoru zůstává menší regulační odchylka. Fázový posun se pak zdá v obou variantách minimální. Dále pro PR regulátor platí, že je schopný vyregulovat na požadovaný proud i při menším zesílení proporcionálního členu ( $K_P=0,5$ ), a to v ustáleném stavu bez regulační odchylky.

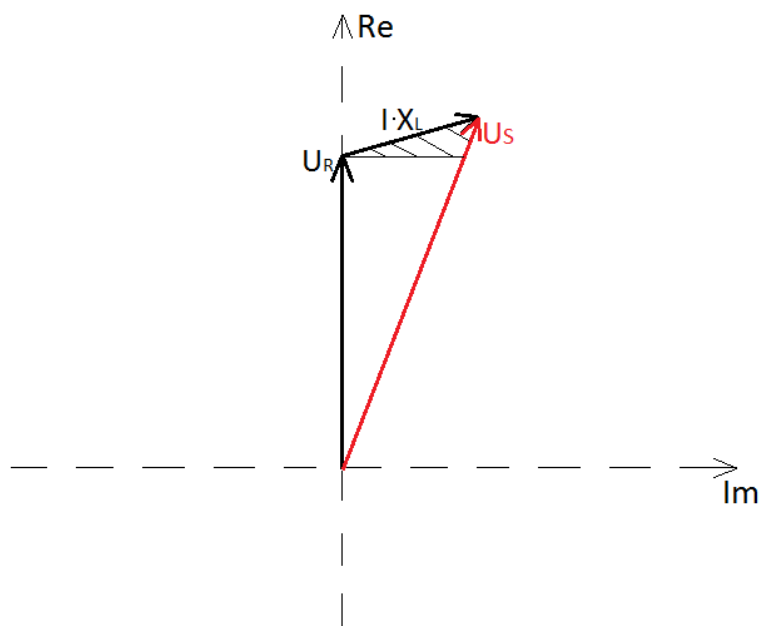
Na základě předchozích faktů lze pronést, že pro regulaci RL zátěže se v problematice jednofázového napěťového střídače více hodí regulátor PR.

## 5 Regulace pro síťovou zátěž

### 5.1 Problematika dopředné kompenzace (Feedforward path)

Doplněním dopředné složky je predikční metodou odhadující výstup z řídicí složky regulátoru, tedy v našem případě napětí. Dle obrázku č.5.1 můžeme odhadnout průběh napětí  $U_R$  pomocí dopředné kompenzace, jelikož předpokládáme odběr harmonického napětí sítě, které není fázově posunuto.

Jelikož je na zátěži i indukčnost výsledné napětí  $U_S$ , které se skládá z vektorového součtu napětí  $U_R$  a  $U_L (X_L \cdot I)$ . Toto napětí ( $U_S$ ) je vlivem indukčnosti fázově posunuto. Pokud ovšem použijeme dopřednou složku napětí  $U_R$ , regulátor nemusí regulovat celou hodnotu napětí  $U_S$ , ale pouze odchylku, kterou způsobí složka napětí na indukčnosti. Tím napomáhá k zmenšení regulační odchylky, kterou musí regulátor vyregulovat.



Obr.č.5.1: Graf vyznačené části, kterou zbývá regulátorem vyregulovat za použití dopředné kompenzace.

