



FAKULTA  
ELEKTROTECHNICKÁ  
ZÁPADOČESKÉ  
UNIVERZITY  
V PLZNI

RICE

# **MODERNÍ SYSTÉMY KOMPENZACE ZEMNÍCH PORUCH V ROZVODNÉ SOUSTAVĚ S VYUŽITÍM VÝKONOVÉ ELEKTRONIKY**

DISERTAČNÍ PRÁCE

PLZEŇ, 2013

Ing. Ivan MATULJAK



FAKULTA  
ELEKTROTECHNICKÁ  
ZÁPADOČESKÉ  
UNIVERZITY  
V PLZNI

RICE

# MODERNÍ SYSTÉMY KOMPENZACE ZEMNÍCH PORUCH V ROZVODNÉ SOUSTAVĚ S VYUŽITÍM VÝKONOVÉ ELEKTRONIKY

DISERTAČNÍ PRÁCE

k získání akademického titulu doktor

v oboru

Elektrotechnika

Autor:

Ing. Ivan Matuljak

Školitel:

prof. Ing. Zdeněk Peroutka, Ph.D.

Datum státní závěrečné zkoušky:

1. července 2009

Datum odevzdání práce:

23.srpna.2013

## Poděkování

Na tomto místě bych chtěl především poděkovat mému školiteli, panu prof. Ing. Zdeňku Peroutkovi Ph.D., za odborné vedení, rady a připomínky v průběhu studia a při zpracování této práce. A v neposlední řadě bych rád poděkoval i své manželce Ing. Ivaně Matuljakové za shovívavost, trpělivost a podporu při mém studiu na Západočeské univerzitě v Plzni. Můj velký dík rovněž patří všem, kteří se mi snažili vytvořit příjemné prostředí při zpracování této práce.

Tato disertační práce vznikla s podporou Evropského fondu pro regionální rozvoj (ERDF) a Ministerstva školství, mládeže a tělovýchovy ČR v rámci projektu CZ.1.05/2.1.00/03.0094: Regionální inovační centrum elektrotechniky (RICE).

V Plzni, 23.srpna 2013

.....

Ing. Ivan Matuljak

## **Prohlášení autora**

Předkládám tímto k posouzení a obhajobě disertační práci zpracovanou na závěr doktorského studia na Fakultě elektrotechnické Západočeské univerzity v Plzni. Prohlašuji, že jsem tuto práci vypracoval samostatně s použitím odborné literatury a pramenů uvedených v seznamu, který je součástí této práce.

V Plzni, 23.srpna 2013

.....

Ing. Ivan Matuljak

## Anotace

Tato disertační práce se zaměřuje na využití polovodičového výkonového měniče v oblasti kompenzace poruchového proudu v místě jednofázové zemní poruchy rozvodné soustavy. V současnosti využívané metody a zařízení pro kompenzaci zemních poruchových proudů jsou založeny na rezonančních metodách. A to především na připojení zhášecí tlumivky do rozvodné soustavy. Použitím řízeného zdroje proudu můžeme také kompenzovat poruchový proud. Jako nejvýhodnější se jeví použití řízeného zdroje proudu v podobě napěťového střídače nebo nepřímého frekvenčního měniče s napěťovým střídačem.

Hlavní část práce se zabývá návrhem a dimenzováním výkonového obvodu řízeného zdroje proudu určeného pro kompenzaci zemních poruchových proudů. Návrh je převážně zaměřen na dimenzování LCL filtru, který významně snižuje harmonické zkreslení generovaného proudu. Maximální povolené THDi navrženého zařízení je nižší než 0.25%.

V další část výzkumu se zabývá návrhem algoritmů řízení a regulace řízeného zdroje proudu, a to především ve dvou hlavních variantách: (i) řízení vycházející z analogie s vektorovým řízením v kartézských souřadnicích v rotujícím souřadném systému svázaném s vektorem napětí sítě, což je v případě jednofázového systému komplikovaným problémem, (ii) řízení generovaného proudu ve stojícím souřadném systému s využitím proporčně-rezonančního regulátoru. Obě varianty regulace jsou pak doplněny kompenzátozem nežádoucích nízkofrekvenčních harmonických, který je tvořen bankou rezonančních regulátorů naladěných na eliminované harmonické.

Algoritmy řízení a regulace navrženého zdroje proudu byly testovány na sestaveném simulačním modelu celého zdroje proudu. Bylo testováno chování navrženého řízeného zdroje proudu v ustálených a vybraných přechodových stavech. Experimentální ověření výsledků bylo provedeno na laboratorním prototypu navrženého zdroje proudu o výkonu 20 kVA.

Nové navržené zařízení pro kompenzaci zemních poruchových proudů je průmyslově ochráněno v podobě třech udělených českých patentů a dvou udělených užitných vzorů.

## **Klíčová slova**

fázová nesymetrie, kompenzace, měnič, napěťový střídač, regulace, rozvodná soustava, zdroj proudu, zemní spojení

## Abstract

This thesis deals with the use of power electronics converters for compensation of ground capacitive current (fault current) in the place of one line-to-earth connection at the distribution networks. At present the methods and devices for compensation of fault currents are based on the resonant method. Just arc-suppression coils are connected to the distribution networks. Use of current source can also compensate fault currents. The current source designed using a voltage source inverter or an indirect frequency converter with a voltage source inverter is promising solution.

The main part of the thesis deals with the design and dimensioning of the power circuit of controlled current source used to compensation of ground capacitive current. Design is deals on dimensioning LCL filter, which significantly reduces the harmonic distortion of generated current. Maximum permissible THDi of device is lower than 0.25 %.

