

**ČESKÉ VYSOKÉ
UČENÍ TECHNICKÉ
V PRAZE**

**FAKULTA
ELEKTROTECHNICKÁ**



**DISERTAČNÍ
PRÁCE**

2017

**MARTIN
BEJVL**

České vysoké učení technické v Praze
Fakulta elektrotechnická
Katedra elektrických pohonů a trakce

Strategie řízení pulzně řízených měničů za přítomnosti rušivých složek v síti

Disertační práce

Ing. Martin Bejvl

Praha, květen 2017

Doktorský studijní program: P2612 „Elektrotechnika a informatika“
Studijní obor: 2642V004 "Elektrické stroje, přístroje a pohony"

Školitel: Prof. Ing. Viktor Valouch, CSc.

Poděkování

Děkuji svému školiteli prof. Ing. Viktoru Valouchovi, CSc. za cenné rady a připomínky, dále děkuji svým kolegům z Oddělení elektrotechniky a elektrofyziky, Ústavu termomechaniky Akademie věd ČR, v jejichž tvůrčím prostředí jsem získal řadu podnětů, a zvláště pak Ing. Petru Šimkovi, PhD. za jeho rady a mne obohacující spolupráci, a to zejména při laboratorních experimentálních pracích.

Děkuji své rodině, která mi poskytla potřebné zázemí.

Prohlášení

Prohlašuji, že jsem předloženou práci vypracoval samostatně, a že jsem uvedl veškeré použité informační zdroje, v souladu s Metodickým pokynem o dodržování etických principů při přípravě vysokoškolských závěrečných prací.

v Praze 11.5.2017

Abstract

The doctoral thesis is focused on the issue of instantaneous active and non-active power control of electronic power converters connected to the grid, which should work reliably even in case of unsymmetrical grid and/or presence of voltage harmonics. It should assure also good transient responses in case of usual grid disturbances.

In the first part of the thesis the motivation to the research and a review of the state-of-the-art in the field is presented. Also the main aims of the thesis are summarized here.

In the following part techniques nowadays used for assuring converter *dc* voltage with minimum pulsation are described and an overview of their advantages and disadvantages is presented. The principles of the techniques are explained and some simulation results are presented in several subchapters of this part. The methods investigated are critically compared each other from the point of view of their main performance criteria and computation burden.

On the basis of the detailed analysis done in the previous part a new power control concept based on a modified instantaneous non-active power theory is presented in the next key part of the thesis. The strategy assures harmonic free converter currents even under unbalanced voltage conditions, which is not the point of the traditional power control strategies. The developed strategy is analyzed according to maximum phase currents as well, which is a crucial condition for dimensioning power converter elements. The dual current controller is used to make the current control fast and reliable enough even in case of unbalanced grid currents. The behaviour of this power control strategy is analyzed and compared to that of the methods reviewed in the previous part via simulation in the Matlab/Simulink environment.

In the next part the introduced power control strategy is verified through experimentations. The experimental system consists of the programmable voltage source Chroma 1704 and a digital control unit based on the dSPACE™ control system DS 1005. It is declared that the behaviour of the developed power control method is in line with theoretical expectations and simulation results even under unbalanced grid voltage and, in general, better than that of the commonly used methods based on standard instantaneous non-active power theories, which were reviewed in previous chapters of the thesis.

At the end, the main knowledge and results obtained within course of the research are summarized and commented, and some prospective trends in the field are outlined.

Abstrakt

Doktorská disertační práce je zaměřena na problematiku regulace okamžitých aktivních a neaktivních výkonů výkonových měničů připojených k síti, která by měla pracovat spolehlivě i v případě nesymetrických sítí a/nebo přítomnosti harmonických napětí. Měla by zajišťovat také dobré přechodové odezvy v případě obvyklých síťových poruch.

V první části disertace je představena motivace k výzkumu a přehled současného stavu v této oblasti. Rovněž jsou zde sumarizovány hlavní cíle disertační práce.

V následující části jsou popsány techniky dosud užívané pro zajištění stejnosměrného napětí měniče s minimem pulsací a je uveden přehled jejich výhod a nevýhod. Jsou vysvětleny principy těchto technik a v řadě subkapitol jsou uvedeny výsledky některých simulací. Zkoumané metody jsou vzájemně kriticky porovnány z pohledu jejich hlavních provozních vlastností a výpočetní náročnosti.

Na základě detailní analýzy provedené v předchozí části je v následující klíčové části disertace prezentován nový koncept řízení výkonu založený na modifikované teorii okamžitého neaktivního výkonu. Tato strategie zaručuje proudy měniče bez přítomnosti harmonických i v podmínkách nesouměrnosti napětí, což není případ tradičních strategií řízení výkonu. Vyvinutá strategie je analyzována se také zřetelem na maximální fázové proudy, což představuje základní podmínku pro dimenzování prvků měniče. Je použit duální proudový regulátor pro dosažení rychlé a spolehlivé regulace proudu i v případě nevybalancovaných proudů sítě. Chování této strategie řízení výkonů je analyzováno a porovnáno s metodami shrnutými v předchozí části simulacemi v prostředí Matlab/Simulink.

V další části je vyvinutá metoda řízení výkonu ověřována experimentálně. Experimentální zařízení sestává z programovatelného napěťového zdroje Chroma 1704 a digitální řídicí jednotky založené na řídicím systému dSPACE™ DS 1005. Je deklarováno, že chování vyvinuté metody je v souladu s teoretickými očekáváními a simulačními výsledky i pro nesouměrnou napěťovou soustavu a je, obecně vzato, lepší než u obvykle užívaných metod založených na standardních teoriích neaktivních výkonů, shrnutých v předchozích kapitolách disertační práce.

V závěru jsou shrnuty a komentovány hlavní poznatky a výsledky získané během výzkumu a naznačeny některé slibné trendy v této oblasti.

Obsah

Abstract	iv
Abstrakt.....	v
Seznam zkratek	viii
Seznam symbolů	ix
1. Úvod.....	1
1.1 Pulzně řízený usměrňovač	1
1.2 Elektronický výkonový měnič připojený k síti.....	2
1.3 Cíle následujících kapitol.....	4
2. Princip funkce a řízení PWM usměrňovače, základní rovnice.....	5
2.1 Základní schéma.....	5
2.2 Základní rovnice napětí a proudů v síti	8
2.3 Základní rovnice generovaného napětí pulzně řízeného usměrňovače.....	8
2.4 Základní rovnice pulzního usměrňovače	9
2.5 Základní rovnice pulzního usměrňovače ve stacionárních souřadnicích $\alpha\beta$	9
2.6 Základní rovnice pulzního usměrňovače v synchronně rotujících souřadnicích dq .	10
3. Usměrňovač na nesymetrické síti.....	12
3.1 Sousedné a zpětné složky	12
3.2 Matematický popis pulzního usměrňovače při nesymetrické síti.....	12
4. Přehled metod pro omezení pulzací napětí stejnosměrného meziobvodu.....	16
4.1 Základní metoda.....	16
4.1.1 Základní princip	16
4.1.2 Měření proudu	16
4.1.3 Dvojitý regulátor	17
4.1.4 Žádaný proud.....	17
4.1.5 Výpočet napětí pro pulzní modulaci	18
4.1.6 Nadřazená regulační smyčka	18
4.2 Nelineární řídicí strategie	18
4.2.1 Smysl a cíl nelineární řídicí strategie	18
4.2.2 Popis nelineární řídicí strategie	19
4.3 Řídicí strategie s využitím referenčních napětí pro pulzně šířkovou modulaci měniče	21
4.3.1 Cíle této strategie	21
4.3.2 Nově navržené regulátory proudu pro souslednou a zpětnou složku.	21
4.4 Řídicí strategie zohledňující ztráty na filtru.....	23
4.4.1 Cíl této strategie	23
4.4.2 Zkoumaný systém	23
5. Cíle práce	26
6. Přehled metod řízení výkonu měniče připojeného k nesymetrické síti.....	27
6.1 Řízení měničů.....	27
6.2 Výpočet a řízení referenčních proudů.....	28
6.2.1 Řízení okamžitého jednotkového účinníku (<i>Instantaneous Unified Power Factor Control -IUPFC</i>)	29
6.2.2 Řízení průměrného jednotkového účinníku (<i>Average UPFC - AUPFC</i>).....	30
6.2.3 Řízení okamžité sousledné složky (<i>Instantaneous Positive Sequence Control - IPSC</i>)	30

6.2.4 Řízení průměrné sousledné složky (<i>Average Positive Sequence Control - APSC</i>)	31
6.2.5 Řízení kompenzace sousledné a zpětné složky (<i>Positive Negative Sequence Compensation Control - PNSCC</i>)	31
6.2.6 Porovnání všech metod	32
7. Vyvinutá metoda řízení výkonu měniče připojeného k nesymetrické síti	35
7.1 Výpočet referenčního proudu pro okamžité řízení výkonu	35
7.1.1 Referenční proud měniče	35
7.1.2 Okamžitá fluktuace výkonu	36
7.1.3 Špičky fázového proudu a příslušná omezení výkonu	37
7.2 Měnič připojený k síti a jeho řídicí strategie	38
8. Výsledky simulací	40
9. Experimentální ověření	43
10. Shrnutí	47
11. Závěr	50
Literatura	52
Seznam obrázků	55
Dodatek – popis algoritmu a pracoviště	57
Realizovaný řídicí algoritmus	57
Popis laboratorního pracoviště	67
Autorovy publikace	70
Publikace vztahující se k tématu disertační práce	70
Publikace mimo téma disertační práce	71

Seznam zkratek

- PWM – Pulse Width Modulation – pulzně šířková modulace
IGBT – Insulated Gate Bipolar Transistor – bipolární tranzistor s izolovaným hradlem
PI – Proportional Integral – proporčně integrační regulátor
PLL – Phase Locked Loop – fázový závěs
IRP – Instantaneous Reactive Power – okamžitý jalový výkon
BPSC – Balanced Positive Sequence Control – řízení sousledné symetrické složky
IARC – Instantaneous Active and Reactive Control – řízení okamžité činné a jalové složky
LPF – Low Pass Filter – dolnoproustný filtr
NOTCH – Notch filter – výsekový filtr
THD – Total Harmonic Distortion – celkové harmonické zkreslení
DSRF – Double Synchronous Rotating System – dvojice souřadných systémů rotujících v sousledném a zpětném směru
SRF^P – Synchronous Rotating Frame Positive – souřadný systém rotující synchronně v sousledném směru
SRF^N – Synchronous Rotating Frame Nositive – souřadný systém rotující synchronně v zpětném směru
RMS – Root Mean Square – efektivní hodnota
IUPFC – Instantaneous Unity Power Factor – řízení okamžitého jednotkového účinníku
AUPFC – Average Unity Power Factor – řízení průměrného jednotkového účinníku
IPSC – Instantaneous Positive Sequence Control – řízení okamžité sousledné složky
APSC – Average Positive Sequence Control – řízení průměrné sousledné složky
PNSCC – Positive Negative Sequence Compensation Control – řízení kompenzace sousledné a zpětné složky
DG – Distributed Generation – distribuovaná (rozptýlená) výroba
PCC – Point of Common Coupling – bod společného připojení
SW – Switch - spínač

Seznam symbolů

Veličiny

e, E – napětí sítě

v, V – napětí na střídavé straně měniče

i, I – proud sítě

p, P – činný výkon

q, Q – jalový výkon

s, S – zdánlivý výkon

S – číslo spínače, spínací funkce (odlišení od zdánlivého výkonu – viz místní souvislost)

R, r – odpor předřadného filtru, sítě

L, l – indukčnost předřadného filtru, sítě

C, c – kapacita předřadného filtru, sítě

t – čas

T – perioda sítě (20ms)

f_s – vzorkovací kmitočet

f – kmitočet

ω – frekvence sítě

θ – úhel vektoru napětí

φ – fázový posuv mezi napětím a proudem

ε – fázový posuv mezi napětím e, v

$p.u.$ – poměrné jednotky (per unit system)

Styly písma

x – okamžitá hodnota

X – efektivní hodnota

X_{\max} – maximální hodnota (amplituda)

\mathbf{X} – matice (tučně velká písmena)

\mathbf{x} – vektor (tučně malá písmena)

Souřadnice – jsou uváděny jako dolní index

abc – přirozená (reálná) trojfázová soustava souřadnic se třemi osami vzájemně otočenými o 120°

$\alpha\beta, \alpha\beta 0$ – pravoúhlá stojící soustava souřadnic, případně doplněná o netočivou složku

$dq, dq0$ – soustava souřadnic rotující synchronní rychlostí

Seznam indexů

a, b, c – (dolní index) fázové hodnoty

p, n – (horní index) sousledná, zpětná, složka

$+, -$ – (horní index) sousledně, zpětně rotující souřadný systém

dc – (dolní index) veličina na stejnosměrné straně měniče

R,L,C – (dolní index) napětí a proud na cívce, rezistoru, kondenzátoru

* – (horní index) komplexně sdružená hodnota nebo referenční hodnota

Indexy u výkonů

0 – výkon přenesený mezi sítí a stejnosměrným meziobvodem

c2 – (dolní) 100Hz cosinusová složka vzniklá v důsledku interakce sousledné a zpětné složky

s2 – (dolní) 100Hz sinusová složka vzniklá v důsledku interakce sousledné a zpětné složky

in – (horní) na straně sítě

out – (horní) na střídavé straně měniče.

ΔP , ΔQ – výkon rozptýlený ve filtru

Seznam obsahuje pouze nejvýznamnější indexy. Další indexy použité pouze lokálně jsou v práci definované při prvním použití.

1. Úvod

Střídače, které jsou řízené pulzně-šířkovou modulací, se často používají v mnoha aplikacích, obzvláště v elektrických pohonech se střídavými motory. Střídač mění stejnosměrné napětí dodávané z kapacitního meziobvodu na střídavé napětí s regulovanou amplitudou a frekvencí. Střídač ke své činnosti nezbytně potřebuje dodávku stabilizovaného DC napětí. Dodávka stejnosměrného napětí je realizována za pomoci usměrňovače. Usměrňovač je standardně připojen ke střídavé rozvodné síti. Na výstupu usměrňovače je připojen stejnosměrný meziobvod, který je zároveň vstupem střídače. V tomto stejnosměrném meziobvodu jsou zapojeny kondenzátory za účelem vyhlazení a stabilizace stejnosměrného napětí.

Tato práce je zaměřena na řízení usměrňovací části zmíněné sestavy. Nejprve bude popsán princip řízeného usměrňovače a jeho základní rovnice. Dále budou odvozeny rovnice pro řízení usměrňovače na nesymetrické síti. Dále budou ukázány starší algoritmy řízení usměrňovače při požadavku na omezení pulzace napětí ve stejnosměrném meziobvodu. Poté budou odvozeny algoritmy pro řízení výkonu měniče připojeného k nesymetrické síti. Nakonec bude předvedena nově vyvinutá metoda řízení výkonu měniče připojeného k nesymetrické síti. Tato metoda bude simulována v prostředí MATLAB/Simulink a experimentálně ověřena.

1.1 Pulzně řízený usměrňovač

Nejstarším typem usměrňovače je neřízený diodový usměrňovač. Výhodou tohoto starého typu je topologická jednoduchost a nízké pořizovací náklady. Nevýhoda tohoto zapojení spočívá v tom, že uživatel nemůže ovládat stejnosměrné napětí ani výkon.

Řízený tyristorový usměrňovač je lepším a sofistikovanějším typem usměrňovače. Uživatel může regulovat velikost stejnosměrného napětí pomocí řídicího úhlu spínacích pulzů.

Ačkoliv oba jmenované typy usměrňovačů umožňují vysokou spolehlivost a jednoduchou topologii, vyznačují se na druhou stranu významnými nevýhodami. Tok energie může být pouze jednosměrný a proud ze sítě na vstupu měniče je silně deformovaný vyššími harmonickými.

V současné době se pracuje na nových technologiích usměrňovačů, které mohou zmíněné nevýhody odstranit. Usměrňovač řízený pulzně-šířkovou modulací (PWM usměrňovač) nabízí zajímavé řešení, obzvláště v oblasti průmyslových aplikací, kde jsou využívány elektrické pohony s proměnlivou otáčivou rychlostí a s proměnlivým výkonem v mezích od několika kW až po několik MW. Toto vše je možné částečně díky sníženým nákladům a zlepšeným elektrickým vlastnostem elektronických součástí, ale především díky následujícím výhodám pulzně řízených usměrňovačů:

- Vstupní proud může být řízen v téměř sinusovém tvaru
- Účinnost může být řízen k téměř jednotkové hodnotě

- Napětí ve stejnosměrném meziobvodu a jalový výkon lze řídit
- Díky samostatnému řízení je napětí ve stejnosměrném meziobvodu nezávislé na změnách v napájecí síti
- Díky jednotkovému účinníku je možné snížit dimenzování transformátoru a kabelů
- Díky regulaci stejnosměrného napětí je možné snížit velikost kondenzátorů ve stejnosměrném meziobvodu ve srovnání s diodovým a tyristorovým usměrňovačem

Pulzně řízený usměrňovač se však vyznačuje také některými nevýhodami:

- Vyšší spínací ztráty
- Vyšší náklady v porovnání s klasickými usměrňovači
- Složitější řízení

Ukazatel THD (Total Harmonic Distortion) pulzně řízeného usměrňovače je obvykle menší, než 5%, ačkoliv obsah vyšších harmonických proudů na střídavém vstupu je závislý na velikosti a typu síťových filtrů, spínací frekvenci a zvoleném typu řízení a modulace. Řiditelný jalový výkon rovněž umožňuje využívat pulzně řízený usměrňovač k dodávce nebo k příjmu jalového výkonu a tedy k celkovému zlepšení účinníku celého průmyslového zařízení.

Vzhledem k tomu, že kompenzační účinek pulzního usměrňovače je rozšířen také na kompenzaci činného a jalového výkonu spojeného s vyššími harmonickými produkovanými nelineární zátěží, pak pulzní usměrňovač může fungovat také jako aktivní filtr.

Možnost obousměrného toku energie je velmi důležitou vlastností nejen proto, že umožňuje rekuperační brzdění motoru, ale také proto, že poskytuje rozšířené možnosti využití do oblasti přeměny energie. Pulzní usměrňovač tak může být využit jako rozhraní k přeměně stejnosměrného výstupního napětí primárního zdroje elektrické energie na standardní střídavé napětí.

1.2 Elektronický výkonový měnič připojený k síti

V posledních dvou desetiletích se ukazují nové problémy v oboru zapojení obnovitelných zdrojů elektrické energie do distribučních sítí.

Polovodičové měniče regulující proud jsou široce používány v aplikacích pro přeměnu energie díky oddělenému toku energií, rychlé dynamické odezvě a vysoké kvalitě dodávky elektrické energie [19][20].

Měniče připojené k síti musí zvládnout extrémní operační režimy kvůli častým poklesům síťového napětí a jiným odchylkám vyplývajícím ze změny výkonových a napěťových podmínek při nízkém výkonu zdrojů připojených na síť [21][22].

Významnou vlastností měničů připojených k síti je tzv. ride-through schopnost, což umožňuje měniči zůstat připojený k síti během různých typů síťových nesymetrií a vyvarovat se odpojení měniče od sítě. Poklesy napětí jsou nejčastější typy síťových nesymetrií. Nesymetrické napěťové poklesy jsou nejčastějšími typy poklesů [23]. Ride-through schopnost pro symetrické napěťové poklesy byla popsána v [24][25]. Avšak ride-through schopnost pro nesymetrické napěťové poklesy přináší nové problémy, které je ještě potřeba vyřešit.

Přítomnost zpětné složky v napětí během těchto poklesů je příčinou zpětné složky proudu a zvlnění výkonu dodávaného do sítě či odebíraného ze sítě. To zapříčiňuje špičky síťového proudu a fluktuace stejnosměrného napětí, což může být v některých případech kritické. Běžná strategie navržená na řízení měničů připojených k síti však vykazuje špatné výsledky při řízení proudu v podmínkách nesymetrického síťového napětí.

Za účelem zajištění řádné výměny činného a jalového výkonu bylo vypracováno několik strategií, jak řídit souslednou a zpětnou složku měniče připojeného k síti při nesymetrickém napětí sítě. Cílem je kontrolovat síťové napětí a frekvenci, omezit fluktuace činného a jalového výkonu, minimalizovat vyšší harmonické proudy a špičky proudu sítě během poklesu napětí [26]-[30].

V [26] bylo vyzkoušeno a porovnáno několik možných strategií napěťového řízení. Bylo zjištěno, že je možné získat nulové fluktuace činného a jalového výkonu pouze tehdy, když akceptujeme rušení proudu vyššími harmonickými. Rovněž byla navržena některá další řešení s harmonickými proudy a s fluktuací buď činného, nebo jalového výkonu. Tato řešení byla v [27] rozšířena do podoby strategie flexibilního řízení sousledné a zpětné složky proudu, FPNSC (Flexible Positive Negative Sequence Control), s omezením maximálních proudových špiček.

Podobné schéma proudového řízení využívající dva řídicí parametry k dosažení přijatelných průběhů proudu a okamžitého činného a jalového výkonu, bylo prezentováno, diskutováno a experimentálně ověřeno v [28].

V [29] byl navržen proudový regulátor zajišťující minimální špičky proudu měniče v podmínkách nesymetrického napětí. Tato strategie znovu kombinuje metody řízení proudu použité v [28]. V případě zjištěných napěťových poklesů jsou dva řídicí parametry počítané offline zadávány z ovládacího panelu a použity k výpočtu referenčních proudů.

Flexibilní strategie řízení proudu poskytující dodávku síťového napětí pro různé typy napěťových poklesů byla představena v [30]. Princip spočívá v záměně velikosti sousledné a zpětné napěťové složky pro výpočet referencí proudu, které závisejí na typu napěťového poklesu.

V následujících referencích byly navrženy, porovnány, a analyzovány dva koncepty okamžitého jalového výkonu. První z nich, založený na teorii okamžitého jalového výkonu IRP, kde okamžitý jalový výkon je jako křížový produkt násobení napěťových a proudových vektorů vychází z [31]. Druhý z nich definuje okamžitý jalový výkon jako skalární součin napěťového vektoru ortogonálního k původnímu napěťovému vektoru a proudového vektoru. Složky napěťového a proudového vektoru jsou vyjadřovány většinou buď v abc nebo v $\alpha\beta$ souřadnicích.

Přesné řízení okamžitého činného a jalového výkonu v [26]-[30] s použitím výše zmíněných principů (to jest IRP teorie nebo teorie, kde jalový výkon je počítán jako skalární součin ortogonálního napěťového vektoru vůči původnímu proudovému vektoru), bylo dosaženo pouze za cenu silně narušených proudů. Ačkoliv jiné metody nevykazují proudy měniče s vyššími harmonickými, okamžitý buď činný, nebo jalový výkon při těchto volbách fluktuuje.

V [32] je prezentováno rozšíření EIRP (Extended IRP) metody pro zlepšení filtrace činného výkonu.

V [33] je prezentována diskuze a porovnání IRP teorie a konceptu [32] použitého pro kompenzaci paralelního nelineárního zátěžového proudu. Ten samý princip je aplikován v [4] pro nalezení čtyř komponentů proudové reference pro PWM usměrňovač poskytující konstantní stejnosměrné napětí při nesymetrické síti. Hlavní výhoda EIRP teorie [32] spočívá v tom, že proud měniče je, v porovnání s využitím IRP metody, nenarušený i v případě nesymetrického napětí.

V práci je rozšířeno pojetí okamžitého činného a jalového výkonu představené ve [32] na řízení výkonu měniče připojeného k síti v podmínkách nesymetrického napětí. V mnoha článcích pojednávající o různých řídicích metodách měniče připojeného k síti, publikovaných nedávno, např. [27]-[31], tato teorie činného výkonu není uvedena, nebo alespoň zmíněna, ačkoliv to může přinést významné výhody, zejména přesné řízení okamžitých činných a jalových výkonů s měničovými proudy bez vyšších harmonických.

Tento výpočet referenčního proudu měniče zajišťuje výměnu žádaného činného a jalového výkonu mezi sítí a měničem při nesymetrickém napětí bez harmonických proudů a bez fluktuací výkonu. Byl odvozen jednoduchý vzorec pro výpočet přijatelného maxima zdánlivého výkonu měniče pro různé činitele nesymetrie síťového napětí a pro maximálně přijatelnou amplitudu fázových proudů měniče. Hlavní požadavky kladené na měnič připojený k síti (proudy bez harmonických, omezené špičky proudů, žádné fluktuace v činném a jalovém výkonu) v nesymetrických podmínkách mohou být splněny současně, na rozdíl od zmíněných referencí, kde musí být obvykle hledán přiměřený kompromis. Zde budeme pracovat s prostorovými vektory napětí a proudů vyjádřenými v synchronním souřadném systému, a to jak rotujícím v sousledném tak i zpětném směru.

1.3 Cíle následujících kapitol

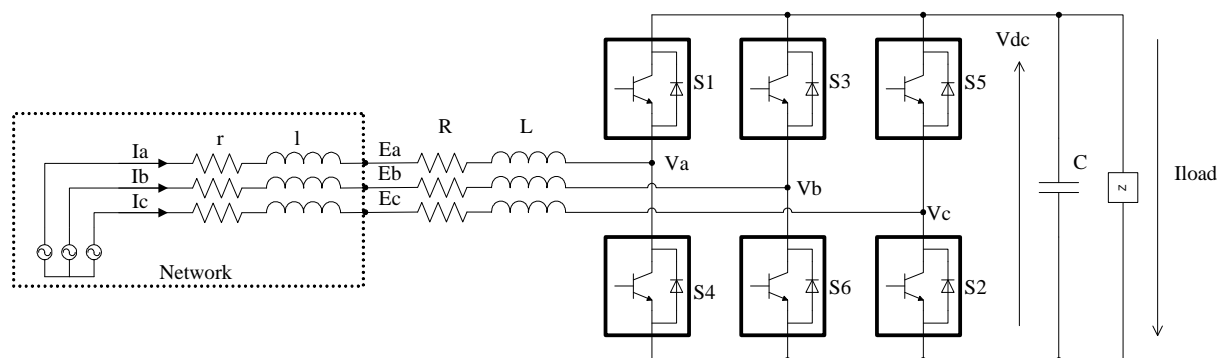
V následujících kapitolách 2,3,4 bude uvedeno:

- porovnání stávajících technik řízení měničů na síti orientovaných na omezení kolísání napětí stejnosměrného meziobvodu v podmínkách nesouměrných síťových napětí a vymezení jejich výhod i nevýhod,
- porovnání stávajících metod řízení měničů na síti zaměřených na regulaci výkonů vyměňovaných mezi sítí a měničem, které jsou založeny na obvyklých teoriích okamžitých aktivních a neaktivních výkonů,

2. Princip funkce a řízení PWM usměrňovače, základní rovnice

V této kapitole jsou popsány základní principy pulzně řízeného usměrňovače. Nejprve je nakresleno a popsáno základní schéma tohoto zapojení plus tradičního řídicího algoritmu. Dále jsou nakresleny základní fázorové diagramy, odvozeny rovnice pro napětí a proudy v síti, napětí generované pulzním usměrňovačem, základní napěťová rovnice samotného měniče. Tyto rovnice budou následně převedeny do stacionárních souřadnic $\alpha\beta$ a do synchronně rotujících souřadnic dq .

2.1 Základní schéma



Obr. 2.1 Schéma pulzně řízeného usměrňovače jako zdroje napětí

Obr. 2.1 ukazuje základní schéma pulzního usměrňovače. Systém se skládá ze 3 částí: síťového filtru, můstkového usměrňovače, a stejnosměrného meziobvodu. Nejčastěji používaným síťovým filtrem je L filtr, který se skládá ze samostatných indukčních cívek. Účelem tohoto síťového filtru je vyhladit zvlnění proudu způsobené spínáním PWM. Indukčnost tohoto filtru může být vypočtena podle vzorce, [7]

$$L = \frac{\sqrt{v_{dc}^2 / 3 - E_{Lm}^2}}{\omega I_m} \quad (2.1)$$

Indukčnost filtru je limitována shora rozdílem mezi stejnosměrným napětím a amplitudou sdruženého napětí sítě. Ztráta napětí na síťovém filtru musí být menší, než je tento rozdíl (I_m je maximální proud sítě).

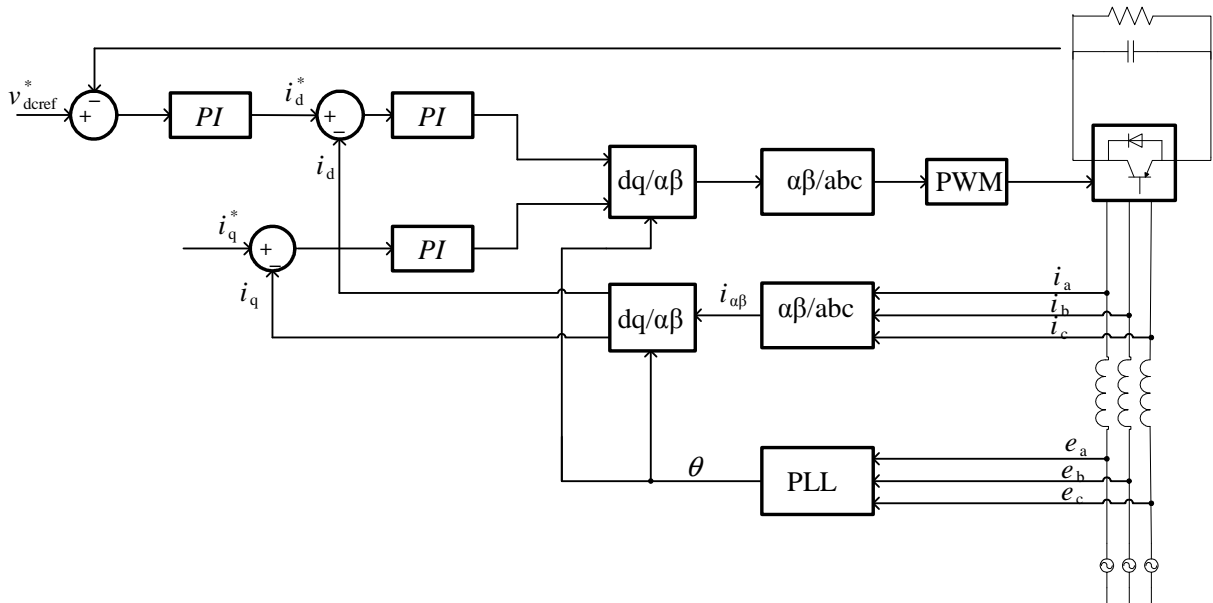
Indukčnost filtru je rovněž limitována zdola omezenou spínací frekvencí tak, aby proud nemohl narůst během jedné spínací periody nad mez danou dimenzováním celého zařízení.

Je zřejmé, že vyšší hodnoty indukčnosti filtru povedou k lépe vyhlazeným průběhům proudu ze sítě, takže zpětný vliv měniče na síť je menší. Na druhou stranu ovšem vyšší hodnota indukčnosti vede k vyšším ztrátám napětí.