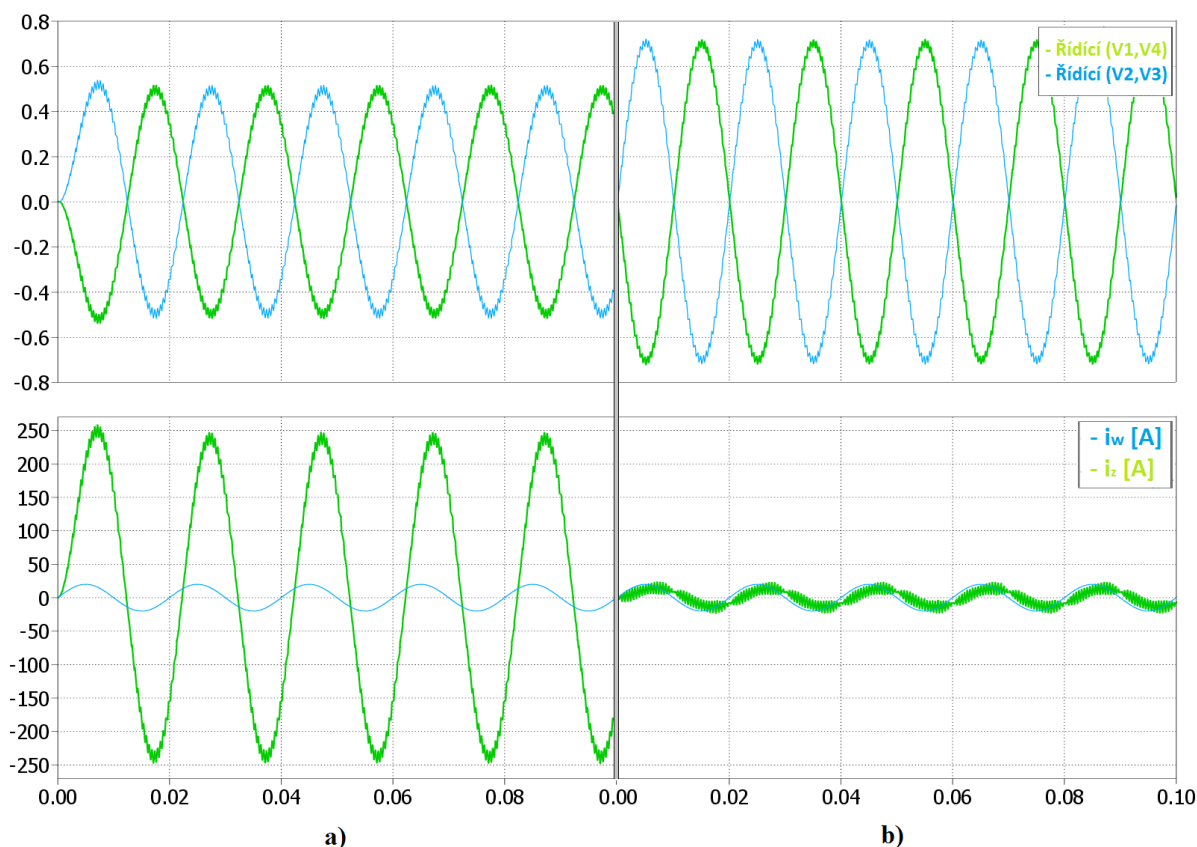
### 5.2 Regulátory pro síťovou zátěž

#### 5.2.1 P regulátor

Problematiky dopředné kompenzace (feedforward path) se dá využít pro zlepšení chování

proporcionálního a dalších regulátorů. Na obrázku č.5.2 je vidět porovnání P regulátoru bez a s dopřednou kompenzací (DK).

V průběhu bez DK, tedy varianta za a), je vidět, že samotný regulátor P není schopen vyregulovat proud na námi požadovanou hodnotu ( $i_w$ ) a dosahuje maximální hodnoty cca  $\pm 250$  A. Tedy se dá závěrem určit, že samotný regulátor P ( $K_P=1$ ) je nepoužitelný pro regulaci síťové zátěže.



Obr.č.5.2: Průběhy řídicích signálů PWM modulace a porovnání mezi průběhy výsledného proudu ( $i_z$ ) s proudem požadovaným ( $i_w$ ) pro P regulaci ( $K_P=1$ ): a) bez dopředné kompenzace b) s dopřednou kompenzací

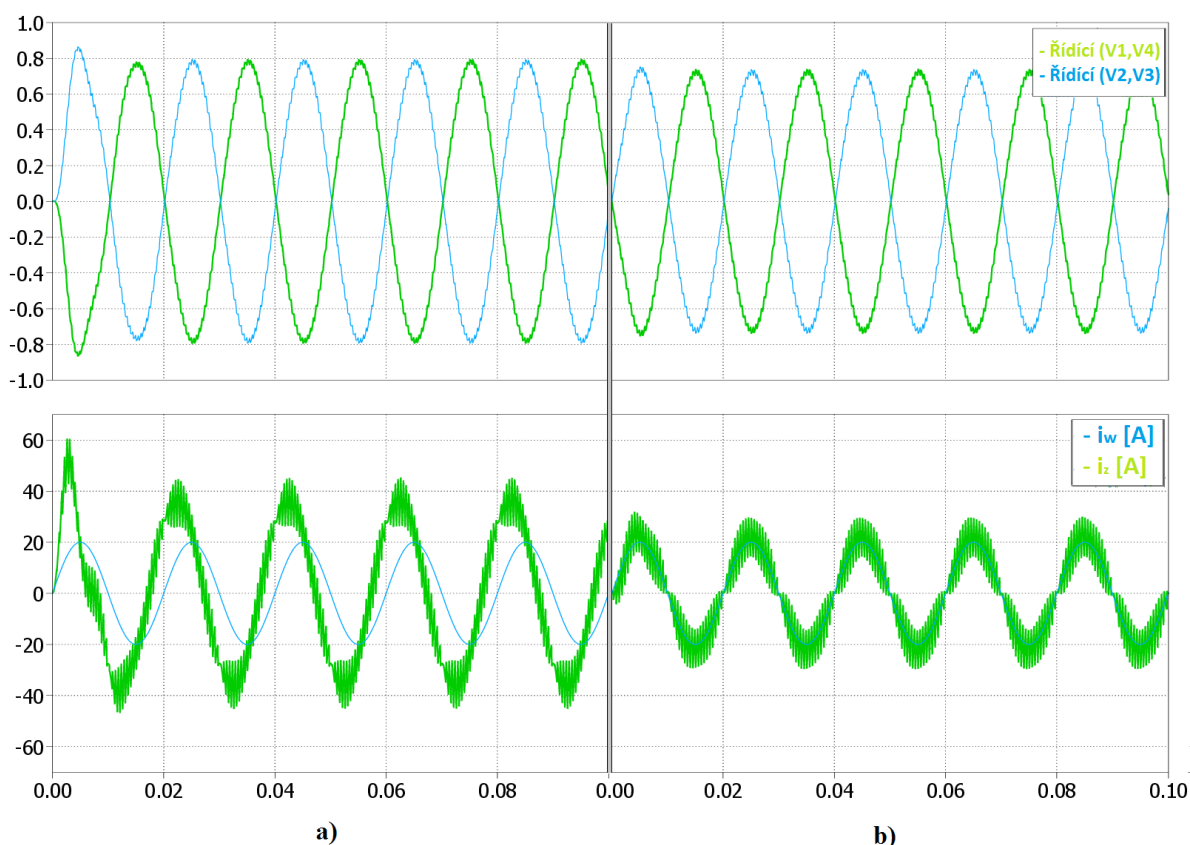
Situace se razantně změnila přidáním dopředné kompenzace (DK) do obvodu P regulace. Jak je vidět ve variantě za b), výsledný proud zátěže je sice fázově posunut, ale co se týče velikosti amplitudy proudu, má hodnotu srovnatelnou s požadovanou. Regulátoru P s DK by se již dalo využít k regulaci proudu (jedná se o používaný způsob regulace s ohledem na jeho značnou jednoduchost).