In the next part of the research deals with the design control algorithms of controlled current source, especially in two main variants: ( i ) control algorithms based on analogy with vector control in Cartesian coordinates in the rotating system associated with a vector of network voltage, which is the case phase system complicated problem, ( ii ) the control algorithms of generated current in a stationary coordinate system using proportional - resonant controller. Both types of regulation are complemented unwanted low-frequency harmonic compensator , which consists in bank of resonant regulators tuned to the harmonic eliminated .

The algorithms of control and regulation of designed current source were tested compiled simulation model of the total current source. Tested the behavior of designed controlled current sources in the stationary state and transient conditions selected. Experimental verification of the results was carried out on a laboratory prototype of the designed current source with power of 10 kVA .

The new device for compensation of ground capacitive current is industrially protected in the form of three Czech granted patents and granted two utility models.

## **Keywords**

compensation, control, current source, ground fault, inverter, phase asymmetry, power supply, voltage source inverter



## Abstrakt

Diese Dissertation beschäftigt sich mit dem Einsatz von Leistungselektronik -Wandler zur Kompensation der Boden kapazitiven Strom ( Fehlerstrom) in dem Ort einer Zeile -to-earth -Verbindung bei den Verteilnetzen . Derzeit sind die Verfahren und Vorrichtungen zur Kompensation von Fehlerströmen auf der Resonanz -Verfahren. Nur Erdschlussdrosseln an die Verteilnetze angeschlossen . Verwendung Stromquelle kann auch kompensieren Fehlerströme . Die Stromquelle ausgelegt mit einer Spannungsquelle Wechselrichter oder eine indirekte Frequenzumrichter mit einer Spannungsquelle Wechselrichter vielversprechende Lösung

Der Hauptteil der Arbeit beschäftigt sich mit der Gestaltung und Dimensionierung der Stromkreis Stromquelle zur Kompensation der Boden kapazitive Strom . Entwurf ist auf Angebote Dimensionierung LCL-Filter , die erheblich reduziert die harmonischen Verzerrungen erzeugten Strom . Maximal zulässige THDi von Gerät ist kleiner als 0,25%.

Im nächsten Teil der Forschung beschäftigt sich mit der Gestaltung von Regelalgorithmen gesteuerte Stromquelle , vor allem in zwei Varianten : ( i) Regelalgorithmen auf Analogie mit Vektor-Regelung in kartesischen Koordinaten im rotierenden System mit einem Vektor der Netzspannung zugeordnet sind , dies ist der Fall Phasensystem komplizierte Problem , (ii) die Regelalgorithmen der erzeugte Strom in einem stationären Koordinatensystem mit proportional - resonanten Controller . Beide Arten der Regulierung sind unerwünschte, tieffrequente Oberschwingungskompensator , die in der Bank Resonanz Aufsichtsbehörden abgestimmt auf die harmonische eliminiert besteht ergänzt .

Die Algorithmen der Steuerung und Regelung konzipiert Stromquelle getestet Simulationsmodell des gesamten Stromquelle zusammengestellt. Geprüft das Verhalten ausgelegt Stromquellen in der stationären und transienten Bedingungen ausgewählt . Experimentelle Überprüfung der Ergebnisse wurde auf einem Labor-Prototyp entwickelt, der Stromquelle mit power von 10 kVA durchgeführt.

Die geplante neue Vorrichtung zur Kompensation von Boden kapazitive Strom wird industriell in Form von drei tschechischen erteilte Patente geschützt und gewährt zwei Gebrauchsmuster.

## **Keywords**

Erdschluss, Entschädigung, Netzteil, Phasenasymmetrie,  
Spannungszwischenkreisumrichters, Steuerung, Stromquelle, Wechselrichter

# Obsah

Seznam použitých symbolů a označení.....	13
1 Úvod.....	16
2 Současný stav ve zkoumané oblasti.....	17
2.1 Kompenzační zařízení.....	17
2.2 Kompenzační zařízení připojená k uzlu transformátoru.....	18
2.2 Kompenzační zařízení připojená k fázovým vodičům rozvodné soustavy.....	19
2.3 Kompenzace zbytkového činného proudu .....	20
2.4 Kompenzace fázové nesymetrie napětí.....	22
2.5 Kompenzace vyšších harmonických poruchového proudu.....	22
3 Cíle práce.....	24
4 Metodika řešení.....	25
5 Navržené řešení - kompenzace zemních poruchových proudů pomocí řízeného zdroje proudu připojeného do uzlu rozvodné soustavy.....	26
5.1 Výkonový obvod navrženého řízeného zdroje proudu.....	28
5.1.1 Náhradní schéma navrženého řízeného zdroje proudu.....	28
5.1.2 Náhradní schéma tlumivky připojené do uzlu transformátoru napájecí soustavy.....	32
5.1.3 Topologie filtru.....	33
5.1.4 Zapojení tlumivky a navrženého zdroje proudu.....	39
5.2 Návrh parametrů výkonového obvodu.....	40
5.2.1 Výpočet filtrační indukčnosti výkonového obvodu.....	40
5.2.2 Výpočet filtračního kondenzátoru LCL filtru.....	47
5.2.3 Výpočet kapacity kondenzátoru ve ss obvodě.....	49
5.2.4 Výpočet napětí ve ss obvodě.....	52
6. Algoritmy řízení a regulace.....	53
6.1 Synchronizační algoritmy.....	53
6.1.1 Diskrétní Fourierova transformace.....	53
6.1.2 Synchronizace založená na stojícím kartézském souřadném systému s generovanou virtuální imaginární složkou pomocí zpožďovacího bufferu o $T/4$ .....	56
6.2 Regulace harmonických veličin ve stojícím souřadném systému -Proporčně rezonanční regulátor.....	57
6.3 Algoritmy regulace navrženého řízeného zdroje proudu.....	62
6.3.1. Dopředný matematický model pro regulaci.....	63
6.3.2 Algoritmy regulace navrženého zdroje proudu založené na principu vektorového řízení v kartézských souřadnicích.....	65
6.3.3. Přímá regulace generovaného proudu sítě s využitím rezonančních regulátorů.....	69
6.3.4 Přímá regulace generovaného proudu sítě založená na dvou hodnotové regulaci	