Můstkový usměrňovač, který je totožný s běžným můstkem střídače, je sestaven ze šesti diod a ke každé diodě je připojen antiparalelní říditelný výkonový spínač. Ve většině aplikací se jako antiparalelní spínač používá tranzistor IGBT se spínací frekvencí několik kHz.

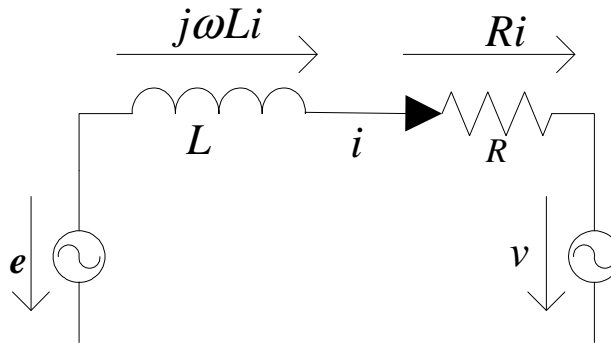
Třetí částí PWM usměrňovače je stejnosměrný napěťový meziobvod, který se skládá z filtračního kondenzátoru C . Tento kondenzátor může být zároveň sdílen s obvodem střídačového můstku.

Fázová napětí na střídavé straně měniče se skládají ze základní složky o frekvenci 50 Hz a z vyšších harmonických generovaných spínáním tranzistorů. Obsah harmonických střídavého napětí významně závisí na konkrétní modulační technice. Vztah mezi amplitudou a fází základní složky fázového napětí měniče a síťovým napětím e_a, e_b, e_c , společně s impedancí filtru je určující pro základní složku síťového proudu i_a, i_b, i_c . Zde rovněž vznikají vyšší harmonické proudy, které jsou generovány příslušnými harmonickými napětí pulzního usměrňovače, avšak jejich amplituda je zásadním způsobem zmenšena, protože impedance indukčního filtru narůstá s rostoucí frekvencí harmonických.



Obr. 2.2 Blokové schéma synchronní regulace proudu ze sítě v souřadném systému dq.

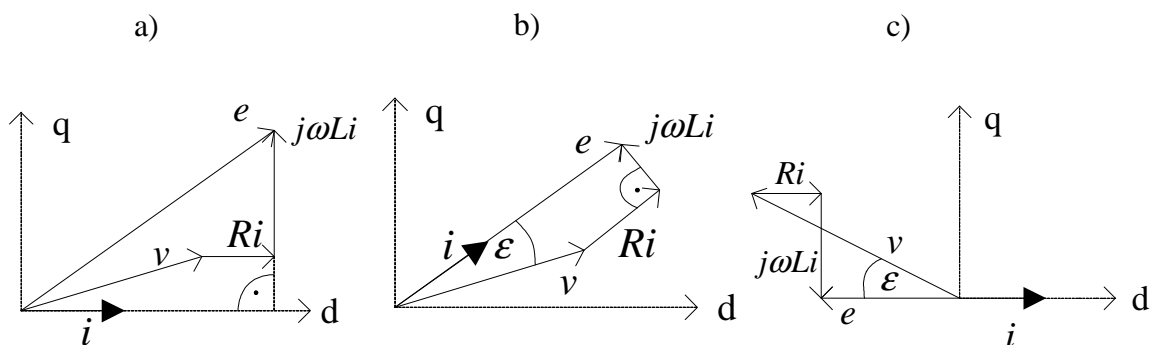
Obr. 2.2 ukazuje řídicí schéma pulzního usměrňovače. Toto řízení využívá princip prostorového vektoru proudu sítě transformovaného do synchronního souřadného systému. Regulátory jsou synchronizované pomocí fázového závěsu (blok PLL) a fungují v synchronním dq souřadném systému. Systém regulace využívá dva PI regulátory k řízení složek prostorového vektoru proudu sítě transformovaných do synchronně rotujícího souřadného systému. Reálná osa rotujícího souřadného systému je pevně vázaná na prostorový vektor napětí sítě. Díky transformaci souřadnic, složky vektoru proudu, který má být regulován, se jeví jako stejnosměrné, takže integrační složka PI regulátoru může eliminovat regulační odchylky základních harmonických složek. Rovněž řízení stejnosměrného napětí je typicky realizováno jednoduchým PI regulátorem, který je nadřazený proudovému regulátoru.



Obr. 2.3 Zjednodušená jednofázová reprezentace třífázového PWM usměrňovače pro obousměrný tok energie,

Obr. 2.3 ukazuje jednofázovou reprezentaci obvodu usměrňovače. Parametry L a R představují vlastnosti indukční cívky v síťovém filtru. Proměnná e představuje napětí sítě a v je napětí na střídavé straně můstku, které je řízené pomocí spínání IGBT. Amplituda napětí v závisí na modulačním indexu a úrovni stejnosměrného napětí.

Proud sítě i je závislý na rozdílu napětí přes indukčnost L , která spojuje dva zdroje napětí (sít' a měnič). To znamená, že napětí na induktanci se rovná rozdílu mezi síťovým napětím e a napětím měniče v . Jestliže řídíme fázový úhel a amplitudu napětí měniče v , řídíme tím nepřímo fázi a amplitudu proudu sítě. Tímto způsobem průměrná hodnota a znaménko stejnosměrného proudu odpovídají činnému výkonu transformovaného měničem. Jalový výkon může být řízen nezávisle posunem základní harmonické proudu i k napětí e .



Obr. 2.4 Fázorový diagram pro jednu fázi pulzně řízeného usměrňovače, [7]

- a) celkový fázorový diagram
- b) usměrňovač při jednotkovém účinníku
- c) střídač při jednotkovém účinníku

Obr. 2.4 ukazuje fázorový diagram tohoto zařízení. Obr. 2.4a) ukazuje obecný fázorový diagram. Obr. 2.4b) ukazuje fázorový diagram pro režim usměrňovače za podmínek jednotkového účinníku. Obr. 2.4c) ukazuje fázorový diagram pro režim střídače při jednotkovém účinníku. Fázor napětí sítě e je interpretován jako suma napětí v generovaného

usměrňovačem, Ri , což je napětí na odporu filtrující cívky a $j\omega Li$ což je napětí na induktivních reaktancích filtrující cívky.

2.2 Základní rovnice napětí a proudů v síti

Trojfázové fázové napětí sítě a 3-fázový proud sítě je popsán následujícími rovnicemi

$$e_a = E_m \cos \omega t \quad (2.2)$$

$$e_b = E_m \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (2.3)$$

$$e_c = E_m \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (2.4)$$

$$i_a = I_m \cos(\omega t + \varphi) \quad (2.5)$$

$$i_b = I_m \cos\left(\omega t + \varphi + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (2.6)$$

$$i_c = I_m \cos\left(\omega t + \varphi - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (2.7)$$

Jestliže předpokládáme, že $i_a + i_b + i_c = 0$, můžeme transformovat rovnice (2.2) až (2.4) do $\alpha\beta$ systému, takže napětí sítě v $\alpha\beta$ souřadnicích je vyjádřeno jako

$$e_\alpha = \frac{2}{3} E_m \cos(\omega t) \quad (2.8)$$

$$e_\beta = \frac{2}{3} E_m \sin(\omega t) \quad (2.9)$$

Napětí sítě v synchronně rotujícím dq souřadném systému je vyjádřeno jako

$$\begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} E_m \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

2.3 Základní rovnice generovaného napětí pulzně řízeného usměrňovače

Sdružená napětí na vstupu (střídavé straně) pulzního měniče mohou být popsána rovnicemi

$$v_{ab} = (S_a - S_b)v_{dc} \quad (2.11)$$

$$v_{bc} = (S_b - S_c)v_{dc} \quad (2.12)$$

$$v_{ca} = (S_c - S_a)v_{dc} \quad (2.13)$$

kde S_a, S_b, S_c jsou spínací funkce jednotlivých fází můstku. Spínací funkce se vztahuje k jednotlivé fázi můstku. Spínací funkce je typu boolean a může nabývat hodnoty 1 nebo 0 podle toho, zda je v příslušné fázi sepnutý horní spínač a vypnutý dolní spínač nebo obráceně. Fázové napětí je rovno

$$v_a = f_a u_{dc} \quad (2.14)$$

$$v_b = f_b u_{dc} \quad (2.15)$$

$$v_c = f_c u_{dc} \quad (2.16)$$

kde

$$f_a = \frac{2S_a - (S_b + S_c)}{3} \quad (2.17)$$

$$f_b = \frac{2S_a - (S_b + S_c)}{3} \quad (2.18)$$

$$f_c = \frac{2S_a - (S_b + S_c)}{3} \quad (2.19)$$

2.4 Základní rovnice pulzního usměrňovače

Napěťové rovnice pro uvedený 3-fázový systém mohou být vyjádřeny jako

$$\mathbf{e} = \mathbf{v} + \mathbf{u}_i \quad (2.20)$$

$$\mathbf{e} = R\mathbf{i} + L \frac{d\mathbf{v}}{dt} + \mathbf{v} \quad (2.21)$$

$$\begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

Pro stejnosměrný obvod platí

$$C \frac{dv_{dc}}{dt} = S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c - i_{dc} \quad (2.23)$$

2.5 Základní rovnice pulzního usměrňovače ve stacionárních souřadnicích $\alpha\beta$

Napěťové rovnice ve stacionárním systému $\alpha\beta$ lze vyjádřit

$$\begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

$$C \frac{dv_{dc}}{dt} = (S_\alpha i_\alpha + S_\beta i_\beta) - i_{dc} \quad (2.25)$$

$$\text{kde } S_\alpha = \frac{1}{\sqrt{6}}(2S_a - S_b - S_c); S_\beta = \frac{1}{\sqrt{2}}(S_b - S_c)$$

Transformace souřadnic je implementována podle následujících rovnic

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & 2/3 & -2/3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & 2/3 \\ 1/2 & -2/3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

2.6 Základní rovnice pulzního usměrňovače v synchronně rotujících souřadnicích dq

Rovnice v synchronních dq souřadnicích lze vyjádřit

$$\begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \omega L \begin{bmatrix} -i_q \\ i_d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

$$C \frac{du_{dc}}{dt} = (S_d i_d + S_q i_q) - i_{dc} \quad (2.29)$$

kde $S_d = S_\alpha \cos \omega t + S_\beta \sin \omega t$; $S_q = S_\beta \cos \omega t - S_\alpha \sin \omega t$

Transformace souřadnic je implementována podle následujících rovnic

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \Theta & \sin \Theta \\ -\sin \Theta & \cos \Theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \Theta & -\sin \Theta \\ \sin \Theta & \cos \Theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} \quad (2.31)$$

Odpor R může být prakticky zanedbáván, protože ztráta napětí na odporu je mnohem nižší, než na indukční reaktanci, což umožňuje rovnice zjednodušit

$$\mathbf{e} = L \frac{d\mathbf{i}}{dt} + \mathbf{v} \quad (2.32)$$

$$\begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (2.33)$$

$$\begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \quad (2.34)$$

$$\begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} = L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \omega L \begin{bmatrix} -i_q \\ i_d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} \quad (2.35)$$

Činný a jalový výkon dodávaný ze sítě je podle IRP (Instantaneous Reactive Power) teorie

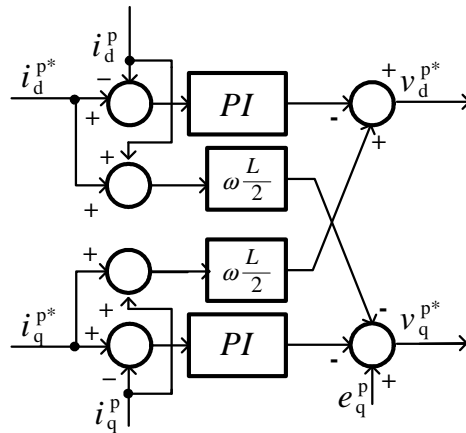
$$p = \operatorname{Re}\{\mathbf{ei}^*\} = e_\alpha i_\alpha + e_\beta i_\beta = e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c \quad (2.36)$$

$$q = \operatorname{Im}\{\mathbf{ei}^*\} = e_\beta i_\alpha - e_\alpha i_\beta = \frac{1}{\sqrt{3}}(e_{bc} i_a + e_{ca} i_b + e_{ab} i_c) \quad (2.37)$$

V přepočtu na synchronní dq souřadnice potom platí

$$p = (e_q i_q + e_d i_d) = \frac{3}{2} E_m I_m \quad (2.38)$$

$$q = (e_q i_d - e_d i_q) \quad (2.39)$$



Obr. 2.5 Detailní schéma řízení proudu v souřadném systému dq v souladu se základní napěťovou rovnicí, [8]

Obr. 2.5 ukazuje podrobné schéma řízení proudu usměrňovače. V řídicím schématu je přítomna přímá vazba. Proud v ose d způsobuje změny napětí také v ose q a naopak. Tento princip je zohledněn ve schématu a také vyjádřen v rovnicích (2.28) a (2.35).

Fungování tohoto bloku se projevuje během přechodných dějů. Výstup tohoto bloku je při ustáleném stavu konstantní a kompenzace napěťových ztrát, které pocházejí z proudu v druhé ose, je zajištěna PI regulátorem.

Změna napětí je vypočítána z aritmetického průměru referenčního a měřeného proudu.

3. Usměrňovač na nesymetrické síti

Tato kapitola se zabývá nesymetrickou sítí. Budou zde definovány a vysvětleny pojmy sousledné a zpětné složky. Dále bude odvozena základní napěťová rovnice usměrňovače v podmínkách nesymetrické síti. Rovněž budou rozebrány složky výkonu na nesymetrické síti při zohlednění sousledné a zpětné složky napětí a proudu síti.

3.1 Sousledné a zpětné složky

V ideální situaci je 3-fázové napětí síti zformováno do tvaru sinusového průběhu a každá fáze je posunuta o 120° . Tyto průběhy je možné transformovat do podoby prostorového vektoru. V souřadnicích $\alpha\beta$ obíhá tento prostorový vektor po trajektorii ve tvaru kružnice se středem v počátku souřadného systému, tedy v bodě $[0,0]$. Avšak v reálných situacích je 3-fázové síťové napětí nesymetrické. To znamená, že napětí v síti má v každé fázi jinou amplitudu, případně je zde nesymetrický posun mezi fázemi. Tato nesymetrie produkuje nenulový jalový výkon a zároveň je příčinou 100Hz pulzací ve stejnosměrném meziobvodu a nárůstu jalového výkonu. Funkce pulzního měniče je horší, než v případě symetrického napětí síti. Tato nesouměrnost se projevuje po transformaci do $\alpha\beta$ souřadnic tak, že prostorový vektor obíhá po trajektorii, která nemá kružnicový tvar. Tato deformovaná trajektorie je superponována ze 2 složek. První složka je totožná s ideálním kružnicovým tvarem trajektorie prostorového vektoru a obíhá s frekvencí 50Hz. Tato složka se nazývá sousledná složka. Druhá složka prostorového vektoru obíhá s frekvencí 50Hz a reprezentuje zpětnou složku napětí síti.

Rozlišení sousledné a zpětné složky je nutností. V souřadném systému rotujícím synchronně kladným směrem vypadá sousledná složka jako stejnosměrná a zpětná složka jako střídavá o frekvenci 100Hz. A naopak, v souřadném systému rotujícím synchronně záporným směrem vypadá zpětná složka jako stejnosměrná a sousledná složka jako střídavá o frekvenci -100Hz.

Nyní bude naším cílem regulovat střídavý proud v síti tak, aby byly eliminovány účinky zpětné složky napětí síti. Proud je rovněž rozložen na souslednou a zpětnou složku, podobně jako napětí. Obě složky proudu jsou řízeny samostatně a současně. Sousledná složka proudu je řízena v sousledně rotujícím souřadném systému, což se jeví jako řízení stejnosměrných veličin. Zpětná složka proudu je řízena ve zpětně rotujícím souřadném systému, což se opět jeví jako řízení stejnosměrných veličin. Obě tato řízení jsou realizována současně s pomocí samostatných PI regulátorů. Tento systém je velmi efektivní, protože dovoluje kompletní řízení s jedním řídicím hardwarem a softwarem bez přidavných softwarových a hardwarových zařízení.

3.2 Matematický popis pulzního usměrňovače při nesymetrické síti

Nesymetrické 3-fázové napětí na síti (e_a , e_b , e_c) lze popsat jako superpozici sousledné a zpětné složky pomocí rovnice (3.1)

$$\mathbf{e}_{\alpha\beta} = \frac{2}{3} [e_a + e_b e^{j2\pi/3} + e_c e^{-j2\pi/3}] = e^{j\omega t} \mathbf{e}_{dq}^p + e^{-j\omega t} \mathbf{e}_{dq}^n \quad (3.1)$$

kde $\mathbf{e}_{dq}^p = e_d^p + j e_q^p$, $\mathbf{e}_{dq}^n = e_d^n + j e_q^n$ a ω je úhlová frekvence dq souřadného systému proti $\alpha\beta$ systému. Předpokládá se, že $\omega/2\pi = 50\text{Hz}$, $e^{j\omega t} \mathbf{e}_{dq}^p$ představuje souslednou složku, která rotuje proti směru hodinových ručiček, $e^{-j\omega t} \mathbf{e}_{dq}^n$ představuje zpětnou složku, která rotuje ve směru hodinových ručiček. Schéma zapojení pulzního usměrňovače je zobrazeno na Obr. 2.1. Napěťová rovnice v $\alpha\beta$ systému je potom

$$\mathbf{e}_{\alpha\beta} = \mathbf{v}_{\alpha\beta} + L \frac{d\mathbf{i}_{\alpha\beta}}{dt} + R \mathbf{i}_{\alpha\beta} \quad (3.2)$$

kde $\mathbf{v}_{\alpha\beta} = \frac{2}{3} [v_a + v_b e^{j2\pi/3} + v_c e^{-j2\pi/3}]$ představuje napětí na střídavé straně měniče a $\mathbf{i}_{\alpha\beta} = \frac{2}{3} [i_a + i_b e^{j2\pi/3} + i_c e^{-j2\pi/3}]$ představuje proud sítě.

Je zřejmé, že napětí na střídavé straně měniče je $\mathbf{v}_{\alpha\beta} = e^{j\omega t} \mathbf{v}_{dq}^p + e^{-j\omega t} \mathbf{v}_{dq}^n$. Proud ze sítě je rovněž vyjádřen jako $\mathbf{i}_{\alpha\beta} = e^{j\omega t} \mathbf{i}_{dq}^p + e^{-j\omega t} \mathbf{i}_{dq}^n$. Nyní oddělíme souslednou a zpětnou složku ze základní napěťové rovnice a dostaneme

$$\mathbf{e}_{dq}^p = \mathbf{v}_{dq}^p + L \frac{d\mathbf{i}_{dq}^p}{dt} + R \mathbf{i}_{dq}^p + j\omega L \mathbf{i}_{dq}^p \quad (3.3)$$

$$\mathbf{e}_{dq}^n = \mathbf{v}_{dq}^n + L \frac{d\mathbf{i}_{dq}^n}{dt} + R \mathbf{i}_{dq}^n - j\omega L \mathbf{i}_{dq}^n \quad (3.4)$$

Proud sítě a napětí na střídavé straně usměrňovače mohou být převedeny do dvou reálných proměnných v osách dq systému pomocí vztahů $\mathbf{i}_{dq}^p = i_d^p + j i_q^p$ a $\mathbf{v}_{dq}^n = v_d^n + j v_q^n$. Výrazy s indexem ^p představují souslednou složku a výrazy s indexem ⁿ představují zpětnou složku. Tedy po dosazení do rovnic (3.3),(3.4) dostaneme

$$e_d^p = v_d^p + L \frac{di_d^p}{dt} + R i_d^p - \omega L i_q^p \quad (3.5)$$

$$e_q^p = v_q^p + L \frac{di_q^p}{dt} + R i_q^p + \omega L i_d^p \quad (3.6)$$

$$e_d^n = v_d^n + L \frac{di_d^n}{dt} + R i_d^n + j\omega L i_q^n \quad (3.7)$$

$$e_q^n = v_q^n + L \frac{di_q^n}{dt} + R i_q^n - j\omega L i_d^n \quad (3.8)$$

Za předpokladu nesymetrického napětí sítě lze zdánlivý výkon na straně sítě vyjádřit jako

$$S^{\text{in}} = \mathbf{e}_{dq} \mathbf{i}_{dq}^* = \left(e^{j\omega t} \mathbf{e}_{dq}^p + e^{-j\omega t} \mathbf{e}_{dq}^n \right) \left(e^{j\omega t} \mathbf{i}_{dq}^p + e^{-j\omega t} \mathbf{i}_{dq}^n \right)^*$$

Roznásobením tohoto výrazu a zohledněním, že platí $S^{\text{in/out}} = P^{\text{in/out}} + jQ^{\text{in/out}}$, $e^{\pm j\omega t} = \cos \omega t \pm j \sin \omega t$ obdržíme

$$P^{\text{in/out}}(t) = P_0^{\text{in/out}} + P_{c2}^{\text{in/out}} \cos(2\omega t) + P_{s2}^{\text{in/out}} \sin(2\omega t) \quad (3.9)$$

$$Q^{\text{in/out}}(t) = Q_0^{\text{in/out}} + Q_{c2}^{\text{in/out}} \cos(2\omega t) + Q_{s2}^{\text{in/out}} \sin(2\omega t) \quad (3.10)$$

kde

$$P_0^{\text{in}} = 1,5(e_d^p i_d^p + e_q^p i_q^p + e_d^n i_d^n + e_q^n i_q^n) \quad (3.11)$$

$$P_{c2}^{\text{in}} = 1,5(e_d^p i_d^n + e_q^p i_q^n + e_d^n i_d^p + e_q^n i_q^p) \quad (3.12)$$

$$P_{s2}^{\text{in}} = 1,5(e_q^n i_d^p - e_d^n i_q^p - e_q^p i_d^n + e_d^p i_q^n) \quad (3.13)$$

$$Q_0^{\text{in}} = 1,5(e_q^p i_d^p - e_d^p i_q^p + e_q^n i_d^n - e_d^n i_q^n) \quad (3.14)$$

$$Q_{c2}^{\text{in}} = 1,5(e_q^p i_d^n - e_d^p i_q^n + e_q^n i_d^p - e_d^n i_q^p) \quad (3.15)$$

$$Q_{s2}^{\text{in}} = 1,5(e_d^p i_d^n + e_d^n i_q^p - e_d^n i_d^p - e_q^n i_q^p) \quad (3.16)$$

Koeficient P_0^{in} vyjadřuje činný výkon, který je přenesen do stejnosměrného meziobvodu a který je důležitý pro vytvoření stejnosměrného napětí. Koeficient Q_0^{in} vyjadřuje jalový výkon, který je způsoben nesymetrickým fázovým posunem. Koeficienty P_{c2}^{in} , P_{s2}^{in} , Q_{c2}^{in} a Q_{s2}^{in} vyjadřují amplitudy vyšších harmonických výkonů. Jestliže koeficienty P_{c2}^{in} , P_{s2}^{in} , Q_{c2}^{in} a Q_{s2}^{in} nejsou rovné nule, pak V_{dc} vykazuje 100Hz kolísání. Tudíž PWM usměrňovač je vhodné řídit tak, aby koeficienty P_{c2}^{in} , P_{s2}^{in} , Q_{c2}^{in} a Q_{s2}^{in} se blížily k nule. Rovněž je důležité řídit koeficient Q_0^{in} tak, aby byl nulový za účelem dosažení jednotkového účinníku. Koeficienty výkonu lze vyjádřit maticovou formou

$$\frac{2}{3} \begin{bmatrix} P_0^{\text{in}} \\ Q_0^{\text{in}} \\ P_{s2}^{\text{in}} \\ P_{c2}^{\text{in}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_d^p & e_q^p & e_d^n & e_q^n \\ e_q^p & -e_d^p & e_q^n & -e_d^n \\ e_q^n & -e_d^n & -e_q^p & e_d^p \\ e_d^n & e_q^n & e_d^p & e_q^p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^p(t) \\ i_q^p(t) \\ i_d^n(t) \\ i_q^n(t) \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

Jestliže chceme dosáhnout nulového jalového výkonu a nulového kolísání napětí ve stejnosměrném meziobvodu, musíme nastavit řízení usměrňovače tak, že $\frac{2}{3} [P_0^{\text{in}} Q_0^{\text{in}} P_{s2}^{\text{in}} P_{c2}^{\text{in}}]^T = \frac{2}{3} [P_0^{\text{in}} 000]^T$. Jestliže toto vyjádříme maticově, obdržíme následující maticovou rovnici pro jednotlivé složky proudů

$$\begin{bmatrix} i_d^p(t) \\ i_q^p(t) \\ i_d^n(t) \\ i_q^n(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_d^p & e_q^p & e_d^n & e_q^n \\ e_q^p & -e_d^p & e_q^n & -e_d^n \\ e_q^n & -e_d^n & -e_q^p & e_d^p \\ e_d^n & e_q^n & e_d^p & e_q^p \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \frac{2}{3} P_0^{\text{in}} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{2P_0^{\text{in}}}{3D} \begin{bmatrix} e_d^p \\ e_q^p \\ -e_d^n \\ -e_q^n \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

kde $D = [(e_d^p)^2 + (e_q^p)^2] - [(e_d^n)^2 + (e_q^n)^2]$. Je zřejmé, že $D \neq 0$. Pokud realizujeme hodnoty proudu podle rovnice (3.18), koeficienty P_{c2}^{in} , P_{s2}^{in} , Q_0^{in} budou nulové, avšak koeficienty jalového výkonu Q_{c2}^{in} a Q_{s2}^{in} nulové nebudou. To znamená, že pulzující jalový výkon je stále nenulový, přestože střední hodnota jalového výkonu již nulová bude. Avšak s ohledem na fakt, že můžeme mít pod kontrolou pouze hodnoty $i_d^p(t)$, $i_q^p(t)$, $i_d^n(t)$, $i_q^n(t)$, nemáme dostatečný počet stupňů volnosti, abychom všechny koeficienty (3.11)-(3.16) nastavili rovné nule.

Podobně, můžeme vyjádřit rovnice (3.17),(3.18) s pomocí výstupního napětí \mathbf{v}

$$\frac{2}{3} \begin{bmatrix} P_0^{\text{out}} \\ Q_0^{\text{out}} \\ P_{s2}^{\text{out}} \\ P_{c2}^{\text{out}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_d^p & v_q^p & v_d^n & v_q^n \\ v_q^p & -v_d^p & v_q^n & -v_d^n \\ v_q^n & -v_d^n & -v_q^p & v_d^p \\ v_d^n & v_q^n & v_d^p & v_q^p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^p(t) \\ i_q^p(t) \\ i_d^n(t) \\ i_q^n(t) \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

$$\begin{bmatrix} i_d^p(t) \\ i_q^p(t) \\ i_d^n(t) \\ i_q^n(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_d^p & v_q^p & v_d^n & v_q^n \\ v_q^p & -v_d^p & v_q^n & -v_d^n \\ v_q^n & -v_d^n & -v_q^p & v_d^p \\ v_d^n & v_q^n & v_d^p & v_q^p \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \frac{2}{3} P_0^{\text{out}} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{2P_0^{\text{out}}}{3D} \begin{bmatrix} v_d^p \\ v_q^p \\ -v_d^n \\ -v_q^n \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

Výrazy ve tvaru (3.19),(3.20) jsou platné pro střídavou stranu usměrňovače, kdežto výrazy (3.17), (3.18) platí pro napájecí síť. Hodnoty $[S^{\text{out}}, P_0^{\text{out}}, Q_0^{\text{out}}, P_{s2}^{\text{out}}, P_{c2}^{\text{out}}]$ jsou odlišné od $[S^{\text{in}}, P_0^{\text{in}}, Q_0^{\text{in}}, P_{s2}^{\text{in}}, P_{c2}^{\text{in}}]$ kvůli ztrátám na filtračních cívkách. Podobně, hodnoty $v_d^p, v_q^p, v_d^n, v_q^n$ jsou odlišné od hodnot $e_d^p, e_q^p, e_d^n, e_q^n$ o napěťové ztráty na těchto filtračních cívkách. Zdánlivý výkon na síti a na střídavé straně měniče může být tedy vyjádřen

$$S^{\text{in}} = (\mathbf{e}_{pq}^p e^{j\omega t} + \mathbf{e}_{pq}^n e^{-j\omega t}) (\mathbf{i}_{pq}^p e^{j\omega t} + \mathbf{i}_{pq}^n e^{-j\omega t}) \quad (3.21)$$

$$S^{\text{out}} = (\mathbf{v}_{pq}^p e^{j\omega t} + \mathbf{v}_{pq}^n e^{-j\omega t}) (\mathbf{i}_{pq}^p e^{j\omega t} + \mathbf{i}_{pq}^n e^{-j\omega t}) \quad (3.22)$$

Následující výraz udává ztráty energie na filtračních cívkách

$$\Delta S = S^{\text{in}} - S^{\text{out}} \quad (3.23)$$

Existuje několik různých strategií, jak navrhnout řídicí algoritmus. Tyto strategie budou představeny a porovnány v následujícím textu.

4. Přehled metod pro omezení pulzací napětí stejnosměrného meziobvodu

V této kapitole bude vysvětlen základní princip řízení pulzního usměrňovače s pomocí dvojitěho proudového regulátoru. Tento princip bude vysvětlen na základní a nejjednodušší metodě. Z této základní metody pak bude odvozeno několik dalších metod, vysvětleny jejich základní principy a porovnány jejich výhody a nevýhody. Jednotlivé metody se liší hlavně způsobem výpočtu referenčního proudu.

Cílem těchto metod má být udržení stálého napětí v kapacitním meziobvodu a jeho co nejmenší pulzace.

4.1 Základní metoda

4.1.1 Základní princip

Obr. 4.1 ukazuje schéma řídicího algoritmu, který byl navržen v [1]. Řídicí algoritmus se skládá ze 2 paralelních řídicích systémů. První z nich je určen pro souslednou složku proudu a druhý pro zpětnou. Každá z těchto složek je řízena samostatně ve vlastním synchronním souřadném systému. Sousledná složka je řízena v sousledně rotujícím souřadném systému, a zpětná složka je řízena ve zpětně rotujícím souřadném systému. To znamená, že každé řízení se jeví jako stejnosměrné ve svém příslušném souřadném systému. Výhodou tohoto systému je, že u žádného PI regulátoru není nutné nastavovat velkou šířku pásma. Případné nadměrné rozšíření pásma pomocí zvyšování proporce a zkracování integrační časové konstanty by přineslo pouze riziko nestability regulačního systému.