## 5.2.2 PI regulátor

Na následujícím obrázku č.5.3 si popíšeme rozdíl mezi regulací síťové zátěže pomocí

samotného PI regulátoru a již u P regulátoru zmíněné dopředné kompenzace (DK).

Jak je patrné z průběhů za a), zátěžný proud ( $i_z$ ) má značné překmity od proudu požadovaného ( $i_w$ ). Navíc je výsledný proud fázově posunut. Dalo by se říci, že PI regulátor zde vykazuje horší vlastnosti, než P regulátor s DK.



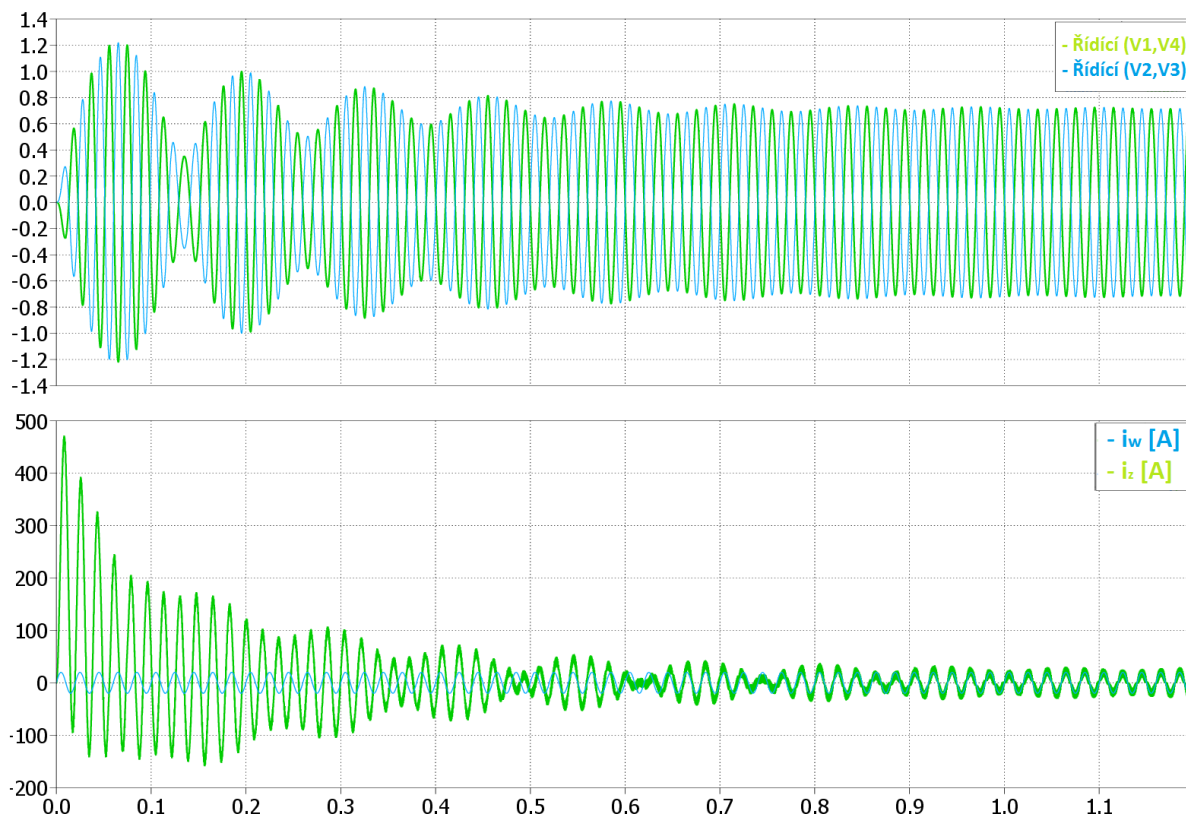
Obr.č.5.3: Průběhy řídicích signálů PWM modulační a porovnání mezi průběhy výsledného proudu ( $i_z$ ) s proudem požadovaným ( $i_w$ ) pro: a) PI regulár ( $K_P=1$ ,  $T_{RI}=0,25 \cdot 10^{-3}$ )  
b) PI regulátor s dopřednou kompenzací

V obrázku varianty b) si můžeme všimnout změny průběhu proudu na zátěži. Zde je jasně vidět, že proud již není fázově posunut a kmity jsou menší než u samotného PI regulátoru. Jak je vidět, DK dokáže i z nedostatečné regulace, jednoduchého regulátoru, docílit stavu, kdy se tento regulátor dá použít dále v praxi pro regulaci síťového proudu.