.....	72
6.4 Navržená regulace - Algoritmy pro získávání požadované hodnoty generovaného proudu sítě.....	74
6.4.1 Umělé zemní spojení.....	75
6.4.2 Rezonanční metody.....	75
6.4.3 Metody proudové injeckáže.....	81
7 Simulace navrženého řízeného zdroje proudu.....	84
7.1 Parametry navrženého řízeného zdroje proudu.....	84
7.2 Simulace kompletních algoritmů regulace a řízení.....	85
7.2.1 Ustálené stavy.....	85
7.2.2 Přechodové stavy – skoková změna požadovaného proudu.....	88
7.2.3 Přechodové stavy – skoková změna napětí sítě.....	90
7.3 Simulace zdroje proudu plného výkonu.....	93
7.3.1 Ustálené stavy.....	93
7.3.2 Přechodové stavy – skoková změna požadovaného proudu.....	93
7.3.3 Přechodové stavy – plynulá změna požadovaného proudu.....	96
7.4 Dílčí závěr.....	98
8 Experimenty na postaveném laboratorním prototypu navrženého řízeného zdroje proudu	98
8.1 Technické parametry experimentu.....	99
8.2 Parametry navržených regulačních obvodů.....	99
8.3 Hlavní výsledky provedených experimentů.....	100
8.3.1 Vektorové řízení v kartézských souřadnicích.....	100
8.3.2 Přímé řízení proudu s PR regulátory.....	105
8.4 Dílčí závěr.....	115
9 Závěr.....	116
Použitá Literatura.....	118
Seznam autorových publikací.....	126

## Seznam použitých symbolů a označení

DFT	diskrétní Fourierova transformace
Dx	dioda
IGBT	bipolární tranzistor s izolovaným hradlem
IT	ideální transformátor
KS	kontakt stykače
LCL	indukčnost-kapacita-indukčnost
MT	měníčový transformátor
PI	proporčně integrační regulátor
PR	proporčně rezonanční regulátor
PWM	pulsně šířková modulace
R	rezonanční regulátor
ss	stejnoseměrný
THDi	celkové harmonické zkreslení proudu
TL	tlumivka
Tx	tranzistor
B <sub>x</sub>	susceptance
C	kapacita, kondenzátor
d, q	rotující souřadný systém
f <sub>PWM</sub>	spínací frekvence
G <sub>x</sub>	vodivost
i <sub>c</sub>	proud kondenzátorem ve stejnosměrném obvodu
i <sub>cσ</sub>	spojnice středních hodnot proudu i <sub>c</sub>
i <sub>f</sub>	proud filtračním kondenzátorem
i <sub>m</sub>	minimální proud
i <sub>M</sub>	maximální proudu
i <sub>v</sub>	generovaný proud na střídavé straně měniče
i <sub>w</sub>	požadovaný proud
i <sub>p</sub>	primární proud tlumivky/ transformátoru
i <sub>p0</sub>	primární proud naprázdno tlumivky/transformátoru
I <sub>pN</sub>	jmenovitý primární proud tlumivky/transformátoru
I/U <sub>res</sub>	rezonanční proud/napětí
i <sub>s</sub>	proud sítě
i/u <sub>xα</sub> , i/u <sub>xβ</sub>	proud/napětí ve stojícím souřadném systému

$i/u_{xd}, i/u_{xq}$	proud/napětí v rotujícím souřadném systému
$K_I$	integrační zesílení, $K_I = K_P / T_I$ , kde $T_I$ je časová konstanta regulátoru.
$K_P$	proporcionální zesílení
$K_R$	rezonanční zesílení
$L_f$	indukčnost filtrační tlumivky
$L_K$	celková filtrační indukčnost
$L_M$	magnetizační indukčnost tlumivky/transformátoru
$L_\sigma$	rozptylová indukčnost
$M$	hloubka modulace
$N_p$	počet závitů na primární straně tlumivky/transformátoru
$N_s$	počet závitů na sekundární straně tlumivky/transformátoru
$p$	převod vinutí tlumivky/transformátoru
$Q$	náboj
$R_f$	odpor vinutí filtrační tlumivky
$R_K$	odpor vinutí celkové filtrační tlumivky
$R_N$	předřadný rezistor
$R_\sigma$	odpor vinutí rozptylové tlumivky
$S_N$	jmenovitý zdánlivý výkon
$U$	napětí
$u_0$	napětí v uzlu soustavy (nulová složka)
$u_1, u_2, u_3$	fázová napětí rozvodné soustavy
$u_C, U_C$	okamžitá a střední hodnota napětí ve stejnosměrném obvodu
$u_f$	napětí na filtračním kondenzátoru
$u_k$	napětí nakrátko tlumivky/transformátoru
$u_P$	pomocné napájecí napětí
$U_{pN}$	jmenovité primární napětí tlumivky/transformátoru
$u_S$	napětí sítě
$U_{sN}$	jmenovité sekundární napětí tlumivky/transformátoru
$u_V$	generované napětí na střídavé straně měniče
$U_{V\_model}$	výsledný modulační signál celého modelu
$x$	elektrický úhel
$X_f$	reaktance filtrační indukčnosti
$Y_x$	admitance
$Y_N$	admitance nesymetrie sítě
$z$	poměrné zapnutí tranzistoru
$Z_K$	impedance celkové filtrační tlumivky
$Z_V$	podélná impedance filtru na straně měniče

