

ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI
FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ
KATEDRA ELEKTROENERGETIKY A EKOLOGIE

DIPLOMOVÁ PRÁCE

ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI
FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ
KATEDRA ELEKTROENERGETIKY A EKOLOGIE

DIPLOMOVÁ PRÁCE

**Realizace řídicí struktury čtyřkvadrantového jednofázového
proudového pulzního usměrňovače**

Prohlášení

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.

V Plzni dne 9.5.2013

Radek Přenosil

Poděkování

Na tomto místě bych rád poděkoval za vstřícný přístup, pochopení a cenné rady vedoucímu mé práce Ing. Janu Michalíkovi, Ph.D.

Dále bych rád poděkoval celé mé rodině za jejich podporu během studia.

Největší díky patří mojí manželce, která je mi oporou i v nejtěžších chvílích, za vytvoření klidného a příjemného prostředí nejen pro psaní této práce.

Anotace

Tato diplomová práce se zabývá problematikou řízení čtyřkvadrantové varianty proudového pulzního usměřovače (PPU). Hlavní výhodou pulzních usměřovačů na rozdíl od klasických tyristorových usměřovačů, že nepůsobí rušivě na napájecí soustavu, protože při provozu odebírají sinusový proud.

První část práce se zabývá popisem PPU při vedení do zátěže a rekuperaci energie.

V další části práce jsou vybrány 2 řídicí struktury – řízení s výpočtem řídicího úhlu θ pomocí matematického modelu a řízení s regulátorem fázového posunu φ . Pro tyto řídicí struktury byly sestaveny simulační modely, na kterých byla ověřena funkce jednotlivých řídicích struktur.

Na závěr práce jsou porovnány výsledky simulací jednotlivých řídicích struktur.

Klíčová slova

jednofázový proudový pulzní usměřovač, PPU, čtyřkvadrantová varianta, rekuperace, řídicí struktura, simulační model, MatLab, Simulink, Plecs

Abstact

This diploma work is concerned with the four-quadrant variations of current source active rectifier (CSAR). The main advantage of current source active rectifier unlike conventional thyristor rectifiers that they are not distracting to the supply system, because in operation they draw sine wave current.

The first part deals with the description of the CSAR in leading the load and during energy recuperation.

In the next part are chosen 2 control structure - structure with calculated control angle ϑ using a mathematical model and structure with phase shift φ controller. For these control structures were compiled simulation models upon which it was tested the function of each control structure.

The last part compared the results based on simulations of control structures.

Key words

single-phase current source active rectifier, CSAR, four-quadrant, recovery, control structure, simulation model, MatLab, Simulink, Plecs

Obsah

Seznam symbolů a zkratek.....	2
1 Úvod	3
2 Současný stav poznání ve zkoumané oblasti.....	4
3 Cíle práce	5
4 Proudový pulzní usměrňovač	6
4.1 VÝKONOVÝ OBVOD.....	6
4.2 POPIS FUNKCE PPU.....	7
4.3 PŘEHLED NEJČASTĚJŠÍCH ŘÍDICÍCH STRUKTUR PPU.....	10
5 Řídicí struktura s výpočtem úhlu řízení v pomoci matematického modelu	13
5.1 POPIS ŘÍDICÍ STRUKTURY	13
5.2 VÝSLEDKY SIMULAČNÍHO OVĚŘENÍ FUNKCE ŘÍDICÍ STRUKTURY.....	14
6 Řídicí struktura s regulátorem fázového posunu φ	20
6.1 POPIS ŘÍDICÍ STRUKTURY	20
6.2 VÝSLEDKY SIMULAČNÍHO OVĚŘENÍ FUNKCE ŘÍDICÍ STRUKTURY.....	21
7 Závěr	25
Literatura	26
Příloha 1 : Parametry simulací.....	30

Seznam symbolů a zkratk

PPU	proudový pulzní usměrňovač
IGBT	bipolární tranzistor s izolovaným hradlem insulated gate bipolar transistor
PWM	pulzně šířková modulace, Pulse Width Modulation
Usítě	napětí napájecí soustavy
I	proud odebíraný z napájecí soustavy
ω	úhlová frekvence napájecí soustavy
I_V	proud protékající sepnutým tranzistorem
U_C	napětí na kondenzátoru
I_C	proud protékající kondenzátorem
U_{OUT}	napětí na zátěži
I_d	proud protékající zátěží
z	poměrné sepnutí tranzistoru
ϑ	úhel řízení PPU, úhel mezi $U_{sítě}$ a 1. harmonickou I_V
φ	fázový posun mezi $U_{sítě}$ a 1. harmonickou I
δ	úhel mezi 1. harmonickou U_C a 1. harmonickou I_V
ε	úhel mezi $U_{sítě}$ a 1. harmonickou U_C
L_σ	rozptylová indukčnost měničového transformátoru
C	akumulační kondenzátor
L	indukčnost zátěže
R	činný odpor zátěže
U_i	indukované napětí zátěže
$T_{1,1} - T_{4,2}$	spínací tranzistory PPU
THD	celkové harmonické zkreslení
λ	celkový účinník, Power Factor
$\cos \varphi$	účinník první harmonické

1 Úvod

Klasické tyristorové usměrňovače jsou hojně používány zejména pro jejich jednoduchost, spolehlivost a cenovou dostupnost. Hlavní nevýhodou těchto usměrňovačů je jejich negativní vliv na napájecí soustavu. Při provozu totiž odebírají neharmonický proud. Tento neharmonický proud je složený kromě základní harmonické z vyšších harmonických a meziharmonických. Tyto složky zvyšují celkové harmonické zkreslení THD a zhoršují celkový účinník λ i účinník 1. harmonické $\cos \varphi$.

Použití pulzních usměrňovačů je jednou z možností, jak tyto negativní vlivy omezit či odstranit. Pulzní usměrňovače při své činnosti odebírají z napájecí soustavy téměř sinusový proud, čímž se snižuje celkové harmonické zkreslení THD a zlepšuje celkový účinník λ i účinník 1. harmonické $\cos \varphi$.

Pulzní usměrňovače lze rozdělit na 2 typy: napěťový a proudový. Napěťový typ pulzního usměrňovače se používá zejména ve spojení s napěťovým střídačem pro napájení a řízení asynchronních motorů.

Proudový typ pulzního usměrňovače je možné použít také ve spojení s proudovým střídačem jako součást nepřímého měniče frekvence nebo častěji pro napájení stejnosměrných trakčních pohonů. Právě při aplikacích v trakčních pohonech je vhodné používat čtyřkvadrantovou variantu proudového pulzního usměrňovače, která umožňuje i rekuperaci energie zpět do napájecí soustavy.

2 Současný stav poznání ve zkoumané oblasti

Problematicke pulzních usměrňovačů se v současné době věnuje mnoho autorů. Většina prací se však zabývá 3-fázovými variantami usměrňovačů zejména napěťového typu. Použité práce zabývající se problematikou 1-fázového proudového usměrňovače pocházejí z naší fakulty.

V těchto pracích [2],[3],[6] – [17] je řešeno :

- Řízení proudového pulzního usměrňovače pomocí matematického modelu. Při tomto řízení je regulován fázový posun na hodnotu $\varphi=0$.
- Řízení proudového pulzního usměrňovače pomocí regulátoru fázového posunu φ . Toto řízení umožňuje regulovat úhel fázového posunu φ v intervalu $\langle -50^\circ; +50^\circ \rangle$. Usměrňovač je pak možné použít jako kompenzátor jalového výkonu induktivního i kapacitního charakteru.
- Řízení proudového pulzního usměrňovače pomocí regulátoru fázového posunu φ s Power Factor (PF) regulátorem. Toto řízení je doplněno o blok, který kompenzuje 3., 5. a 7. harmonickou měřeného odebíraného proudu.

Přehledem jednotlivých variant pulzních usměrňovačů se zabývá práce [18]. Je zde popsána 1-fázová i 3-fázová varianta napěťového pulzního usměrňovače, 3-fázová varianta proudového pulzního usměrňovače a způsoby jejich řízení. 1-fázovým pulzním usměrňovačem se tato práce bohužel nezabývá.

Aktivnímu tlumení kmitů vstupního LC filtru se věnují práce [19],[20].

3-fázovou variantou proudového pulzního usměrňovače, která jako spínací součástky používá klasické tyristory komutované pomocí dvou IGBT tranzistorů, se zabývá práce [21]. Hlavní výhodou tohoto zapojení je v úspoře nákladů, IGBT je až 10krát dražší než klasický tyristor srovnatelných parametrů.

3 Cíle práce

Tato diplomová práce se zabývá čtyřkvadrantovou variantou jednofázového pulzního usměrňovače proudového typu (PPU). Tato varianta PPU je v dostupné literatuře zmiňována jen okrajově, komplexnější zpracování problematiky řízení čtyřkvadrantové varianty PPU jsem neobjevil.

Při zpracování této diplomové práce byly vytyčeny následující cíle :

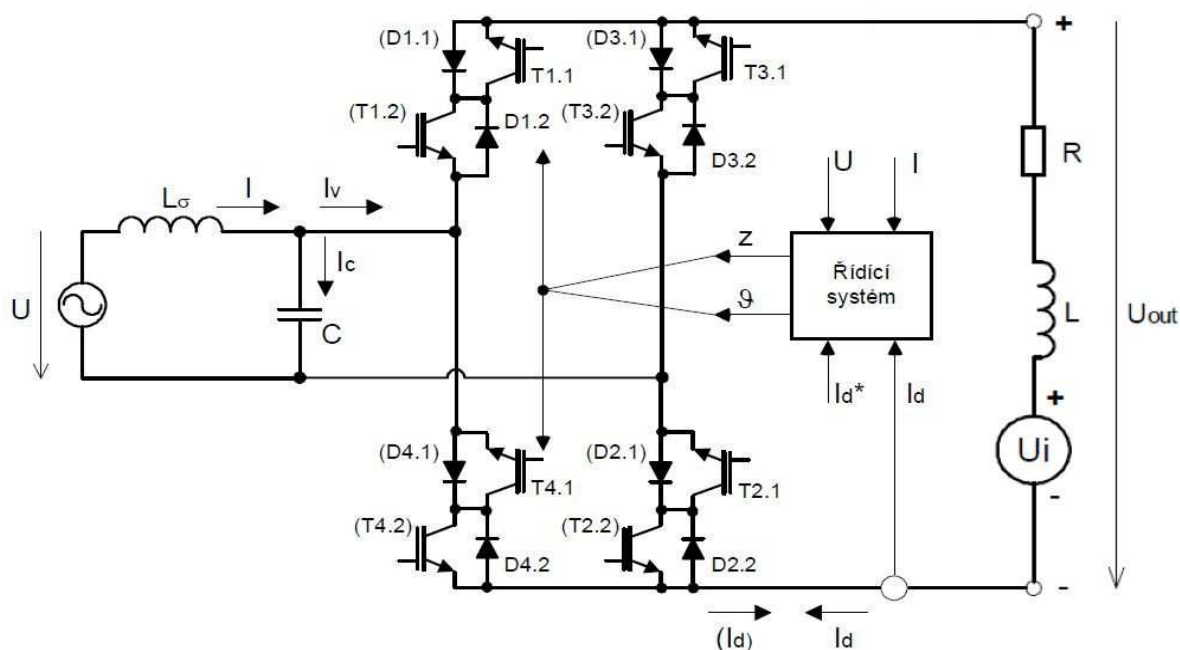
- Popis čtyřkvadrantové varianty proudového pulzního usměrňovače
 - ✓ v režimu vedení do zátěže
 - ✓ v režimu rekuperace energie
- Sestavení simulačních modelů vybraných řídicích struktur
 - ✓ řídicí struktura s výpočtem úhlu řízení ϑ pomocí matematického modelu s možností regulace fázového posunu φ
 - ✓ řídicí struktura s regulátorem fázového posunu φ
- Simulace ustálených a přechodových stavů proudového pulzního usměrňovače při řízení vybranými řídicími strukturami

V závěru práce budou porovnány výsledky simulací jednotlivých řídicích struktur v ustálených i přechodových stavech.