### 5.2.3 Regulátor R

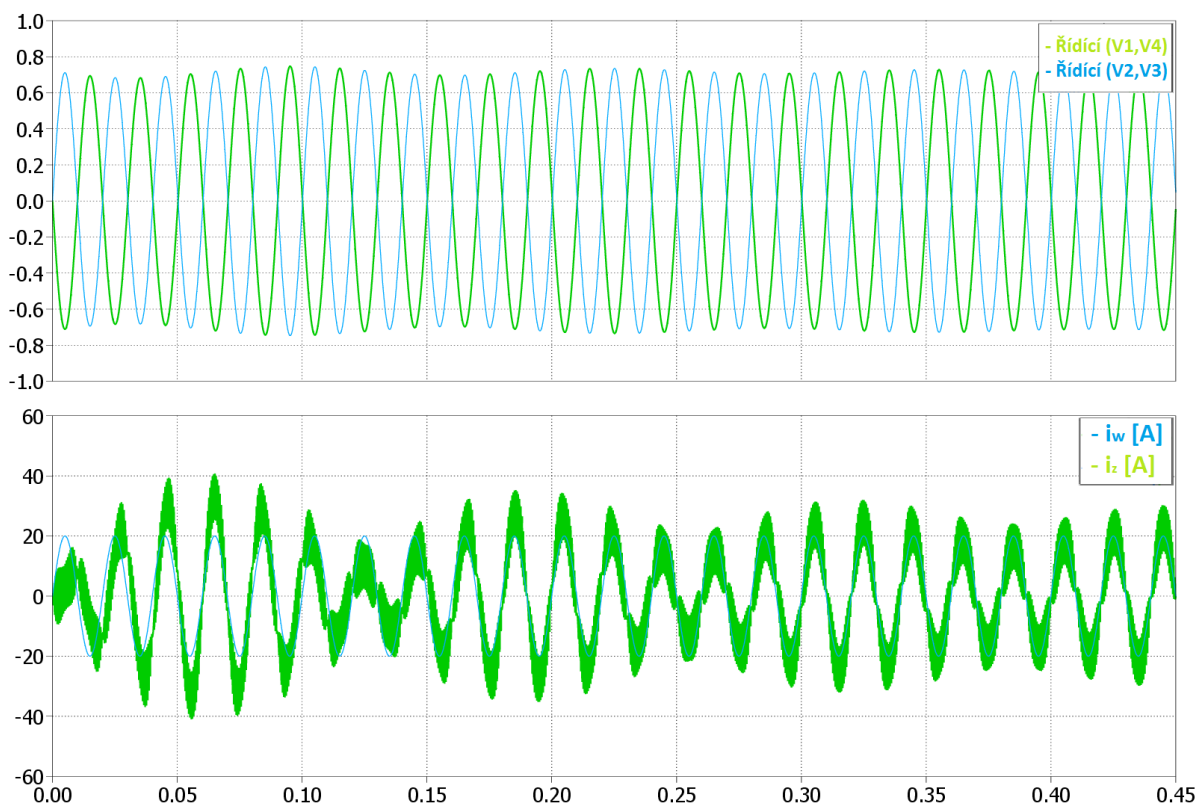
Stejně jako u regulace RL zátěže se samotný rezonanční regulátor jevil jako nevhodný pro rychlou regulaci. Na obrázku č.5.4 je vidět průběh proudu na zátěži tohoto regulátoru bez DK.

Z obrázku je patrné, že samostatný rezonanční regulátor není v prvních okamžicích schopný vyregulovat proud zátěží. Objevují se zde značné nadproudy a průběh proudu na zátěži ( $i_z$ ) se ustaluje na průběhu požadovaném ( $i_w$ ) za přibližně 1,1 vteřiny.



Obr.č.5.4: Průběhy řídicích signálů PWM modulace a porovnání mezi průběhy výsledného proudu ( $i_z$ ) s proudem požadovaným ( $i_w$ ) pro R regulátor ( $K_R=100$ ).

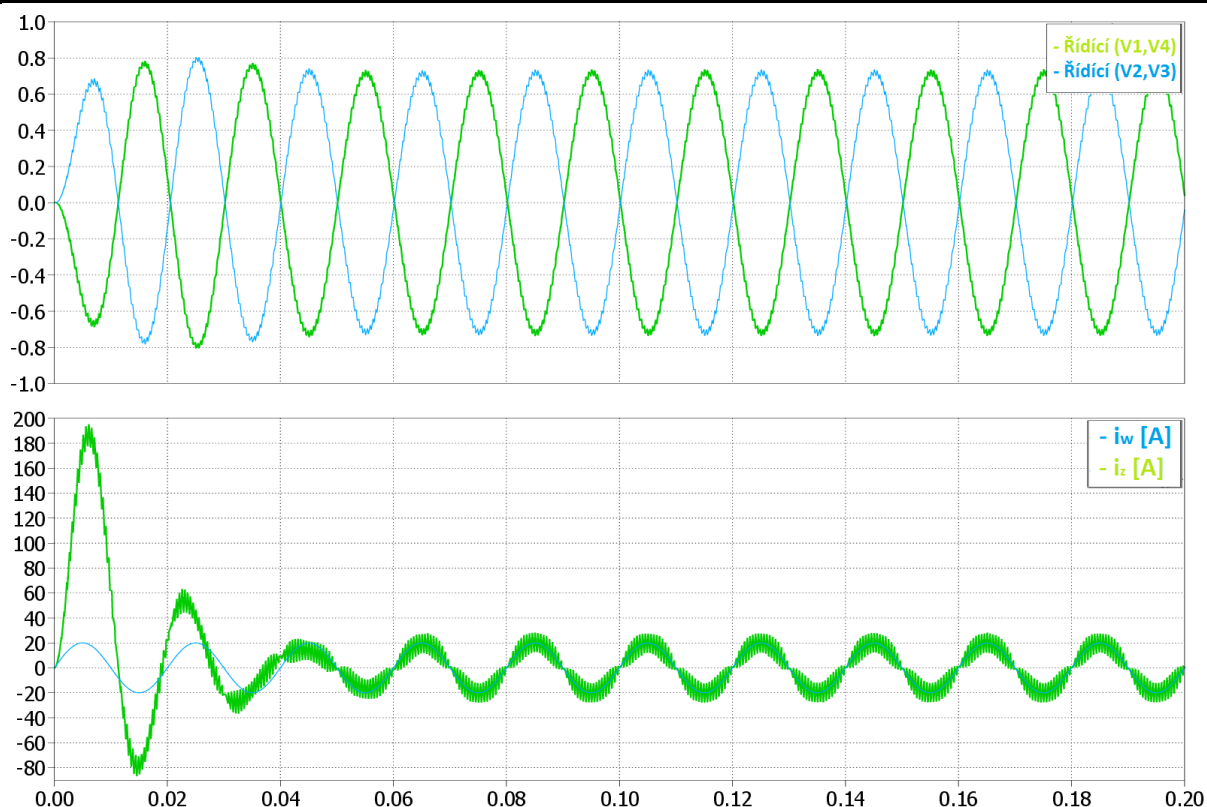
Na obrázku č.5.5 jsou vidět průběhy proudu na zátěži pro R regulátor s DK. Je vidět, že případná DK nakonec dokáže rezonančnímu regulátoru pomoci natolik, že se po nějaké době (0,4 s) dokáže ustálit na podobném průběhu jako měl PI regulátor s DK. Nicméně bez DK se samostatný R regulátor ustaluje až za cca 1,1 vteřiny.