$Z_P$	příčná impedance filtru
$Z_S$	podélná impedance filtru na straně sítě
$Z_{SITĚ}$	impedance sítě
$\alpha, \beta$	stojící souřadný systém
$\alpha_{i_{vw}}$	poloha vektoru požadovaného proudu
$\Delta i_V$	rozkmit proudu
$\Delta s$	poměrná část vedení proudu v intervalu $\Delta x$
$\Delta t$	perioda vzorkování
$\Delta U_C$	rozkmit napětí na kondenzátoru ve stejnosměrném obvodě
$\Delta x$	sledovaný interval el. Úhlu
$\theta_i$	fázový posuv proudu za napětím sítě
$\sigma_i$	poměrné zvlnění proudu
$\sigma_u$	poměrné zvlnění napětí
$\tau$	časová konstanta
$\varphi$	fázové zpoždění základních harmonických proudu za napětím
$\omega$	úhlový kmitočet
$\omega_0$	rezonanční úhlový kmitočet
$\vartheta_i, \vartheta_u$	poloha vektoru proudu/napětí sítě

# 1 Úvod

Tato práce se zaměřuje na využití polovodičového výkonového měniče v oblasti kompenzace poruchového proudu v místě jednofázové zemní poruchy rozvodné soustavy. Poruchový proud obsahuje činnou a kapacitní složku základní harmonické a vyšší řády harmonických. Poruchový proud je nutno kompenzovat, aby dotyková a kroková napětí v místě poruchy byla co nejmenší. Dobře vykompenzovaná rozvodná soustava může zůstat v provozu až do odstranění poruchy. Dodávka elektrické energie zůstává nepřerušena. Kompenzace kapacitních proudů se používá ve vysokonapěťových (vn) sítích 6 – 35kV. Výjimečně se kompenzují i sítě 110kV, a to především v Německu.

V současnosti využívané metody a zařízení pro kompenzaci zemních poruchových proudů jsou obvykle založeny na rezonančních metodách. Právě rezonanční princip, přesněji rezonance může způsobit v mezních respektive poruchových stavech velmi nebezpečná přepětí a nadproudy v rozvodné soustavě. Vážnou nevýhodou existujících zařízení kompenzujících zemní poruchové proudy je neschopnost eliminovat harmonické vyšších řádů poruchových proudů. V případě zemního spojení sice dochází k potlačení první harmonické zemního poruchového proudu, nicméně místem zemního spojení protékají i obvykle nezanedbatelné harmonické vyšších řádů zemního poruchového proudu.

Motivem této práce je vytvoření nového systému nebo zařízení na odstranění výše uvedených nevýhod stávajících zařízení pro kompenzaci zemních poruchových proudů. Zařízení navržené a zkoumané v této disertační práci je založeno na řízeném zdroji proudu, který je realizován pomocí výkonového polovodičového měniče.



## **2 Současný stav ve zkoumané oblasti**

Zemní spojení je spojení jedné fáze se zemním potenciálem v rozvodné soustavě, kde uzel sítě není přímo uzemněn. Zpravidla se jedná o sítě s izolovaným uzlem nebo sítě s uzlem neúčinně uzemněným. Velikost poruchového proudu je dána zejména velikostí zemního kapacitního proudu sítě. Zemní kapacitní proud sítě je určen druhem vedení (kabelové, vzdušné) a celkovou délkou tohoto vedení (parazitní kapacita vedení) napájeného z jednoho nebo více transformátorů. U rozsáhlých sítích může nabývat tento proud hodnot i několika stovek ampér (např. 800 – 1000 A).

U sítí s uzlem uzemněným přes zhášecí tlumivky dochází ke kompenzaci zemního kapacitního proudu. Místem zemního spojení protéká pouze zbytkový poruchový proud, který je převážně činného charakteru. Tento proud dosahuje hodnot pouze několika procent kapacitního proudu rozvodné soustavy. Díky kompenzaci zemního proudu je mnohem větší bezpečnost v místě zemní poruchy (malé dotykové a krokové napětí). V těchto sítích pak při jednofázové poruše není nutné vypínat vedení s jednofázovou poruchou a tuto síť je možné provozovat i dlouhou dobu se zemní poruchou.

Fázová nesymetrie napětí se vyskytuje v bezporuchovém stavu rozvodné soustavy. Tato nesymetrie je dána konfigurací vedení, kdy parazitní kapacity jednotlivých vodičů vůči zemi jsou různé. Pokud u kompenzované rozvodné soustavy naladíme zhášecí tlumivku do rezonance s kapacitou soustavy může se výrazně projevit vliv fázové nesymetrie napětí. Napětí v uzlu sítě může v některých případech dosahovat až 80% fázového napětí rozvodné soustavy.

### **2.1 Kompenzační zařízení**

Základním principem všech kompenzačních zařízení je vytvořit kompenzační proud, který působí proti poruchovému proudu a tím snižuje nebo úplně odstraňuje jeho negativní účinky na rozvodnou soustavu. Výše popsané poruchy zemního spojení a fázové nesymetrie napětí v rozvodné soustavě se projevují hlavně v nulové složce. Sousedná a zpětná složka se nezmění. Nulovou složku můžeme ovlivnit přímo v uzlu sítě nebo nepřímo přes fázové vodiče.

Kompenzační zařízení tak můžeme rozdělit do dvou základních skupin a to podle připojení k rozvodné soustavě:

Kompenzační zařízení připojená mezi uzel transformátoru a zemní potenciál

Kompenzační zařízení připojená mezi fázové vodiče rozvodné soustavy a zemní potenciál.