4 Proudový pulzní usměrňovač

4.1 Výkonový obvod

Na obrázku Obr.4.1 je schéma výkonového obvodu proudového pulzního usměrňovače (PPU) s blokem řídicího systému. Jako spínací součástky jsou použity antisériově spojené IGBT tranzistory T1 – T4.



Obr.4.1 Výkonový obvod PPU

Ze sítě je odebírán harmonický proud I , který se dělí na proud kondenzátoru I_C a proud usměrňovače I_V . Stejnoseměrnou částí obvodu protéká proud I_d .

Při vedení do zátěže jsou spínány tranzistory T1.1 + T2.1 nebo T3.1 + T4.1.

Hlavní výhodou čtyř kvadrantové varianty PPU oproti klasické dvou kvadrantové variantě je možnost rekuperace energie. Při rekuperaci energie jsou spínány tranzistory T1.2 + T2.2 nebo T3.2 + T4.2.

Kombinace sepnutých součástí v režimu nulového vedení zátěže závisí na předchozím režimu měniče. Při přechodu z vedení do zátěže jsou spínány tranzistory T1.1 + T4.1 nebo T2.1 + T3.1, při přechodu z režimu rekuperace energie jsou spínány tranzistory T1.2 + T4.2 nebo T2.2 + T3.2.

Při nulovém vedení zátěže je výkonový obvod rozdělen na dvě samostatné části, střídavou a stejnosměrnou. Nepřerušeni proudu I indukčností L_σ zajišťuje kondenzátor C . Nepřerušeni proudu zátěže I_d zajišťuje sepnutá dvojice tranzistorů.

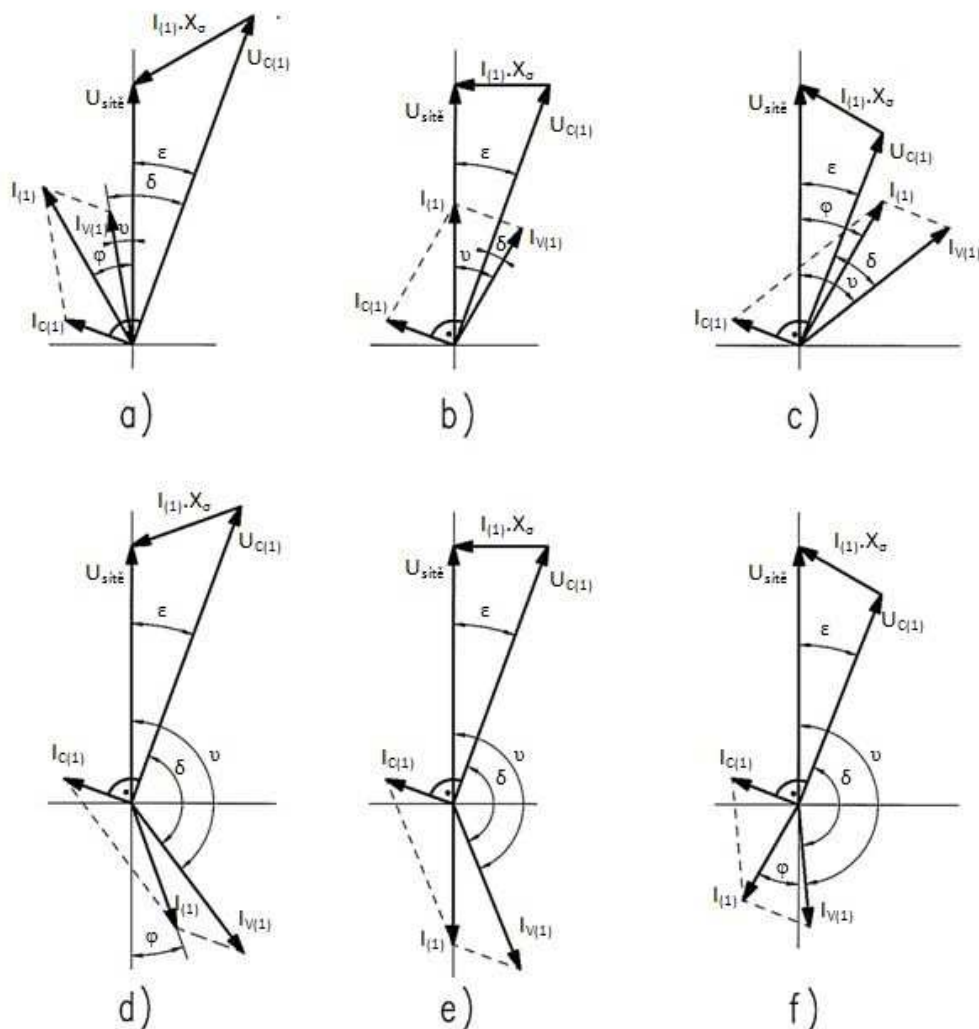
4.2 Popis funkce PPU

Na obrázku Obr.4.2 jsou znázorněny fázorové diagramy veličin střídavé části výkonového obvodu PPU. Z těchto diagramů platí pro 1. harmonickou proudu :

$$\bar{I}_{(1)} = \bar{I}_{V(1)} + \bar{I}_{C(1)} \quad (4.1)$$

a pro napětí :

$$\bar{U}_{C(1)} = \bar{U}_{sítě} - j\omega L_\sigma \bar{I}_{(1)} \quad (4.2)$$



Obr.4.2 Fázorové diagramy veličin střídavé části výkonového obvodu PPU práce do zátěže: a) kapacitní účinník $\varphi < 0^\circ$ b) $\varphi = 0^\circ$ c) induktivní účinník $\varphi > 0^\circ$ rekuperace energie: d) induktivní účinník $\varphi < 180^\circ$ e) $\varphi = 180^\circ$ f) kapacitní účinník $\varphi > 180^\circ$

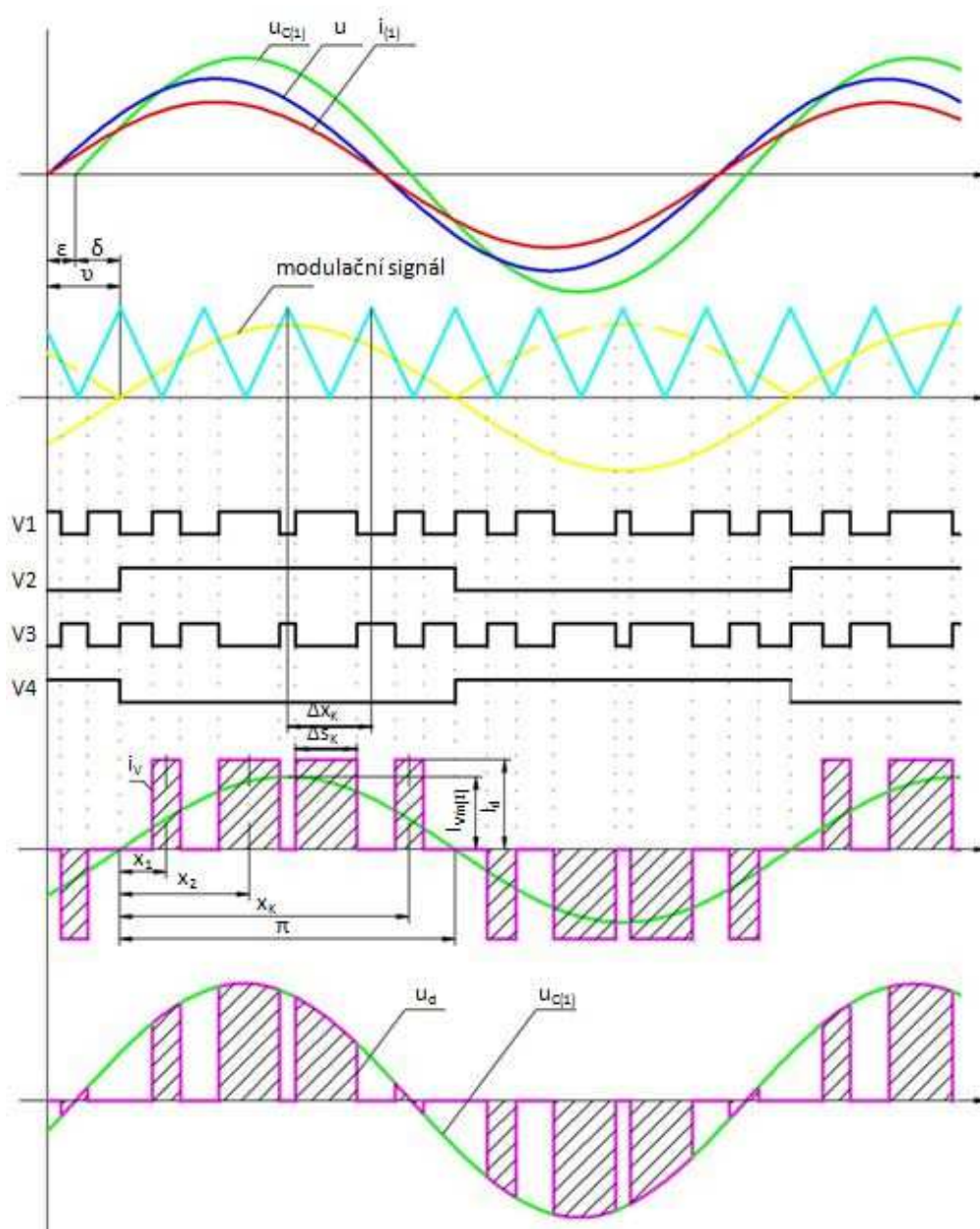
Usměrňovač je řízen řídicím úhlem ν a poměrným sepnutím tranzistorů z , které definujeme ze spínacího diagramu na obrázku Obr.4.3:

$$z \cdot \sin \alpha_K = \frac{\Delta S_K}{\Delta x_K} \quad (4.3)$$

Pro amplitudu 1. harmonické proudu i_V platí:

$$I_{Vm(1)} = \frac{I_d}{\pi} \cdot \sum_{k=1}^q \Delta S_K \cdot \sin \alpha_K \quad (4.4)$$

, kde q je poměr frekvence pilového napětí ku frekvenci napájecího napětí.