4.1.2 Měření proudu

Nejprve je změřen 3-fázový proud na střídavé straně usměrňovače. Tento naměřený proud je popsán v $\alpha\beta$ souřadném systému jako

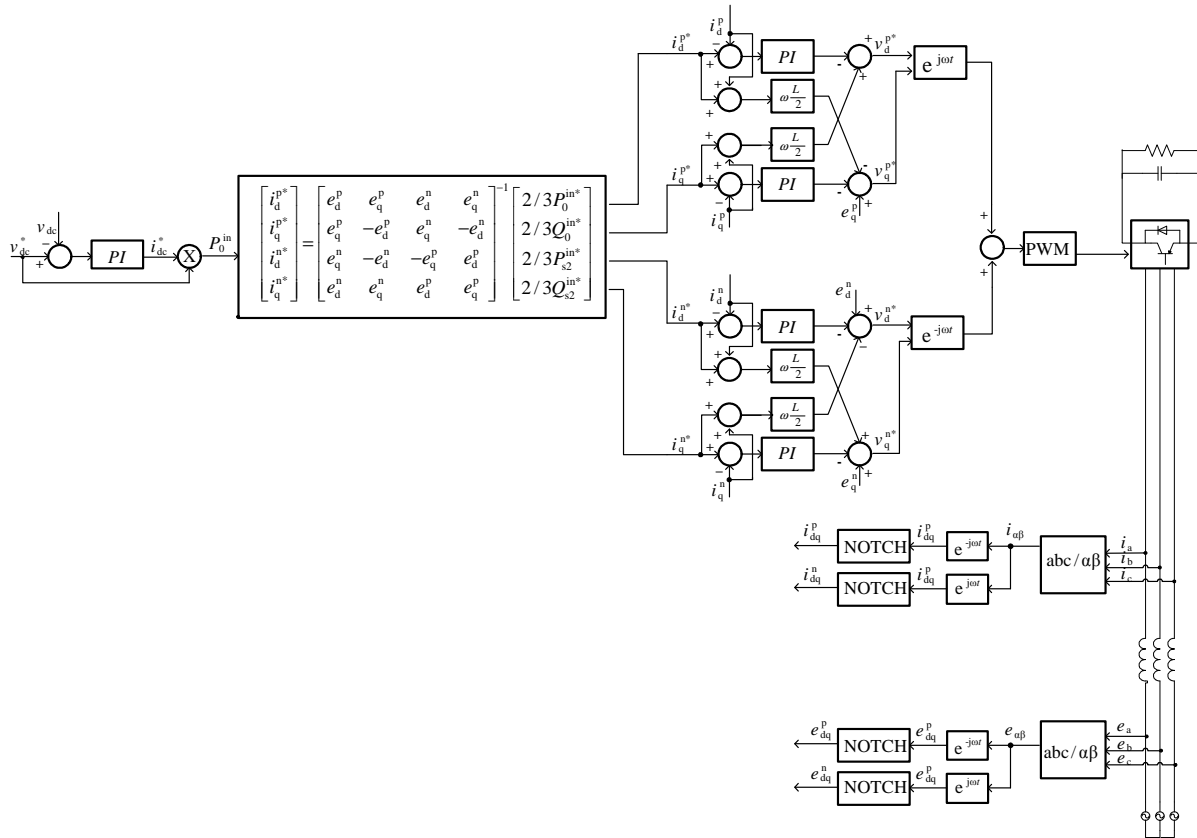
$$\mathbf{i}_{\alpha\beta} = e^{j\omega t} \mathbf{i}_{dq}^p + e^{-j\omega t} \mathbf{i}_{dq}^n \quad (4.1)$$

Jestliže chceme transformovat rovnici (4.1) do sousledně/zpětně rotujícího systému, musíme ji vynásobit $e^{-j\omega t}$ nebo $e^{j\omega t}$ a dostaneme tyto výrazy

$$\mathbf{i}_{dq}^p = \mathbf{i}_{dq}^p + e^{-2j\omega t} \mathbf{i}_{dq}^n \quad (4.2)$$

$$\mathbf{i}_{dq}^n = \mathbf{i}_{dq}^n + e^{2j\omega t} \mathbf{i}_{dq}^p \quad (4.3)$$

Je zřejmé, že sousledná složka v sousledně rotujícím souřadném systému se jeví jako stejnosměrná, kdežto zpětná složka vypadá v tomto systému jako složka o kmitočtu 100Hz. Na druhé straně zpětná složka se jeví jako stejnosměrná ve zpětně rotujícím souřadném systému, avšak sousledná složka se zde jeví jako 100Hz složka. Dále je aplikován vhodný filtr v kladném i záporném systému, který zadržuje složky o frekvenci 100Hz. Filtr je nutný k tomu, abychom dostali „čistou“ souslednou složku nebo zpětnou složku. Zde může být využit dolnoproustný filtr nebo filtr pásmový. Dolnoproustný filtr však může přinést problémy s nestabilitou, protože šířka frekvenčního pásma je omezena. Proto byl použit 100Hz pásmový (notch) filtr.



Obr. 4.1 Schéma regulačního algoritmu podle [1]

4.1.3 Dvojitý regulátor

V sousledně rotujícím souřadném systému je sousledná složka žádaného napětí na střídavé straně měniče v_d^p, v_q^p určena jako

$$v_d^p = e_d^p - (\text{PI})(i_d^{p*} - i_d^p) + \omega L i_q^p \quad (4.4)$$

$$v_q^p = e_q^p - (\text{PI})(i_q^{p*} - i_q^p) - \omega L i_d^p \quad (4.5)$$

kde operátor PI označuje funkci PI regulátoru. V záporně rotujícím souřadném systému je zpětná složka žádaného napětí na střídavé straně měniče v_d^n, v_q^n určena jako

$$v_d^n = e_d^n - (\text{PI})(i_d^{n*} - i_d^n) - \omega L i_q^n \quad (4.6)$$

$$v_q^n = e_q^n - (\text{PI})(i_q^{n*} - i_q^n) + \omega L i_d^n \quad (4.7)$$

Způsob získání složek napětí sítě ($e_d^p, e_q^p, e_d^n, e_q^n$) je stejný jako u složek síťového proudu.

4.1.4 Žádaný proud

Stejnoseměrné napětí v_{dc} je regulováno klasickým PI regulátorem. Na výstupu PI regulátoru je žádaná hodnota stejnosměrného proudu i_{dc}^* . Poté je i_{dc}^* vynásoben žádaným stejnosměrným napětím v_{dc}^* a jako výsledek získáme žádanou hodnotu činného výkonu P^* . Následně byla v [1] použita rovnice pro výpočet žádaného proudu $i(t)$ a získán výsledný vztah

$$\begin{bmatrix} i_d^p(t) \\ i_q^p(t) \\ i_d^n(t) \\ i_q^n(t) \end{bmatrix} = \frac{2}{3D} v_{dc}^* (\text{PI})(v_{dc}^* - v_{dc}) \begin{bmatrix} e_d^p \\ e_q^p \\ -e_d^n \\ -e_q^n \end{bmatrix} \quad (4.8)$$

hodnoty $(e_d^p, e_q^p, e_d^n, e_q^n)$ jsou vypočítány z naměřených hodnot e_a, e_b, e_c .

4.1.5 Výpočet napětí pro pulzní modulaci

PI regulace proudu ze sítě $i_d^p, i_q^p, i_d^n, i_q^n$ se odehrává v synchronně rotujícím dq souřadném systému. Požadované hodnoty $v_d^p, v_q^p, v_d^n, v_q^n$ se nacházejí na výstupu PI regulátorů. Tyto hodnoty musejí být zpět transformovány do stacionárního souřadného systému. Tato transformace je realizována tak, že hodnoty sousledné složky v_d^p, v_q^p jsou vynásobeny souřadným převodem $e^{j\omega t}$ a hodnoty zpětné složky v_d^n, v_q^n jsou vynásobeny převodním koeficientem $e^{-j\omega t}$. Obě složky jsou následně sečteny. Vektor napětí v pro PWM je potom získán

$$v = (v_d^p + jv_q^p)e^{j\omega t} + (v_d^n + jv_q^n)e^{-j\omega t} \quad (4.9)$$

4.1.6 Nadřazená regulační smyčka

Uživatelské řízení pulzního usměrňovače lze provádět dvojím způsobem. V prvním případě je řízen přímo požadovaný výkon. To znamená, že uživatel zadává všechny hodnoty výkonu, včetně vstupního činného výkonu P_0^{in} přímo do maticové rovnice na Obr. 4.1. V druhém případě je hlavní řízenou veličinou napětí stejnosměrného meziobvodu v_{dc} . Uživatel zde zadává žádanou hodnotu napětí ve stejnosměrném meziobvodu v_{dc}^* . Žádaná a skutečná hodnota napětí stejnosměrného meziobvodu v_{dc} a v_{dc}^* jsou pak komparovány a rozdíl je regulován pomocí PI regulátoru. Výstupem tohoto PI regulátoru je žádaný proud stejnosměrného meziobvodu i_{dc}^* . Tento žádaný proud je poté násoben žádaným napětím stejnosměrného meziobvodu a výsledkem je žádaný výkon $P_0^{\text{in}*}$. Celá tato nadřazená regulační smyčka je popsateľná rovnicí

$$P_0^{\text{in}*} = v_{dc}^* * i_{dc}^* = v_{dc}^* * (\text{PI})(v_{dc}^* - v_{dc}) \quad (4.10)$$

Tento způsob řízení se vyznačuje následující nevýhodou: Vzhledem k tomu, že zde je řízen výkon na straně sítě, nikoliv na straně měniče, není zaručen hladký průběh napětí ve stejnosměrném meziobvodu bez pulzací.

4.2 Nelineární řídicí strategie

4.2.1 Smysl a cíl nelineární řídicí strategie

V práci [3] byl vyvinut regulační program, který řídí okamžitý výkon na vstupu měniče v dq synchronním souřadném systému za účelem eliminace harmonických a jalového výkonu

usměrňovače při nesymetrické síti. Řídicí systém, který byl navržen v [3], byl založen na výpočtu referenčních proudů s pomocí napětí sítě e . Pro přesně fungující řídicí systém je nutné počítat referenční proudy z napětí v , tedy z napětí na střídavé straně měniče, a tudíž tato napětí z měřených napětí sítě e vhodným způsobem určit.

4.2.2 Popis nelineární řídicí strategie

V práci [3] byla navržena nová metoda pro výpočet referenčních proudů i_{dq}^{p*} i_{dq}^{n*} . Tento řídicí algoritmus počítá proudové reference i_{dq}^{p*} i_{dq}^{n*} s pomocí výkonu na střídavé straně měniče P^{out} a s pomocí napětí na střídavé straně měniče v_{dq}^{pn} . Napětí na střídavé straně měniče v_{dq}^{pn} je vyjádřeno jako $v_{dq}^{pn} = e_{dq}^{pn} \pm \omega L i_{dq}^{pn}$. Nevýhoda tohoto řešení spočívá v nutnosti řešit nelineární rovnice.

Na Obr. 4.2 je nakresleno řídicí schéma podle metody popsané v [3]. Rovnice zapsané v jednotlivých blocích tohoto řídicího algoritmu, byly odvozeny následujícím způsobem.

Z maticových rovnic (3.19),(3.20) může být přímo odvozeno

$$\frac{2}{3} P_{c2}^{out} = v_d^n i_d^p + v_q^n i_q^p + v_d^p i_d^n + v_q^p i_q^n \quad (4.11)$$

$$\frac{2}{3} P_{s2}^{out} = v_q^n i_d^p - v_d^n i_q^p - v_q^p i_d^n + v_d^p i_q^n \quad (4.12)$$

Pokud předpokládáme podmínky ustáleného stavu a nulové hodnoty odporu filtračních cívek, rovnice (3.5),(3.6),(3.7),(3.8) budou zjednodušeny do následující podoby

$$v_d^p = e_d^p + \omega L i_q^p \quad (4.13)$$

$$v_q^p = e_q^p - \omega L i_d^p \quad (4.14)$$

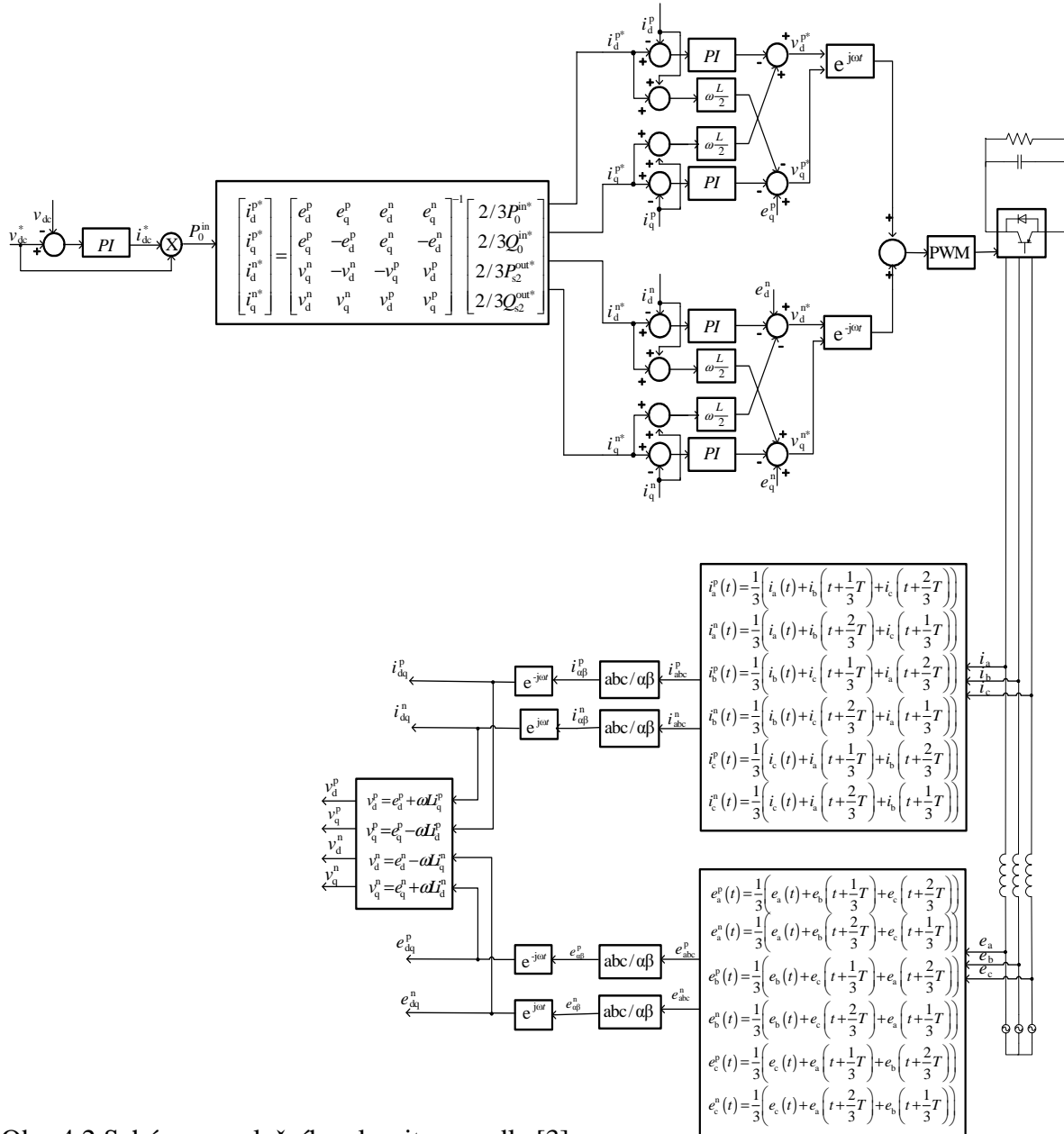
$$v_d^n = e_d^n - \omega L i_q^n \quad (4.15)$$

$$v_q^n = e_q^n + \omega L i_d^n \quad (4.16)$$

Jestliže dosadíme rovnice (4.13)-(4.16) do (4.11),(4.12), výsledek bude

$$\frac{2}{3} P_{c2}^{out} = e_d^n i_d^p - \omega L i_q^n i_d^p + e_q^n i_q^p + \omega L i_d^n i_q^p + e_d^p i_d^n + \omega L i_q^p i_d^n + e_q^p i_q^n - \omega L i_d^p i_q^n \quad (4.17)$$

$$\frac{2}{3} P_{s2}^{out} = e_q^n i_d^p + \omega L i_d^n i_d^p - e_q^p i_q^p + \omega L i_q^n i_q^p - e_d^p i_d^n + \omega L i_d^p i_d^n + e_d^p i_q^n + \omega L i_q^p i_q^n \quad (4.18)$$



Obr. 4.2 Schéma regulačního algoritmu podle [3]

Z rovnic (3.9),(3.10) a z maticových rovnic (3.17),(3.18) můžeme rovněž odvodit

$$\frac{2}{3} P_o^{in} = e_d^p i_d^p + e_q^p i_q^p + e_d^n i_d^n + e_q^n i_q^n \quad (4.19)$$

$$\frac{2}{3} Q_o^{in} = e_q^p i_d^p - e_d^p i_q^p - e_q^n i_d^n + e_d^n i_q^n \quad (4.20)$$

kde hodnota Q_o^{in} má být vynulována za účelem dosažení nulového jalového výkonu. Žádaná hodnota P_o^{in} přichází z nadřazené regulace podobně jako na Obr. 3.1. Rovnice (4.19),(4.20) jsou lineární. Rovnice (4.17),(4.18) lineární nejsou vzhledem k tomu, že neznámými jsou zde složky proudu $i_d^p, i_q^p, i_d^n, i_q^n$. Za pomoci soustavy rovnic (4.17),(4.18),(4.19),(4.20) je možné vypočítat referenční hodnoty proudu sítě.

4.3 Řídicí strategie s využitím referenčních napětí pro pulzně šířkovou modulaci měniče

4.3.1 Cíle této strategie

V práci [4] byl navržen nový řídicí princip pro pulzní usměrňovač, který je vhodný i v podmínkách nesymetrické sítě.

Metoda navržená v [1] (viz výše) nemůže být použita v podmínkách silně nesymetrické dodávky ze sítě, protože tato metoda vychází z měření napětí na síti a autoři zanedbávají rozdíl mezi napětím sítě a napětím na střídavé straně měniče. Tato metoda je proto velmi nepřesná.

Autoři práce [3] navrhli metodu, která vychází z veličin na střídavé straně měniče, takže jejich metoda je použitelná i při silně nesymetrické síti. Avšak tato metoda má základní nevýhodu: může být realizována pouze za podmínky řešení nelineárních rovnic, což je vždy velmi obtížné a komplikované. Tato metoda rovněž trpí nízkou šířkou pásma u proudové zpětnovazební smyčky, takže výsledkem je zhoršená reakce na přechodné děje. Tato nedostatečnost v přechodných dějích je způsobena hlavně filtrem jakožto součástí bloku pro oddělení sousledné a zpětné složky v synchronním souřadném systému. Je známo, že filtr pro oddělení sousledné a zpětné složky v synchronním souřadném systému limituje kompletní šířku pásma regulační smyčky. Proto, za účelem rychlé kompenzace přechodných dějů v důsledku nesymetrické sítě, funkční blok na oddělení sousledné a zpětné složky má být implementován bez zmenšení celkové šířky pásma regulátoru.

4.3.2 Nově navržené regulátory proudu pro souslednou a zpětnou složku.

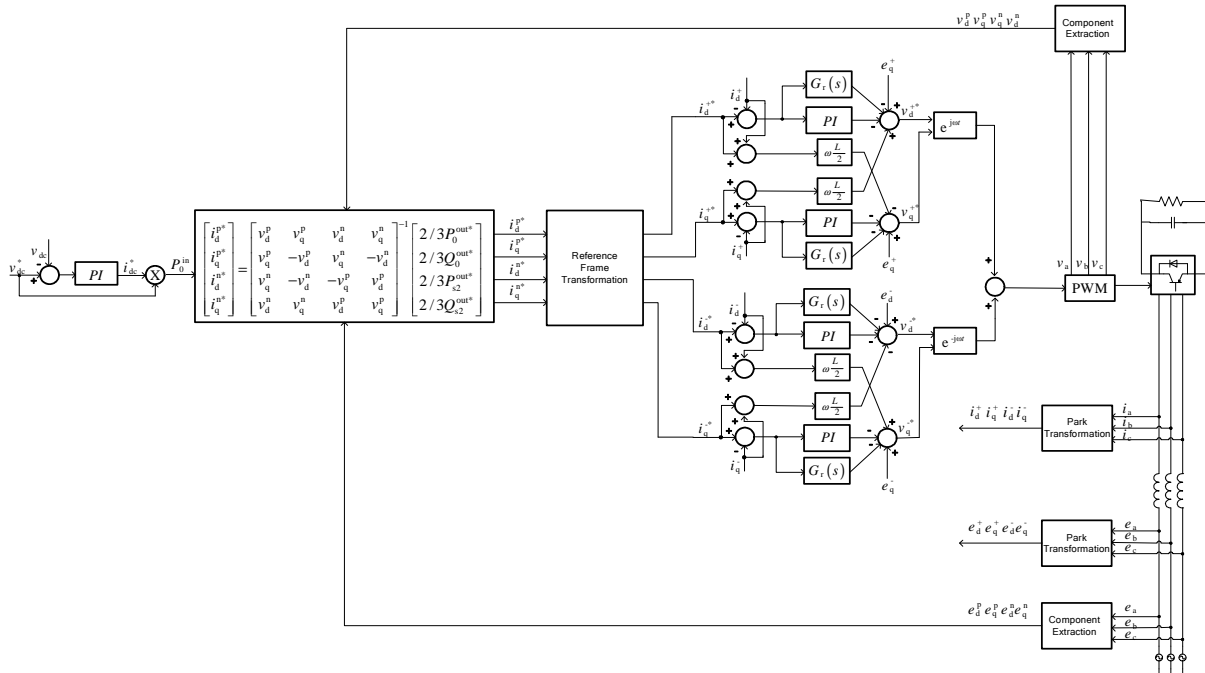
Tato metoda, navržená v práci [4], poskytuje zlepšené přechodné odezvy pro pulzní usměrňovač za nesymetrických operačních podmínek. Jejich práce rovněž navrhuje zjednodušené schéma výpočtu referenčního proudu pro řízení okamžitého činného a jalového výkonu.

Obr. 4.3 ukazuje schéma regulačního algoritmu podle [4]. Obr. 4.4, 4.5, 4.6 rozkreslují principy fungování jednotlivých bloků z obr. 4.3.

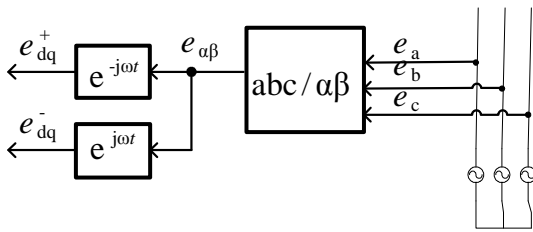
Pravidla regulace proudu, která jsou platná pro tuto metodu, jsou popsána v rovnicích (4.11) – (4.20). Nelineární rovnice (4.17), (4.18) jsou transformovány do lineárních rovnic s pomocí přídavné zpětné vazby pro napětí na střídavé straně měniče (v_a , v_b , v_c). Tudíž algoritmus pro výpočet referenčního proudu se tím zjednodušuje. Čtyři složky napětí na střídavé straně měniče $v_d^p, v_q^p, v_d^n, v_q^n$, jsou odečítány z bloku pulzně šířkové modulace a zpětně zavedeny do bloku pro výpočet referenčních proudů. Autoři se vyhnuli nelineárním rovnicím tím způsobem, že dosadili referenční napětí z PWM do rovnic (4.17),(4.18). Čas, který je nutný k výpočtu referenčních proudů, je touto cestou výrazně zredukován.

K výpočtu referenčních proudů z žádaných výkonů a měřených napětí je zde využita standardní maticová rovnice. Tato rovnice však vyžaduje na svém vstupu oddělení sousledné a zpětné složky napětí sítě i napětí na střídavé straně měniče. Toto oddělení je provedeno pomocí bloku zobrazeného na Obr. 4.6. Dvojitý regulátor je upraven tak, aby byl schopen regulovat proud měniče bez nutnosti oddělení sousledné a zpětné složky. Naměřené hodnoty

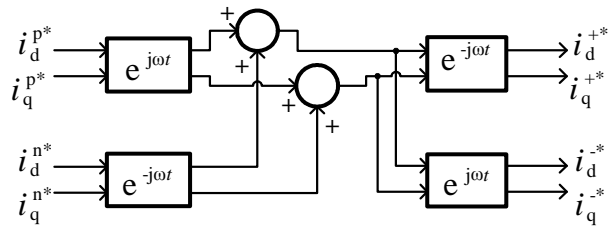
napětí a proudu na vstupu regulátoru jsou proto sloučeny pomocí bloku zobrazeného na Obr. 4.4.



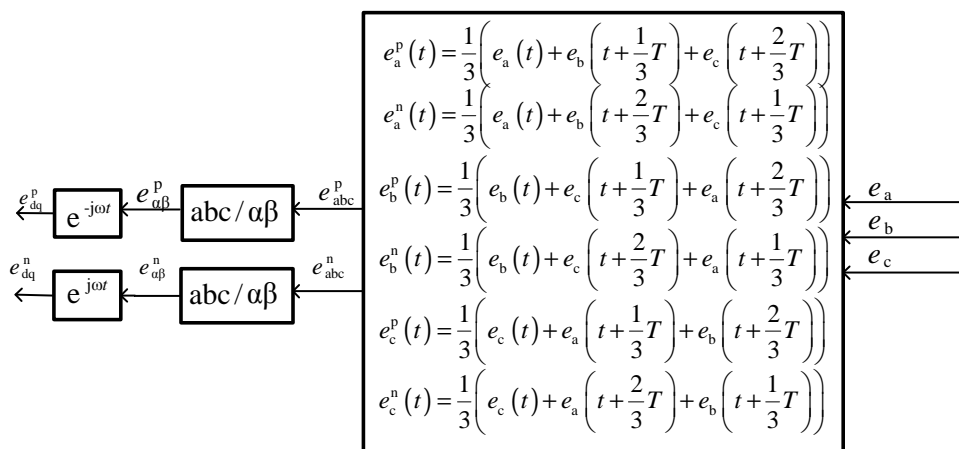
Obr. 4.3 Schéma regulačního algoritmu podle [4]



Obr. 4.4 Schéma bloku „Park Transformation“



Obr. 4.5 Schéma bloku „Reference Frame Transformation“



Obr. 4.6 Schéma bloku „Component Extraction“

Ve srovnání s tradičními dvojitými regulátory, které používají stejnosměrné referenční signály odděleně v sousledně či zpětně rotujícím souřadném systému, tento regulátor proudu ukázaný na Obr. 4.3 používá střídavé referenční signály. Tyto střídavé referenční signály se skládají ze stejnosměrné hodnoty sousledné či zpětné složky a střídavé hodnoty opačné složky. Ustálená chyba vzniklá kvůli 100Hz střídavé složce je dostatečně zredukována využitím přídavné rezonanční funkce v regulátoru proudu. Tato přídavná rezonanční funkce $G_r(s)$ podle rovnice (4.23) je sériově vynásobena s chybovým signálem hodnot proudu a přičtena k výstupu PI proporce, jak je ukázáno na Obr. 4.3. Toto přídavné rezonanční zařízení umožňuje zachovat vysokou šířku pásma bez zhoršení stability regulační smyčky.

$$G_r(s) = K_r(s) / (s^2 / \omega_r^2 + s / Q_f \omega_r + 1) \quad (4.23)$$

4.4 Řídicí strategie zohledňující ztráty na filtru

4.4.1 Cíl této strategie

V práci [5] se vychází z výpočtu energie, která je rozptýlená v indukčním filtru. Jsou zde použity dvě rozdílné metody k výpočtu energie, která se v těchto cívkách rozptýlí.

Autoři práce [5] zkoumali výsledek dvojitého regulátoru v podmínkách poklesu napětí sítě. Vyhnuli se řešení nelineárních rovnic tak, že namísto aktuálního vzorku proudu použili jeho vzorek předchozí. Byly testovány, prezentovány a porovnány dvě odlišné metody zohlednění oscilujícího výkonu, rozptýleného ve filtru.

4.4.2 Zkoumaný systém

Obr. 4.7 ukazuje schéma v práci [5] zkoumaného zapojení. Měnič je připojen k síti prostřednictvím indukčního filtru.

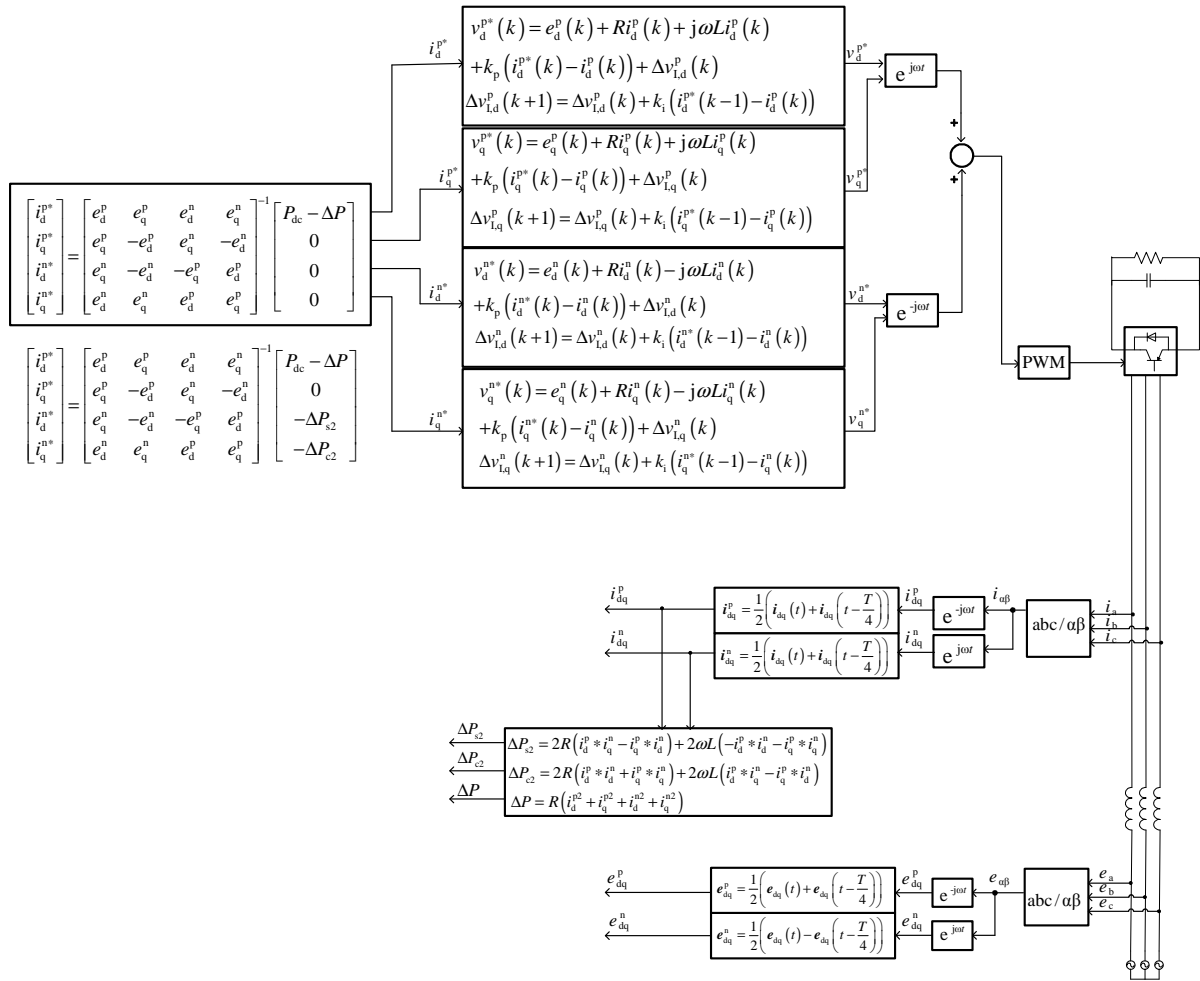
Trojfázové proudy a napětí ze sítě jsou měřeny a transformovány do podoby prostorových vektorů ve statických $\alpha\beta$ souřadnicích a poté do rotujícího dq souřadného systému synchronizovaného s napětím sítě. Tyto dq komponenty měřeného proudu a napětí jsou poté separovány do své sousledné a zpětné složky. Samostatné složky a signály referenčního proudu jsou poté použity v regulátoru k výpočtu signálu napětí pro PWM modulátor.