Dále můžeme kompenzační zařízení rozdělit podle účelu kompenzace:

Kompenzace kapacitního poruchového proudu základní harmonické

Kompenzace zbytkového (činného) poruchového proudu základní harmonické.

Kompenzace vyšších harmonických poruchového proudu.

Kompenzace fázové nesymetrie napětí

## **2.2 Kompenzační zařízení připojená k uzlu transformátoru**

Ke kompenzaci kapacitního poruchového proudu při zemním spojení začal v roce 1917 používat pan Petersen tlumivku (Petersenova cívka) připojenou mezi uzel transformátoru a zemní potenciál [1]. Principem kompenzace kapacitního poruchového proudu je vyladění indukčnosti zhášecí tlumivky na paralelní rezonanci s celkovou zemní kapacitou rozvodné soustavy. Zhášecí tlumivky mohou mít pevnou nebo proměnnou velikost indukčnosti. Změna indukčnosti je prováděna skokově přepínáním odboček hlavního vinutí v bez napětovém stavu nebo plynule změnou vzduchové mezery v magnetickém obvodu [2]. Dnes takovouto tlumivku vyrábí např. společnost EGE, spol. s r.o. jako zemní plynule laditelnou zhášecí tlumivku.

Pokud rozvodná soustava je provozovaná jako izolovaná tzn., že transformátor nemá vyvedený uzel, a požaduje se kompenzování poruchových proudů, musí se použít zařízení na vytvoření umělé nuly. Jedná se o tzv. „zemní transformátor“ nebo o využití „Bauchova transformátoru“. Do sekundárního vinutí Bauchova transformátoru se zapojí zemní zhášecí tlumivka. Společnost EGE spol. s r.o. rovněž vyrábí zemní transformátory. Jedním z produktů je tzv. „kombinovaná zhášecí tlumivka“, která v sobě integruje vlastní zhášecí tlumivku a zemní transformátor. [3].

Jiná provedení kompenzačního zařízení jsou založená na změně celkové reaktance. Zařízení obsahuje jednu pevnou tlumivku s pomocným vinutím. Do pomocného vinutí se připínají pomocné reaktance induktivního nebo kapacitního charakteru o různých velikostech. Jako spínače se používají kompenzační stykače nebo bezkontaktní antiparalelně zapojené tyristory. Celková reaktance kompenzačního zařízení je dána reaktancí pevné tlumivky a připnutými pomocnými reaktancemi. [4] – [7].

Další možností kompenzačního zařízení je sériové zapojení reaktancí induktivního charakteru do několika sekcí. Ke každé reaktanci je paralelně připojeno antiparalelní zapojení tyristorů. Sepnutím tyristorů vyřazujeme příslušnou sekci z celkové reaktance.[8].

U kompenzačních zařízení složených z jedné pevné reaktance induktivního charakteru v sérii s antiparalelním zapojením tyristorů, můžeme řídit úhel sepnutí tyristorů. Pomocí tohoto úhlu sepnutí řídíme velikost proudu reaktancí. Pak celková efektivní reaktance je funkcí úhlu sepnutí (pozn. pro první harmonickou proudu). Toto je základní princip tyristorem řízené reaktance. [9] – [13].

Poslední skupinou kompenzačních zařízení jsou zařízení, která využívají ke změně reaktance řízení magnetických toků. První skupinu tvoří zařízení se ss předmagnetizací tj. princip přesytek.[14] - [16]. Druhou skupinu tvoří zařízení, která ovlivňují hlavní střídavý magnetický tok řízením napětí nebo proudu z pomocného vinutí tlumivky. Zařízení jsou konstruována buď jako střídavý měnič napětí s využitím tyristorů [17], [18], a nebo jako jednofázový napěťový střídač s IGBT tranzistory [19] – [22].

Zařízení uvedené [23] není založeno na rezonančním principu kompenzace kapacitního proudu při jednofázové zemní poruše. Mezi nulový bod transformátoru a zemní potenciál je připojen napájecí transformátor. Do pomocného vinutí napájecího transformátoru je zapojen kompenzátor, který vhodně napájí napájecí transformátor. Kompenzátor se skládá ze dvou říditelně natáčivých transformátorů. Natáčivý transformátor je trojfázový a je tvořen asynchronním motorem s kroužkovou kotvou. Rotor motoru přitom musí mít možnost zafixování nastavitelné polohy. Principem této metody je dostat potenciál země na stejný potenciál jako je postižená fáze se zemním spojením. Pokud postižená fáze má stejný potenciál jako zem, tak mezi postiženou fází a zemí (místo zemní poruchy) nepoteče žádný proud. Kapacitní, ale i aktivní proud se budou uzavírat přes napájecí transformátor. Zařízení je napájeno z nezávislé sítě. Jako velmi pravděpodobné se jeví vlastní spotřeba rozvodny.

## ***2.2 Kompenzační zařízení připojená k fázovým vodičům rozvodné soustavy***

Omezenou či úplnou kompenzací poruchového kapacitního proudu můžeme také docílit tím, že přímo vykompenzuje fázové parazitní kapacity (proudy) rozvodné soustavy proti zemnímu potenciálu. Kompenzační zařízení se pak musí připojit mezi příslušné fázové vodiče a zemní

potenciál. Jako nejjednodušší varianta je použití tří zhášecích tlumivek. Každá tlumivka se naladí do paralelní rezonance s příslušnou parazitní kapacitou sítě.