Obr.4.3 Spínací diagram PPU

Ze vztahů 4.3 a 4.4 vyplývá:

$$I_{Vm(1)} = \frac{z \cdot I_d}{\pi} \cdot \sum_{k=1}^q \Delta x_K \cdot \sin^2 x_K \quad (4.5)$$

Při dostatečně velkém poměru q lze vztah 4.5 přepsat do tvaru:

$$I_{Vm(1)} = \frac{z \cdot I_d}{\pi} \cdot \int_0^{2\pi} \sin^2 x \, dx = z \cdot I_d \quad (4.6)$$

Střední hodnotu napětí lze vyjádřit vztahem:

$$U_d = \frac{1}{\pi} \cdot \sum_{k=1}^q \Delta s_K \cdot U_{Cm(1)} \cdot \sin(x_K + \delta) \quad (4.7)$$

S využitím vztahu 4.3 lze psát:

$$U_d = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} z \cdot U_{Cm(1)} \cdot \sin x \cdot \sin(x + \delta) \, dx = \frac{z \cdot U_{Cm(1)}}{2} \cdot \cos \delta \quad (4.8)$$

Pro pracovní bod daný požadovaným proudem I_d , napětím U_i , napětím sítě $U_{sítě}$ a fázovým posunem φ určíme řídicí veličiny následujícím postupem:

Z rovnosti činného výkonu platí:

$$U_{sítě} \cdot I_{(1)} \cdot \cos \varphi = U_i \cdot I_d + R \cdot I_d^2 \Rightarrow I_{(1)} = \frac{U_i \cdot I_d + R \cdot I_d^2}{U_{sítě} \cdot \cos \varphi} \quad (4.9)$$

Z fázorových diagramů Obr.4.2 platí podle kosinové věty:

$$U_{C(1)}^2 = U_{sítě}^2 + (\omega \cdot L_\sigma \cdot I_{(1)})^2 - 2 \cdot U_{sítě} \cdot (\omega \cdot L_\sigma \cdot I_{(1)}) \cdot \cos\left(\frac{\pi}{2} - \varphi\right) \quad (4.10)$$

Z fázorových diagramů Obr.4.2 platí podle kosinové věty:

$$(\omega \cdot L_\sigma \cdot I_{(1)})^2 = U_{sítě}^2 + U_{C(1)}^2 - 2 \cdot U_{sítě} \cdot U_{C(1)} \cdot \cos \varepsilon \quad (4.11)$$

$$\varepsilon = \arccos \frac{U_{sítě}^2 + U_{C(1)}^2 - (\omega \cdot L_\sigma \cdot I_{(1)})^2}{2 \cdot U_{sítě} \cdot U_{C(1)}} \quad (4.12)$$

Dosazením za $U_{C(1)}^2$ ze vztahu 4.10 zjednodušíme vztah 4.12:

$$\varepsilon = \arccos \frac{U_{sítě} - \omega \cdot L_\sigma \cdot I_{(1)} \cdot \cos\left(\frac{\pi}{2} - \varphi\right)}{U_{C(1)}} \quad (4.13)$$

Proud kondenzátoru:

$$I_{C(1)} = \omega \cdot C \cdot U_{C(1)} \quad (4.14)$$

S využitím kosinové věty lze určit efektivní hodnotu 1. harmonické proudu i_V :

$$I_{V(1)} = \sqrt{I_{C(1)}^2 + I_{(1)}^2 - 2 \cdot I_{C(1)} \cdot I_{(1)} \cdot \cos\left(\frac{\pi}{2} + \varphi - \varepsilon\right)} \quad (4.15)$$

Z výkonové rovnice určíme fázový posun δ mezi napětím kondenzátoru $U_{C(1)}$ a proudem $I_{V(1)}$:

$$U_{C(1)} \cdot I_{V(1)} \cdot \cos \delta = U_i \cdot I_d + R \cdot I_d^2 \Rightarrow \delta = \arccos \frac{U_i \cdot I_d + R \cdot I_d^2}{U_{C(1)} \cdot I_{V(1)}} \quad (4.16)$$

Pro úhel řízení v pak platí:

$$v = \delta + \varepsilon \quad (4.17)$$

Ze vztahu 4.6 pak určíme poměrné sepnutí

$$z = \frac{\sqrt{2} \cdot I_V}{I_d} \quad (4.18)$$

4.3 Přehled nejčastějších řídicích struktur PPU

Existuje celá řada řídicích struktur, kterými je možné ovládat PPU. V této kapitole je vytvořen přehled řídicích struktur včetně jejich výhod a nevýhod, které jsou nejčastěji používané v dostupné literatuře.

✓ Dvouhodnotové řízení

Při použití této řídicí struktury se komparátorem porovnává aktuální hodnota proudu zátěží I_d s mezemi, které jsou určeny požadovanou hodnotou proudu I_d a nastavitelnou hysterezí. Používá se zejména v aplikacích, kde chceme využít téměř sinusového tvaru odebíraného proudu, ale neřešíme jeho fázový posun proti napájecímu napětí. Fázový posun je dán parametry zátěže.

Výhody: jednoduchost
 robustnost
 odolnost proti zkreslenému napájecímu napětí

Nevýhody: proměnná spínací frekvenci
 nemožnost řízení fázového posunu

✓ Řízení bez regulace řídicího úhlu ν

PPU je řízen pomocí PWM, řízena je pouze velikost proudu zátěže I_d . Jde o nejjednodušší řídicí strukturu s PWM. Tuto strukturu lze použít v aplikacích, kde chceme mít harmonický odebíraný proud, ale nepotřebujeme regulovat účinník $\cos \varphi$.

Výhody: jednoduchost

Nevýhody: nemožnost regulovat fázový posun φ

✓ Řízení s výpočtem řídicího úhlu ν pomocí matematického modelu

PPU je řízen pomocí PWM, řídicími veličinami jsou poměrné sepnutí z a úhel sepnutí ν .

Výhody: jednoduchost výpočtu při řízení s úhlem pouze $\varphi = 0^\circ$

při řízení s úhlem $\varphi = 0^\circ$ nastavování pouze jednoho PI regulátoru

při řízení s úhlem $\varphi = \langle -50^\circ; 50^\circ \rangle$ lze kompenzovat jalový výkon

Nevýhody: nutná znalost obvodových parametrů L_σ, C, L, R

nutná synchronizace s napájecím napětím

neodolnost proti zkreslenému napájecímu napětí

funkce arccos – problematická realizace v DPS

✓ Řízení s regulátorem fázového posunu φ

PPU je řízen pomocí PWM, řídicími veličinami jsou poměrné sepnutí z a úhel sepnutí ν . Velikost řídicího úhlu je taková, aby mezi odebíraným proudem a napájecím napětím byl zvolený fázový posun φ .

Výhody: konstantní spínací frekvence

není nutná znalost obvodových parametrů L_σ, C, L, R

řízením fázového posunu φ lze kompenzovat jalový výkon

Nevýhody: neodolnost proti zkreslenému napájecímu napětí

✓ Řízení s regulátorem fázového posunu φ a Power Factor regulátorem

Řízení s regulátorem fázového posunu φ je doplněno o blok, který se skládá ze tří rezonančních regulátorů nalazených na frekvenci 3., 5. a 7. harmonické. Výstupní korekční proud z těchto regulátorů je přičítán k modulačnímu signálu.

Výhody: odolnost proti zkreslenému napájecímu napětí

snížení obsahu 3., 5. a 7. harmonické v odebíraném proudu

Nevýhody: větší složitost oproti předchozím řízením

✓ Selective Harmonic Elimination - SHE

Při použití této řídicí struktury jsou řídicí veličiny vypočteny tak, aby se v odebíraném proudu I nevyskytovaly zvolené vyšší harmonické, zpravidla 5. a 7., případně 11. a 13. harmonická.

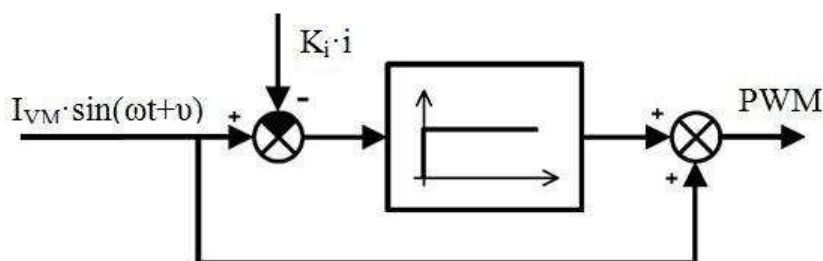
Výhody: snížení celkového harmonického zkreslení THD

eliminace zvolených harmonických

Nevýhody: výpočetně náročné

Řídicí struktury s PWM modulátorem jsou z principu neodolné proti zkreslenému tvaru napájecího napětí. PWM modulátor porovnává hodnotu modulačního signálu, který má tvar funkce sinus, a nosného signálu, kterým je většinou symetrické pilové napětí, a při jejich rovnosti spíná nebo vypíná tranzistory. Při zkresleném napájecím napětí je zkreslen i proud odebíraný ze sítě a nelze dosáhnout účinníku $\lambda \rightarrow 1$.

V pracích [2], [10] – [12] je zpracována struktura pro korekci tvaru proudu I při zkresleném napětí $U_{\text{sítě}}$. Od sinusového modulačního signálu je odečítána znormovaná hodnota odebíraného proudu I . Amplituda tohoto rozdílu je upravena P regulátorem a přičtena k modulačnímu signálu. Touto úpravou je možné zcela odstranit nebo alespoň omezit obsah vyšších harmonických v odebíraném proudu. Struktura pro korekci tvaru proudu I při zkresleném napětí $U_{\text{sítě}}$ je uvedena na obrázku Obr.4.4.



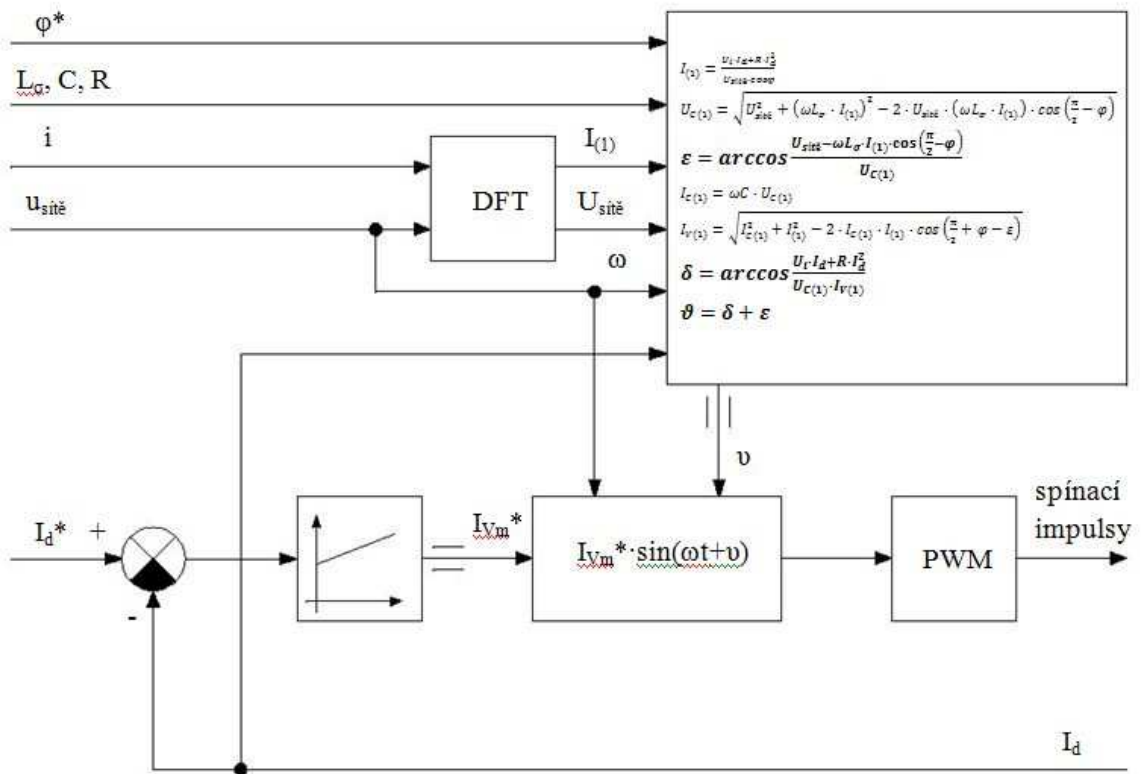
Obr.4.4 Struktura pro korekci tvaru proudu I při zkresleném napětí $U_{\text{sítě}}$

5 Řídicí struktura s výpočtem úhlu řízení ν pomocí matematického modelu

5.1 Popis řídicí struktury

V dostupné literatuře je matematický model odvozován pro požadovanou hodnotu fázového posunu $\varphi = 0$. V této práci je odvozen matematický model s možností regulace fázového posunu φ . Matematický model je sice výpočetně složitější, ale oproti řídicí struktuře s regulátorem fázového posunu φ je zde pouze jeden PI regulátor.

Regulační strukturu tvoří regulační smyčka proudu zátěží s PI regulátorem, blokem modulačního signálu, kde zároveň probíhá synchronizace s napětím sítě $U_{\text{sítě}}$, PWM modulátorem a zpětnou vazbou proudu zátěže I_d . Schéma řídicí struktury je znázorněno na obrázku Obr.5.5.