Různé části regulátoru jsou popsány níže podrobněji.

Oddělení složek

Osamostatnění sousledné a zpětné složky z napětí sítě je provedeno v dq systému, který je synchronizovaný se souslednou složkou (indikována jako dq^p). Jestliže opozdíme prostorový vektor měřeného napětí o $\frac{1}{4}$ periody T základní frekvence, získáme vektor, který je složen ze sousledné složky a zpětné složky se stejnými amplitudami a opačným znaménkem. Jestliže tento vektor přičteme k naměřenému vektoru napětí sítě, zpětná složka napětí bude odstraněna. Sousledná složka tak bude vypočítána z naměřené hodnoty jako

$$\mathbf{e}_{dq}^p = \frac{1}{2} \left(\mathbf{e}_{dq}(t) + \mathbf{e}_{dq} \left(t - \frac{T}{4} \right) \right) \quad (4.24)$$



Obr. 4.7 Schéma zkoumaného systému. Navrženo v [5]

Zpětná složka může být vypočítána jako

$$e_{dq}^n = \frac{1}{2} \left(e_{dq}(t) - e_{dq} \left(t - \frac{T}{4} \right) \right) \quad (4.25)$$

Zpětná složka se zobrazí jako konstantní signál v záporně rotujícím souřadném systému dq^n .

Výpočet referenčních hodnot proudů

Výpočet referenčních proudů pochází z rovnice (3.23). S^{in} a S^{out} byly dosazeny do rovnice (3.23) z rovnic (3.17) a (3.19). Poté autoři dosadili z rovnic (3.5) – (3.8) za vstupní napětí v . Tím získali následující rovnice pro činný výkon rozptýlený ve filtru

$$\Delta P = R(i_d^{p2} + i_q^{p2} + i_d^{n2} + i_q^{n2}) \quad (4.26)$$

$$\Delta P_{c2} = 2R(i_d^p * i_d^n + i_q^p * i_q^n) + 2\omega L(i_d^p * i_q^n - i_q^p * i_d^n) \quad (4.27)$$

$$\Delta P_{s2} = 2R(i_d^p * i_q^n - i_q^p * i_d^n) + 2\omega L(-i_d^p * i_d^n - i_q^p * i_q^n) \quad (4.28)$$

kde ΔP je konstantní složka činného výkonu rozptýleného ve filtru, ΔP_{c2} a ΔP_{s2} jsou kosinové a sinové oscilující složky. Referenční hodnoty proudů jsou následně vypočítávány tím, že

složka výkonu Q^{in} je držena na nule, aby se dosáhlo jednotkového účinníku. Ztráty měniče jsou zanedbány, takže $P^{\text{out}} = P_{\text{dc}}$ což je výkon ve stejnosměrném meziobvodu.

Pro výpočet referenční proudy jsou zde použity dvě rozdílné metody. V prvním případě, stejnosměrná strana měniče dodává oscilující výkon do sítě, což znamená, že oscilující výkon je udržován na nule na straně sítě, tj. $P_{s2}^{\text{in}} = P_{c2}^{\text{in}} = 0$. Referenční proudy z (3.18) až (3.20) mohou tedy být vyjádřeny jako

$$\begin{bmatrix} i_d^{\text{p}*} \\ i_q^{\text{p}*} \\ i_d^{\text{n}*} \\ i_q^{\text{n}*} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_d^{\text{p}} & e_q^{\text{p}} & e_d^{\text{n}} & e_q^{\text{n}} \\ e_q^{\text{p}} & -e_d^{\text{p}} & e_q^{\text{n}} & -e_d^{\text{n}} \\ e_q^{\text{n}} & -e_d^{\text{n}} & -e_q^{\text{p}} & e_d^{\text{p}} \\ e_d^{\text{n}} & e_q^{\text{n}} & e_d^{\text{p}} & e_q^{\text{p}} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} P_{\text{dc}} - \Delta P \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.29)$$

V druhém případě, oscilující výkon teče ze sítě do filtru, tj. oscilující výkon je udržován na nule na střídavé straně měniče $P_{c2}^{\text{in}} = -\Delta P_{c2}$ a $P_{s2}^{\text{in}} = -\Delta P_{s2}$. Referenční proudy pro dvojitý regulátor jsou

$$\begin{bmatrix} i_d^{\text{p}*} \\ i_q^{\text{p}*} \\ i_d^{\text{n}*} \\ i_q^{\text{n}*} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_d^{\text{p}} & e_q^{\text{p}} & e_d^{\text{n}} & e_q^{\text{n}} \\ e_q^{\text{p}} & -e_d^{\text{p}} & e_q^{\text{n}} & -e_d^{\text{n}} \\ e_q^{\text{n}} & -e_d^{\text{n}} & -e_q^{\text{p}} & e_d^{\text{p}} \\ e_d^{\text{n}} & e_q^{\text{n}} & e_d^{\text{p}} & e_q^{\text{p}} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} P_{\text{dc}} - \Delta P \\ 0 \\ -\Delta P_{s2} \\ -\Delta P_{c2} \end{bmatrix} \quad (4.30)$$

Také zde jsou k odstranění nelinearity využity vzorky proudy o jednu vzorkovací periodu zpožděné.

5. Cíle práce

Hlavním cílem práce je nalézt vhodnou metodu řízení měniče na síti nebo modifikaci některé metody stávající, která by umožňovala řídit velikosti okamžitých výkonů vyměňovaných mezi sítí a měničem, a to i při působení poruch v napájecím napětí sítě. Hledaná způsob řízení by neměl být zbytečně složitý nebo obtížně laditelný a měl by vést k harmonickým průběhům proudů mezi sítí a měničem. Výsledný algoritmus by měl poskytovat dobré výsledky jak při přechodných dějích, tak i v ustálených stavech.

Cíle práce je možno shrnout do následujících bodů:

- návrh nové techniky s cílem omezení nebo potlačení harmonických složek proudů, vznikajících při užití stávajících metod řízení měničů v podmínkách nesymetrických sítí,
- vytvoření nástrojů pro simulaci v práci vyvinuté techniky v prostředí Matlab/Simulink a její simulační testování,
- návrh proudových regulátorů a jejich parametrů s ohledem na potřebu regulace nebalancovaných proudů měniče na síti,
- návrh uspořádání laboratorního pracoviště pro experimentální ověření vyvinuté techniky řízení okamžitých hodnot výkonů,
- vytvoření a ladění řídicího algoritmu pro univerzální regulátor na bázi systému dSPACE DS1005,
- testování vyvinuté strategie a její porovnání s dosavadními technikami,
- zhodnocení dosažených výsledků a doporučení pro praktické aplikace a další možný vývoj.

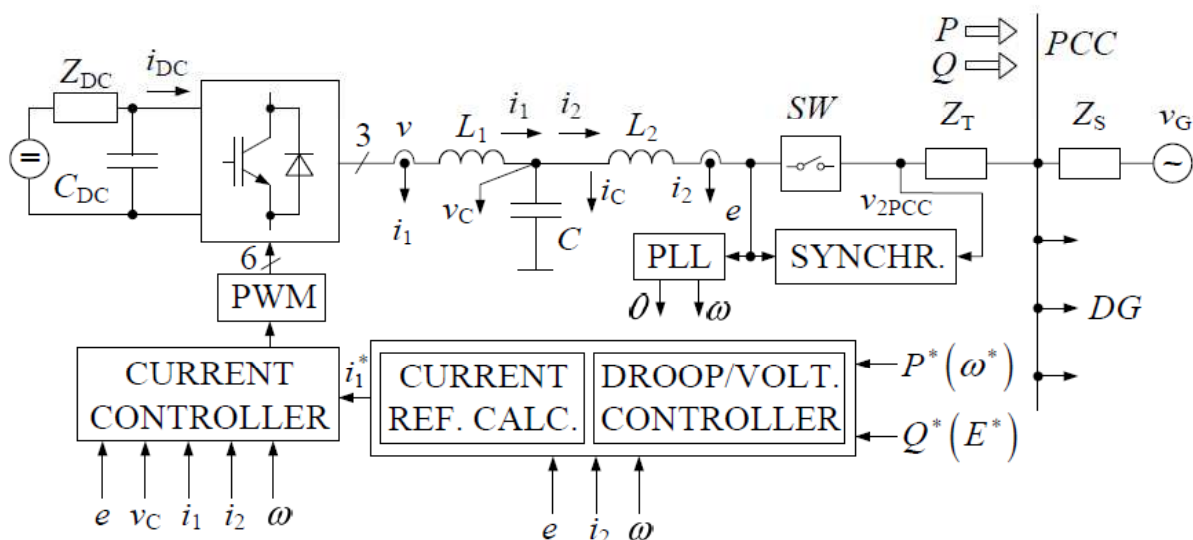
6. Přehled metod řízení výkonu měniče připojeného k nesymetrické síti

Tato kapitola se zabývá řízením výkonu měniče, který dodává energii do sítě za podmínky, že napětí sítě je nesymetrické. Nejprve bude ukázáno základní schéma, vysvětlen princip řízení měniče, odvozena základní rovnice mezi napětím, proudem a výkonem. Tato rovnice bude rozložena na souslednou a zpětnou složku. Poté bude z této základní rovnice odvozeno několik metod výpočtu referenčního proudu. K jednotlivým metodám budou ukázány časové průběhy proudů, výkonů, a křivky napětí sítě, proudu sítě, napětí střídavé strany měniče, to vše v souřadném systému $\alpha\beta$. Nakonec budou tyto metody porovnány a zhodnoceny.

6.1 Řízení měničů

Měnič připojený k síti musí zvládnout nepříznivé vnější podmínky způsobené častými poklesy napětí a jinými rušivými vlivy, což vyplývá z toho, že hodnoty výkonů a napětí distribuovaných zdrojů menších výkonů připojených k mikrosíti jsou proměnné [9][10]. Nejnovějším požadavkem na měnič je nejenom schopnost fungovat v nesymetrických podmínkách bez odpojení, ale také schopnost poskytnutí specifických služeb podpory sítě. Toto vše musí být zohledněno při návrhu řídicího systému měniče na síti.

Obr. 6.1 ukazuje blokové schéma řídicího algoritmu měniče, jako zdroje napětí s řízeným proudem[11][12]. Měnič je napájen ze zdroje stejnosměrného napětí, který reprezentuje energetický zdroj, a je připojen k 3-fázové síti s pomocí LCL filtru. Namísto zobrazeného síťového filtru typu LCL bývá často používán pouze L filtr. Spínač SW umožňuje spojení mezi měničem a mikrosítí. Mezi sítí a měničem jsou vzájemně distribuovány výkony činný a jalový. Měřené hodnoty 3-fázového napětí a proudu jsou transformovány do synchronně rotujícího souřadného systému.



Obr. 6.1 Celkové blokové schéma řídicího algoritmu měniče na síti jako napěťového zdroje

Měřené hodnoty 3-fázového napětí a proudu jsou transformovány do příslušných souřadných systémů. Pro jednoduchost nejsou tyto transformační bloky zaneseny do Obr. 6.1. Dále je zde blok fázového závěsu PLL, který generuje frekvenci ω a příslušný fázový úhel θ za účelem synchronizace všech transformačních bloků, přičemž frekvence ω je použita rovněž i v jiných blocích řídicího algoritmu. Vstupní referenční hodnoty $P^*, Q^*, E_2^*, \omega^*$, kde E_2^*, ω^* představují žádané hodnoty efektivního napětí a jeho frekvence v místě připojení přes transformátor Z_T k síti, vstupují do systému bloků DROOP/VOLTAGE CONTROLLER, CURRENT REFERENCE CALCULATION a CURRENT CONTROLLER. Blok DC VOLTAGE CONTROLLER na Obr. 6.1 zobrazen není, ačkoliv v některých řídicích strukturách je využíván. Schéma je zde zjednodušeno tak, aby byly vystiženy nejdůležitější řídicí struktury. Například, namísto filtru sítě typu LCL je často používán pouze typ LC, takže ne všechny napětí a proudy na střídavé straně měniče musejí být měřeny a následně zpracovávány v zobrazených blocích. Tato skutečnost rovněž ovlivňuje strategii řízení použitou v jednotlivých blocích.

Tak zvaná ride-through schopnost, která umožňuje, aby měnič zůstal připojený k síti během různých typů poruch sítě aniž by jej bylo nutné odpojovat, je jedním z důležitých znaků řízeného měniče na síti. Nesymetrické poklesy napětí jsou nejčastějším typem poruch sítě [13]. O schopnosti řídit měnič při symetrickém napěťovém poklesu je pojednáváno v [14] a [15]. Schopnost řídit měnič při nesymetrickém napěťovém poklesu přináší však s sebou další problémy, které je ještě třeba řešit.

6.2 Výpočet a řízení referenčních proudů

Cílem následujícího rozboru je řízení sousledné a zpětné složky střídavého proudu za účelem zajištění řádné výměny činného a jalového výkonu se sítí a za účelem udržení napětí a frekvence sítě pod kontrolou, omezení kolísání činného a jalového výkonu a THD proudu sítě, a/nebo i minimalizaci špiček proudu sítě během poklesu napětí.

V [16] bylo prezentováno několik strategií pro výpočet referenčního proudu při nesymetrickém poklesu napětí sítě. Vektory napětí a proudu \mathbf{e} , \mathbf{i} byly definovány jako 3-fázové vektory $\mathbf{e} = (e_a, e_b, e_c)$; $\mathbf{i} = (i_a, i_b, i_c)$. Okamžitý činný výkon je daný jako skalární součin

$$p = \mathbf{e} \cdot \mathbf{i} \quad (6.1)$$

kdežto pro amplitudu okamžitého jalového výkonu byl použit následující součin

$$q = |\mathbf{e} \times \mathbf{i}| \quad (6.2)$$

Dále uvedené varianty jsou založeny na teorii IRP (Instantaneous Reactive Power), nazývanou rovněž p-q teorií, která byla prvně publikována v [17] v roce 1984. Nyní uvedeme strategii výpočtu referenčního proudu a jejich akronymy, o kterých se podrobněji píše v [16].

Komplexní výkon můžeme napsat podle následující rovnice:

$$\begin{aligned}
s &= p + jq = 3/2(\mathbf{e} \mathbf{i}^*) = \\
&= 3/2(\mathbf{e}^p + \mathbf{e}^n e^{-j2\omega t})(\mathbf{i}^{p*} + \mathbf{i}^{n*} e^{j2\omega t}) = \\
&= 3/2(\mathbf{e}^p \mathbf{i}^{p*} + \mathbf{e}^n \mathbf{i}^{n*} + \mathbf{e}^p \mathbf{i}^{n*} e^{j2\omega t} + \mathbf{e}^n \mathbf{i}^{p*} e^{-j2\omega t})
\end{aligned} \tag{6.3}$$

Kde \mathbf{e} , \mathbf{i} představuje vektory napětí a proudu, a indexy p/n ukazují na souslednou a zpětnou složku vektoru vyjádřenou v SRF^p (Synchronous reference frame rotující sousledným směrem) a SRFⁿ (Synchronous reference frame rotující zpětným směrem). Komplexně sdružené vektory jsou označeny znaméním *. Vektory proudu \mathbf{i}^p , \mathbf{i}^n budou referenční vektory vypočítávané za účelem splnění požadovaných cílů.

V minulosti byly užity rozdílné volby pro návrh regulátorů proudu. Schéma výpočtu referenčního proudu bylo navrženo v [18]. Tento algoritmus umožňuje potlačit oscilace činného výkonu při nesymetrických poklesech napětí s použitím systému souřadnic SRF^p a regulátory proudu schopnými zpracovávat referenční signály proudu obsahující souslednou i zpětnou složku. Různé návrhy řízení proudu s DSRF (Double SRF) a se samostatnými regulátory pro souslednou a zpětnou složku v SRF^p a SRFⁿ jsou navrženy v [1].

6.2.1 Řízení okamžitého jednotkového účinníku (Instantaneous Unified Power Factor Control - IUPFC)

Komplexní výkon je definován jako

$$s = p + jq = 3/2(\mathbf{e}^p + \mathbf{e}^n e^{-j2\omega t}) \mathbf{i}^* = 3/2(\mathbf{e}^p \mathbf{i}^* + \mathbf{e}^n \mathbf{i}^* e^{-j2\omega t}) = 3/2 \mathbf{e} \mathbf{i}^* \tag{6.4}$$

kde \mathbf{e} a \mathbf{i} jsou vektory napětí a proudu sítě vyjádřené v SRF^p

Referenční vektor proudu je

$$\mathbf{i} = i_d + j i_q = 2/3 \frac{\mathbf{s}^*}{e^2} \mathbf{e} \tag{6.5}$$

kde

$$e^2 = (\mathbf{e}^p + \mathbf{e}^n e^{-j2\omega t})(\mathbf{e}^{p*} + \mathbf{e}^{n*} e^{j2\omega t}) = e^{p2} + e^{n2} + 2 \operatorname{Re}\{\mathbf{e}^p \mathbf{e}^{n*} e^{j2\omega t}\}$$

Pokud předpokládáme, že bude generován pouze činný výkon ($q = 0$), pak referenční proud bude dán vztahem

$$\mathbf{i} = i_{d(p)} + j i_{q(p)} = 2/3 \frac{P}{e^2} \mathbf{e} = \mathbf{Y} \mathbf{e} \tag{6.6}$$

a v případě, že napětí \mathbf{e} je nesymetrické, bude proud \mathbf{i} rovněž nesymetrický a neharmonický v důsledku e^2 a \mathbf{e} . Okamžitý účinník je nicméně roven 1. Okamžitý výkon q není dále přenášen, protože po dosazení za proud \mathbf{i} z (6.6) do (6.3) dostaneme

$$q = \operatorname{Im}\{3/2 \mathbf{e} \mathbf{i}^*\} = \operatorname{Im}\{3/2 \mathbf{e} \mathbf{Y} \mathbf{e}^*\} = \operatorname{Im}\{3/2 \mathbf{Y} e^2\} = 0 \tag{6.7}$$

Nevýhoda této metody je, že systém v případě nesymetrického napětí nezajistí harmonický proud sítě, přestože jsou odstraněny všechny zvlněné komponenty okamžitého zdánlivého výkonu s .

6.2.2 Řízení průměrného jednotkového účinníku (Average UPFC - AUPFC)

Jestliže napětí sítě e je nesymetrické, proud i (6.6) bude neharmonický, a to i v případě, že napětí e harmonické je. Příčinou této nesrovnalosti je charakter rovnice (6.5).

Avšak pokud v rovnici (6.6) použijeme namísto e^2 jeho průměrnou hodnotu E^2 získanou za dobu základní periody $T = 2\pi/\omega$

$$E^2 = 1/T \int_t^{t+T} e^2 d\tau = e^{p2} + e^{n2} \quad (6.8)$$

pak vodivost bude konstantní a vektor referenčního proudu

$$i = i_d^p + j i_q^p = \frac{2}{3} \frac{p}{E^2} e \quad (6.9)$$

bude obsahovat harmonické pouze tehdy, pokud se nacházejí v napětí e . Mezi měničem a sítí není vyměňován žádný jalový výkon, protože proud i je replikou napětí e .

Avšak okamžitý činný výkon

$$\begin{aligned} p &= 3/2 \operatorname{Re}\{(e^p + e^n e^{-j2\omega t}) i^*\} = \operatorname{Re}\left\{e \frac{p}{E^2} e^*\right\} = \frac{p}{E^2} \operatorname{Re}\{e^2\} = \\ &= \frac{p}{E^2} \operatorname{Re}\{e^{p2} + e^{n2} + 2(e^p e^{n*} e^{j2\omega t})\} = p + \frac{2p}{E^2} \operatorname{Re}\{e^p e^{n*} e^{j2\omega t}\} = p + \tilde{p} \end{aligned} \quad (6.10)$$

obsahuje nejen žádanou hodnotu p , ale rovněž oscilující složku \tilde{p} .

6.2.3 Řízení okamžité sousledné složky (Instantaneous Positive Sequence Control - IPSC)

Okamžitý činný výkon p , stejně jako okamžitý jalový výkon q je generován spolupůsobením napětí e a pouze samostatné sousledné složky vektoru proudu i^p .

$$p = 3/2 \operatorname{Re}\{(e^p + e^n e^{-j2\omega t}) i^{p*}\}; i^n = 0 \quad (6.11)$$

$$q = 3/2 \operatorname{Im}\{(e^p + e^n e^{-j2\omega t}) i^{p*}\} \quad (6.12)$$

Po několika úpravách můžeme zapsat rovnice pro hodnoty výkonu p a q jako (pro výpočet složek referenčního proudu budeme dále předpokládat, že jalový výkon je produkován pouze spolupůsobením složek e^p a i^p).

$$p = 3/2 \left\{ \left[e_d^p + (e_d^n \cos 2\omega t + e_q^n \sin 2\omega t) \right] i_d^p + \left[e_q^p + (e_q^n \cos 2\omega t - e_d^n \sin 2\omega t) \right] i_q^p \right\} \quad (6.13)$$

$$q = 3/2 \left(-e_d^p i_q^p + e_q^p i_d^p \right) \quad (6.14)$$

Řešením dvou rovnic (6.13)(6.14) pro dvě neznámé komponenty i_d^p, i_q^p dostaneme

$$\begin{aligned} i_d^p &= \left\{ 2/3 p + \left[e_q^p + (e_q^n \cos 2\omega t - e_d^n \sin 2\omega t) \right] \frac{2/3 q}{e_d^p} \right\} / \\ &/ \left[e_d^p + \frac{e_q^{p2}}{e_d^p} + \left(e_d^n + \frac{e_q^n e_q^p}{e_d^p} \right) \cos 2\omega t + \left(e_q^n - \frac{e_d^n e_q^p}{e_d^p} \right) \sin 2\omega t \right] \end{aligned} \quad (6.15)$$

a

$$i_q^p = (e_q^p i_d^p - 2/3q) / e_d^p \quad (6.16)$$

Vektor referenčního proudu je

$$\mathbf{i} = \mathbf{i}^p = i_d^p + j i_q^p \quad (6.17)$$

6.2.4 Řízení průměrné sousledné složky (Average Positive Sequence Control - APSC)

Jestliže je preferován proud sítě \mathbf{i} , který je symetrický a od harmonických očištěný, pak může být uplatněna pouze sousledná složka napětí \mathbf{e}^p pro výpočet referenčního proudu.

$$\mathbf{i} = i_d^p + j i_q^p = 2/3 \frac{P}{e^{p2}} \mathbf{e}^p = Y \mathbf{e}^p \quad (6.18)$$

Nevýhoda této metody spočívá v tom, že se zde objevují nežádoucí činné a jalové pulzující složky \tilde{p} a \tilde{q} .

$$\begin{aligned} s = p + jq &= 3/2 (\mathbf{e}^p + \mathbf{e}^n e^{-j2\omega t}) \mathbf{i}^* = \frac{P}{e^{p2}} (\mathbf{e}^p + \mathbf{e}^n e^{-j2\omega t}) \mathbf{e}^{p*} = \\ &= \frac{P}{e^{p2}} (e^{p2} + \mathbf{e}^n \mathbf{e}^{p*} e^{-j2\omega t}) = p + \frac{P}{e^{p2}} \mathbf{e}^n \mathbf{e}^{p*} e^{-j2\omega t} = p + \tilde{p} + j\tilde{q} \end{aligned} \quad (6.19)$$

6.2.5 Řízení kompenzace sousledné a zpětné složky (Positive Negative Sequence Compensation Control - PNSCC)

Předpokládá se, že okamžitý činný a jalový výkon budou vytvářeny pouze díky interakci totožných složek napětí a proudu. Pokud vyjdeme z rovnice (6.3), vyplývají odtud následující závěry.

$$p = 3/2 \operatorname{Re} \{ \mathbf{e}^p \mathbf{i}^{p*} + \mathbf{e}^n \mathbf{i}^{n*} \} = 3/2 (e_d^p i_d^p + e_q^p i_q^p + e_d^n i_d^n + e_q^n i_q^n) \quad (6.20)$$

$$\begin{aligned} 0 &= 3/2 \operatorname{Re} \{ \mathbf{e}^p \mathbf{i}^{n*} e^{j2\omega t} + \mathbf{e}^n \mathbf{i}^{p*} e^{-j2\omega t} \} = 3/2 \operatorname{Re} \{ (\mathbf{e}^n \mathbf{i}^{p*} + \mathbf{e}^{p*} \mathbf{i}^n) e^{-j2\omega t} \} = \\ &= 3/2 \left[\begin{aligned} &(e_d^n i_d^p + e_q^n i_q^p + e_d^p i_d^n + e_q^p i_q^n) \cos 2\omega t + \\ &+ (e_q^n i_d^p - e_d^n i_q^p - e_q^p i_d^n + e_d^p i_q^n) \sin 2\omega t \end{aligned} \right] \end{aligned} \quad (6.21)$$

Pro okamžitý jalový výkon platí

$$q = 3/2 \operatorname{Im} \{ \mathbf{e}^p \mathbf{i}^{p*} + \mathbf{e}^n \mathbf{i}^{n*} \} = 3/2 (e_q^p i_d^p - e_d^p i_q^p + e_q^n i_d^n - e_d^n i_q^n) \quad (6.22)$$

Rovnice (6.21), (6.22) představují v podstatě 4 rovnice pro 4 složky proudu $i_d^p, i_q^p, i_d^n, i_q^n$,

kde hodnoty okamžitého výkonu p, q jsou vstupní proměnné, a předpokládá se, že oscilace okamžitého činného výkonu vyplývající ze spolupůsobení různých složek budou rovny nule (6.21).

Tento algoritmus je totožný s algoritmem použitým pro dvojitý regulátor proudu (dvojice samostatných regulátorů proudu v ose d i ose q). Jediný rozdíl spočívá v tom, že jednoduchý regulátor proudu zde musí řídit vektor referenční hodnoty proudu, který obsahuje také složku o dvojnásobku základní frekvence 2ω

$$\mathbf{i} = \mathbf{i}^p + \mathbf{i}^n e^{-j2\omega t} = (i_d^p + j i_q^p) + (i_d^n + j i_q^n) e^{-j2\omega t} \quad (6.23)$$

6.2.6 Porovnání všech metod

Nyní porovnáme všechny metody, které byly uvedeny v předchozím textu z hlediska kolísání činného a jalového výkonu, symetrie a harmonického složení proudů sítě, a také špiček proudu.

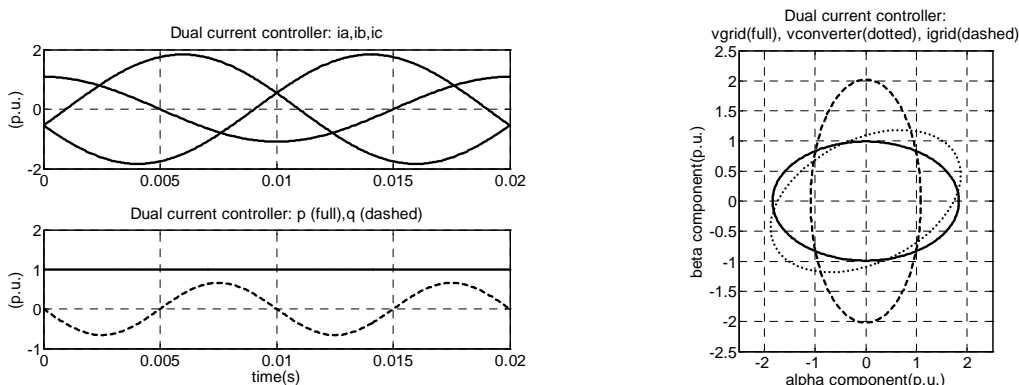
Metody výpočtu referenčních proudů měniče uvedené v předchozím odstavci byly vyzkoušené a zhodnocené v prostředí Matlab v podmínkách ustáleného stavu. Následující obrázky ukazují časové odezvy 3-fázových proudů sítě, okamžitých výkonů p, q a vektory napětí a proudu v rozsahu jedné základní periody.

Následující příklady byly získány pro hodnoty napětí $\mathbf{e}^p = (e_d^p, e_q^p) = (1, 0)$ p.u., $\mathbf{e}^n = (e_d^n, e_q^n) = (0.3, 0)$ p.u., $p = 1$ p.u., $q = 0$ p.u. přičemž systém poměrných jednotek je odvozen od efektivních (RMS) nominálních hodnot napětí, proudu a zdánlivého výkonu.

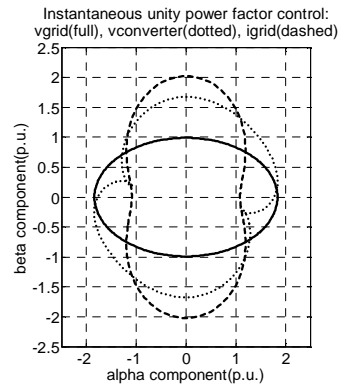
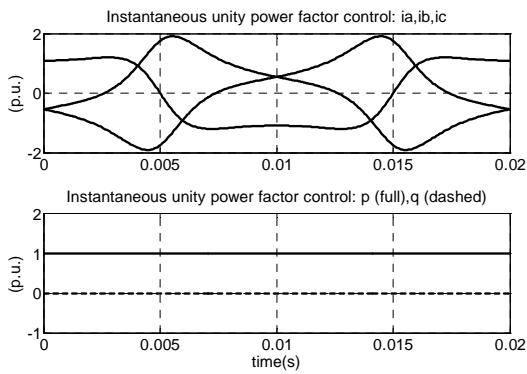
Na levé straně Obr. 6.2 můžeme vidět odezvy 3-fázového proudu měniče a okamžitého činného a jalového výkonu, zatímco na pravé straně se nachází vektory napětí a proudu ve statickém systému (α, β).