Provedení těchto zařízení je opět různé. Společnost EGE spol. s r.o. Nabízí, jak odbočkové zemní tlumivky s přepínáním odboček pod napětím, tak i plynule laditelné zemní tlumivky. Tyto zemní tlumivky jsou umístěny ve společné nádobě a mají jedno společné řízení. To znamená, že nemohou ladit každou fázi zvlášť na přesnou hodnotu fázové reaktance, ale na její střední hodnotu. Vlivem kapacitních nesymetrií vedení pak při zemním spojení nedochází k totální kompenzaci poruchového kapacitního proudu, ale pouze k částečné. Velikost fázové kapacitní nesymetrie pak odpovídá zbytkovému proudu. Tento proud obecně může být kapacitní nebo induktivní, ale dokonce i činný. Charakter proudu závisí na rozložení fázové kapacitní nesymetrie a fáze ve které vzniklo zemní spojení. Pro úplnost dodávám, že stejný problém je i u kompenzačních zařízení připojených k uzlu transformátoru. Ty také ladí na střední hodnotu kapacitní reaktance sítě.

Existující systém kompenzace poruchového kapacitního proudu v [24] má zemní reaktance konstruovány jako fixní tlumivky se vzduchovou mezerou. Do pomocného vinutí tlumivky se připojují kondenzátorové baterie různého výkonu. Reaktance tlumivky je závislá na konkrétní kombinaci připojených kondenzátorových baterií. Ladění reaktance probíhá po diskrétních krocích, daných nejmenší kondenzátorovou baterií.

Kompenzační zařízení naladěné do rezonance s celkovou kapacitou rozvodné soustavy při vzniku zemního spojení kompenzuje poruchový kapacitní proud rozvodné soustavy základní harmonické. Do místa zemního spojení teče tzv. zbytkový proud, který je složen nejen z činného proudu základní harmonické, ale i z proudů vyšších harmonických. Činný proud základní harmonické je dán svody rozvodné soustavy, ztrátami v tlumivce a fázovou nesymetrií parazitních kapacit rozvodné soustavy. Proudů vyšších harmonických jsou jako důsledek nelineárního odběru zátěže. V následujících kapitolách se budeme zabývat zařízeními pro kompenzaci zbytkového činného proudu, kompenzaci fázové nesymetrie napětí a kompenzaci vyšších harmonických.

### ***2.3 Kompenzace zbytkového činného proudu***

Zařízení pro kompenzaci zbytkového činného proudu jsou založeny na dvou základních principech. První princip využívá připínání pasivních prvků k rozvodné soustavě. Druhý princip je založen na injektování proudu do pomocného vinutí zhášecí tlumivky.

Zařízení v [25] se skládá z jednofázového transformátoru, VN vypínače pro připojení transformátoru k jednomu fázovému vodiči rozvodné soustavy. Dále obsahuje kondenzátorovou baterii s několika stupni. Jednotlivé stupně kondenzátorové baterie můžeme připojit do sekundárního vinutí transformátoru nebo do pomocného vinutí zhášecí tlumivky. Před vznikem zemního spojení je jednofázový transformátor odpojen od fázových vodičů. Do pomocného vinutí zhášecí tlumivky je připojena část kondenzátorové baterie. Zhášecí tlumivka se naladí do rezonance s rozvodnou soustavu a připojenou částí kondenzátorové baterie. Při vzniku zemního spojení se připojí jednofázový transformátor k jednomu fázovému vodiči rozvodné soustavy, který není postižen zemním spojením. Dle směru točení systému se vybere následující fáze (je-li zemní spojení např. ve fázi 3, tak se jednofázový transformátor připojí do fáze 1). Do sekundárního vinutí VN transformátoru připojíme odpovídající kondenzátorovou baterii, která vyvolá zvýšení kapacitního proudu v příslušné fázi. V místě zemního spojení se částečně zvedne kapacitní složka zbytkového proudu a klesne činná složka zbytkového proudu. (pozn. pokud bychom baterii připojili do druhé fáze, tak se nám sice stejně zvedne kapacitní složka zbytkového proudu, ale činná složka zbytkového proudu stoupne). Toto zvednutí kapacitního proudu snížíme příslušným odepnutím stupně kondenzátorové baterie od pomocného vinutí zhášecí tlumivky.

Na obdobném principu pracují i zařízení uvedená v [24] a [26]. Zařízení v [26] se od zařízení [23] liší v tom, že pro kompenzaci kapacitního poruchového proudu využívá zhášecí tlumivku připojenou v uzlu rozvodné soustavy. Kompenzaci zbytkového proudu mají založenou na stejném principu. Mezi fázové vodiče a zemní potenciál jsou připojeny proměnné reaktance obecně induktivního nebo kapacitního charakteru. Při zemním spojení se s ohledem na směr točení a typu reaktance v jedné fázi reaktance zvětší a o stejný díl v druhé fázi zmenší. Tyto fáze nejsou postiženy zemní poruchou. Jsou-li jednotlivé kroky provedeny správně dochází ke kompenzaci zbytkového proudu.

Druhý způsob kompenzace zbytkového činného proudu je založen na principu injektování proudu do pomocného vinutí zhášecí tlumivky. Proud se generuje tak, aby působil přímo proti zbytkovému činnému proudu.

Zařízení popsané v [27] – [30] je složeno z výkonové části a řídicí jednotky. Výkonová část slouží ke generování proudu do pomocného vinutí zhášecí tlumivky. Řídicí jednotka sleduje admitanci v každém vývodu. Pokud dojde k jednofázové zemní poruše, tak se změní admitance právě postiženého vývodu. Zařízení se pomocí generovaného proudu snaží obnovit původní velikost admitance, která byla před poruchou. Tímto dochází k totální kompenzaci zbytkového poruchového proudu. Zařízení dále může sloužit k diagnostice sítě

[31] a lze ho zakoupit i s vlastní zhášecí tlumivkou [32]. Tlumivka je koncipovaná s pevnou velikostí indukčnosti s připínáním kondenzátorových baterií do pomocného vinutí. Hlavní i pomocné vinutí tlumivky je tvořeno kabelem navinutým na železném jádře.