Obr.5.5 Řídicí struktura PPU s výpočtem úhlu řízení ν pomocí matematického modelu

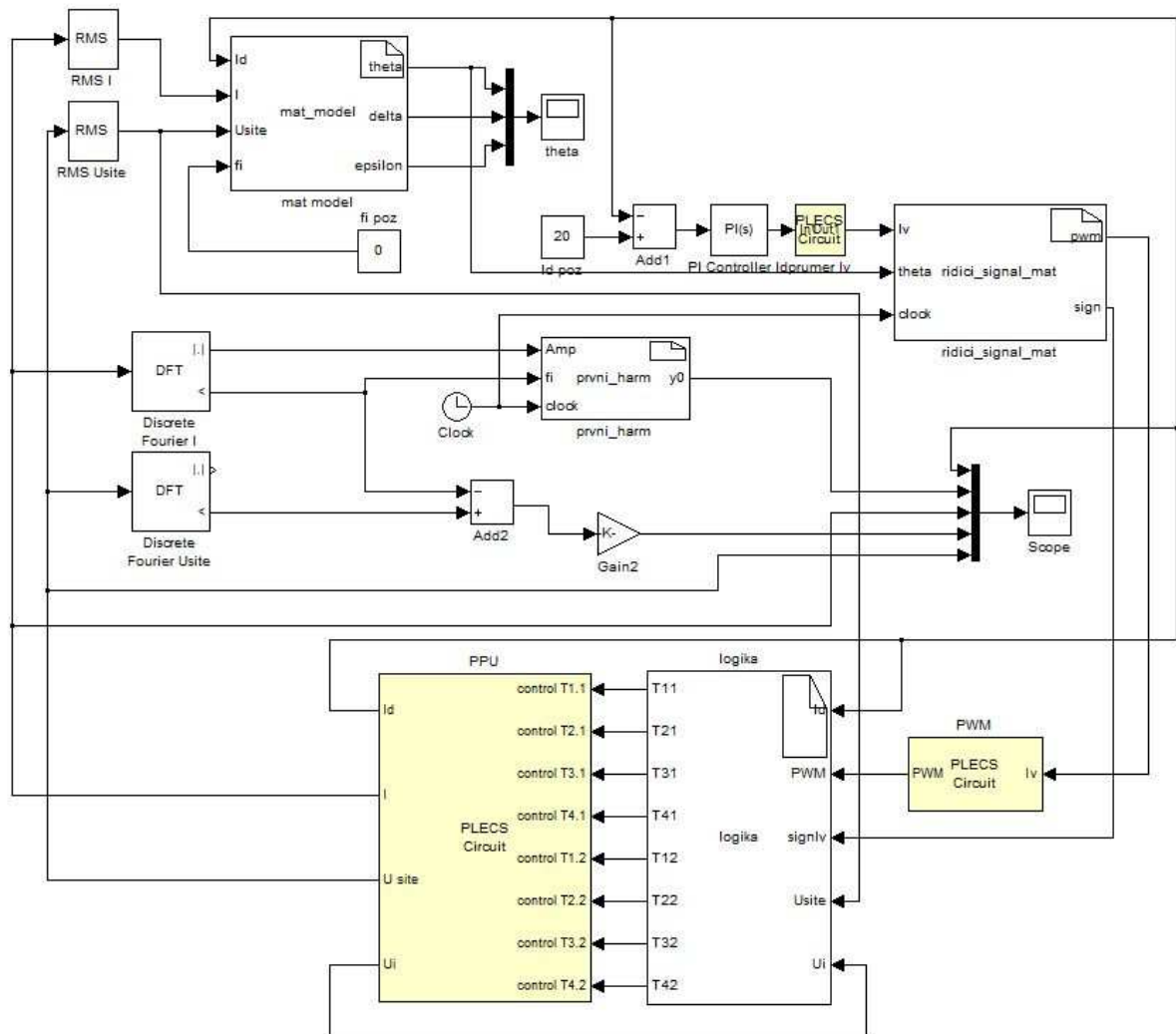
Do bloku matematického modelu, kde probíhá výpočet řídicího úhlu ν , jsou z bloku diskrétní Fourierovy transformace přivedeny efektivní hodnoty 1. harmonické napájecího napětí $U_{\text{sítě}}$ a odebíraného proudu I a jejich fázový posun φ . Dále jsou do bloku matematického modelu zavedena úhlová frekvence ω a obvodové parametry L_G, C, L, R . Právě nutná znalost obvodových parametrů je asi největší slabinou této řídicí struktury, protože jejich přesné stanovení může být komplikované. Výstupem z bloku matematického modelu je vypočtený řídicí úhel ν , který je zaveden do bloku modulačního signálu.

Regulace řídicího úhlu ν , resp. fázového posunu φ , má význam pouze pokud je požadovaná hodnota $I_d > I_{\text{dmin}}$. Hodnota I_{dmin} je dána zejména velikostí I_C , resp. velikostí akumulárního kondenzátoru C . Pokud je požadovaná hodnota $I_d < I_{\text{dmin}}$ není již možné regulovat úhel ν , ale pouze velikost I_d . Pro řídicí úhel je nastavena hodnota $\nu = 0$, protože při této hodnotě vychází nejmenší zvlnění proudu I_d . Fázový posun je pak dán parametry zátěže. Podrobnější popis řízení v této oblasti je zpracován v [3].

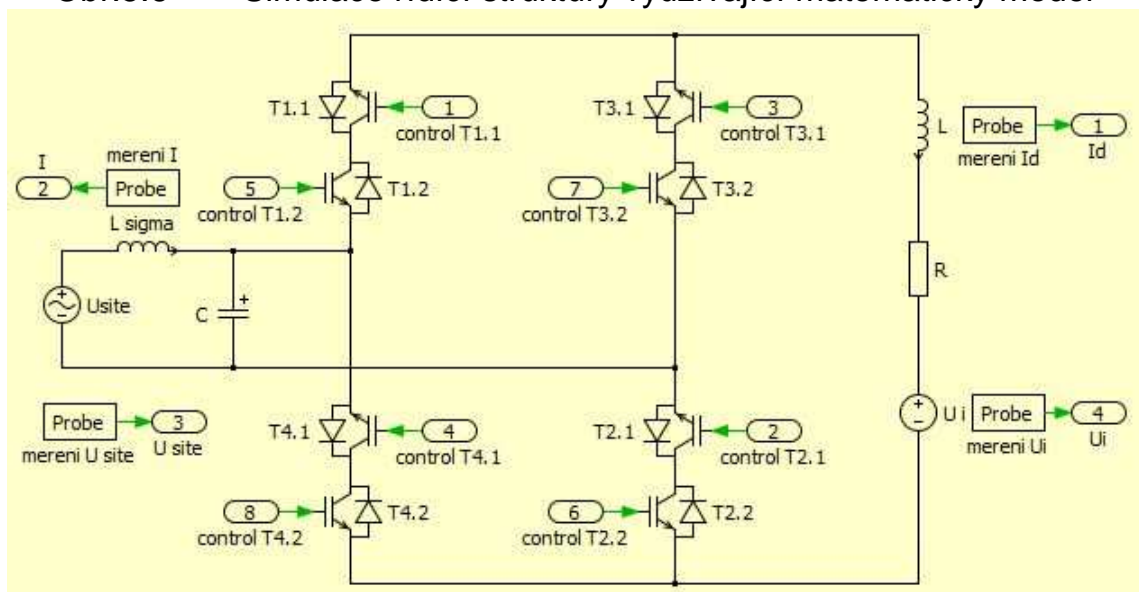
5.2 Výsledky simulačního ověření funkce řídicí struktury

V programu Matlab s využitím toolboxů Simulink a Plecs byla sestavena řídicí struktura využívající matematický model PPU a na ní provedena simulace funkce řídicí struktury. Sestavená řídicí struktura je na obrázku Obr.5.6.

Simulační struktura je složena z bloku pro výpočet matematického modelu, jehož vstupy jsou efektivní hodnoty napětí sítě $U_{\text{sítě}}$ a odebíraného proudu I , hodnota usměrněného proudu I_d a požadovaná hodnota fázového posunu φ , výstupem tohoto bloku je řídicí úhel ν . PI regulátorem je určena velikost modulačního signálu, ta je spolu s hodnotou řídicího úhlu přivedena k bloku, který vytváří modulační signál. Modulační signál je přiveden na vstup bloku PWM. Tento blok musel být vytvořen, jelikož blok pro jednofázovou symetrickou PWM, který je obsažen v toolboxu Simulink, nefungoval správně. Výstup PWM spolu s polaritou modulačního signálu vstupuje do bloku logika, jehož úkolem je správné spínání IGBT tranzistorů ve výkonovém obvodu PPU na obrázku Obr.5.7.