Pokud použijeme metodu IUPFC nebo IPSC, lze vidět, že odezvy proudu sítě jsou nesymetrické a neharmonické. Výhodou je konstantní hodnota požadovaného činného výkonu a konstantní nebo mírně zvlněný jalový výkon při IPSC metodě. Nejlepší odezvy proudu, symetrické a bez harmonických, poskytuje metoda APSC, ale činný a jalový výkon jsou silně zvlněné okolo svých požadovaných hodnot. Pokud použijeme metody DCC a AUPFC, výsledkem je průběh proudu nesymetrický, ale bez harmonických, plus silné zvlnění výkonu jalového (při DCC metodě) nebo činného (při AUPFC metodě).

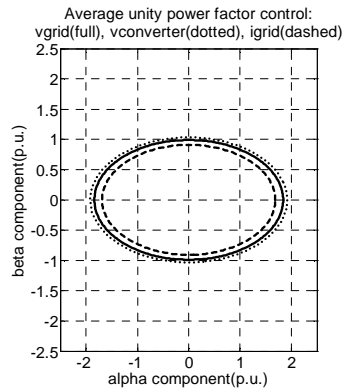
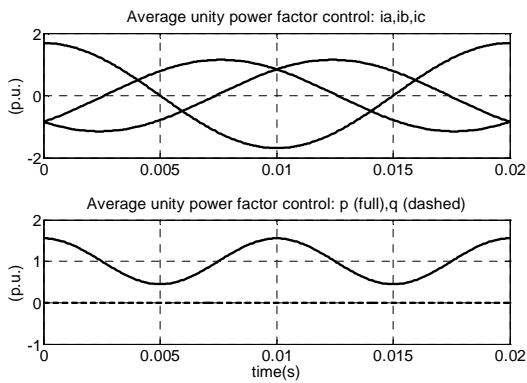
Metoda AUPFC a obzvlášť APSC produkuje nejnižší špičky proudu v ustáleném stavu (pravá strana Obr. 6.2), což lze rovněž poznat na odezvách 3-fázového proudu. V případě metod AUPFC a APSC se trajektorie vektoru napětí měniče (na PCC) \mathbf{v} příliš neliší od trajektorie vektoru napětí sítě \mathbf{e} a nemůžeme očekávat žádný podpurný efekt na nesymetrické napětí sítě. Metoda IUPFC se z tohoto úhlu pohledu jeví být nejlepší.



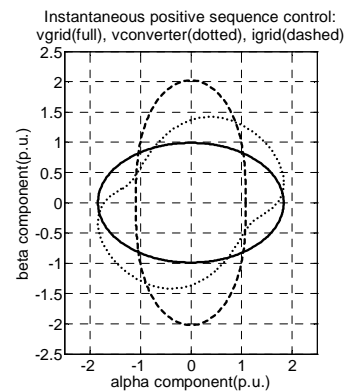
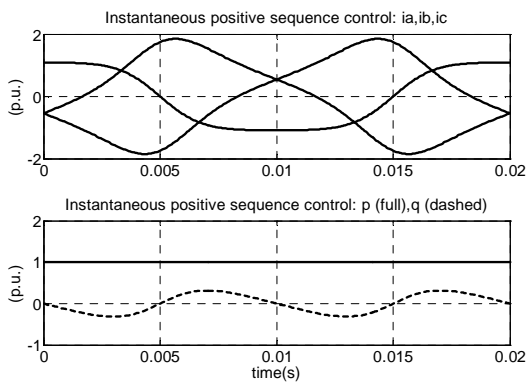
Obr. 6.2a Konvenční dvojitý regulátor



Obr. 6.2b Řízení okamžitého jednotkového účinníku (Instantaneous Unified Power Factor Control - IUPFC)

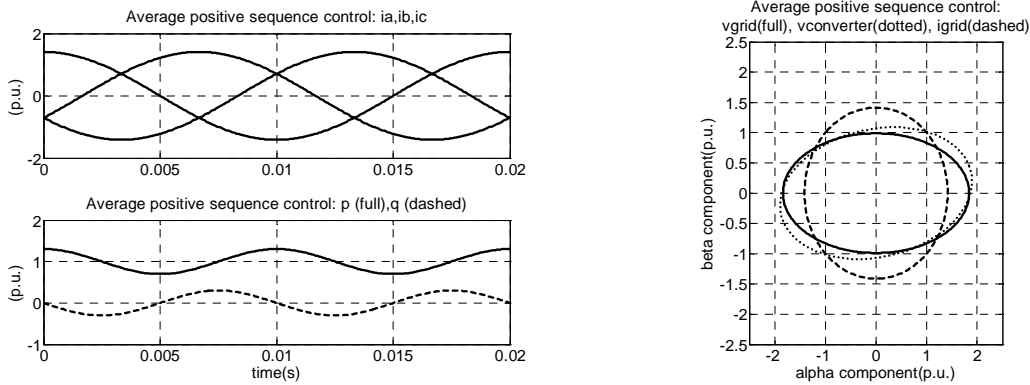


Obr. 6.2c Řízení průměrného jednotkového účinníku (Average UPFC - AUPFC)



Obr. 6.2d Řízení okamžité sousledné složky (Instantaneous Positive Sequence Control - IPSC)

6. Přehled metod řízení výkonu měniče připojeného k nesymetrické síti



Obr. 6.2e Řízení průměrné sousledné složky (Average Positive Sequence Control - APSC)

Obr. 6.2 3-fázové proudy sítě, okamžité výkony p , q a vektory napětí a proudu.

Z uvedených příkladů lze odvodit, že ukazatele kvality řízení proudu a výkonu měniče na síti při poklesech napětí silně závisí na vybrané metodě. Tudíž každá metoda může být preferována pouze pro specifický požadavek na výstup (špičky proudu a THD, oscilace proudu, požadovaná podpora napětí sítě) a žádná nemůže být prohlášena za zcela obecně optimální.

7. Vyvinutá metoda řízení výkonu měniče připojeného k nesymetrické síti

V této kapitole bude představena nově vyvinutá metoda pro řízení výkonu měniče připojeného k nesymetrické síti. Bude ukázáno a popsáno základní schéma řídicího algoritmu. Bude představena základní rovnice mezi napětími, proudy a výkony a odvozen výpočet referenčního proudu. Dále budou představeny rovnice pro okamžitou fluktuaci výkonu. Nakonec bude vysvětlen dopad poklesu napětí sítě na pokles výkonu.

7.1 Výpočet referenčního proudu pro okamžité řízení výkonu

7.1.1 Referenční proud měniče

Měniče napájející a podporující síť v oblasti mikrosítí mohou přispívat k řízení amplitudy a frekvence síťového napětí změnou jalového a činného výkonu. Fluktuace obou výkonů může narušit kvalitu podpory síťového napětí, stabilitu stejnosměrného meziobvodu a kontrolu frekvence sítě. Výpočet proudových referenčních signálů na základě referencí činného a jalového výkonu je proto stěžejní úlohou pro tyto měniče.

Výpočet vektoru referenčního proudu měniče i může být založen na (7.1), kde p je okamžitý činný výkon a q je okamžitý jalový výkon, které mohou být vyměňovány mezi měničem a sítí.

$$s = p + jq = 3/2 \left[\operatorname{Re}\{ei^*\} + j\operatorname{Re}\{e(t-T/4)i^*\} \right] \quad (7.1)$$

kde s se nazývá komplexní výkon, e, i jsou vektory napětí a proudu v synchronně rotujícím systému s rychlostí $\omega = 2\pi/T$ v pozitivním směru a T je základní perioda. Koefficient $3/2$ je součinitel transformace napětí a proudů mezi a,b,c a SRF systémem za účelem zachování velikosti amplitud. Komplexně sdružené vektory jsou označeny symbolem (*).

Na rozdíl od výpočtu proudového vektoru i řešením rovnice pro komplexní výkon definovaný teorií IRP, řešení dle vzorce (7.1) může být zdánlivým problémem.

Nicméně pokud dosadíme $e' = e(t-T/4)$, můžeme napsat

$$pe' - qe = \frac{3}{4} (e^* e' - e' e^*) i = -\frac{3}{2} j \operatorname{Im}\{e' e^*\} i \quad (7.2)$$

V případě nesymetrického síťového napětí a s uvažováním nesymetrického proudu generovaného měničem, můžeme vyjádřit vektory napětí a proudu e, i v SRF následujícím způsobem

$$\begin{aligned} e &= e^p + e^n e^{-j2\omega t} \\ e' &= -j(e^p - e^n e^{-j2\omega t}) \\ i &= i^p + i^n e^{-j2\omega t} \end{aligned} \quad (7.3)$$

V rovnici (7.3) indexy p a n znamenají souslednou a zpětnou složku vektorů napětí a proudů, které jsou konstantní v ustálených stavech v systémech SRF^p a SRFⁿ. Sousledné a zpětné komponenty symetrického napětí mohou být vypočítávány následujícím způsobem

$$\begin{aligned} e^p &= \operatorname{LPF}\{e_{abc} e^{-j\omega t}\} \\ e^n &= \operatorname{LPF}\{e_{abc} e^{+j\omega t}\} \end{aligned} \quad (7.4)$$

kde e_{abc} je vektor napětí v základním souřadném systému a výraz v závorkách je zpracován v některém typu low-pass filtru. Nicméně mohou být použity i sofistikovanější metody pro získání e^p, e^n .

Pro následující analýzu předpokládejme, že napětí i proudy jsou bez harmonických. Vektory proudů i^p, i^n budou referenčními vektory vypočítávanými za účelem splnění požadavků na výkon. Hvězdička, která je obvykle používána k označení referenčních hodnot, bude nyní vynechána, abychom se vyvarovali nedorozumění, neboť tentýž symbol je použit pro komplexně sdružené vektory.

Jestliže uvažujeme následující vztahy (7.5), (7.6) jako

$$e'^* e = j \left[e^{p^2} - e^{n^2} + j2 \operatorname{Im} \{ e^{p^*} e^n e^{-j2\omega t} \} \right] \quad (7.5)$$

$$\operatorname{Im} \{ e'^* e \} = e^{p^2} - e^{n^2} = e^{p^2} (1 - n^2), \quad n = \frac{|e^n|}{|e^p|} \quad (7.6)$$

kde n je činitel nesymetrie, pak finální rovnice pro referenční proud měniče (7.7) může být psána na základě (7.2) takto

$$i = \frac{2}{3} \frac{j}{\operatorname{Im} \{ e'^* e \}} (pe' - qe) = \frac{2}{3} \frac{j}{e^{p^2} - e^{n^2}} (pe' - qe) = \frac{2}{3} \frac{j}{e^{p^2} (1 - n^2)} (pe' - qe) \quad (7.7)$$

Jestliže zpětná složka napětí je zanedbána, vektor proudu měniče i (7.7) je symetrický, protože se jedná o repliku sousledné složky e^p . V [27] je tato volba nazývána Balanced Positive Sequence Control (BPSC) a v [10] Average Positive Sequence Control (APSC).

Jak bylo výše zmíněno, jestliže je teorie IRP použita pro výpočet referenčního proudu, vektor proudu i je, v případě nesymetrického napětí e , rovněž nesymetrický, ale i neharmonický [35]. Nicméně, jak bude odvozeno v příštím odstavci, ačkoliv proud sítě i (7.7) zůstává nesymetrický (kvůli zpětné složce e), žádné harmonické se zde nenacházejí. Nicméně jestliže napětí sítě také obsahuje harmonické složky napětí e_h , komponenty síťového proudu i , a komplexní výkon s je právě tak nesinusový.

Výpočet referenčních proudů pro žádaný okamžitý činný a jalový výkon patří mezi klíčové záležitosti v mnoha člancích pojednávajících o řídicích strategiích měničů připojených na síť, které byly teprve nedávno publikovány [36],[37].

7.1.2 Okamžitá fluktuaace výkonu

Nyní odvoďme, jaké budou časové odezvy okamžitých výkonů p, q , jestliže je použit referenční proud (7.7) a jsou požadovány konstantní výkony P, Q .

Jestliže dosadíme (7.7) do (7.1), a uvažujeme (7.6), obdržíme

$$p = \frac{3}{2} \operatorname{Re} \{ e i^* \} = \operatorname{Re} \left\{ e \frac{j}{e^{p^2} - e^{n^2}} (Qe^* - Pe'^*) \right\} = \frac{1}{e^{p^2} - e^{n^2}} \operatorname{Re} \{ jQe^2 - jPe'e'^* \} = P \quad (7.8)$$

$$q = \frac{3}{2} \operatorname{Re} \{ e' i^* \} = \operatorname{Re} \left\{ e' \frac{j}{e^{p^2} - e^{n^2}} (Qe^* - Pe'^*) \right\} = \frac{1}{e^{p^2} - e^{n^2}} \operatorname{Re} \{ jQe'e^* - jPe'e'^2 \} = Q \quad (7.9)$$

Nevyskytují se tedy žádné nežádoucí pulzace činných ani jalových výkonů v p, q , vypočítávaných podle (7.1). Tuto metodu řízení nazveme v souladu s notací použitou v [27] Instantaneous Active Reactive Control (IARC).

7.1.3 Špičky fázového proudu a příslušná omezení výkonu

Kvůli sníženému fázovému napětí během poklesů má síťový proud tendence k nárůstu při stejných hodnotách činného a jalového výkonu generovaného měničem oproti hodnotám před poklesem. Je tudíž nutné udržet špičkové hodnoty fázového proudu v přijatelných limitech změnou referenčních výkonů.

Špičkové amplitudy fázového proudu měniče náleží k důležitým ukazatelům, které charakterizují každou navrhovanou metodu předepisující jak generovat referenční proud během napětového poklesu. Špičková amplituda fázového proudu měniče závisí na použité metodě generování referenčních proudů, na typu poklesu napětí, a požadovaném činném a jalovém výkonu, který má být transferován mezi měničem a sítí pro splnění žádaných cílů. Omezení žádaného činného a jalového výkonu na hodnoty, které zajistí maximum přijatelného fázového proudu měniče je nutnou podmínkou pro dosažení schopnosti měniče regulovat proud bez odpojení v případě výpadku sítě.

Když dosadíme e, e' z (7.3) do (7.7) získáme

$$\mathbf{i} = \frac{2/3}{e^{p^2} - e^{n^2}} \left[p(e^p - e^n e^{-j2\omega t}) - q(je^p + je^n e^{-j2\omega t}) \right] \quad (7.10)$$

Vektor proudu měniče transformovaný ze SRFP do statického souřadného systému je

$$\mathbf{i}_{\alpha\beta} = \mathbf{i} e^{j\omega t} = \frac{2}{3} \frac{p - jq}{e^{p^2} - e^{n^2}} e^p e^{j\omega t} - \frac{2}{3} \frac{p + jq}{e^{p^2} - e^{n^2}} e^n e^{-j\omega t} \quad (7.11)$$

Jeho reálná (α) složka je

$$i_\alpha = \frac{2/3}{e^{p^2} - e^{n^2}} \left[p \operatorname{Re}\{e^p e^{j\omega t} - e^n e^{-j\omega t}\} + q \operatorname{Im}\{e^p e^{j\omega t} + e^n e^{-j\omega t}\} \right] \quad (7.12)$$

Jestliže vyjádříme souslednou složku napětí e^p a zpětnou složku e^n v dq souřadném systému, můžeme napsat

$$i_\alpha = \frac{2/3}{e^{p^2} - e^{n^2}} \left\{ \left[p(e_d^p - e_d^n) + q(e_q^p + e_q^n) \right] \cos \omega t + \left[-p(e_q^p + e_q^n) + q(e_d^p - e_d^n) \right] \sin \omega t \right\} \quad (7.13)$$

Nyní je již snadné najít amplitudu této složky proudu, která je zároveň amplitudou proudu ve fázi a

$$I_{a \max} = \frac{2/3}{e^{p^2} - e^{n^2}} \sqrt{\left(p e_d^{p-n} + q e_q^{p+n} \right)^2 + \left(-p e_q^{p+n} + q e_d^{p-n} \right)^2} \quad (7.14)$$

kde

$$e_d^{p-n} = e_d^p - e_d^n, \quad e_q^{p+n} = e_q^p + e_q^n \quad (7.15)$$

Po dalších úpravách dostaneme finální výraz

$$I_{a \max} = \frac{2/3}{e^{p^2} - e^{n^2}} \sqrt{(p^2 + q^2) \left(e^{p^2} + e^{n^2} - 2 \operatorname{Re}\{e^p e^n\} \right)} \quad (7.16)$$

Je zřejmé, že maximální zdánlivý výkon $S_{\max(a)}$ přenášený mezi měničem a sítí, zajišťující, že fázový proud ve fázi a nepřekročí limit $I_{a \max}$, může být určen jako

$$S_{\max(a)} = \sqrt{p^2 + q^2} = \frac{3}{2} \frac{e^{p^2} - e^{n^2}}{\sqrt{(e^{p^2} + e^{n^2} - 2\operatorname{Re}\{e^p e^n\})}} I_{\max} \quad (7.17)$$

Abychom dostali podobné podmínky s ohledem na stejné akceptovatelné maximum proudů $I_{b\max} = I_{c\max} (= I_{a\max})$ ve fázích b, c , můžeme zopakovat stejnou proceduru, avšak s vektory proudu $i_{\alpha\beta}$ (7.11) násobenými výrazem $e^{-j2\pi/3}$ nebo $e^{j2\pi/3}$. Konečně, maximální přijatelný výkon S_{\max} bude minimum mezi výkony $S_{\max(a)}$, $S_{\max(b)}$, $S_{\max(c)}$.

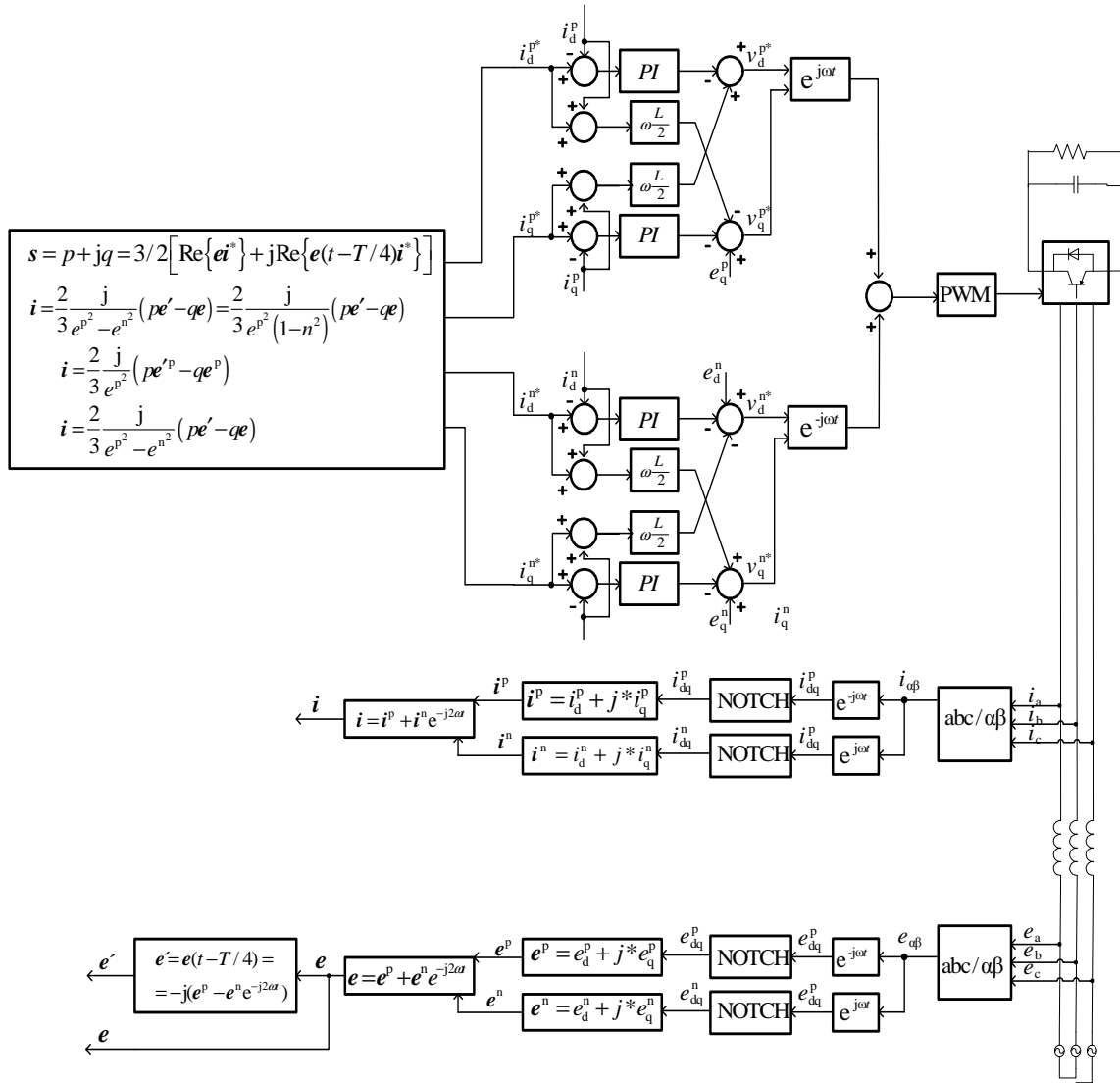
S použitím (7.17) a analogických vztahů platných pro fáze b, c můžeme počítat nastavení činného a jalového výkonu pro měnič bez překročení maximálních hodnot proudů $I_{a\max} = I_{b\max} = I_{c\max}$. Nutné vstupní proměnné jsou pouze napěťové vektory e^p e^n získané rozložením síťového napětí.

7.2 Měnič připojený k síti a jeho řídicí strategie

Obr. 7.1 ukazuje zjednodušené blokové schéma řídicího systému pulzního usměrňovače (VSC) připojeného k síti. Měnič je buď napájen ze stejnosměrného zdroje anebo může být naopak zdrojem pro stejnosměrnou zátěž.

Výkony p a q jsou vyměňovány mezi sítí a měničem. Naměřené napětí a proudy jsou transformovány do dq souřadných systémů.

Blok PLL (neboli fázový závěs), který zde není zobrazen, generuje úhlovou rychlost ω a fázový úhel θ pro synchronizaci všech transformačních bloků. Frekvence ω je právě tak použita v jiných blocích řídicího schématu.



Obr. 7.1 Blokové schéma řízení měniče podle nově vyvinuté metody

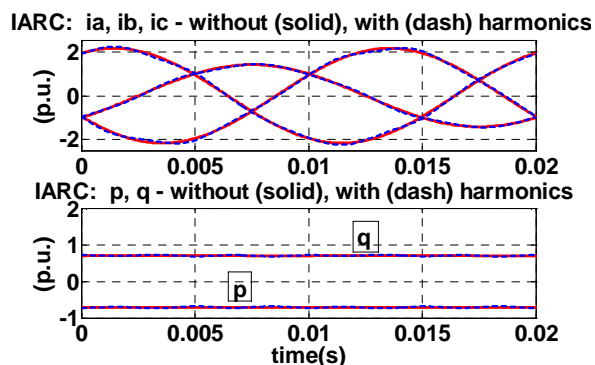
8. Výsledky simulací

V této kapitole budou předvedeny výsledky počítačových simulací nově vyvinuté metody v prostředí MATLAB/Simulink. Simulované výsledky zahrnují: časové průběhy proudu sítě, činného a jalového výkonu, křivky napětí a proudu v souřadném systému $\alpha\beta$, závislost maximálního výkonu na činiteli nesymetrie napětí a na fázovém posunu mezi souslednou a zpětnou složkou napětí.

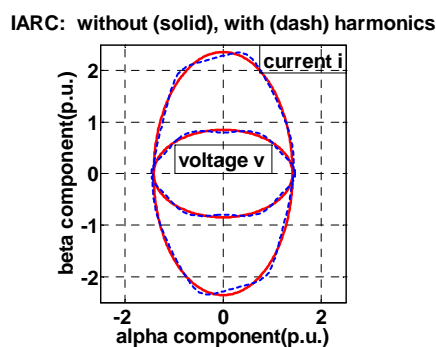
Aby byly ukázány základní vlastnosti strategie prezentované v předchozím odstavci, budou zde ukázány vybrané výsledky simulací v prostředí Matlab™. Simulace je založena na rovnicích (7.7)-(7.17) takže je vykonána za předpokladu idealizované sítě a idealizovaného napětí měniče. To znamená, že zpětné vlivy odezvy síťového proudu na síťové napětí v PCC (Point of Common Coupling) jsou zanedbány právě tak jako vliv reálné funkce měniče (jeho šířkově pulzní modulace) na tvar proudu sítě. Proto je nutné přistupovat k simulovaným výsledkům jako k hrubým předběžným odhadům, a důkladněji se zabývat experimentálním měřením, což bude předmětem příští kapitoly.

Obr. 8.1, 8.2 ukazují časovou odezvu 3-fázových proudů sítě, okamžitého výkonu p, q a vektorů napětí a proudu v rozsahu jedné základní periody při ustáleném stavu pro navrženou IARC metodu.

Jako ilustrativní příklad je předpokládán pokles napětí o hloubce $d = 0,6$ ve fázi a (tedy typ B).



Obr. 8.1 Odezvy fázového proudu měniče a okamžitého činného a jalového výkonu



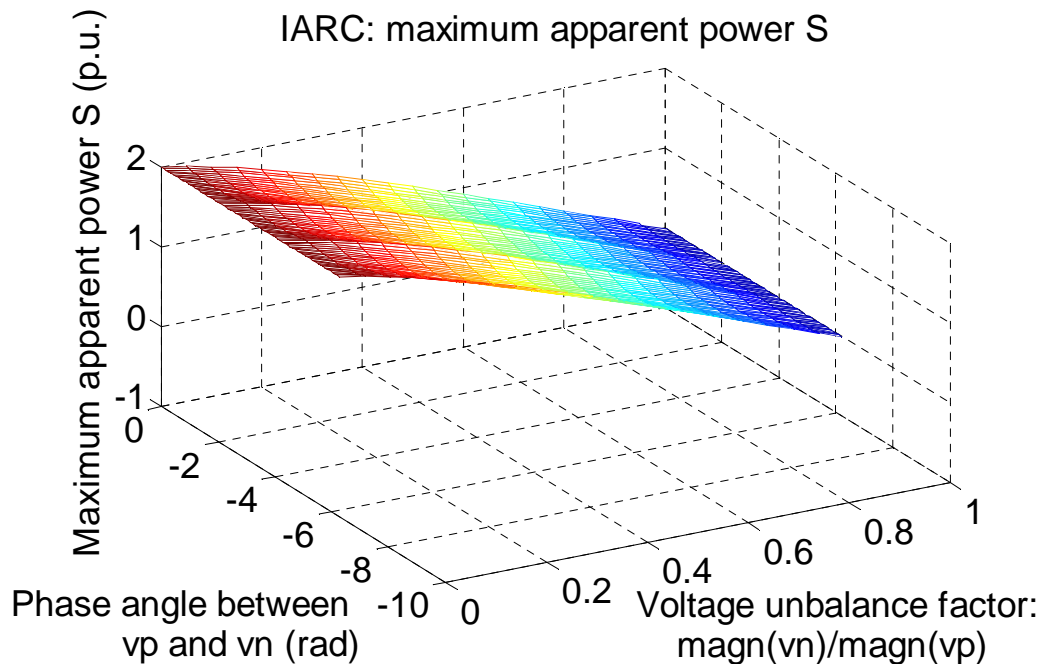
Obr. 8.2 Proudů napětí a proudu ve statickém souřadném systému ($\alpha\beta$ systém)

Průběhy na Obr. 8.1, 8.2 platí pro napětí $e^p = (e_d^p, e_q^p) = (0, -0,8\sqrt{2})$ p.u., $e^n = (e_d^n, e_q^n) = (0, 0,2\sqrt{2})$ p.u. Odsud vyplývá, že činitel napěťové nesymetrie je $n = |e^n|/|e^p| = 0,25$. Jako požadované výkony byly vybrány: $p = P = -1/\sqrt{2}$ p.u., $q = Q = 1/\sqrt{2}$ p.u. $S = \sqrt{P^2+Q^2} = 1$ p.u. Systém poměrných jednotek je založen na hodnotách jmenovitého RMS fázového napětí, RMS fázového proudu a zdánlivého výkonu.

Na Obr. 8.1 vidíme odezvy fázového proudu měniče a okamžitého činného a jalového výkonu, Obr. 8.2 ukazuje vektory napětí a proudu ve statickém $\alpha\beta$ systému. V obou obrázcích jsou prezentovány odezvy pro napětí bez vyšších harmonických právě tak jako pro napětí

s přidáním harmonickými $e_5 = 0.02$ p.u. a $e_7 = 0.015$ p.u. Vidíme, že průběhy proudu měniče při harmonickém napětí jsou nesymetrické, ale bez vyšších harmonických. Taktéž okamžitý činný a jalový výkon jsou konstantní bez fluktuací. Jestliže napětí je narušené harmonickými, pak proud sítě a okamžitý výkon je rovněž narušen harmonickými. Avšak, díky obvyklým nízkým hodnotám harmonických v napětí, jsou tato narušení nepatrná.

Obr. 8.3 ukazuje amplitudu generovaného zdánlivého výkonu S_{\max} v závislosti na činiteli napěťové nesymetrie n a na fázovém posunu mezi vektory napětí e^p a e^n pro povolený dvojnásobek jmenovitého fázového proudu měniče ($I_{\max} = 2\sqrt{2}$ p.u.). Výkon S_{\max} je vypočítáván pro jmenovitou amplitudu vektoru napětí $|e^p| = \sqrt{2}$ p.u. s použitím procedury vysvětlené v kapitole 7.3. Z Obr. 8.3 je zřejmé že výkon S_{\max} prakticky nezávisí na vzájemné pozici vektorů e^p a e^n . Dobrý odhad maximálního referenčního zdánlivého



Obr. 8.3 Závislost amplitudy vyráběného zdánlivého výkonu S_{\max} na činiteli napěťové nesymetrie n a na fázovém posunu mezi vektory napětí e^p a e^n při povoleném dvojnásobku jmenovitého fázového proudu měniče

výkonu měniče S_{\max} může být snadno získán tím, že použijeme vzorec (8.1)

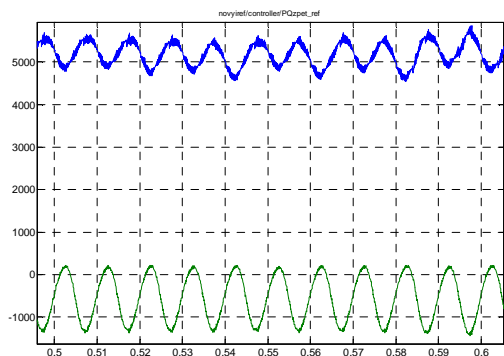
$$S_{\max} \doteq \frac{1}{2} |e^p| I_{\max} (1-n) \quad (\text{p.u.}) \quad (8.1)$$

bez zdlouhavých výpočtů, což je podstatná výhoda z pohledu implementace řídicího programu.