Nevýhodou tohoto systému je velká spotřeba zařízení vyvolávající nutnost jeho napojení na vlastní spotřebu rozvodny.

## **2.4 Kompenzace fázové nesymetrie napětí**

Fázová nesymetrie napětí je způsobená fázovou nesymetrií parazitních kapacit vedení. Každý vodič má dle uspořádání vedení různou kapacitu vůči zemnímu potenciálu. V rozvodných soustavách s izolovaným uzlem a nebo nepřímo uzemněným uzlem přes rezistor se fázová nesymetrie neprojevuje. Naproti tomu v rozvodné soustavě s nepřímo uzemněným uzlem přes zhášecí tlumivku, která je vyladěná do rezonance s celkovou kapacitou rozvodné soustavy, má fázová nesymetrie napětí nezanedbatelný vliv. V některých případech se pohybuje přes 20% fázového napětí, a to je už srovnatelné s hranicí identifikace zemního spojení. Vzhledem k tomu, že fázová nesymetrie je způsobená rezonančním vyladěním obvodu zhášecí tlumivky a sítě, můžeme pouhým rozladěním zhášecí tlumivky výrazně snížit fázovou nesymetrii napětí. Pořád musíme mít na paměti, že rozladěním zhášecí tlumivky zvyšujeme zbytkový poruchový proud, a to o složku odpovídající právě rozladění zhášecí tlumivky. Dalším způsobem omezení fázové nesymetrie je zatlumení rezonančního obvodu. Toto zatlumení fázové nesymetrie rozvodné soustavy se provádí nepřímo, a to zapojením tzv. zatlumovacího rezistoru do pomocného vinutí zhášecí tlumivky. Nutno podotknout, že při vzniku jednofázové zemní poruchy připojený rezistor zvyšuje činnou složku poruchového proudu. Zatlumovací rezistor není dimenzován na trvalý provoz při jednofázové zemní poruše, a proto je nutno jej odepínat.

Vyrovnaní fázové nesymetrie napětí se provádí také přímo, a to vyrovnaním fázových kapacitních nesymetrií zapojením proměnné zemní reaktance induktivního nebo kapacitního charakteru mezi každou fází rozvodné soustavy a místem se zemním potenciálem. Zařízení [24] a [26] z předchozí kapitoly umožňují v bezporuchovém stavu rozvodné soustavy kompenzovat i fázovou nesymetrii napětí.

## **2.5 Kompenzace vyšších harmonických poruchového proudu**

Kompenzace vyšších harmonických poruchového proudu se podle [33] provádí dvěma způsoby. První způsob je založen na použití pasivního filtru (viz. 1 a 2) a druhý způsob je založen na aktivním filtru (viz. 3 a 4):

1. Pasivní rezonanční zádrž v uzlu transformátoru
2. Jednofázový pasivní filtr připojený k trojfázové soustavě
3. Aktivní filtr v uzlu transformátoru
4. Pětifázový aktivní filtr

Pasivní filtr můžeme připojit mezi nulový bod transformátoru a zemní potenciál. Filtr musíme vždy naladit na konkrétní konfiguraci rozvodné soustavy. Toto uspořádání je nevýhodné, protože filtr se musí přeladovat se změnou kapacity rozvodné soustavy [33]. Jako výhodnější se jeví připojit pasivní filtr mezi fázi postiženou zemním spojením a zemní potenciál. Tento filtr je složen z pevných kondenzátorů a tlumivek naladěných na konkrétní harmonickou složku. Filtr je paralelně připojený k místu se zemním spojením. Úkolem filtru je odsávání daných harmonických složek z místa se zemní poruchou [34] - [36].

Druhý způsob je založen na připojení aktivního filtru do pomocného vinutí zhášecí tlumivky, tj. do nulového bodu transformátoru. Aktivní filtr generuje vyšší harmonické (především 3, 5 a 7 harmonickou) přímo do nulové složky rozvodné soustavy a tím kompenzuje vyšší harmonické zbytkového poruchového proudu. Různé typy, zapojení a řízení aktivních filtrů je popsáno v [37].- [44].

Pětifázový aktivní filtr [45] se skládá ze dvou aktivních filtrů a to z klasického třífázového aktivního filtru a jednofázového aktivního filtru. Filtry jsou spolu propojeny přes ss obvod. Třífázový aktivní filtr je připojen pouze k fázovým vodičům rozvodné soustavy a to ho předurčuje pouze pro kompenzaci vyšších harmonický na straně zátěže. Jednofázový aktivní filtr je připojen do pomocného vinutí zhášecí tlumivky, tj. do uzlu transformátoru. Funkce a účel filtru je stejný jako v předchozím odstavci.

### 3 Cíle práce

Hlavním úkolem této disertační práce je vytvoření nového zařízení pro kompenzaci zemních poruchových proudů v izolovaných a neúčinně uzemněných rozvodných soustavách využívající nejnovější poznatky a technologie z oblasti výkonové elektroniky, které bude schopno co možná nejlépe odstraňovat nevýhody současných řešení popsaných podrobně v kapitole 2 a zároveň bude schopno zastávat co nejvíce možných funkcí v bezporuchovém stavu i při poruchových či přechodových stavech v rozvodné soustavě.

Pro tuto práci byly stanoveny následující dílčí cíle:

- návrh optimální topologie výkonového obvodu řízeného zdroje proudu, který je připojen k uzlu rozvodné soustavy a slouží pro kompenzaci poruchového proudu při zemní poruše,
- návrh algoritmů řízení a regulace řízeného zdroje proudu pro kompenzaci základní harmonické kapacitní složky poruchového proudu,
- návrh algoritmů pro získání požadované hodnoty proudu generovaného navrženým řízeným zdrojem proudu,
- zpracování podkladů pro stavbu prototypu zařízení,
- simulace navrženého řešení a analýza chování nového zařízení v ustálených a vybraných přechodových stavech,
- detailní experimentální ověření navrženého zařízení na postaveném laboratorním prototypu.