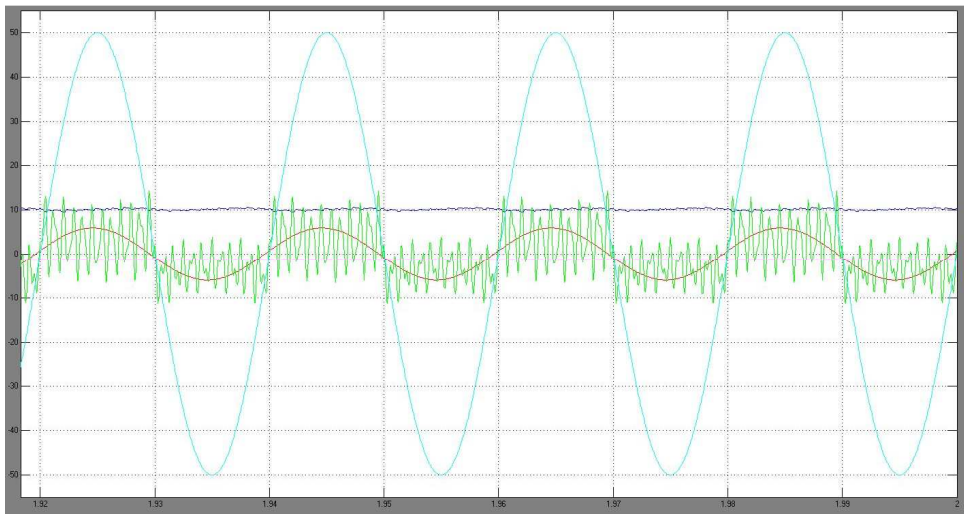


Obr.5.6 Simulace řídicí struktury využívající matematický model

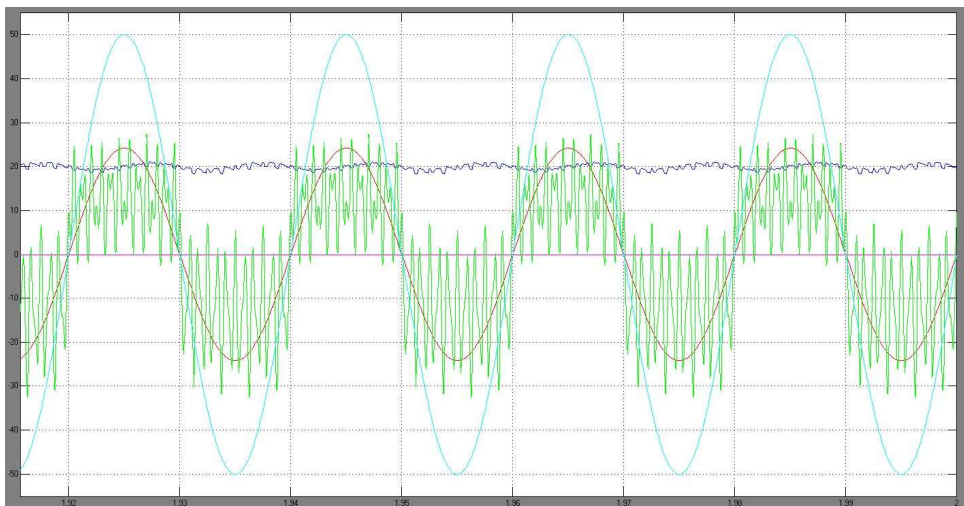


Obr.5.7 Výkonový obvod v toolboxu Plecs

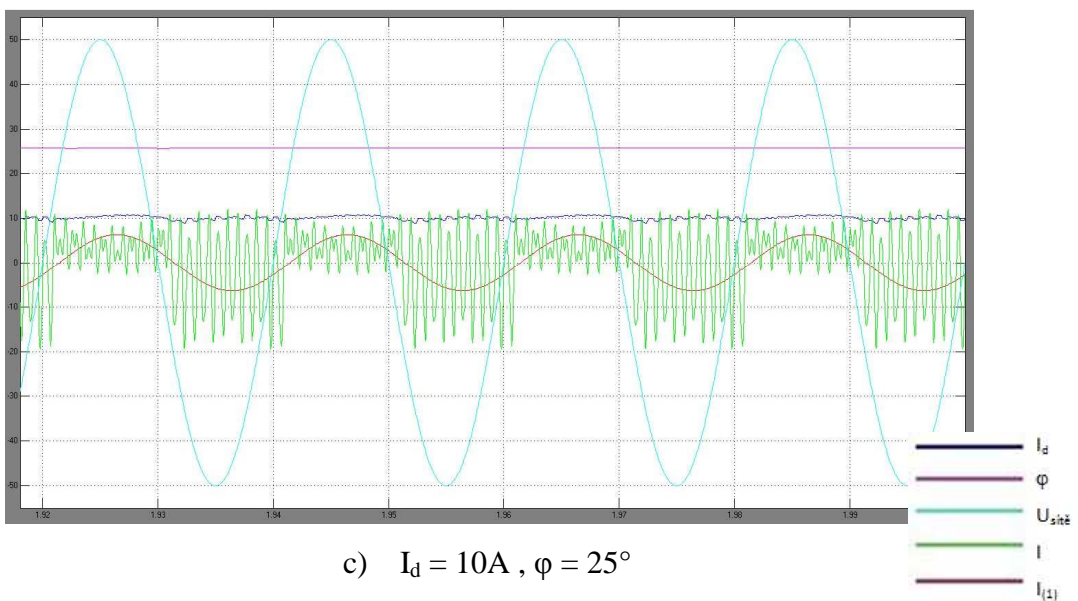
Následující obrázky Obr.5.8 – Obr.5.10 zachycují výsledky simulací.



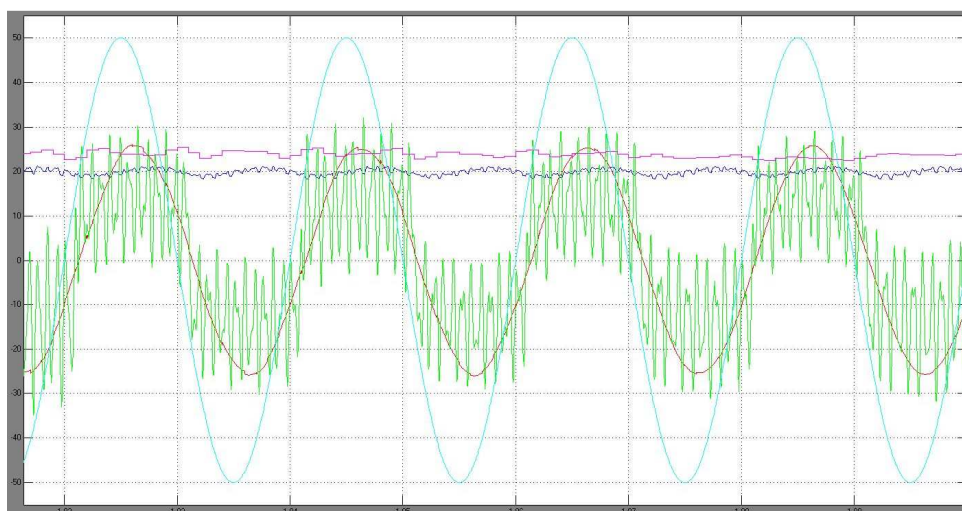
a) $I_d = 10\text{A}$, $\varphi = 0^\circ$



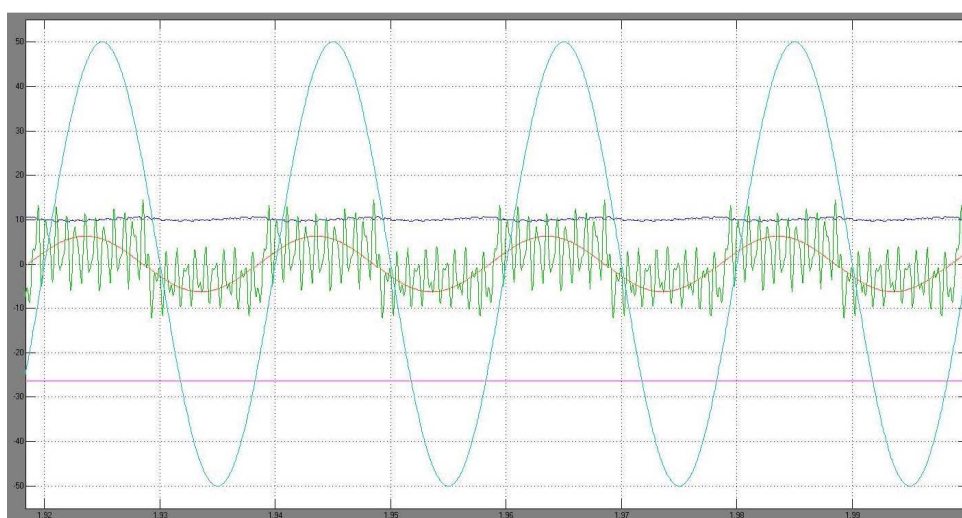
b) $I_d = 20\text{A}$, $\varphi = 0^\circ$



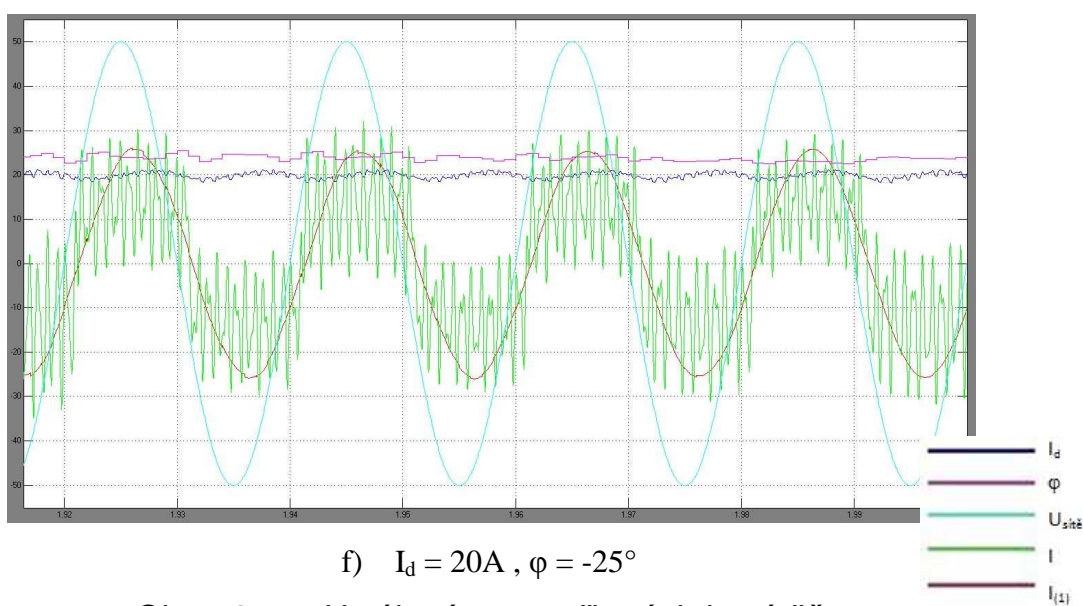
c) $I_d = 10\text{A}$, $\varphi = 25^\circ$