Obr.č.5.5: Průběhy řídicích signálů PWM modulace a porovnání mezi průběhy výsledného proudu ( $i_z$ ) s proudem požadovaným ( $i_w$ ) při použití R ( $K_R=100$ ) regulátoru s dopřednou kompenzací.

#### 5.2.4 Regulátor PR pro síťovou zátěž

Zajímavou věcí je, že pokud se poohlédneme na výsledky samotného rezonančního regulátoru a jeho razantně se měnící chování přidáním proporcionální složky, dle obrázku č.5.5. Můžeme pronést, že samotný PR regulátor bez DK je již použitelný pro regulaci síťové zátěže, ovšem za předpokladu, dojde-li k omezení proudu na začátku průběhu pomocí omezovače, jelikož proud zátěže ( $i_z$ ) dosahuje až hodnoty 200A v kladné polaritě a -80A v záporné.

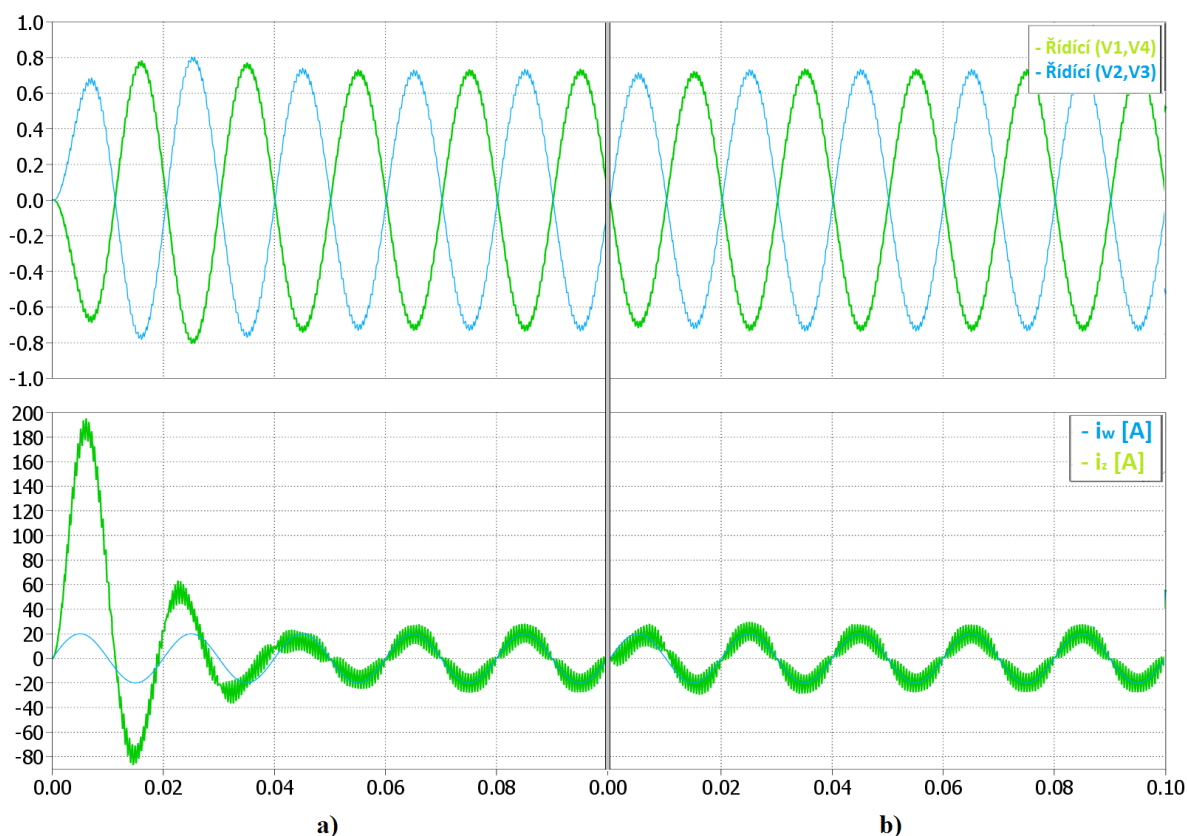


Obr.č.5.5: Průběhy řídicích signálů PWM modulace a porovnání mezi průběhy výsledného proudu ( $i_z$ ) s proudem požadovaným ( $i_w$ ) pro PR ( $K_R=300$ ,  $K_P=1$ ) regulátor.

Z porovnání jednoznačně vyplývá, že proporcionalní složka změnila dynamiku regulátoru natolik, že je nyní schopen vyregulovat na požadovaný proud ( $i_w$ ) za dvě a půl periody. Problémem ovšem zůstává počáteční špička proudu v první půlperiodě, kdy dosahuje až 200A. Tohoto problému se můžeme také zbavit přidáním již dříve zmíněné DK.