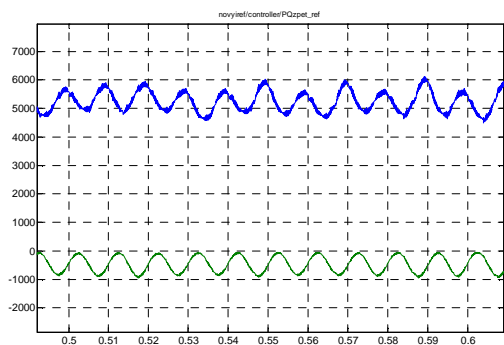
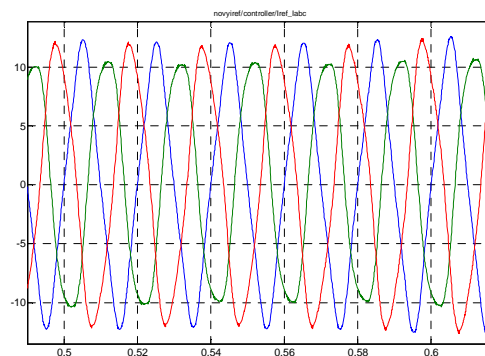
Namísto použití vzorce (7.16), bude použit zjednodušený vzorec (8.1) vyplývající z Obr. 8.3, za účelem fixace maximální dovolené hodnoty zdánlivého výkonu dodaného nebo odebraného ze sítě. Experimentální ověření se nachází v následující kapitole.

Obr. 8.4-8.7 porovnávají metody IRP, BPSC a IARC na základě časových průběhů výkonu a žádaného proudu. Tyto metody jsou zde opět simulovány v prostředí Matlab/Simulink. Kvality nově vyvinuté metody typu IARC jsou zřejmé.

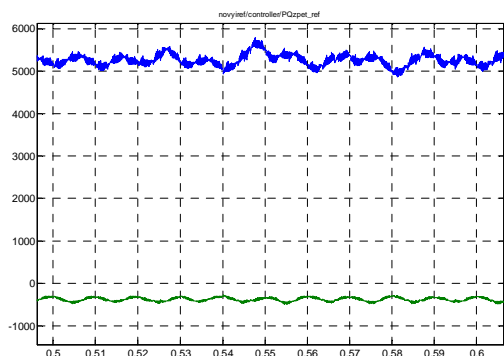
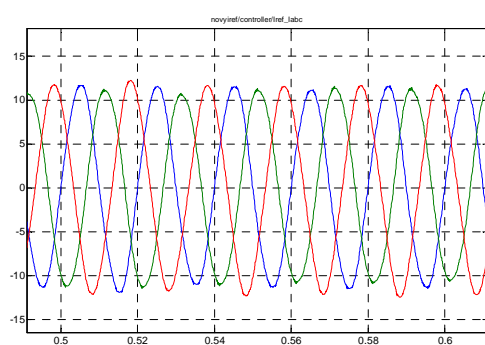
Konkrétní podmínky simulace jsou následující: napětí sítě obsahuje souslednou symetrickou složku o velikosti 1 p.u., zpětnou symetrickou složku o velikosti 0,5 p.u., 5. harmonickou o velikosti 0,2 p.u. a velikost napětí je modulována subharmonickým signálem o velikosti 0,2 p.u. a o frekvenci 5 Hz. Spínací frekvence měniče byla 2400 Hz, a indukčnost $L = 0,1$ p.u. s odporem o velikosti $R = 0,02$ p.u.



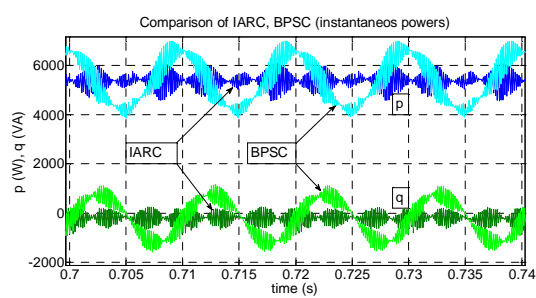
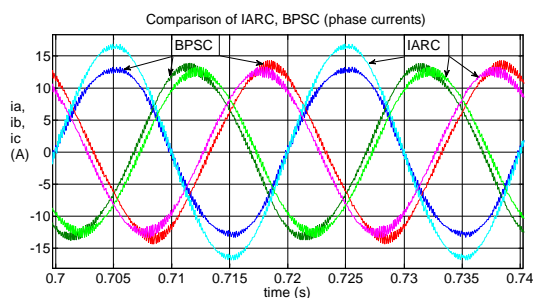
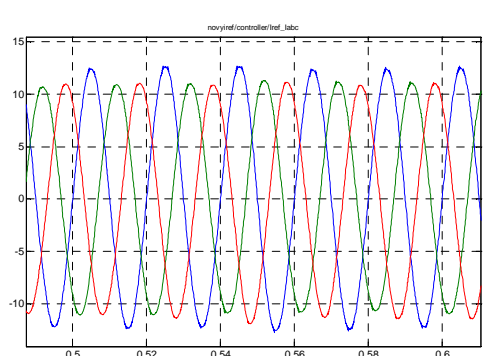
Obr. 8.4 Metoda IRP



Obr. 8.5 Metoda BPSC



Obr. 8.6 Metoda IARC



Obr. 8.7 Metoda IARC vs. metoda BPSC

9. Experimentální ověření

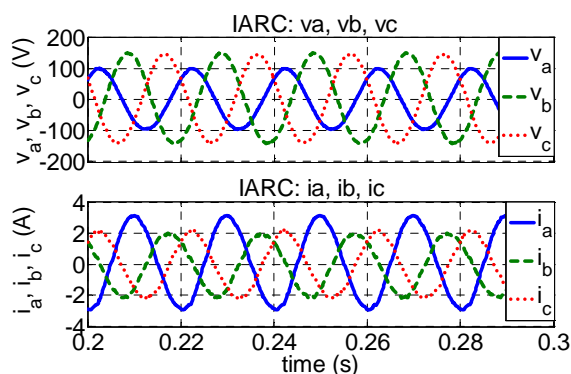
V této kapitole budou uvedeny výsledky experimentálního ověření nově vyvinuté metody v laboratoři. Naměřené výsledky zahrnují: časové průběhy napětí, proudů, výkonů, přechodné děje, vektory napětí a proudů. Je sledován také vztah mezi napěťovou nesymetrií a velikostí proudových špiček.

Experimentální pracoviště se skládá z 3-fázového můstku s IGBT tranzistory a z digitálního řídicího systému dSPACE™ (DS 1005). Jako síť je použit zdroj nesymetrického napětí ($V_{\text{RMSmax}} = 100 \text{ V}$) skládající se ze střídače, jehož maximální jmenovité napětí je $V_{\text{RMSmax}} = 100 \text{ V}$. Tento měnič umožňuje vytvářet řízené symetrické či nesymetrické napětí. Zdroj obsahuje na svém výstupu LC filtr s parametry $L_g = 2.9 \text{ mH}$, $C_g = 1.5 \mu\text{F}$. Regulace proudu je vykonávána jednoduchým PI regulátorem proudu pracujícím v synchronně rotujícím souřadném systému v pozitivním směru.

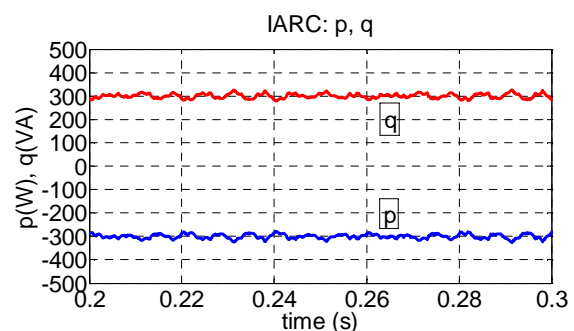
Síťový filtr typu L byl použit s následujícími parametry: $R_1 = 0.028 \text{ Ohm}$, $L_1 = 0.005 \text{ H}$, spínací frekvence měniče byla 10 kHz.

Hlavním cílem experimentů bylo potvrdit výsledky simulací, které byly uvedeny v předchozí kapitole, zejména výhody metody IARC založené na teorii výkonu [32], oproti teorii IRP nebo teorii, kde jalový výkon je počítán jako skalární součin ortogonálního vektoru napětí kolmý k původnímu vektoru napětí a vektoru proudu, přičemž obě posledně jmenované metody dávaly stejné výsledky.

Následující obrázky ukazují fázové napětí, fázové proudy, okamžité činné a jalové výkony při ustáleném stavu zachycené řídicím systémem dSPACE™ a zpracované v Matlab™.



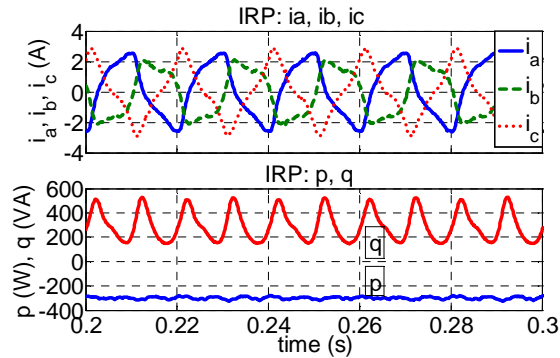
Obr. 9.1 Zachycené průběhy napětí a proudů sítě získané použitím metody IARC při nesymetrických podmínkách.



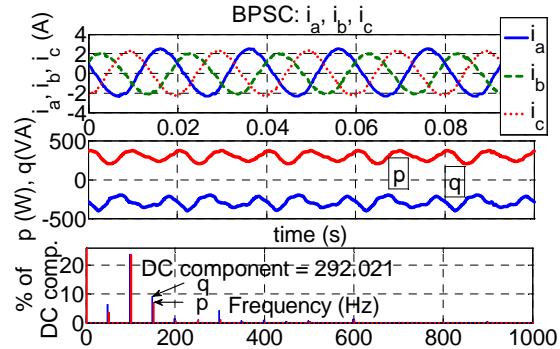
Obr. 9.2 Zachycené průběhy činného a jalového výkonu získané použitím metody IARC při nesymetrických podmínkách.

Obr. 9.1 ukazuje zachycené napětí a proudy sítě pro metodu IARC při nesymetrických podmínkách s činitelem nesymetrie $n = |e^n|/|e^p| = 0.23$. Referenční výkony jsou $p^* = -300 \text{ W}$, $q^* = 300 \text{ VA}$. Vidíme, že při nesymetrickém napětí jsou fázové proudy rovněž nesymetrické, ale bez harmonických, jak je predikováno simulacemi v Obr. 8.6.

Obr. 9.2 ukazuje odezvy okamžitého činného a jalového výkonu počítaného rovnicí (7.1) z měřených napětí a proudů. Je zřejmé, že oba výkony obsahují pouze minimum pulzujících složek způsobených převážně činností jediného PI proudového regulátoru fungujícího v dq systému kde proudy zpětné složky se jeví jako harmonický signál o frekvenci 100Hz.



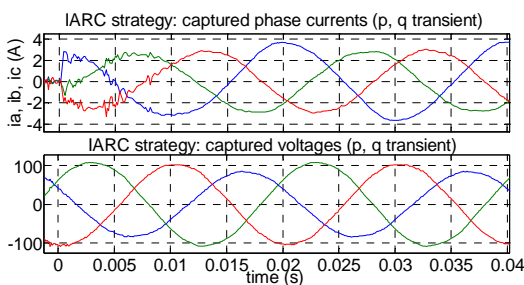
Obr. 9.3 Zachycené průběhy proudu sítě a činného a jalového výkonu získané použitím metody IRP při nesymetrických podmínkách.



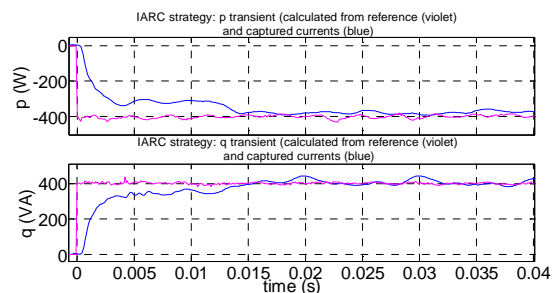
Obr. 9.4 Zachycené průběhy proudu sítě a činného a jalového výkonu získané použitím metody BPSC při nesymetrických podmínkách.

Obr. 9.3 ukazuje, ve srovnání s Obr. 9.1, 9.2, zachycené průběhy proudu sítě a vypočítané okamžité činné a jalové výkony pro IRP metodu při stejných nesymetrických podmínkách. Jsou vidět znatelné rozdíly: fázové proudy jsou nejen nesymetrické, ale obsahují rovněž harmonické složky vyšších řádů, a nežádoucí fluktuace okamžitého jalového výkonu q . Konečně, metoda BPSC byla aplikována jako speciální případ metody IARC, kde zpětná složka napětí je zanedbána ve výpočtu referenčního proudu, takže vektor proudu měniče i je symetrický protože to je replika napětí sousledné složky e^p , Obr. 9.4.

Obr. 9.4 ukazuje, že při stejných nesymetrických podmínkách jako předtím jsou fázové proudy symetrické s podobnými amplitudami. Nevýhodou této metody je přítomnost pulzujících složek výkonů vysokých hodnot, speciálně těch o frekvenci 100Hz, v odezvách okamžitého činného a jalového výkonu.



Obr. 9.5 Zachycené napětí sítě a přechodný děj proudu při skoku referenčních hodnot s nesymetrickou sítí (IARC metoda)



Obr. 9.6 Přechodný děj činného a jalového výkonu

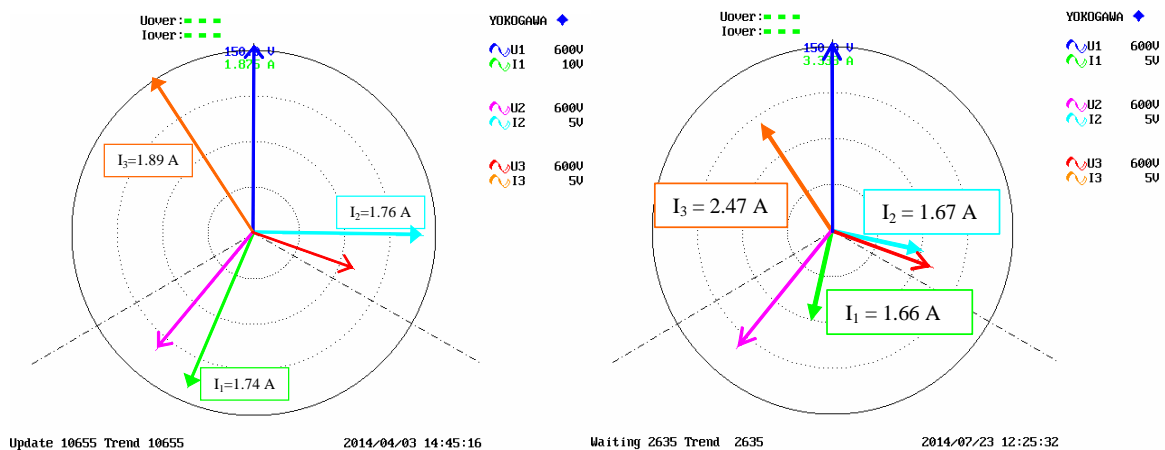
Obr. 9.5 ukazuje napětí sítě a přechodný děj proudu sítě v podmínkách nesymetrického napětí s činitelem nesymetrie $n = |e^n|/|e^p| = 0,23$. Skoky požadovaného výkonu jsou $p^* =$ z 0W na -400W; $q^* =$ z 0VA na 400VA. Použitá je strategie IARC.

Obr. 9.6 ukazuje zachycený přechodný děj činného a jalového výkonu. Jsou zde ukázány dva průběhy pro každý z okamžitých výkonů: 1) Okamžitý výkon počítaný z referenčních proudů; 2) Okamžitý výkon, počítaný z naměřených proudů. Můžeme rozpoznat dobrý soulad v ustáleném stavu, zatímco během přechodného děje se průběhy okamžitých výkonů přiblíží k referenčním hodnotám v horizontu okolo $\frac{3}{4}$ základní periody vzhledem k přechodným dějům v proudech.

Obr. 9.7 ukazuje zachycené vektory napětí a proudu sítě pro metodu BPSC a IARC pro lepší porovnání síťového napětí a proudu.

U metody BPSC, v porovnání s vyvinutou metodou IARC, je tedy dosahován symetrický proud, ale oba okamžité výkony jsou ovlivněny vysokými oscilacemi. Tudíž, obě metody leží na opačných pólech spektra metod řízení výkonu.

Porovnání vlastností (zpětné a harmonické složky proudu, pulzující činný a jalový výkon, a I_{max}) zkoumaných metod je shrnuto v TABLE I.



Obr. 9.7 Zachycené vektory napětí a proudu sítě pro metodu BPSC (vlevo) a IARC (vpravo)

TABLE I
POROVNÁNÍ HLAVNÍCH UKAZATELŮ PRO ZKOUMANÉ METODY

Metoda	i^n	i_h	\tilde{p}	\tilde{q}	I_{max}
IARC metoda:	ano	ano	ne	ano	vyšší
Koncepce IRP teorie					
Vyvinutá metoda IARC:	ano	ne	ne	ne	vyšší
Koncepce výkonové teorie (7.1)					
Metoda BPSC	ne	ne	ano	ano	nižší

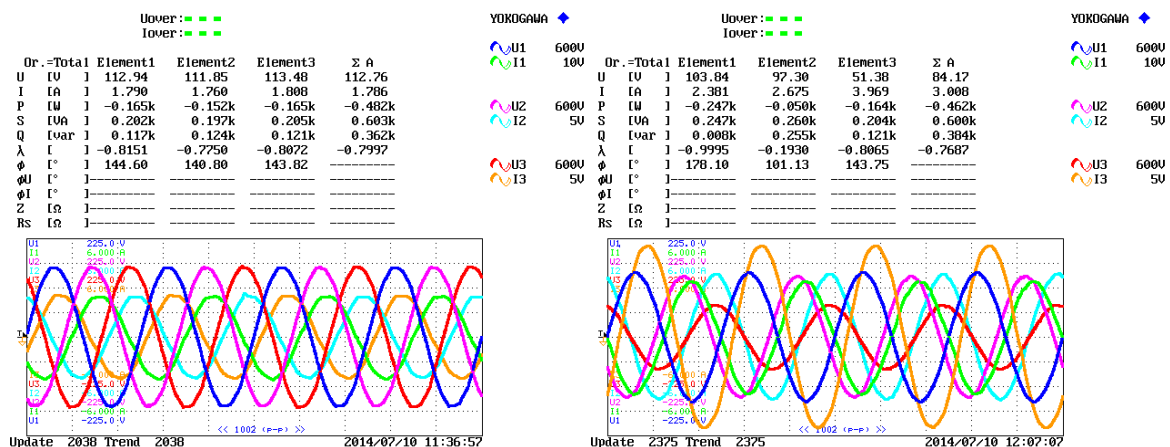
TABLE II
EXPERIMENTÁLNÍ OVĚŘENÍ PŘEDPOKLÁDANÝCH ŠPIČKOVÝCH PROUDŮ

Stupeň nesymetrie	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
$ e^p $ (V)	160	154	150	144	140	135	130	125	120	116
$ e^n $ (V)	1.2	7.5	9.8	16.7	19.2	24.3	29.2	34.1	38.6	43.5
$n= e^n / e^p $	0.008	0.049	0.065	0.115	0.137	0.180	0.225	0.273	0.320	0.376
Naměřený S (VA)	603	603	602	604	601	601	597	598	596	600
Vypočtený I_{\max} (A) (7.17)	2.52	2.74	2.87	3.15	3.33	3.62	3.95	4.38	4.86	5.54
Vypočtený I_{\max} (A) (8.1)	2.54	2.74	2.87	3.15	3.33	3.62	3.95	4.38	4.86	5.56
Naměřený I_{\max} (A)	2.56	2.74	2.92	3.14	3.40	3.69	4.03	4.46	4.96	5.61

TABLE II a Obr. 9.8 ukazují výsledky experimentálního ověření rovnic (7.17), (8.1) pro odhad špičkových amplitud fázového proudu měniče.

TABLE II shrnuje výsledky experimentálního ověření předvídaných špiček síťového proudu. Porovnání odhadnutých a měřených špiček proudů je realizováno pro deset stupňů napět'ové nesymetrie, pro koeficient nesymetrie od $n = 0.008$ do $n = 0.376$. Zdánlivý výkon $S = \sqrt{(P^2+Q^2)} = 600$ VA je referencí pro regulátor měniče a špička I_{\max} vypočítaná s použitím (7.17) nebo (8.1) je porovnána s měřenými hodnotami. Vidíme, že navržená zjednodušená rovnice (8.1) poskytuje výsledky přibližně identické k těm dosaženým při použití rovnice (7.17). Důležitější je, že vypočtené a naměřené špičky proudu souhlasí velmi dobře. Pro výpočet maximálního referenčního výkonu S při udržení proudových špiček ve všech fázích pod limitem I_{\max} může být tedy úspěšně použita zjednodušená rovnice.

Obr. 9.8 ukazuje pro srovnání časové průběhy napětí a proudů s relevantními daty pro symetrické (stupeň 0) a nesymetrické (stupeň 9) síťové napětí. Na základě dat byly vypočteny amplitudy $|e^p|$, $|e^n|$ sousledné a zpětné složky napětí a jiné ukazatele uvedené v TABLE II.



Obr. 9.8 Zachycené časové odezvy napětí a proudů s relevantními daty pro symetrickou síť- vlevo (stupeň 0 v TABLE II.), a nesymetrickou síť- vpravo (stupeň 9) síť

10. Shrnutí

Hlavním cílem práce bylo nalezení vhodné metody řízení měniče na síti, která by umožňovala řídit velikosti okamžitých výkonů vyměňovaných mezi sítí a měničem při současných harmonických průbězích síťových proudů. Výsledný algoritmus má poskytovat dobré výsledky i při nesouměrném systému síťových napětí, a to jak při přechodných dějích, tak i v ustálených stavech.

Výsledky práce je možno shrnout do následujících bodů:

- Byla navržena nová technika řízení aktivního a neaktivního výkonu měniče připojeného k síti, která je charakterizována eliminací pulzujících složek obou výkonů a čistě harmonickými průběhy proudů, a to i při nesouměrných napětí sítě. Metoda vychází ze zavedené modifikované definice neaktivního výkonu, která umožňuje generovat referenční hodnoty proudů měniče. Na rozdíl od všeobecně užívané metody IRP theory (Instantaneous Reactive Power theory) se v těchto referenčních signálech neobjevují harmonické komponenty při nesouměrných síťových napětích. Při užití metody IRP je důvodem jejich výskytu proměnný člen ve jmenovateli výrazů pro složky referenčních proudů. V práci byly analyzovány a porovnány různé varianty technik stanovení referenčních proudů při užití klasické techniky IRP i techniky zavedené, lišící se tím, zda a jakým způsobem jsou při výpočtu těchto referenčních proudů brány v potaz zpětné složky napětí a proudu sítě.
- Navržená metoda výpočtu referenčních proudů měniče na síti a její dílčí varianty byly simulovány v prostředí Matlab/Simulink za různých provozních podmínek. Sestavené modely umožňují simulovat použití navržené metody jak při respektování modulátoru měniče, tak i v jednodušším případě bez jeho přítomnosti (skutečné proudy jsou předpokládány totožné s proudy referenčními, což umožňuje urychlit řešení zvláště přechodných dějů a oprostit se od efektů způsobených použitou pulzní modulací měniče).
- Součástí řídicího algoritmu měniče na síti jsou regulátory proudu. Byla zvolena koncepce dvou nezávislých regulátorů složek proudů (sousedné a zpětné). Výhodou je, že v obou větvích regulace se potom jedná o regulaci stejnosměrných veličin, která je s výhodou realizovatelná užitím jednoduchých klasických regulátorů typu PI s jednoduchou volbou jejich konstant. Pro rozdělení skutečných síťových proudů na souslednou a zpětnou složku byly navrženy a užity pásmové filtry, neboť užití často aplikovaných nízkopropustných filtrů zavádí do systému nevhodná zpoždění, omezující rychlost regulace proudů a tudíž i kvalitu regulovaných aktivních i neaktivních výkonů (možný výskyt pulzujících složek).
- Pro experimentální ověření byly upraveno laboratorní pracoviště skládající se z 3-fázového můstku s IGBT tranzistory a z digitálního řídicího systému dSPACE™ (DS 1005). Jako síť byl použit jak zdroj nesymetrického napětí od výrobce ELFIS, s.r.o., tak i programovatelný 3-fázový zdroj napětí Chroma 1704 v pozdějších etapách

experimentálních prací. Oba zdroje umožňují generovat simulované síťové napětí s různými poruchami v ustálených stavech i při přechodných dějích.

- Při experimentálním ověření byl použit systém dSPACE™ DS1005, do kterého byl po příslušných úpravách převeden simulovaný řídicí algoritmus. Při tomto převodu je třeba navrhnout, realizovat a testovat řadu dílčích úprav. Řídicí algoritmus, který byl použit při experimentálním ověření, se částečně lišil od modelu použitého při simulacích. V modelu určeném pro simulace byly zavedeny bloky generující napětí sítě, kdežto v řídicím algoritmu pro laboratorní experimentování byly zavedeny bloky pro odečítání napětí z reálných čidel a v řídicím algoritmu byly k těmto blokům dále vykonány příslušné aritmetické úpravy. Model použitý při simulaci má vzorkování s pevně danou periodou, zatímco program použitý pro laboratorní experimentování probíhá celý jako obsluha přerušení od pulzně-šířkového modulátoru. Proto je celý řídicí program obsažen v triggerovaném subsystému, kde trigger je vázán na přerušení od PWM.
- Byla testována vyvinutá strategie a porovnána s dosavadními některými metodami založenými na klasické teorii IRP. Potvrdily se teoreticky předpokládané přednosti vyvinuté metody (okamžité výkony předávané mezi měničem a sítí neobsahují pulzující složky a proudy neobsahují harmonické). Navíc byla úspěšně experimentálně vyzkoušena metoda pro stanovení maximálně možných žádaných středních hodnot činného a jalového výkonu vyměňovaného mezi měničem a sítí bez překročení přípustných maximálních hodnot fázových proudů. Metoda je opět založena na modifikované teorii okamžitého neaktivního výkonu a umožňuje uvedené stanovení mezních požadovaných výkonů velmi jednoduchou výpočetní formulí.
- Nová metoda řízení proudu pro měniče připojené k síti, která je založena na rozšířené teorii jalového výkonu, umožňuje zajistit výměnu činného a jalového výkonu mezi měničem a sítí bez pulzací výkonu. Dále tato technika minimalizuje vyšší harmonické síťových proudů, což zároveň usnadňuje regulaci proudu sítě. Výsledky dosažené v průběhu výzkumu a představené v doktorské disertační práci byly předneseny na vědeckých konferencích i publikovány ve významných vědeckých časopisech.

S rozvojem deregulace výroby elektrické energie budou kladeny na výkonové měniče připojené k síti podstatně jiné nároky než na standardní měniče napájené z klasických distribučních sítí. Měniče by měly být odolnější vůči nejrůznějším poruchám (fault-tolerant) a současně být schopny přispívat k optimalizaci chodu „smart“ sítí. Tyto funkce musí být implementovány do řídicích struktur měničů. Výkonové elektronické měniče jsou již dnes nezbytnou částí připojení všech alternativních zdrojů energie, zásobníků energie a zátěží. Algoritmy řízení předávaných výkonů představují, vedle strategií spolehlivých synchronizačních technik, významnou část řídicích struktur takových měničů a budou nepochybně dále rozvíjeny v souladu s potřebami distribuovaných zdrojů elektrické energie již nyní, a zejména v blízké budoucnosti uváděnými do provozu.

Jako perspektivní se jeví další navazující výzkum v problematice struktur a efektivních metod řízení (omezení čidel, adaptivní a prediktivní řízení, atd.) fault-tolerant měničů připojených k distribučním lokálním sítím, v oblasti jejich koordinovaného a/nebo

autonomního řízení s cílem jejich vzájemné kooperace pro stabilizaci sítí a rovnoměrné rozložení dodávky a spotřeby elektrické energie, při současném zamezení jejich vzájemných nežádoucích interakcí. Všude tam jsou otázky definice, koncepce a strategie řízení předávaných výkonů klíčové.

11. Závěr

Práce se zabývá řízením výkonu pulzního usměrňovače připojeného na síť v podmínkách nesymetrického napětí sítě.

V úvodu jsou popsány základní principy pulzního usměrňovače. Nejprve je uvedeno a popsáno základní schéma tohoto zapojení. Dále jsou odvozeny základní rovnice pro napětí a proudy v síti, a napětí generované pulzně řízeným usměrňovačem. Tyto rovnice byly dále převedeny do stacionárních souřadnic $\alpha\beta$ a do synchronně rotujících souřadnic dq .

Další kapitola se zabývá nesymetrickou sítí. Byly zde definovány a vysvětleny pojmy sousledné a zpětné složky. Dále byly odvozeny rovnice popisující činnost pulzního usměrňovače s ohledem na nesymetrickou síť.

Dále bylo představeno a porovnáno několik starších metod řízení pulzního usměrňovače s pomocí dvojitého regulátoru. Cílem těchto metod bylo dosažení co nejmenší pulzace napětí v kapacitním stejnosměrném meziobvodu. Ke každé metodě byl popsán základní princip, a porovnány výhody a nevýhody. Princip jednotlivých metod se lišil zejména ve způsobu výpočtu referenčních hodnot proudu. Na první a nejjednodušší z těchto metod byl zároveň popsán základní princip řízení pulzního usměrňovače pomocí dvojitého regulátoru. Zbývající metody byly odvozeny z metody první.

Další kapitola se zabývá řízením výkonu měniče, který dodává energie do sítě za podmínky, že napětí sítě je nesymetrické. Nejprve bylo ukázáno a popsáno základní schéma řízení měniče a odvozena základní rovnice mezi napětím a proudem. Poté bylo z této základní rovnice odvozeno několik metod výpočtu referenčního proudu. Nakonec byly tyto metody porovnány a zhodnoceny.

Jako původní přínos práce je uvedena vyvinutá metoda pro řízení výkonu měniče připojeného k nesymetrické síti. Nejprve bylo ukázáno a popsáno základní schéma řídicího algoritmu. Poté byly odvozeny základní rovnice pro výpočet referenčního proudu, okamžité fluktuační činného a jalového výkonu, dále vztahy mezi špičkami fázového proudu a příslušnými omezeními výkonu. Nová metoda byla dále simulována v prostředí MATLAB/Simulink a experimentálně ověřena na nízkonapěťovém modelu v laboratoři. Nejvýznamnější výsledky simulací a měření byly zaznamenány v tabulkách a grafech.

Nová metoda řízení proudu pro měniče připojené k síti, která je založena na rozšířené teorii jalového výkonu, umožňuje zajistit výměnu činného a jalového výkonu mezi měničem a sítí bez pulzací výkonu. Dále tato technika minimalizuje vyšší harmonické síťových proudů, což zároveň usnadňuje regulaci proudu sítě. Bylo určeno, jak odhadnout maximální činný a jalový výkon vyměřovaný mezi sítí a měničem bez překročení dovolených proudů měniče.