d) $I_d = 20A$, $\varphi = 25^\circ$

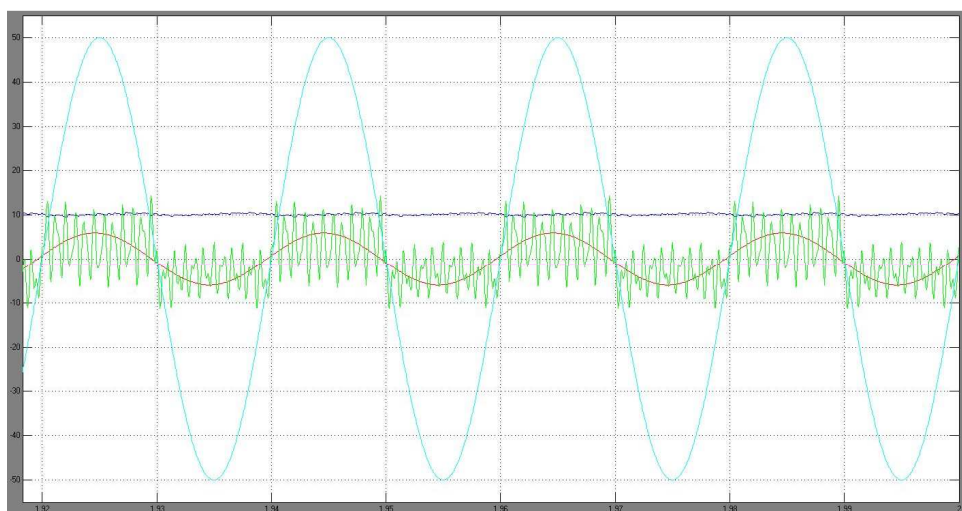


e) $I_d = 10A$, $\varphi = -25^\circ$

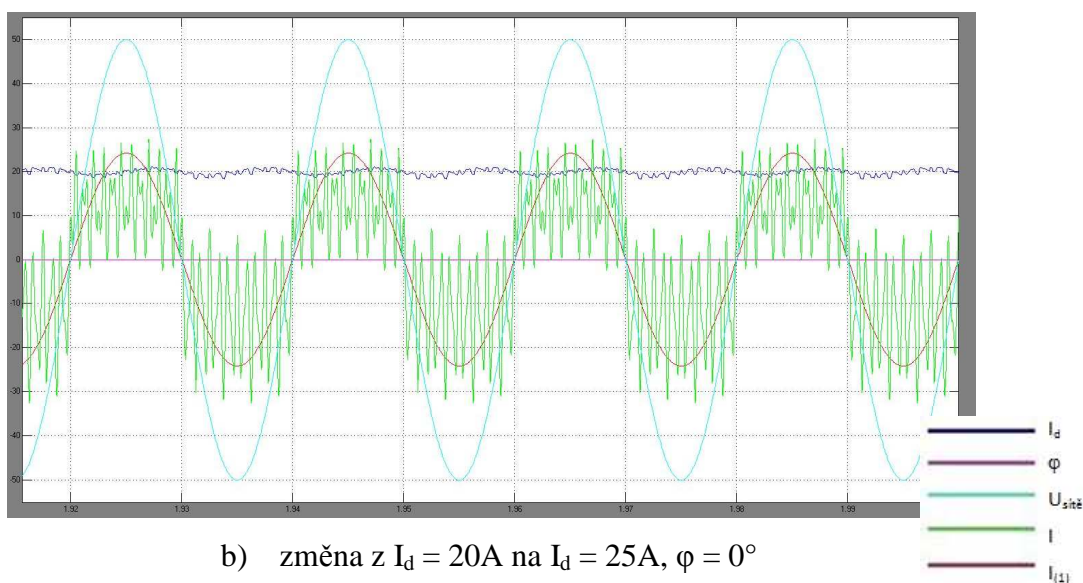


f) $I_d = 20A$, $\varphi = -25^\circ$

Obr.5.8 Ustálené stavy při práci do zátěže

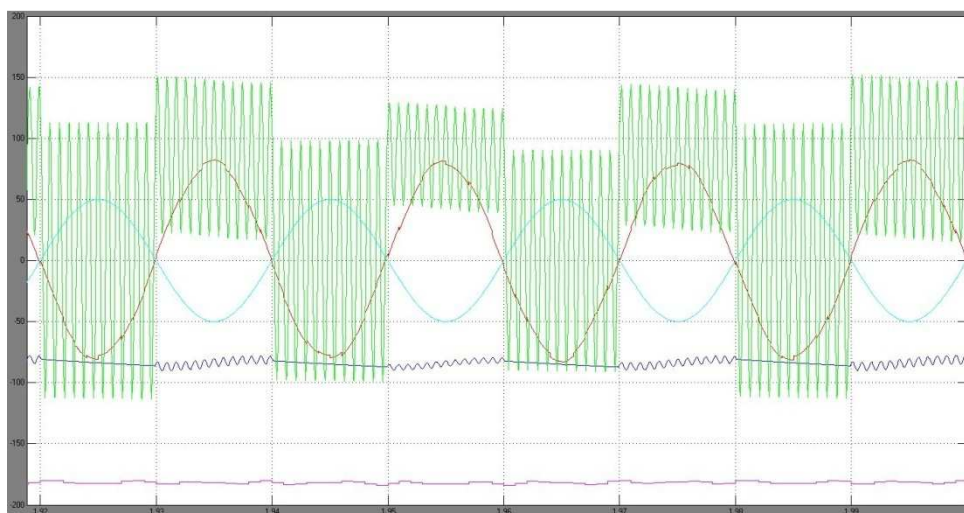


a) změna z $I_d = 20\text{A}$ na $I_d = 15\text{A}$, $\varphi = 0^\circ$

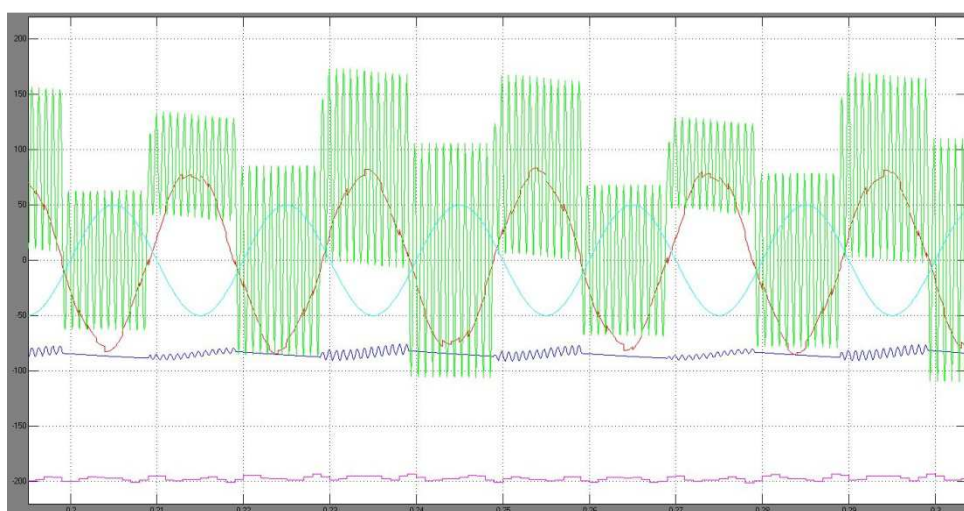


b) změna z $I_d = 20\text{A}$ na $I_d = 25\text{A}$, $\varphi = 0^\circ$

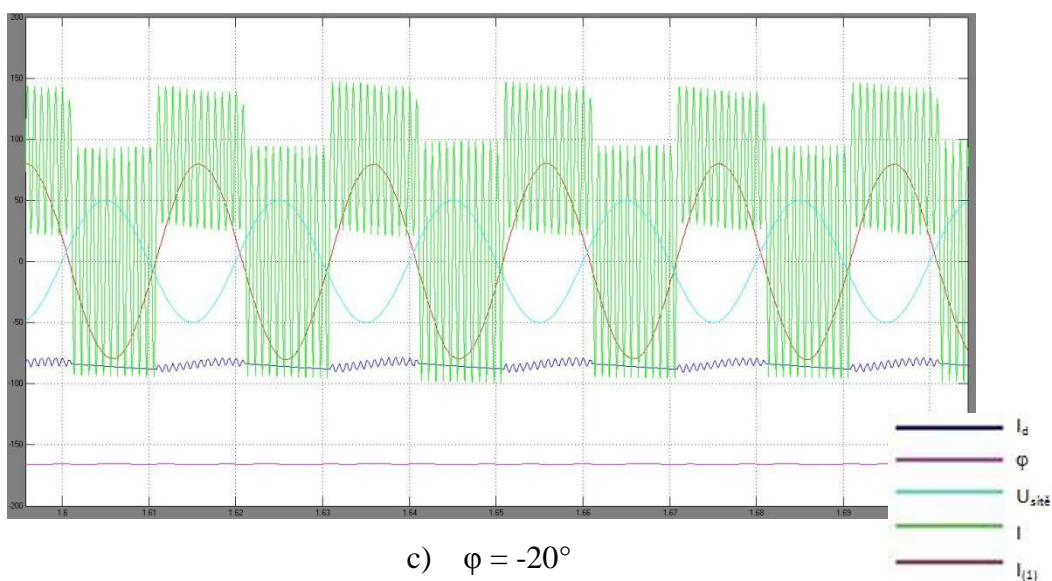
Obr.5.9 Změna velikosti odebíraného proudu I_d



a) $\varphi = 0^\circ$



b) $\varphi = 20^\circ$



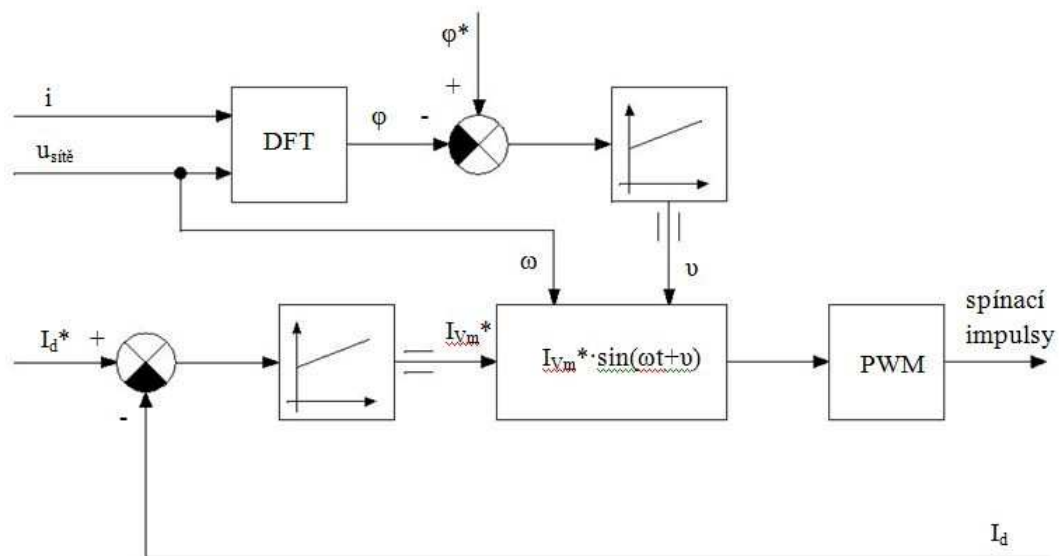
c) $\varphi = -20^\circ$

Obr.5.10 Rekuperace energie

6 Řídicí struktura s regulátorem fázového posunu φ

6.1 Popis řídicí struktury

Protože řízení PPU pomocí matematického modelu vyžaduje přesnou znalost obvodových parametrů L_σ , C , L , R a neumožňovalo s ohledem na výpočetní složitost regulovat fázový posun φ na jinou hodnotu než $\varphi = 0$, byla vyvinuta řídicí struktura s regulátorem fázového posunu φ . Schéma řídicí struktury s regulátorem fázového posunu φ je znázorněno na obrázku Obr.6.11.



Obr.6.11 Řídicí struktura PPU s regulátorem fázového posunu φ

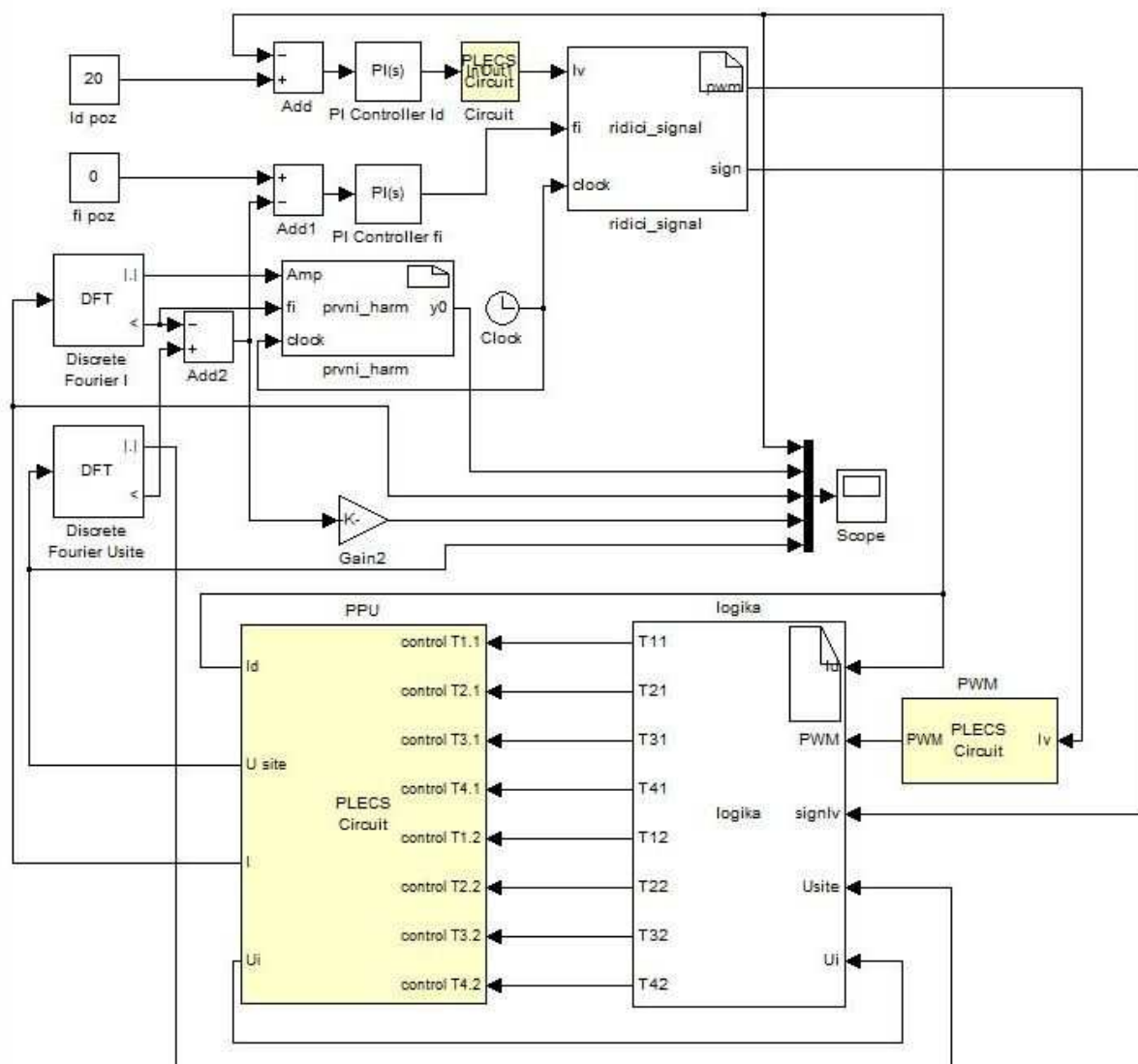
Tato řídicí struktura nevyžaduje znalost obvodových parametrů L_σ , C , L , R a umožňuje regulovat fázový posun φ v rozsahu $< -50^\circ; 50^\circ >$. Výpočetně je toto řízení mnohem jednodušší než řízení matematickým modelem zejména proto, že zde odpadá výpočet funkce arccos pro určení hodnoty řídicího úhlu v .