Na obrázku č.5.6 si můžeme porovnat, jak přidání této dopředné kompenzace (DK) může zlepšit průběh proudu na zátěži ( $i_z$ ) pro regulaci pomocí PR regulátoru.



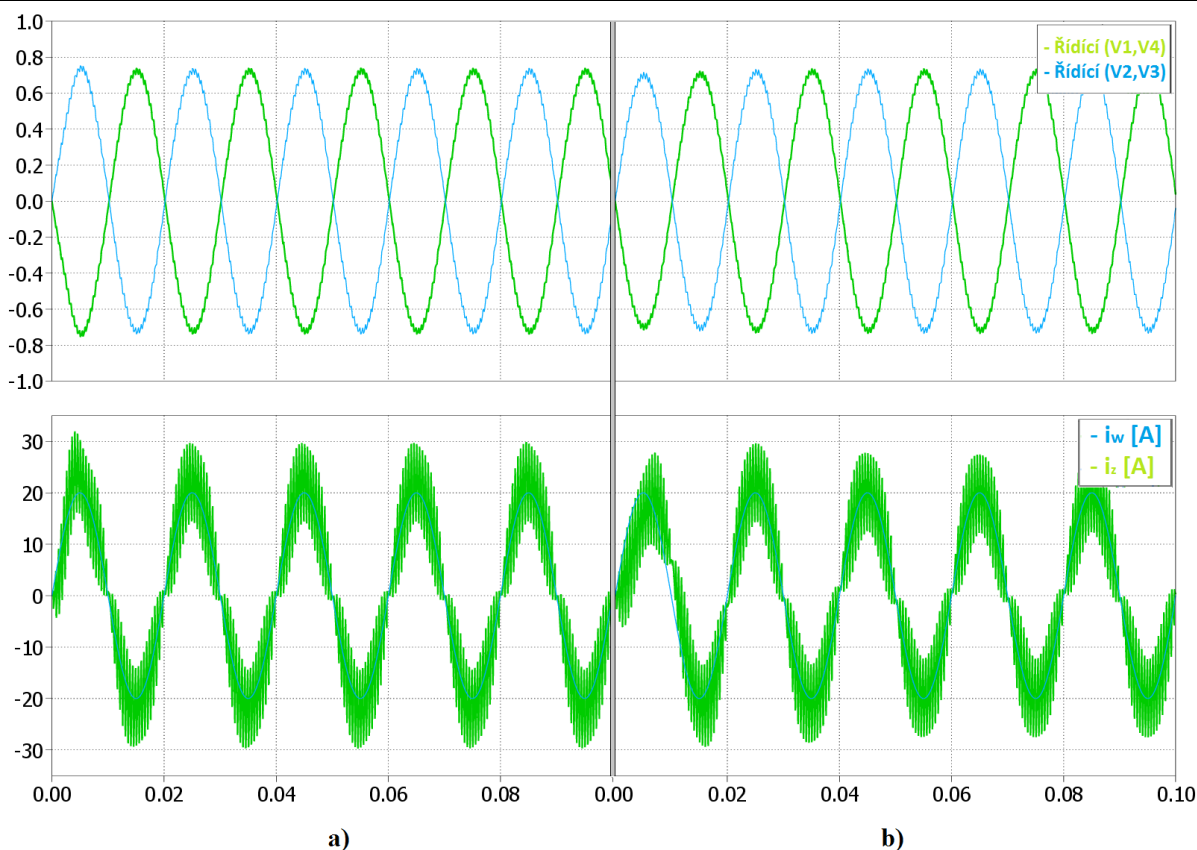


Obr.č.5.6: Průběhy řídicích signálů PWM modulační a porovnání mezi průběhy výsledného proudu ( $i_z$ ) s proudem požadovaným ( $i_w$ ) pro: a) PR regulátor ( $K_R=300$ ,  $K_P=1$ )  
b) PR regulátor s dopřednou kompenzací.

DK je metoda, která je velice nápomocná při všech přechodových dějích. Na obrázku lze tuto výhodu užití DK na regulátoru PR velmi dobře pozorovat, kdy prvotní špičky proudu na zátěži ( $i_z$ ) nenastali a proud se držel již od druhé půlky požadovaného průběhu proudu ( $i_w$ ).