Výsledky simulací a jejich experimentální ověření potvrzují předvídaná očekávání a ukazují výhody vyvinuté metody oproti konvenčním přístupům založeným na IRP nebo podobných teoriích.

Zvýšení účinnosti a spolehlivosti při výrobě a přenosu elektrické energie v rámci distribučních malých sítí s využitím nových struktur a strategií řízení generátorů a elektronických výkonových měničů představuje dnes zásadní problematiku sledovanou na

příslušných výzkumných pracovištích. Z hlediska efektivní spolupráce těchto distribuovaných zdrojů energie, jejich spolehlivosti a účinnosti představují otázky výkonových interakcí mezi zdroji, spotřebiči a eventuálními zásobníky energie výzvu pro jejich další výzkum, v němž nepochybně problematika definice, kategorizace a řízení výkonů bude hrát významnou roli.

Literatura

- [1] Hong-seok Song, Kwanghee Nam: “Dual current control scheme for PWM converter under unbalanced input voltage conditions” IEEE transactions on industrial electronics, vol. 46, No. 5, October 1999.
- [2] Giuseppe Saccomando, Jan Svensson: “Transient operation of grid-connected voltage source converter under unbalanced voltage conditions”. Industry applications conference, 2001. 36th IAS annual meeting. Conference record of the 2001 IEEE, vol.4, 30th September – 4th October 2001. Pages 2419 - 2424.
- [3] Yongsuh Suh, Valentin Tijeras, Thomas Lipo: “A nonlinear control of the instantaneous power in dq synchronous frame for PWM AC/DC converter under generalized unbalanced operating conditions”. Conference record of the industry applications conference, 2002. 37th IAS annual meeting, vol. 2, 13th – 18th October 2002. Pages 1189 – 1196.
- [4] Yongsuh Suh, Thomas Lipo: “A control scheme of improved transient response for PWM AC/DC converter under generalized unbalanced operating conditions”. 2004 35th annual IEEE Power electronics specialists conference.
- [5] Fainan Magueed, Ambra Sanino, Jan Svensson: “Transient performance of voltage source converter under unbalanced voltage dips”. IEEE 35th annual power specialists conference (PESC'04). Aachen, Germany. 20-25 June 2004. Pages: 1163 – 1168.
- [6] Riku Pollanen: “Converter-flux-based current control of voltage source PWM rectifiers analysis and implementation”. Thesis for the degree of Doctor of Science (Technology). Lappeenranta University of Technology, Finland, 2003
- [7] Mariusz Malinowski: “Sensorless control strategies for three-phase PWM rectifiers” PhD. Thesis. Warsaw university of Technology. Faculty of Electrical Engineering.
- [8] Viktor Valouch, Petr Kokeš, Jiří Škramlík: Multilevel voltage converters with floating capacitors on the grid side and its control. Internal research message of UT-AVCR Z-1418/08.
- [9] Mğaya, E., Muller, Z., Švec, J., Tlustý, J., “Dynamic Behaviour of the Distributed Generation Sources in Island Mode,” In Proc. Of the 8th Int. Sci. Conf. Electric Power Engineering 2007, Ostrava: VŠB – Technická univerzita Ostrava, 2007, p. 179-185, ISBN 978-80-248-1391-2.
- [10] Čepa, L., Muller, Z., Kocur, Z., “Migration of the IT Technologies to the Smart Grids,” Elektrotechnika ir Elektrotechnika 2012, vol. 7, no. 123, p. 123-128., ISSN 1392-1215.
- [11] Klíma, J., Škramlík, J., Valouch, V., An Analytical Modelling of Three-Phase Four-Switch PWM Rectifier under Unbalanced Supply Conditions. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs vol. 54, no. 12, p. 1155-1159., December 2007.
- [12] Klíma, J., Škramlík, J., Valouch, V.: Four-Switch Three-Phase Space-Vector PWM AC-DC Converter. International Journal of Electronics vol. 95, no. 4, p. 383-397., April 2008.

- [13] M. H. Bollen, "Understanding Power Quality Problems: Voltage Sags and Interruptions." Piscataway, NJ: Wiley-IEEE Press, 1999.
- [14] Morren, J., de Haan, S.: "Ridethrough of wind turbines with doubly fed induction generator during a voltage dip," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 20, no. 2, p. 435-441., Jun 2005.
- [15] Feltes, C., Wrede, H., Koch, F., Erlich, I.: "Enhanced fault ride-through method for wind farms connected to the grid through VSC-based HVDC transmissions." *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 24, no. 3, p. 1537-1546., Aug. 2009.
- [16] Rodriguez, P., Timbus, A. V., Theodorescu, R., Liserre, M., Blaabjerg, F.: "Flexible Active Power Control of Distributed Power Generation Systems During Grid Faults." *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, no. 5, p. 2583-2592., Oct. 2007.
- [17] Akagi, H., Kazanawa, Y., Nabae, A.: "Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components." *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-20, no. 3, p. 625-630., May/June. 1984.
- [18] Rioual, P., Pouliquen, H., Louis, J.P.R., Liserre, M.: "Regulation of a PWM rectifier in the unbalanced network state using a generalized model" *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 11, no. 3, p. 495-502, May. 1996.
- [19] Pogaku, N., Prodanovic, M., Green, T. C., "Modeling, Analysis and Testing of Autonomous Operation of an Inverter-Based Microgrid," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 6, pp. 2806-2816, November 2008.
- [20] Chacrabarty, S., Kramer, B., Kroposki, A., "A Review of Power Electronics Interfaces for Distributed Energy Systems Towards Achieving Low-Cost Modular Design," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 13 (9), pp. 2323-2335, Dec. 2009.
- [21] Green, T. C., Prodanovic, M., "Control of Inverter Based Microgrids," *Electric Power Systems Research* 77 (9), pp. 1204-12013, 2007.
- [22] Lidula, N., Rajapatse, A., "Microgrids Research: A Review of Experimental Microgrids and Test Systems," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 15 (1), pp. 186-203, 2011.
- [23] Bollen, M. H., *Understanding Power Quality Problems: Voltage Sags and Interruptions. Wiley-IEEE Press*, 1999.
- [24] Morren, J. and de Haan, S., "Ridethrough of wind turbines with doubly fed induction generator during a voltage dip," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 20, no. 2, pp. 435-441, Jun. 2005.
- [25] Feltes, C., Wrede, H., Koch, F. and Erlich, I., "Enhanced fault ride-through method for wind farms connected to the grid through VSC-based HVDC transmission," *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 24, no. 3, pp. 1537-1546, Aug. 2009.
- [26] Rodrigues, P., Timbus, A. V., Theodorescu, R., Liserre, M., Blaabjerg, F., "Flexible Active Power Control of Distributed Power Generation Systems During Grid Faults," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, no. 5, pp. 2583-2592, Oct. 2007.
- [27] Theodorescu, R., Liserre, M., Rodrigues, P., *Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems. Wiley-IEEE Press*, 2011.

- [28] Castilla, M., Miret J., Sosa, J. L., Matas J., de Vicuna, L. C., “Grid_Fault Control Scheme for Three-Phase Photovoltaic Inverters With Adjustable Power Quality Characteristics,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 25, no. 12, pp. 2930–2940, Dec. 2010.
- [29] Miret, J., Castilla, M., Camacho, A., de Vicuna, L. C., Matas, J., “Control Scheme for Photovoltaic Three-Phase Inverters to Minimize Peak Currents During Unbalanced Grid-Voltage Sags,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 10, pp. 4262–4270, Oct. 2012.
- [30] Camacho, A., Castilla, M., Miret, J., Vasques J. C., Alarcon-Gallo E., “Flexible Voltage Support Control for Three-Phase Distributed Generation Inverters Under Grid Fault,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 4, pp. 1429–1441, Apr. 2013.
- [31] Peng, F. Z., Lai, J.-S., “Generalized instantaneous reactive power theory for three-phase power systems,” *IEEE Trans. Instrum. and Meas.*, vol. 45, no. 1, pp. 293–297, February 1996.
- [32] Komatsu, Y., Kawabata, T., “A Control Method of Active Power Filter in Unsymmetrical Voltage System,” *Inter. Conference EPE-95*, Sevilla, Spain, pp. 1-904–1-907, 1995.
- [33] Strzelecki, R., “Compensation formulation on the basis of instantaneous power theory in application to active filter control,” *Archives of Electrical Engineering*, Vol. XLVI, No. 3, 1997, pp. 273-291.
- [34] Rocabert, J., Luna, A., Blaabjerg, F., Rodriguez, P., “Control of Power Converters in AC Microgrids,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 11, pp. 4734–4749, November 2012.
- [35] le Roux, W., van Wyk, J. D., “Evaluation of Residual Network Distortion during Compensation According to the Instantaneous Power Theory,” *ETEP*, vol. 8, no. 5, pp. 337–344, September/October 1998.
- [36] Matas, J., Castilla, M., Miret, J., de Vicuna, L. G., Guzman, R., “An Adaptive Prefiltering Method to Improve the Speed/Accuracy Tradeoff of Voltage Sequence Detection Methods Under Adverse Grid Conditions,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 5, pp. 2139–2151, May 2014.
- [37] Martinez-Rodriguez, P. R., Escobar, G., Valdez-Fernandez, A. A., Hernandez-Gomez M., Sosa, J. M., “Direct Power Control of a Three-Phase Rectifier Based on Positive Sequence Detection,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 8, pp. 4084–4092, August 2014

Seznam obrázků

Obr. 2.1 Schéma pulzně řízeného usměrňovače jako zdroje napětí.....	5
Obr. 2.2 Blokové schéma synchronní regulace proudu ze sítě v souřadném systému dq.....	6
Obr. 2.3 Zjednodušená jednofázová reprezentace třífázového PWM usměrňovače pro obousměrný tok energie	7
Obr. 2.4 Fázorový diagram pro jednu fázi pulzně řízeného usměrňovače, [7]	7
a) celkový fázorový diagram	
b) usměrňovač při jednotkovém účinníku	
c) střídač při jednotkovém účinníku	
Obr. 2.5 Detailní schéma řízení proudu v souřadném systému dq v souladu se základní napět'ovou rovnicí, [8].....	11
Obr. 4.1 Schéma regulačního algoritmu podle [1]	17
Obr. 4.2 Schéma regulačního algoritmu podle [3]	20
Obr. 4.3 Schéma regulačního algoritmu podle [4]	22
Obr. 4.4 Schéma bloku „Park Transformation“	22
Obr. 4.5 Schéma bloku „Reference Frame Transformation“	22
Obr. 4.6 Schéma bloku „Component Extraction“	22
Obr. 4.7 Schéma zkoumaného systému. Navrženo v [5]	24
Obr. 6.1 Celkové blokové schéma řídicího programu měniče na síti jako napět'ového zdroje	27
Obr. 6.2a Konvenční dvojitý regulátor.....	32
Obr. 6.2b Řízení okamžitého jednotkového účinníku (Instantaneous Unified Power Factor Control -IUPFC).....	33
Obr. 6.2c Řízení průměrného jednotkového účinníku (Average UPFC - AUPFC).....	33
Obr. 6.2d Řízení okamžité sousledné složky (Instantaneous Positive Sequence Control - IPSC)	33
Obr. 6.2e Řízení průměrné sousledné složky (Average Positive Sequence Control - APSC)	34
Obr. 6.2 3-fázové proudy sítě, okamžité výkony p , q a vektory napětí a proudu	34
Obr. 7.1 Blokové schéma řízení měniče podle nové metody.....	39
Obr. 8.1 Odezvy fázového proudu měniče a okamžitého činného a jalového výkonu	40
Obr. 8.2 Proudové napětí a proudu ve statickém souřadném systému ($\alpha\beta$ systém).....	40
Obr. 8.3 Závislost amplitudy vyráběného zdánlivého výkonu S_{max} na činiteli napět'ové nesymetrie n a na fázovém posunu mezi vektory napětí v^p a v^n při dovolitelném dvojnásobek jmenovitého fázového proudu měniče	41
Obr. 8.4 Metoda IRP	42
Obr. 8.5 Metoda BPSC.....	42
Obr. 8.6 Metoda IARC	42
Obr. 8.7 Metoda IARC vs metoda BPSC.....	42
Obr. 9.1 Zachycené průběhy napětí a proudu sítě získané z metody IARC při nesymetrických podmínkách	43

Obr. 9.2 Zachycené průběhy činného a jalového výkonu získané z metody IARC při nesymetrických podmínkách	43
Obr. 9.3 Zachycené průběhy proudu sítě a činného a jalového výkonu získané z metody IRP při nesymetrických podmínkách	44
Obr. 9.4 Zachycené průběhy proudu sítě a činného a jalového výkonu získané z metody BPSC při nesymetrických podmínkách	44
Obr. 9.5 Zachycené napětí sítě a přechodný děj proudu při skoku referenčních hodnot s nesymetrickou sítí (IARC metoda)	44
Obr. 9.6 Přechodný děj činného a jalového výkonu	44
Obr. 9.7 zachycené vektory napětí a proudu sítě pro metodu BPSC	45
Obr. 9.8 zachycené časové odezvy napětí a proudu s relevantními daty pro symetrickou síť a) (stupeň 0 v TABLE II.), a nesymetrickou b) (stupeň 9) síť	46
Obr. D1 Kompletní řídicí program + obsah bloku „Všechno“	58
Obr. D2 Schéma měřicího bloku	59
Obr. D3 Schéma bloku Regulace	61
Obr. D4 Transformace ze souřadnic abc do dq	62
Obr. D5 Transformace měřené veličiny z $\alpha\beta$ do dq	63
Obr. D6 Transformace z dq do abc	63
Obr. D7 Transformace veličin z dq do $\alpha\beta$	63
Obr. D8 Blok s PI regulátory	64
Obr. D9 Blok pootočení a jeho vnitřek	66
Obr. D10 Vybavení laboratoře	68
Obr. D11 Zdroj Chroma 1704	68
Obr. D12 Ovládací pracoviště	69
Obr. D13 Vlevo: osciloskop TPS2024, analyzátor výkonu Yokogawa WT1600 a dSpace DS1005; vpravo: programovatelné zátěže ZSA C426 a ZSA C1444	69

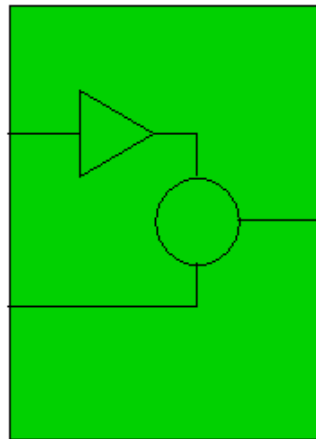
Dodatek – popis algoritmu a pracoviště.

Navržené metody byly nejprve testovány pomocí počítačových simulací v prostředí MATLAB/Simulink a poté ověřeny experimentálně v laboratorních podmínkách. Při experimentálním ověření byl použit systém dSPACE™ DS1005, do kterého byl po příslušných úpravách převeden simulovaný řídicí algoritmus. Při experimentálním ověřování byl rovněž použit programovatelný 3-fázový zdroj napětí Chroma 1704. Poruchy napětí sítě generované tímto zdrojem se částečně lišily od poruch napětí sítě generovaných v předchozí simulaci. Napětí generované reálným zdrojem bylo zatíženo nedokonalostmi zdroje, (nepřesné vzorkování, rušení, offsety čidel), kdežto simulované poruchy napětí byly ideální.

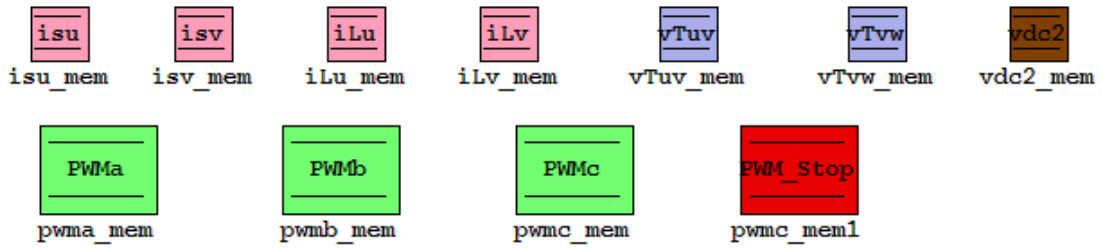
Řídicí algoritmus, který byl použit při experimentálním ověření, se částečně liší od modelu použitého při simulacích. Jedna odlišnost spočívá v tom, že v modelu určeném pro simulace jsou zavedeny bloky generující napětí sítě, kdežto v řídicím algoritmu pro laboratorní experimentování jsou zavedeny bloky pro odečítání napětí z reálných čidel a v řídicím algoritmu jsou k těmto blokům dále vykonány příslušné aritmetické úpravy, jako je například přepočítání naměřeného napětí na parametry čidla plus kompenzace offsetu. Další odlišnost obou programů spočívá ve vzorkování. Model použitý při simulaci má vzorkování s pevně danou periodou, zatímco program použitý pro laboratorní experimentování probíhá celý jako obsluha přerušování od pulzně-šířkového modulátoru. Tím vzniká situace, kdy řídicí program je prakticky vzorkovaný s konstantní periodou (shodnou s periodou PWM), ale z hlediska počítače se jedná o asynchronní vzorkování. Proto je celý řídicí program obsažen v triggerovaném subsystému, kde trigger je vázán na přerušování od PWM.

Realizovaný řídicí algoritmus

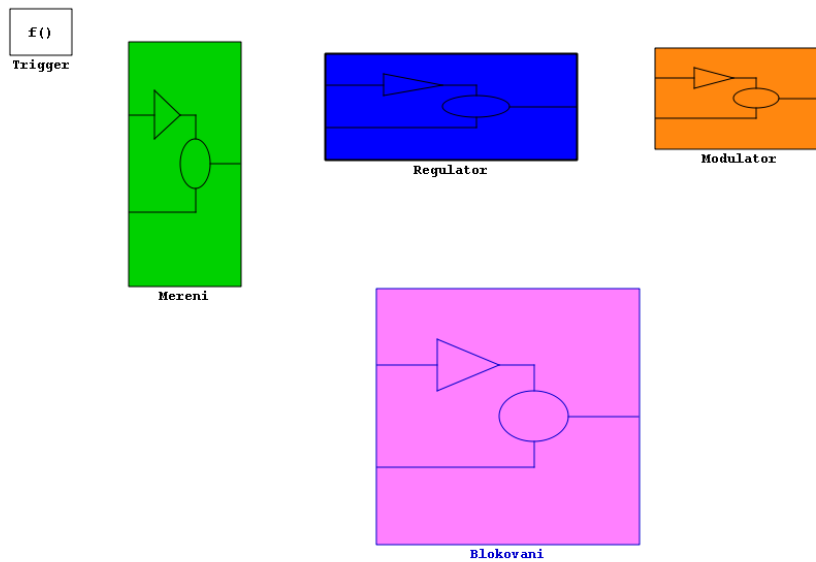
Obr. D1 ukazuje schéma regulačního programu. Model se skládá ze čtyř částí. Blok „Měření“ načítá číselné údaje o hodnotách napětí a proudů ze silové části zařízení do řídicího programu pomocí A/D převodníků, které po přepočtení ukládá do pamětí (zobrazených na obr. D1a). Blok „Modulátor“ potom na základě hodnot zapsaných řídicím obvodem do pamětí PWMa, PWMb a PWMc ovládá modulaci jednotlivých fází. Blok označený jako „Blokování“ zajišťuje základní ochranu před nežádoucími stavy, do kterých by se měnič mohl dostat špatným řízením. Je implementována ochrana proti přepětí na stejnosměrné straně a proti nadproudu na střídavé straně. Popsané tři bloky tvoří propojení s hardwarem měniče. Čtvrtým blokem je blok „Regulator“ ve kterém je umístěno veškeré řízení. Tento blok využívá naměřené hodnoty (uložené v pamětech) a na základě nich určuje zatěživatele (které zapíše do pamětí PWMx). Tento blok je společný pro simulaci a experiment.



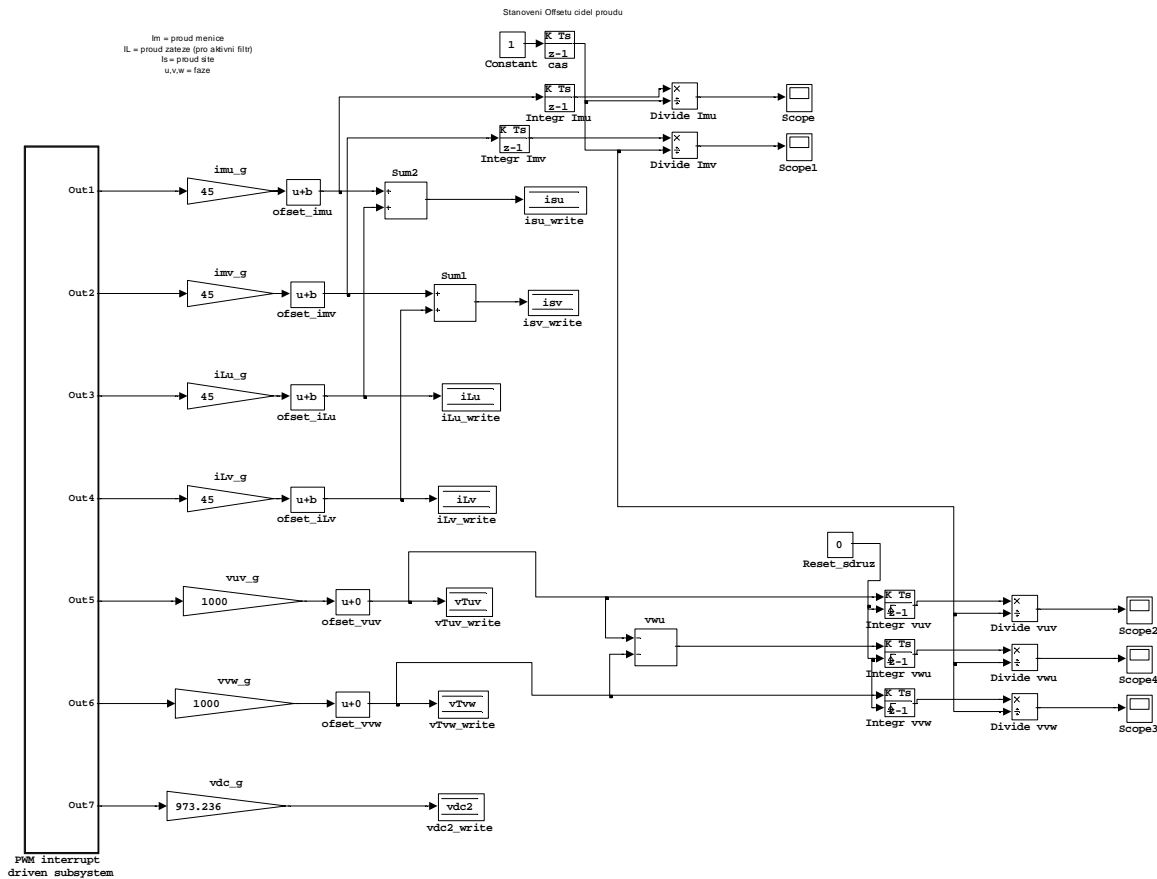
Vsechno



Obr. D1a Kompletní řídicí program



Obr. D1b Obsah bloku „Vsechno“



Obr. D2 Schéma měřicího bloku

Obr. D2 ukazuje podrobnosti bloku „měření“. Jeho součástí je také blok „PWM interrupt driven subsystem“. Tento blok obsahuje subbloky, které představují měřicí porty dSpace karty. Měřené veličiny jsou tyto:

imu; imv – proud měniče ve fázích U,V.

ilu; ilv – proud užitečné zátěže ve fázích U,V.

vuv – sdružené napětí mezi fázemi U,V.

vvw – sdružené napětí mezi fázemi V,W.

vdc – napětí stejnosměrného meziobvodu.

Dále jsou tyto údaje vynásobeny, protože výstupy měřicích zařízení dSpace karty jsou v rozsahu $\pm 10V$, avšak řídicí algoritmus potřebuje skutečné hodnoty napětí a proudů v silové části. Dále je zde zobrazena malá hodnota přičtená k měřené hodnotě za účelem kompenzace chybového offsetu měřicích zařízení. Dále sčítáme proud měniče s proudem zátěže ve fázích U a V. Tím získáme proudy sítě v jednotlivých fázích. Tento řídicí algoritmus byl původně navržen pro aktivní filtr, kde rovnice $I_s = I_m + I_L$ je platná, ale v tomto případě větvení sítě do měniče a do zátěže není realizováno, takže hodnota I_L je rovna nule a následně $I_s = I_m$. Dále jsou hodnoty proudů a napětí zapisovány do bloků na ukládání dat. Tím se z těchto hodnot stávají globální proměnné modelu. Tyto bloky představují paměť k uložení naměřených hodnot. Dále je zde nutné sledovat offset čidel napětí a proudů. Tento offset je

určován tak, že je vypočten časový integrál měřeného napětí a proudu. Poté je tento integrál dělen časem. Tím získáme offset měření. V ideální situaci by tento časový integrál napětí a proudů měl být roven nule. Použité převodníky trpí časově proměnným offsetem, který je nutné po určité době kontrolovat, proto je v řídicím algoritmu implementována tato kontrola.

Dále jsou na hlavní straně modelu umístěny bloky paměti, viz Obr. D1. Tyto bloky si pamatují hodnoty, které byly zapsány do zápisné paměti v bloku měření.

Na Obr. D3 je uvedeno schéma bloku „Regulace“. Tento blok se skládá z množství dalších bloků, které budou dále popsány.

Blok „Čtení naměřených hodnot“. V tomto bloku jsou odečítány naměřené hodnoty napětí a proudů z paměťových bloků DSpace karty. Jedná se o tyto veličiny:

i_{su} , i_{sv} = proud 2 fázemi sítě. Proud 3. fáze se pak dopočítá jako doplněk do nuly.

i_{Lu} , i_{Lv} = proud 2 fázemi zátěže. Proud 3. fáze se pak dopočítá jako doplněk do nuly.

i_{mu} = proud měniče, počítá se následně jako rozdíl mezi i_L a i_s .

e_{ab} , e_{bc} = sdružená napětí sítě.

v_{dc} = napětí stejnosměrného meziobvodu.

Blok "Transformace" zpracovává naměřené veličiny do podoby potřebné pro další použití.

Výstupem jsou veličiny transformované do synchronní soustavy souřadnic dq a některé další veličiny potřebné pro další výpočet.)

Blok „Transformace“ čte na svém vstupu tyto veličiny:

I_s = proud sítě.

I_L = proud užitečné zátěže.

I_m = proud měniče.

V_{dc} = napětí stejnosměrného meziobvodu.

e_{ab_ebc} = sdružená napětí sítě.

I_{dq}^* = referenční proud v synchronně rotujícím souřadném systému.

Blok Transformace vypočítává následující veličiny:

Ω = úhlová rychlost napětí sítě. Počítá se pomocí fázového závěsu, který je umístěn uvnitř bloku transformace.

θ = fázový úhel napětí sítě. Počítá se, jako časový integrál úhlové rychlosti Ω .

$e_{a_eb_ec(+)}$ = fázová napětí sítě získaná přepočtem z výše zmíněných sdružených napětí sítě, ale s oddělenou souslednou složkou.

sincos = sinus a cosinus fázového úhlu napětí sítě.

$e_{a_eb_ec}$ = fázová napětí sítě získaná přepočtem z výše zmíněných sdružených napětí sítě.

i_{s_DQ} = proud sítě transformovaný do souřadnic dq.

i_{L_DQ} = proud zátěže transformovaný do souřadnic dq.

im_DQ = proud měniče transformovaný do souřadnic dq.

es_DQ = napětí sítě transformované do souřadnic dq.

es_DQ+ = samostatná sousledná složka napětí sítě, transformované do souřadnic dq.

es_DQ- = samostatná zpětná složka napětí sítě, transformované do souřadnic dq.

edq_del = napětí sítě opožděné o T/4, transformované do souřadnic dq.

edqp_del = samostatná sousledná složka napětí sítě opožděná o T/4, transformovaná do souřadnic dq.

V bloku „Transformace“ jsou tedy použity následující subsystemy:

Fázový závěs pro výpočet úhlové rychlosti a fázového úhlu napětí sítě.

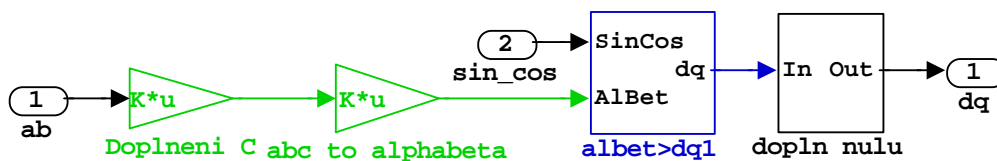
Výpočet tří fázových napětí ze dvou sdružených.

Transformace abc-alfabeta-dq a zpět. Tato transformace se počítá podle vzorců uvedených v kapitole 2, 3, 4.

Oddělení kladné a záporné složky. K tomu se používá notch filtr.

Zpoždovací člen.

Významnou součástí bloku „Transformace“ je subsystem, který provádí samotnou transformaci veličiny ze souřadného systému abc do souřadného systému dq. Tento subsystem je ukázán na Obr. D4.



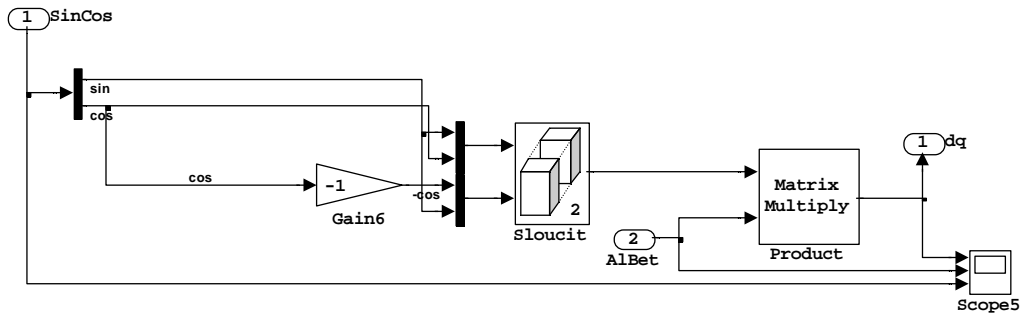
Obr. D4 Transformace ze souřadnic abc do dq

Vstupní údaj je pouze dvoufázový. Třetí fáze je vypočítána a poté jsou všechny 3 fáze transformovány do dq systému. Třetí fáze je vypočítána pomocí rovnice

$$\begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ -1 & -1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \end{pmatrix} \quad (D1)$$

$$\begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} = 2/3 \begin{pmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} \quad (D2)$$

Poté je měřená veličina transformována ze souřadnic $\alpha\beta$ do souřadnic dq podle schématu na Obr. D5



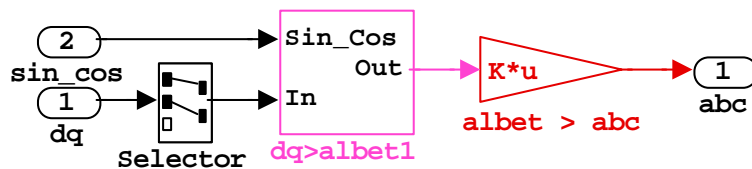
Obr. D5 Transformace měřené veličiny z $\alpha\beta$ do dq

Tato transformace z $\alpha\beta$ do dq systému je realizována pomocí rovnice

$$\begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} \quad (D3)$$

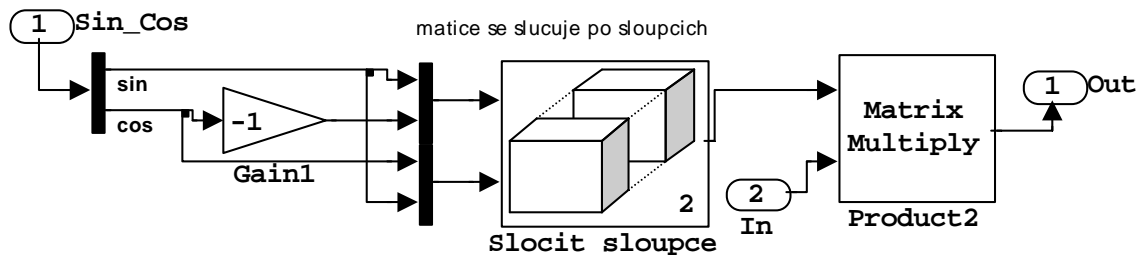
V případě měřeného proudu musí být oddělena sousledná a zpětná složka a rovněž musí být rozlišen sousledně rotující a zpětně rotující souřadný systém.