Základem této řídicí struktury je opět regulační smyčka proudu s PI regulátorem, blokem modulačního signálu, PWM modulátorem a zpětnou vazbou proudu zátěže I_d . Diskrétní Fourierovou transformací je získávána aktuální hodnota fázového posunu φ , která je odečítána od požadované hodnoty φ^* . Tato regulační odchylka je přivedena PI regulátoru, jehož výstupem je hodnota řídicího úhlu v , která je zavedena do bloku modulačního signálu

6.2 Výsledky simulačního ověření funkce řídicí struktury

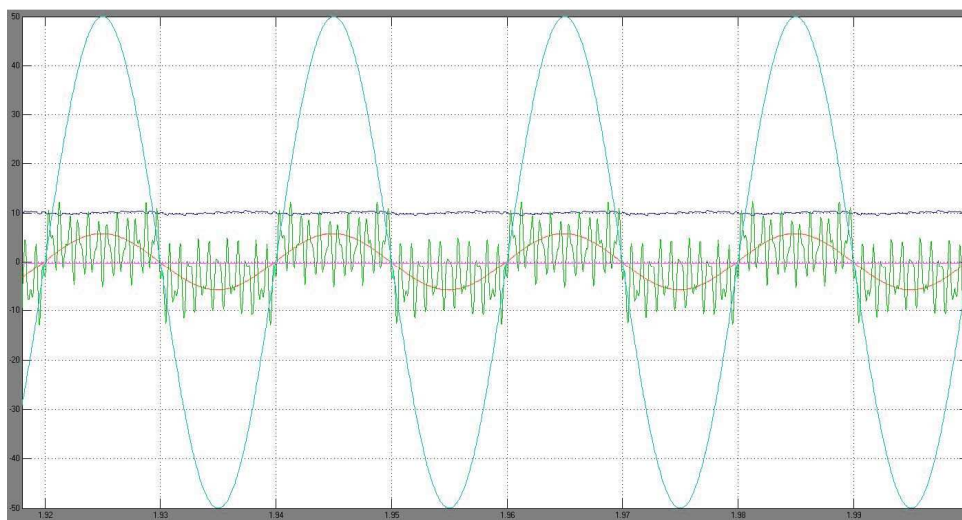
Na obrázku Obr.6.12 je znázorněná sestavená simulace řídicí struktury s regulátorem fázového posunu φ . Do bloku, který vytváří modulační signál, je přivedena

z PI regulátoru proudu amplituda modulačního signálu a z PI regulátoru úhlu jeho fázové zpoždění. Bloky PWM, řídicí logiky a výkonového obvodu jsou stejné jako v předchozí simulaci.

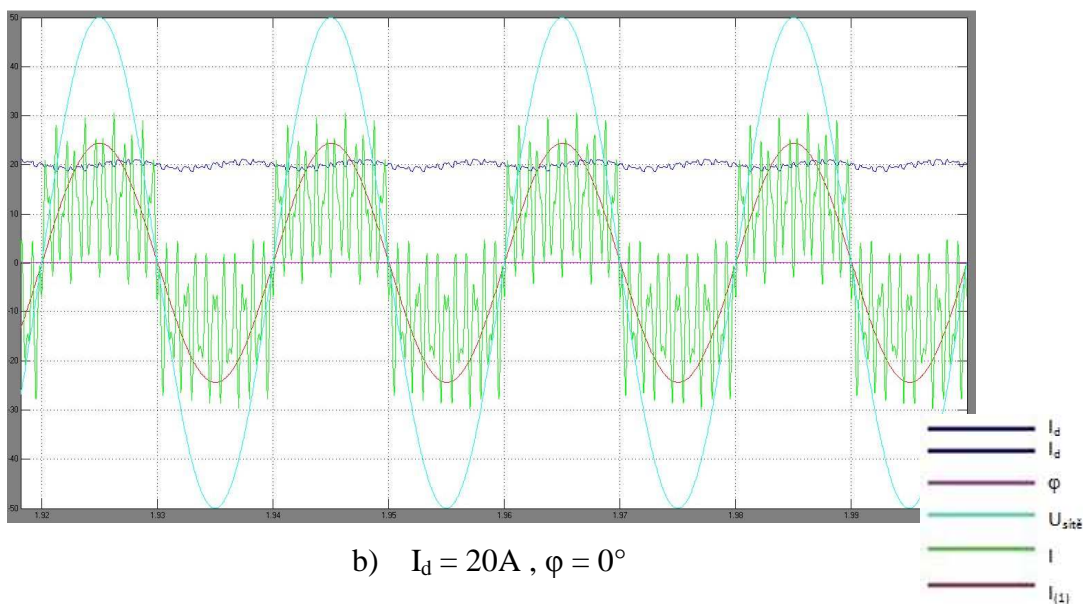


Obr.6.12 Simulace řídicí struktury s regulátorem fázového posunu φ

Následující obrázky Obr.6.13 - Obr.6.15 zachycují výsledky simulací.