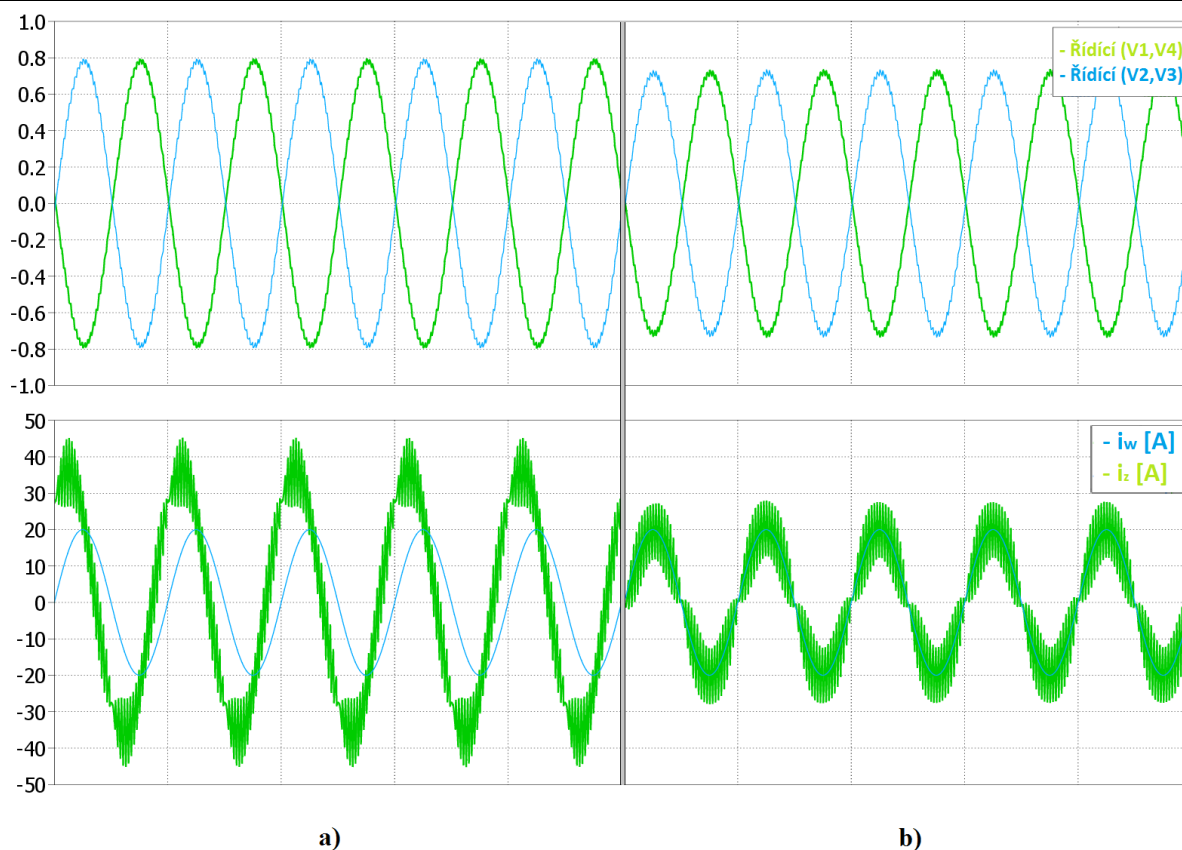
### 5.2.5 Porovnání PR a PI regulace s dopřednou kompenzací a bez dopředné kompenzace

Pokud opět porovnáme dvě regulace, které vykazovaly za použití DK nejlepší vlastnosti obr.č.5.7, tedy regulaci PR a regulaci PI. Na první pohled vypadají průběhy regulací velice podobně. V ustálených stavech jsou průběhy proudu na zátěži ( $i_z$ ) skoro identické u obou použitých regulací. Jediné rozdíly jsou patrné na začátku přechodného děje, ale i tyto rozdíly jsou minimální. Dá se tedy usoudit, že za použití DK je volba vhodné regulace čistě subjektivní.



Obr.č.5.7: Průběhy řídicích signálů PWM modulae a porovnání mezi průběhy výsledného proudu ( $i_z$ ) s proudem požadovaným ( $i_w$ ) pro: a) PI regulátor ( $K_P=1$ ,  $T_{RI}=0,25 \cdot 10^{-3}$ ) s DK  
b) PR regulátor ( $K_R=300$ ,  $K_P=1$ ) s DK

Pokud bychom ovšem nemohli použít DK pro regulátory PI a PR, výsledné průběhy by v ustálených stavech vypadaly jako na obrázku č.5.8, kde je jasně znatelná výhoda použití PR regulátoru. Nejenže proud zátěže ( $i_z$ ) při použití PR regulátoru opisuje požadovanou hodnotu proudu ( $i_w$ ), ale také má minimální fázový posun. Naopak za použití PI regulátoru, vykazuje proud na zátěži fázový posun a navíc má maximální hodnotu amplitudy dvakrát větší než je požadovaná. Avšak, jak již bylo popsáno v podkapitole 5.2.4, museli bychom pro použití PR regulátoru bez DK nejprve zajistit omezení počátečních špiček proudu zátěže pomocí omezovače proudu.



Obr.č.5.6: Průběhy řídicích signálů PWM modulace a porovnání mezi průběhy výsledného proudu ( $i_z$ ) s proudem požadovaným ( $i_w$ ) v ustálených stavech pro: a) PI regulátor ( $K_P=1$ ,  $T_{RI}=0,25 \cdot 10^{-3}$ )  
b) PR regulátor ( $K_R=300$ ,  $K_P=1$ ).

Po zhodnocení dosavadních informací musíme opět usoudit, že bez DK je jednoznačně výhodnější použít regulaci PR pro regulaci zátěže typu RL u<sub>sítě</sub>. Pokud použijeme DK, je možné použít obě regulace (PI; PR).

## Závěr

Tato bakalářská práce se zabývala simulací napěťového střídače a jeho regulací v prostředí PLECS. Nejprve byly popsány základní teorie použitých regulací, tedy regulace proporcionální (P), proporcionálně-integrační (PI) a proporcionálně-rezonanční (PR). Dále byla popsána teorie napěťového střídače, včetně zvoleného typu modulace s vyhodnocením výhod této modulace a její činnosti. Tato činnost pak byla následně otestována v simulačním modelu nejprve pro zátěž typu RL, posléze i pro zátěž typu RL  $u_{sítě}$ , která reprezentovala připojení malé fotovoltaické elektrárny do sítě.