Zpětná transformace je zobrazena na Obr. D6, D7.



Obr. D6 Transformace z dq do abc

Obr. D6 ukazuje proudů ze souřadnic dq do abc. Nejprve je proud transformován ze souřadnic dq do $\alpha\beta$ podle Obr. D7. Rovnice (D4) je ukázána na Obr. D7.



Obr. D7 Transformace veličin z dq do $\alpha\beta$

Veličiny na vstupu 1 jsou $\sin\theta$, $\cos\theta$. θ je fázový úhel napětí sítě. Veličiny $\sin\theta$, $\cos\theta$ jsou následně sloučeny do matice 2. řádu. Následně je proud transformován z dq do $\alpha\beta$ násobením matic:

$$\begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} \quad (D4)$$

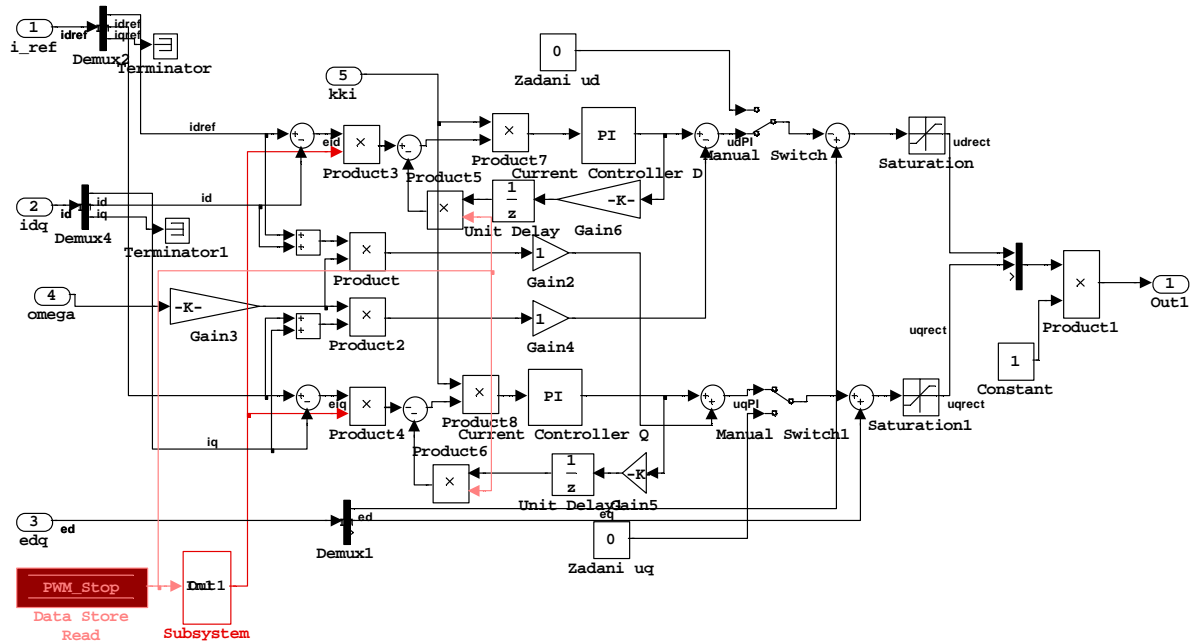
Následně je proud transformován z $\alpha\beta$ do abc souřadnic podle

$$\begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} \quad (D5)$$

Blok „Reference z PQ“

Tento blok vypočítává referenční proudy z referenčních výkonů a z naměřeného a transformovaného napětí sítě podle vzorců, které byly představeny v kapitolách 6 a 7.

Blok „PI_reg“



Obr. D8 Blok s PI regulátory

Obr. D8 ukazuje blok s PI regulátory. Vstupní veličiny jsou: Referenční hodnoty proudu ze sítě v dq souřadnicích i_d^{p*} i_q^{p*} , skutečné hodnoty proudu sítě v dq souřadnicích i_d^p i_q^p , úhlová rychlost napětí sítě ω a reálné hodnoty napětí sítě e_d^p e_q^p . Výstup tohoto bloku je identický s žadáním napětím na terminálu pulzně řízeného usměrňovače. Blok s PI regulátory pracuje podle následujících rovnic:

$$v_d^p = -PI(i_d^{p*} - i_d^p) + \omega L \left(\frac{i_q^{p*} + i_q^p}{2} \right) + e_d^p \quad (D6)$$

$$v_q^p = -PI(i_q^{p*} - i_q^p) - \omega L \left(\frac{i_d^{p*} + i_d^p}{2} \right) + e_q^p \quad (D7)$$

$$v_d^n = -PI(i_d^{n*} - i_d^n) - \omega L \left(\frac{i_q^{n*} + i_q^n}{2} \right) + e_d^n \quad (D8)$$

$$v_q^n = -PI(i_q^{n*} - i_q^n) + \omega L \left(\frac{i_d^{n*} + i_d^n}{2} \right) + e_q^n \quad (D9)$$

Obr. D8 ukazuje pouze regulaci sousledné složky x_d^p x_q^p podle rovnic D6, D7. Regulace zpětné složky je analogická k Obr. D8 a děje se podle rovnic D8, D9.

Červenou barvou je zde vyznačen systém pro zapínání/vypínání regulátorů. Jestliže uživatel celé zařízení vypne, pak červený blok „PWM stop“ generuje hodnotu číslo 1. Tato hodnota je dále negována s pomocí následujícího červeného bloku negace. Dále je tato hodnota poslána před PI regulátor k vynulování jeho vstupu.

Dále můžeme vidět, že okolo PI regulátoru je lokální zpětná vazba. Tato zpětná vazba je zde za účelem anulování integrovaných hodnot integrační složky PI regulátoru. Jestliže uživatel vypne regulátor, poté je hodnota 1 vyslána z červeného bloku PWM stop do místní zpětné vazby a lokální zpětná vazba je zapnuta. Poté PI regulátor reguluje svůj vlastní výstup směrem k nule.

Samotný PI regulátor funguje podle následující rovnice:

$$y = k_p * \Delta x + k_i \int \Delta x dt \quad (D10)$$

nebo

$$y = k_{ki} * \left(\Delta x + k_i \int \Delta x dt \right) \quad (D11)$$

kde y je výstup PI regulátoru, x je vstupní veličina, Δx je rozdíl mezi žádanou a skutečnou hodnotou vstupní veličiny, k_p je proporce regulátoru, k_i je integrační konstanta PI regulátoru, k_{ki} je celkový parametr regulátoru. Jestliže hodnotu k_{ki} nastavíme na úroveň 1, pak PI regulátor pracuje podle rovnice (1). Jestliže hodnotu k_p nastavíme na 1, pak PI regulátor funguje podle rovnice (2)

Blok „Pootočení“

Na Obr. D9 je zobrazen blok „Pootočení“. Cílem a smyslem tohoto pootočení je kompenzace zpoždění, které vzniklo při čtení vzorkování naměřených hodnot (o 1 vzorek) a při modulaci (v průměru o 1/2 vzorku). Celkové zpoždění, které je nutné vykompenzovat, tak činí 1,5 vzorku. Toto pootočení se provádí pomocí vzorců:

$$y_{dq}^{pn} = x_{dq}^{pn} * e^{-j\vartheta} \quad (D12)$$

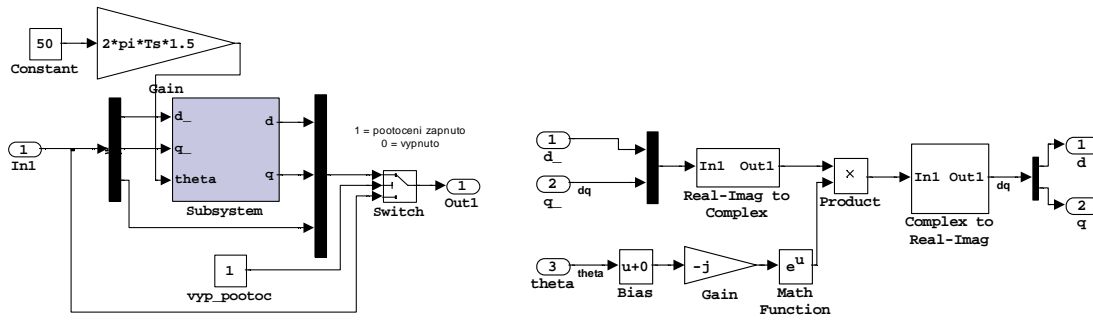
$$\vartheta = 2\pi T_s * 1,5 \quad (D13)$$

Kde T_s je vzorkovací perioda, ϑ je úhel pootočení, x je veličina, která má být pootočena, y je tatáž veličina, již pootočená.

Pootočený signál je dále transformován zpět do souřadnic abc.

Na Obr. D3 byla zanedbána zpětná složka. Standardem jsou 2 paralelní sestavy složené z PI regulátoru, pootočení a zpětné transformace. První z nich je pro souslednou složku a druhý je pro zpětnou složku. Po zpětné transformaci je výstup regulátoru sousledné složky sečten s výstupem regulátoru zpětné složky a tím dosáhneme požadované napětí.

Dále je požadované napětí dělené stejnosměrným napětím. Jako výsledek obdržíme vstupní signál pro PWM.



Obr. D9 Blok „pootocení“ a jeho vnitřek

Popis laboratorního pracoviště

Laboratorní zařízení obsahuje zejména:

- Chroma 1704; programovatelný zdroj pro simulaci poruch sítě
- ZSA C426 a ZSA C1444; elektronické programovatelné zátěže
- měnič s IGBT plus potřebné příslušenství (rozhraní pro propojení s dSPACE, síťový filtr, měřicí převodníky napětí a proudu)
- řídicí počítač vybavený potřebným softwarem (tj. zejména prostředím Matlab/Simulink a DSpace ControlDesk)
- TPS2024; čtyřkanalový osciloskop s galvanicky oddělenými kanály
- Yokogawa WT1600; analyzátor výkonu
- ostatní měřicí přístroje napětí a proudu (multimetry, sondy)

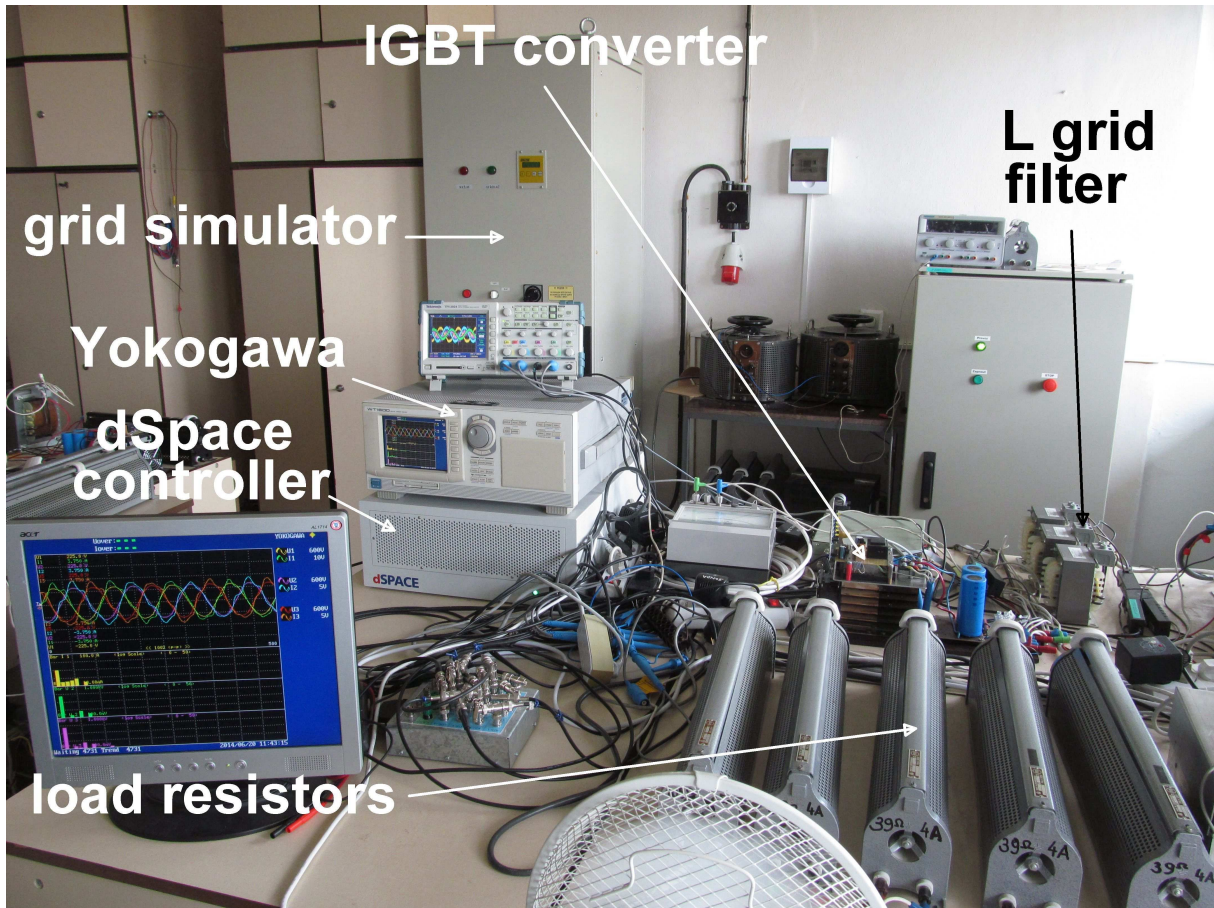
Na Obr. D12 až D15 je ukázáno laboratorní pracoviště, kde proběhlo experimentální ověření. Na pracovišti jsou nainstalované přístroje, které jsou potřeba pro provoz PWM měničů.

Při práci byl kladen důraz na snadný přenos řídicího algoritmu mezi simulací a experimentálním ověřením. Z tohoto důvodu bylo vhodné využít kompatibilní systém, kde k přenosu řídicího programu stačí pouze vyměnit rozhraní plus automaticky generovaný překlad programu. Tyto podmínky splňuje nejlépe systém dSPACE. Systém dSPACE navíc vykazuje vysokou kompatibilitu i v oblasti vytváření a zpracování záznamů potřebných veličin. Systém je schopen nahrát zaznamenané průběhy do souboru *.mat, který je následně čitelný v prostředí MATLAB. Data v souboru *.mat mají podobu strukturované proměnné, jejíž součástí je časový záznam a také další informace, včetně informací o nastavených podmínkách spouštění a identifikace modelu. Systém je rovněž schopen uspokojivého výpočetního výkonu.

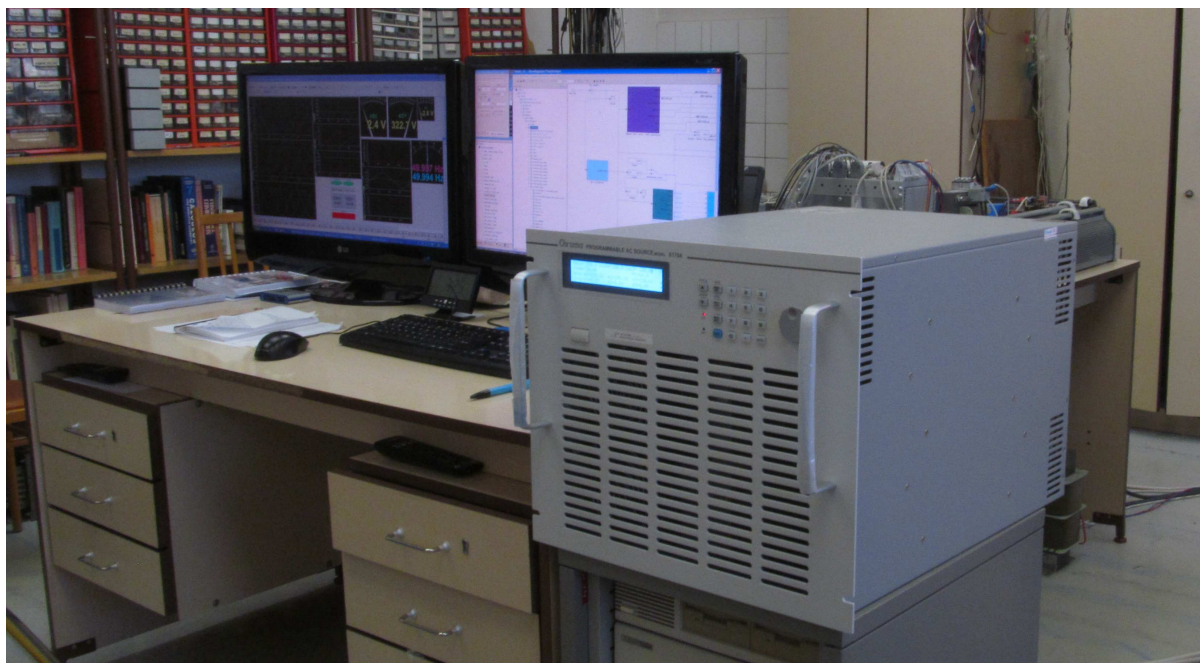
Jako zdroj synchronizace je zde využita pulzně-šířková modulace. Díky tomuto zdroji synchronizace je zaručeno, že měření hodnot proběhne uprostřed intervalu, když se zrovna nespíná. Vzhledem k tomu, že měření a synchronizace probíhají jako obsluha přerušení od PWM, tedy z hlediska programu asynchronně, jsou v modelu využity diskrétní bloky, které fungují v triggerovaném subsystému.

K simulaci poruch sítě je potřeba použít programovatelný zdroj, který bude generovat 3-fázové řízené nesymetrické napětí. Tento účel do značné míry splňuje zařízení Chroma 1704. Chroma 1704 umožňuje generovat širokou škálu různých průběhů 3-fázového napětí. Generované 3-fázové napětí může být buď symetrické nebo nesymetrické s nastavitelnými parametry. Mezi nastavitelné parametry patří třeba amplituda, stejnosměrná složka, fázový posun. Tyto parametry lze zadávat pro každou fázi zvlášť. Další možností je využít časové průběhy napětí, které jsou už defaultně nastaveny od výrobce. Dále je možné zadávat uživatelem definovaný průběh, který se zadává jako aproximace 2 až 1024 bodů. Takto deklarovaných průběhů je možné nahrát do paměti zdroje pro okamžité použití maximálně 6, z toho 2 pro každou fázi. Díky tomu je možné generovat plynulé děje.

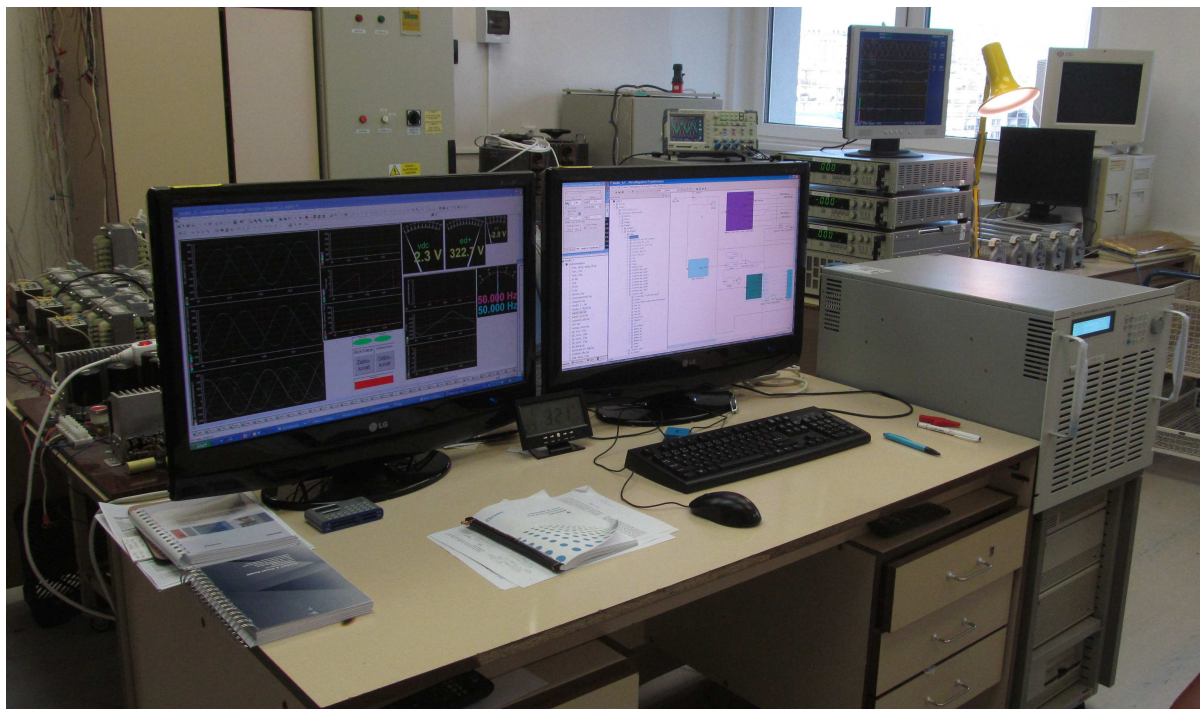
V systému dSPACE byly zaznamenané průběhy všech důležitých veličin, které po přenesení do počítače a uložení byly vyneseny do grafů pomocí funkcí programu Matlab.



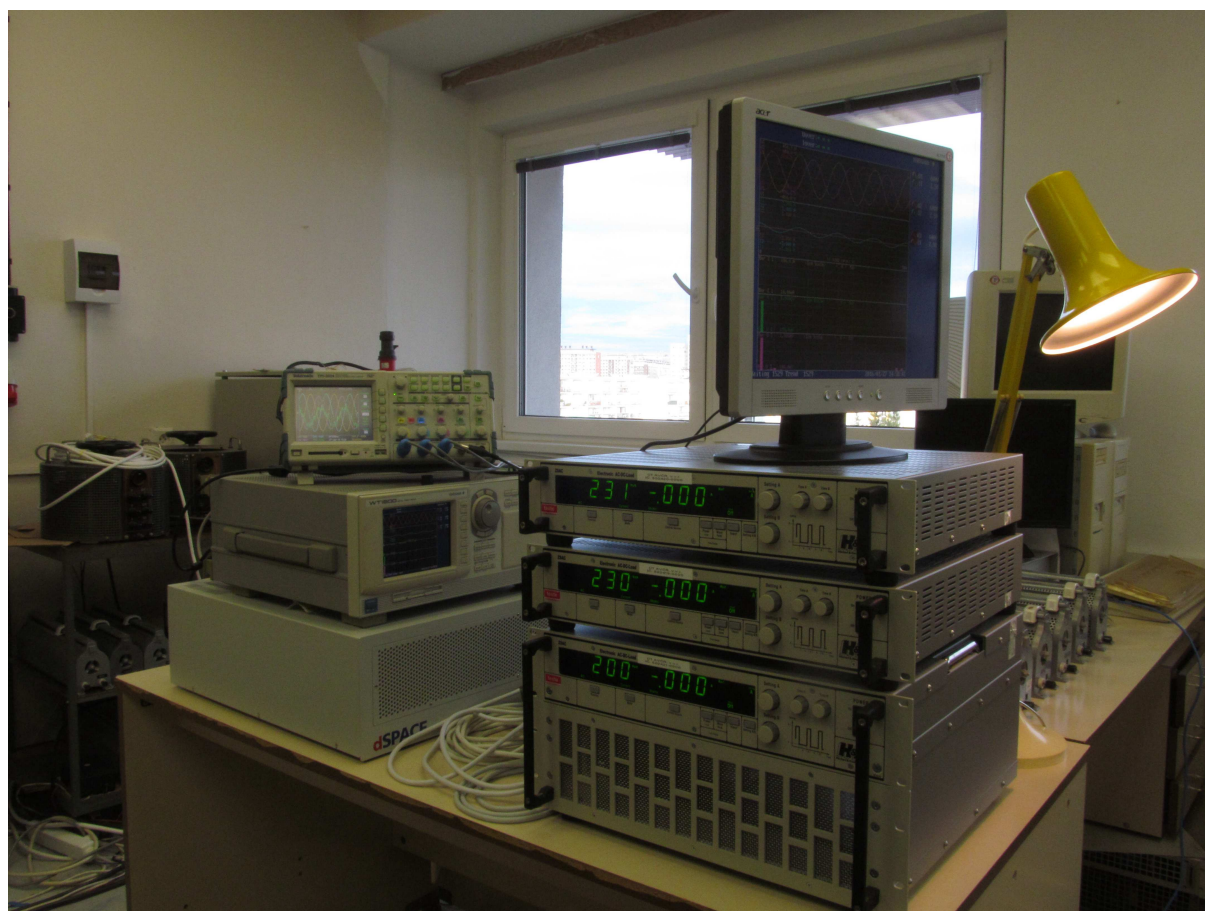
Obr. D10 Vybavení laboratoře



Obr. D11 Zdroj Chroma 1704



Obr. D12 Ovládací pracoviště



Obr. D13 Vlevo: osciloskop TPS2024, analyzátor výkonu Yokogawa WT1600 a dSpace DS1005; vpravo: programovatelné zátěže ZSA C426 a ZSA C1444

Autorovy publikace**Publikace vztahující se k tématu disertační práce**Publikace v impaktovaných časopisech

- [A1] Valouch, Viktor; **Bejvl, Martin**; Šimek, Petr; Škramlík, Jiří, "Power Control of Grid-Connected Converters Under Unbalanced Voltage Conditions," IEEE Transactions on Industrial Electronics. 2015, Roč. 62, č. 7, s. 4241-4248. ISSN 0278-0046. **25%**

Publikace v recenzovaných časopisech

- [A2] **Bejvl, Martin**; Šimek, Petr; Škramlík, Jiří; Valouch, Viktor, "Control Techniques of Grid Connected PWM Rectifiers under Unbalanced Input Voltage Conditions," Transactions on Electrical Engineering, 2013, Roč. 2, č. 1, s. 10-21. ISSN 1805-3386. **25%**

PatentyPublikace excerptované v ISI

- [A3] **Bejvl, Martin**; Šimek, Petr; Škramlík, Jiří; Valouch, Viktor, "Current Control Techniques for Mains Connected Converters under Unbalanced Conditions," EPE 2014 - Electric Power Engineering 2014. Brno: Brno University of Technology, 2014, s. 569-574. ISBN 978-1-4799-3806-3. **25%**
- [A4] **Bejvl, Martin**; Šimek, Petr; Škramlík, Jiří; Valouch, Viktor, "Current Control Strategies of Converter-Based Microgrids under Disturbances," In 7th International Scientific Symposium on Electrical Power Engineering ELEKTROENERGETIKA 2013. Košice: Technical University of Košice, 2013, S. 236-239. ISBN 978-80-553-1441-9. **25%**

Publikace ostatní

- [A5] **Bejvl, Martin**; Šimek, Petr; Škramlík, Jiří; Valouch, Viktor, "Control Techniques of Grid Connected PWM Rectifiers under Unbalanced Input Voltage Conditions," In ELEN 2012. Prague: Czech Technical University, 2012, S. 1-14. ISBN 978-80-01-05096-5. **25%**
- [A6] Valouch, Viktor; **Bejvl, Martin**; Šimek, Petr; Škramlík, Jiří, "Power Control of Converter Connected to Unbalanced Grid," Proceedings of the Symposium on Electric Machines, Drives and Power **25%**
- [A7] **Bejvl, Martin**; Švec, J.; Tlustý, J.; Valouch, V.: "Control Strategy of PWM Rectifiers Connected to Unbalanced Grids". Renewable Energy and Power Quality Journal. -, č. 11 (2013) ISSN 2172-038X, International Conference on Renewable Energies and Power Quality (ICREPQ'13). Bilbao, 20.03.2013-22.03.2013 **25%**
- [A8] Lettl, J.; **Bejvl, Martin**; Valouch, Viktor "Control Strategy of Grid Connected Converter under Unbalanced Conditions". Progress in Electromagnetics Research Symposium. Prague: Electromagnetics Academy, 2015, s. 2727-2730. ISSN 1559-9450. **33%**

Publikace mimo téma disertační práce

Publikace v impaktovaných časopisech

Publikace v recenzovaných časopisech

Patenty

Publikace excerptované v ISI

- [A9] Valouch, Viktor; **Bejvl, Martin** "LCL Filter Design for Interconnection Inverter of Distributed Source to Utility Grids". Electric Power Engineering - EPE 2016. Prague: Czech Technical University, 2016, s. 1-5. ISBN978-1-5090-0908-4. **50%**

Publikace ostatní

- [A10] **Bejvl, Martin**; Šimek, Petr; Škramlík, Jiří; Valouch, Viktor, "Vícehladinový IGBT pulzně řízený usměrňovač. In Elektrické pohony," XXXII. konference. Plzeň: ÚOS Elektrické pohony, 2011, S. 1-6. ISBN 978-80-02-02308-1. **25%**
- [A11] Šimek, Petr; Škramlík, Jiří; Valouch, Viktor; **Bejvl, Martin**, "Software Phase Lock Loops Applied in Three-Phase PWM Rectifier," In Electrical Drives and Power Electronics - EDPE 11. Košice: Technical University of Košice, 2011, S. 227-232. ISBN 978-80-553-0734-3. **25%**
- [A12] Škramlík, Jiří; Šimek, Petr; **Bejvl, Martin**; Valouch, Viktor, "Analytical Closed-Form Solution of Current Responses of Multilevel Converter Connected to Unbalanced Grid," Proceedings of the Symposium on Electric Machines, Drives and Power Electronics. Prague: Institute of Thermomechanics ASCR, v. v. i., 2014, s. 21-22. ISBN 978-80-87012-52-9. **25%**