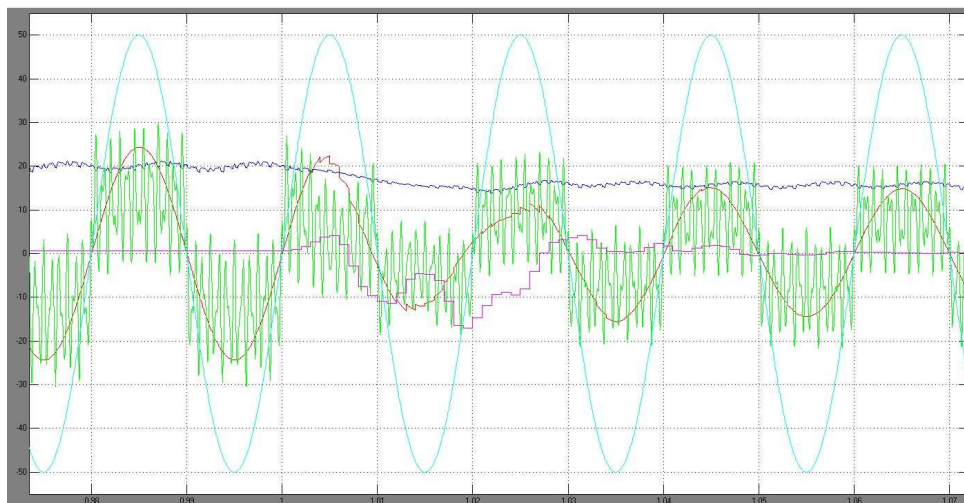


a) $I_d = 10A$, $\varphi = 0^\circ$

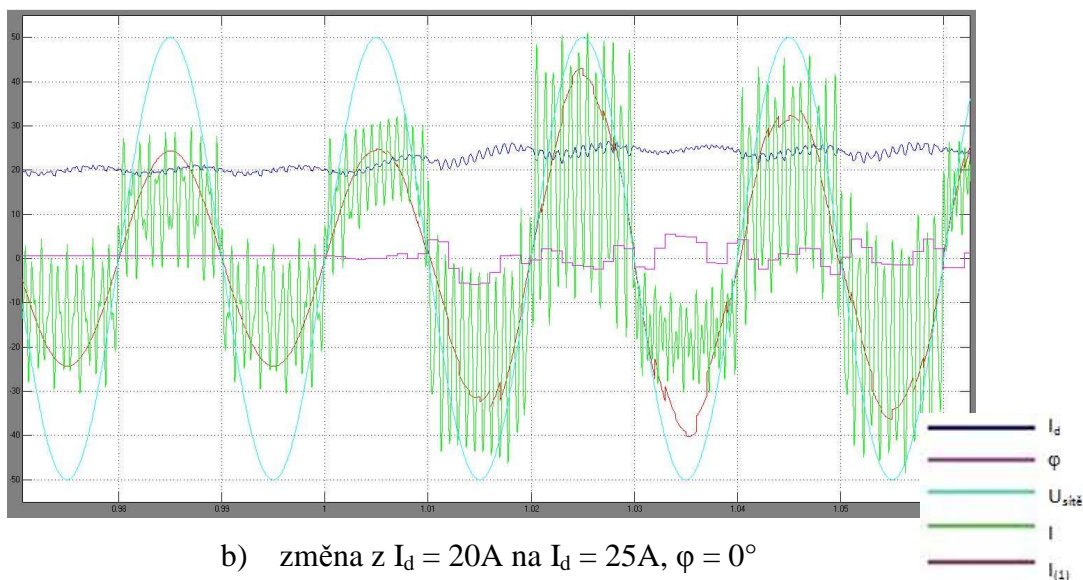


b) $I_d = 20A$, $\varphi = 0^\circ$

Obr.6.13 Ustálené stavy při práci do zátěže

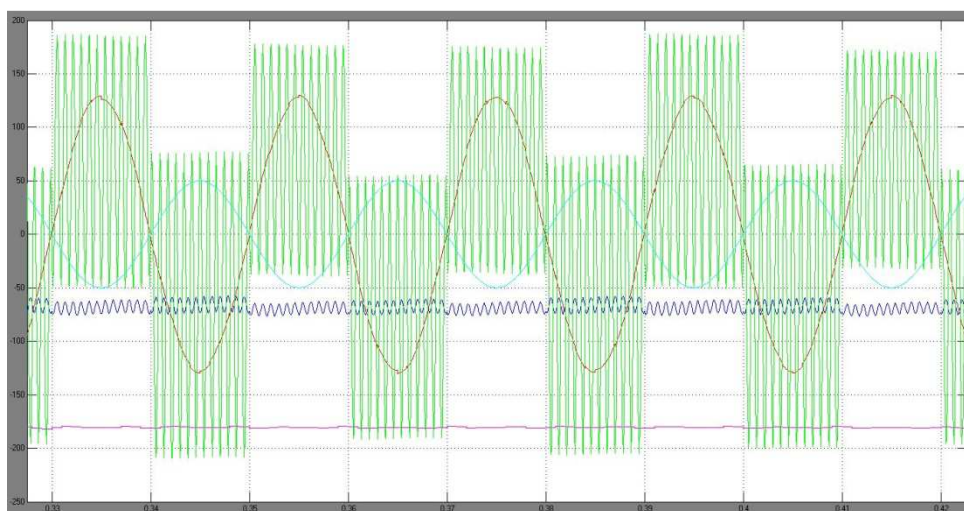


a) změna z $I_d = 20A$ na $I_d = 15A$, $\varphi = 0^\circ$

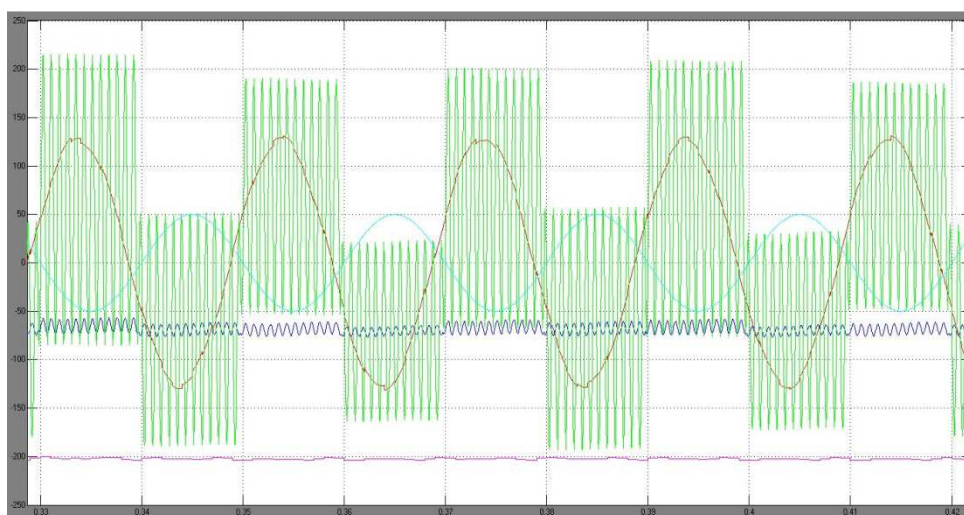


b) změna z $I_d = 20A$ na $I_d = 25A$, $\varphi = 0^\circ$

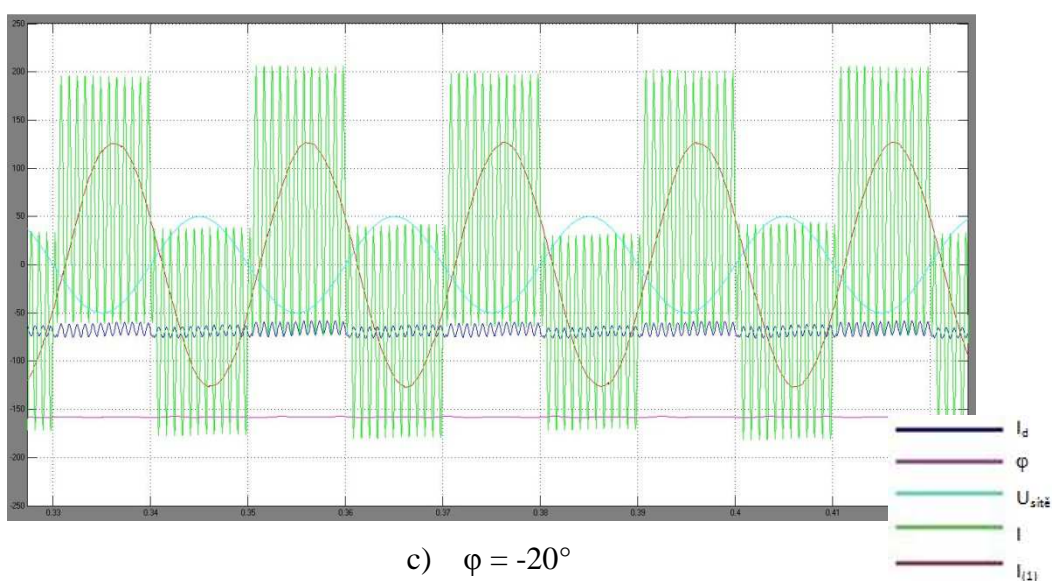
Obr.6.14 Změna velikosti odebíraného proudu I_d



a) $\varphi = 0^\circ$



b) $\varphi = 20^\circ$



c) $\varphi = -20^\circ$

Obr.6.15 Rekuperace energie

7 Závěr

Čtyřkvadrantová varianta jednofázového PPU je zatím prozkoumána velmi málo. Její největší výhodou je možnost rekuperovat energii, čehož je možné využít zejména v elektrické trakci při brzdění. Možnost rekuperace energie bude jistě důvodem dalšího bádání v této oblasti.

V této práci byla teoreticky popsána čtyřkvadrantová varianta jednofázového PPU. Dále byl odvozen matematický model s možností regulace fázového posunu φ . Takto sestavený matematický model zatím nebyl v dostupné literatuře publikován. Výhodou matematického modelu přítomnost pouze jednoho PI regulátoru, nevýhodami však je nutná znalost obvodových parametrů a vyšší výpočetní náročnost. Pro realizaci řízení PPU pomocí signálového procesoru je další nevýhodou přítomnost funkce \cos , resp. \arccos , kterou je potřeba, v případě její absence v DSP, vhodně aproximovat.

Dále byly sestaveny simulační modely řídicích struktur s matematickým modelem a s regulátorem fázového posunu φ . Na těchto modelech byla simulována funkce těchto řídicích struktur, tvar odebíraného proudu však neodpovídá teoretickým předpokladům. Místo mírně zvlněného harmonického proudu má odebíraný proud téměř obdélníkový tvar. Příčinu této nesrovnalosti se nepodařilo odhalit.

Z hlediska chování nejevily řídicí struktury téměř žádné rozdíly. O jejich použití v praxi tak bude rozhodovat nejspíše znalost či neznalost obvodových parametrů, což nasvědčuje spíše využití řídicí struktury s regulátorem fázového posunu φ .

Literatura

- [1] VONDRÁŠEK, František. Výkonová elektronika – svazek III. Plzeň: Vydavatelství Západočeské univerzity, 2003, ISBN 80-7082-980-X.
- [2] MICHALÍK, Jan. Problematika řízení jednofázového proudového pulzního usměrňovače. Plzeň, 2007. Disertační práce. Západočeská univerzita v Plzni. Fakulta elektrotechnická. Vedoucí práce Doc. Ing. Zdeněk Peroutka, Ph.D.
- [3] MOLNÁR, Jan. Jednofázový proudový pulzní usměrňovač. Plzeň, 2007. Disertační práce. Západočeská univerzita v Plzni. Fakulta elektrotechnická. Vedoucí práce Doc. Ing. Zdeněk Peroutka, Ph.D.
- [4] PAVELKA, Jiří. Výkonová elektronika. Praha: Nakladatelství ČVUT, 2007. ISBN 978-80-01-03626-6.
- [5] KŮS, Václav. Vlivy polovodičových měničů na napájecí soustavu. Praha: Nakladatelství BEN, 2002. ISBN 80-7300-062-8.
- [6] MICHALÍK, Jan, MOLNÁR, Jan, PEROUTKA, Zdeněk. Design Considerations for Single Phase Current-Source Active Rectifier [online]. Power Electronics and Motion Control Conference, 2006. EPE-PEMC 2006. 12th International. [cit. 8.9.2012]. DOI: 10.1109/EPEPEMC.2006.4778593
- [7] MOLNÁR, Jan, MICHALÍK, Jan, PEROUTKA, Zdeněk. Single Phase Current-Source Active Rectifier: design, simulation and practical problems [online]. Industrial Electronics, 2007. ISIE 2007. IEEE International Symposium on. [cit. 8.9.2012]. DOI: 10.1109/ISIE.2007.4374672
- [8] MICHALÍK, Jan, MOLNÁR, Jan, PEROUTKA, Zdeněk. New Control Algorithm for Traction Single-Phase Current-Source Active Rectifier [online]. Industrial Electronics, 2007. ISIE 2007. IEEE International Symposium on. [cit. 8.9.2012]. DOI: 10.1109/ISIE.2007.4374673

- [9] MICHALÍK, Jan, MOLNÁR, Jan, PEROUTKA, Zdeněk. Single-Phase Current-Source Active Rectifier for Traction Applications: New Control Strategy based on Phase Shift Controller [online]. Power Electronics and Applications, 2007 European Conference on. [cit. 8.9.2012].
DOI: 10.1109/EPE.2007.4417547
- [10] MICHALÍK, Jan, MOLNÁR, Jan, PEROUTKA, Zdeněk. Control of Traction Single-Phase Current-Source Active Rectifier under Distorted Power Supply Voltage [online]. Power Electronics and Motion Control Conference, 2008. EPE-PEMC 2008. 13th. [cit. 8.9.2012].
DOI: 10.1109/EPEPEMC.2008.4635323
- [11] MICHALÍK, Jan, MOLNÁR, Jan, PEROUTKA, Zdeněk. Challenges of Traction Single-Phase Current-Source Active Rectifier [online]. Energy Conversion Congress and Exposition, 2009. ECCE 2009. IEEE. [cit. 8.9.2012]. DOI: 10.1109/ECCE.2009.5316457
- [12] MICHALÍK, Jan, MOLNÁR, Jan, PEROUTKA, Zdeněk. Traction Single-Phase Current-Source Active Rectifier: Main Problems and Proposed Solutions [online]. Power Electronics and Applications, 2009. EPE '09. 13th European Conference on. [cit. 8.9.2012].
Dostupné z: <http://80.ieeexplore.ieee.org/dialog/cvut.cz/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=5279144>
- [13] MICHALÍK, Jan, MOLNÁR, Jan, PEROUTKA, Zdeněk. Optimal Control of Traction Single-Phase Current-Source Active Rectifier [online]. Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC), 2010 14th International. [cit. 8.9.2012]. DOI: 10.1109/EPEPEMC.2010.5606604

- [14] MICHALÍK, Jan, MOLNÁR, Jan, PEROUTKA, Zdeněk. Active Suppression of Low-Frequency Disturbances on AC side of Traction Active Current-Source Rectifier [online]. IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society. [cit. 8.9.2012]. DOI: 10.1109/IECON.2010.5675005
- [15] MICHALÍK, Jan, MOLNÁR, Jan, PEROUTKA, Zdeněk, GLASBERGER, Tomáš. Single-Phase Current-Source Active Rectifier: New Approach in Active Suppression of Low-Frequency Disturbances on Converter AC Side [online]. IECON 2011 - 37th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society. [cit. 8.9.2012]. DOI: 10.1109/IECON.2011.6119540
- [16] MICHALÍK, Jan, MOLNÁR, Jan, PEROUTKA, Zdeněk. Single-Phase Active Current-Source Rectifier Operated with Power Factor and Distortion Power Factor Control [online]. Power Electronics and Drive Systems (PEDS), 2011 IEEE Ninth International Conference on. [cit. 8.9.2012]. DOI: 10.1109/PEDS.2011.6147392
- [17] MICHALÍK, Jan, MOLNÁR, Jan, PEROUTKA, Zdeněk. Active Suppression of Current Harmonics on Single-Phase Current-Source Active Rectifier AC side: Proposed Approches and Their Evaluation [online]. IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society. [cit. 8.9.2012]. DOI: 10.1109/IECON.2012.6389291
- [18] RODRÍQUEZ, José R., DIXON, Juan W., ESPINOZA, José R., PONTT, Jorge, LEZANA, Pablo. PWM Regenerative Rectifiers: State of the Art [online]. Industrial Electronics, IEEE Transactions on. [cit. 8.9.2012]. DOI: 10.1109/TIE.2004.841149

- [19] WISEMAN, Jason C., WU, Bin, CASTLE, G.S.P. A PWM Current-Source Rectifier with Active Damping For High Power Medium Voltage Applications [online]. Power Electronics Specialists Conference, 2002. pesc 02. 2002 IEEE 33rd Annual. [cit. 8.9.2012].
DOI: 10.1109/PSEC.2002.1023096
- [20] WISEMAN, Jason C., WU, Bin. Active Damping Control of a High-Power PWM Current-Source Rectifier for Line-Current THD Reduction [online]. Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual. [cit. 8.9.2012]. DOI: 10.1109/PESC.2004.1355807
- [21] JIANG, Lijie, LU, Zhengyu, CHEN, Huiming, WU, Xinke. A Novel Hybrid 3-Phase PWM Current Source Rectifier using SCRs and IGBTs [online]. Energy Conversion Congress and Exposition, 2009. ECCE 2009. IEEE. [cit. 8.9.2012]. DOI: 10.1109/ECCE.2009.5316417
- [22] HEROUT, Pavel. Učebnice jazyka C. 3. upr. vyd. České Budějovice: KOPP, 1996, ISBN 80-85828-21-9.

Příloha 1 : Parametry simulací

napájení :	$U_{\text{sítě}} = 50 \text{ V} ; f = 50 \text{ Hz}$
vstupní filtr :	indukčnost $L_{\sigma} = 1,6 \text{ mH}$; kondenzátor $C = 11 \text{ }\mu\text{F}$
zátěž při práci do zátěže :	odpor $R = 1 \text{ }\Omega$; indukčnost $L = 30 \text{ mH}$; $U_i = 0 \text{ V}$
zátěž při rekuperaci :	odpor $R = 1 \text{ }\Omega$; indukčnost $L = 30 \text{ mH}$; $U_i = 100 \text{ V}$
PWM :	$f_{\text{PWM}} = 2 \text{ kHz}$