Hlavní pozornost v rámci této bakalářské práce byla věnována regulacím napěťového střídače, kde byly v první části hodnoceny jednotlivé regulace pro zátěž RL. Nejprve byl představen výběr zesílení P regulátoru ( $K_P=1$ ), posléze k tomuto zesílení byla vybrána časová konstanta PI regulátoru ( $T_{RI}=0,25 \cdot 10^{-3}$ ), následně byl představen samostatný R regulátor a regulátor PR, jehož zesílení P složky zůstalo stejné a bylo analyzováno několik průběhů pro různá zesílení R složky regulátoru ( $K_R=100$  a  $K_R=300$ ). Na konec této podkapitoly bylo poukázáno na fakt, že PR regulátor byl schopen vyregulovat proud zátěže ( $i_z$ ) na hodnotu proudu požadovaného ( $i_w$ ) při menším zesílení P složky regulátoru ( $K_P=0,5$ ) stejně dobře, pouze za cenu delší doby regulace, která se ovšem pohybovala v rámci setin sekundy. Závěrem kapitoly o regulaci RL zátěže byl vybrán PR regulátor jako nejlepší možná varianta regulace pro zátěž typu RL.

Další kapitola byla věnována již zmíněné regulaci zátěže typu RL  $u_{sítě}$  reprezentující připojení malé fotovoltaické elektrárny do sítě. Na začátku kapitoly byla představena metoda zjednodušené dopředné kompenzace, která dále napomáhala zmírnit důsledky všech přechodových jevů a zlepšovala parametry regulací. Z těchto regulací byla jako první představena regulace P s již zmíněným zesílením  $K_P=1$ . Bez této kompenzace vykazovala regulace nežádoucí vlastnosti jak z hlediska velikosti maximální amplitudy tak i fázového posunu mezi proudy, což by mělo negativní dopad na síť, do které by měl střídač proud dodávat. S dopřednou kompenzací byla situace natolik odlišná, že výsledné průběhy proudu již odpovídaly z hlediska amplitudy proudu požadovanému, avšak zůstaly stále fázově posunuty. Následující regulace PI byla taktéž představena jak s dopřednou kompenzací, tak bez dopředné kompenzace. Bez této kompenzace vykazoval regulátor PI fázový posun, amplituda proudu na

zátěži v ustálených stavech vykazovala odchylky ve velikosti amplitudy oproti proudu požadovanému. Problémem opět zůstával fázový posun mezi proudy. Ten však za použití dopředné kompenzace byl minimalizován a zlepšily se i průběhy proudu na zátěži, kdy docházelo k menším překmitům oproti proudu požadovanému. Dále bylo zhodnoceno, že takto obohacená regulace PI je již použitelná v praxi pro regulaci síťové zátěže. Dále byl v rámci regulátoru PR představen i samostatný regulátor R, který se ovšem neosvědčil pro rychlou regulaci, kdy mu vyregulování trvalo přes jednu vteřinu. Při použití dopředné kompenzace byl zlepšen stav jak z hlediska maximální amplitudy proudu, tak i z hlediska doby regulace. Ta však stále přesahovala hodnotu 0,4 vteřiny. Při porovnání s PR regulátorem, který byl schopný vyregulovat bez dopředné kompenzace proud za 5 setin vteřiny a s dopřednou kompenzací za 2 setiny vteřiny, byl rozdíl markantní. Regulátor PR ( $K_P=1$   $K_R=300$ ) pak vykazoval nejlepší vlastnosti v ustálených stavech ze všech regulátorů bez dopředné kompenzace. Jeho jedinou nevýhodou byl přechodný děj ze začátku regulace, kdy proud na zátěži dosahoval několikanásobku amplitudy proudu požadovaného, kdy by musel být použit omezovač proudu k omezení těchto špiček. Dále bylo předvedeno porovnání s a bez dopředné kompenzace, kde dopředná kompenzace pomohla odstranit počáteční špičky proudu na zátěži. Regulace PR se ukázala jako vhodná regulace pro použití na zátěž typu RL  $u_{sítě}$ . Závěrem této kapitoly byly ještě srovnány průběhy regulace PI a PR s a bez dopředné kompenzace, kdy bez dopředné kompenzace byl jednoznačně lepším kandidátem regulátor PR, avšak s dopřednou kompenzací, vyšly regulátory skoro schodně, jen s malými odchylkami. Oba tyto regulátory byly zhodnoceny jako použitelné pro regulaci zátěže typu RL  $u_{sítě}$ .

Hlavní přínosy této práce jsou funkční modely napěťového střídače v prostředí PLECS s podsystémy reprezentujícími přenosy P, PI a PR regulace. Během bakalářské práce vzniklo vícero těchto modelů, které mohou být odděleně použity, např. model pouze napěťového střídače s PWM modulací bez regulace apod. Výsledný model spolu s průběhy regulací a modulací mohou být dále využívány při výuce předmětu regulační technika. Jako další směry vývoje práce by mohlo být přidání omezovačů proudu, či následné vytvoření konstrukčního řešení 1f napěťového střídače v laboratořích FEL a testování regulace - samozřejmě za předpokladu přidání bezpečnostních ochranných opatření proti přepětí atd.

---

## **Seznam literatury a informačních zdrojů**

[1] **Tůma, František.** *Teorie řízení.* Plzeň : Západočeská univerzita v Plzni, 2009. str. 214. 1946.

[2] **Yepes, Alejandro Gómez.** *Digital resonant current controllers for voltage source converters.* Universida de Vigo : Jésus Doval Gandoy, 2011.

[3] **Vondrášek, František.** *Měniče s vlastní komutací a bez komutace.* Plzeň : Vydavatelství Západočeské Univerzity, 1998. str. 199. Sv. 3.

[4] **Pavelka, Jiří a Čeřovský, Zdeněk.** *Výkonová elektronika.* Praha : Vydavatelství ČVUT, 2000. str. 200.

# Přílohy

## Příloha A – výsledné zapojení v programu Simulink