## 4 Metodika řešení

Metodika řešení této disertační práce sestává celkem z 9. kapitol. Kapitola první definuje motivaci pro vznik této práce. Ve druhé kapitole je detailně analyzován současný stav poznání ve zkoumané problematice a jsou formulovány hlavní problémy z hlediska současného stavu techniky v dané oblasti. Na základě této detailní analýzy současného stavu byly stanoveny ve třetí kapitole cíle této disertační práce.

Vlastní řešení započíná kapitolou pátou, která se zabývá detailním popisem zkoumané topologie výkonového obvodu navrženého řízeného zdroje proudu určeného pro kompenzaci zemních poruchových proudů při zemním spojení. Jsou zde uvedeny dílčí komponenty výkonového obvodu měniče a parametry jednotlivých částí navrženého laboratorního prototypu řízeného zdroje proudu.

Kapitola šestá se zabývá detailním návrhem algoritmů řízení a regulace řízeného zdroje proudu, a to především ve dvou hlavních variantách: (i) řízení vycházející z analogie s vektorovým řízením v kartézských souřadnicích v rotujícím souřadném systému svázaném s vektorem napětí sítě, (ii) řízení generovaného proudu ve stojícím souřadném systému s využitím proporcčně-rezonančního regulátoru. Dále jsou zde popsány nadřazené algoritmy diagnostiky a sledování rozvodné soustavy se zaměřením především na stanovení velikosti a fáze kompenzačního proudu - zadání požadované hodnoty proudu do regulační struktury řízeného zdroje proudu.

Kapitola sedmá detailně analyzuje chování navrženého zařízení v ustálených a vybraných přechodových stavech pomocí simulací matematického modelu systému.

Kapitola osmá popisuje na postaveném laboratorním prototypu řízeného zdroje proudu rozsáhlou experimentální studii dokládající teoretické závěry a předpoklady o chování navrženého zařízení

V poslední kapitole jsou shrnuty veškeré důležité výsledky práce, zdůrazněn hlavní přínos a jsou zde provedeny úvahy ohledně směru dalšího výzkumu.

Navržené zařízení pro kompenzaci zemních poruchových proudů, uvedené v této disertační práci, je průmyslově chráněno v podobě třech udělených českých patentů a dvou udělených užitečných vzorů.

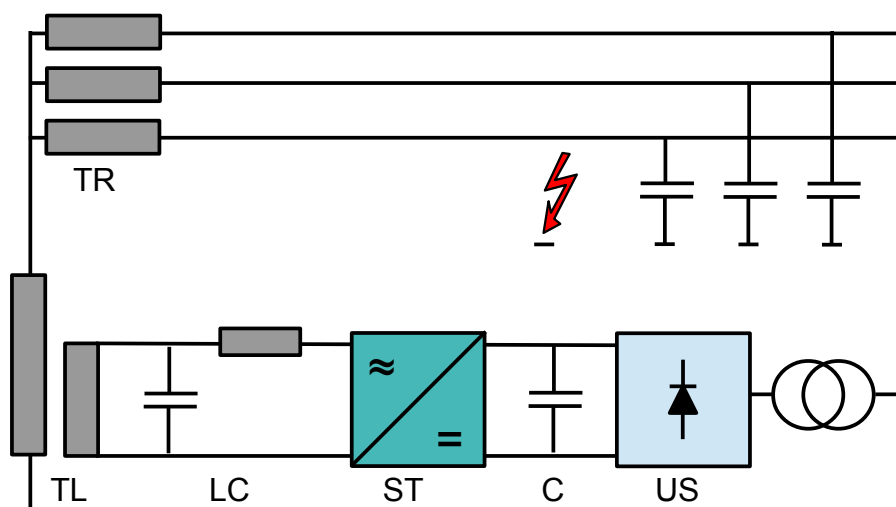
## 5 Navržené řešení - kompenzace zemních poruchových proudů pomocí řízeného zdroje proudu připojeného do uzlu rozvodné soustavy

Navržené řešení vychází z použití řízeného zdroje proudu. Patentově jsou úspěšně chráněny dvě topologie:

- připojení kompenzačního zařízení k uzlu transformátoru [46] a
- připojení kompenzačního zařízení k fázovým vodičům rozvodné soustavy [47].

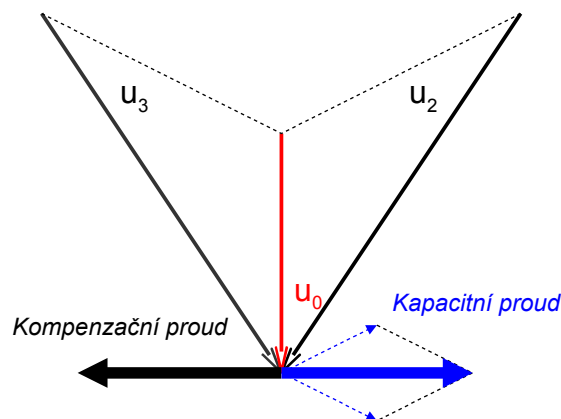
V rámci této disertační práce se budu detailně zabývat novým zařízením, kdy řízený zdroj proudu realizovaný pomocí výkonového polovodičového měniče je připojen mezi uzel rozvodné soustavy a bod se zemním potenciálem.

Na *obr. 5.1* jsou znázorněny důležité komponenty řízeného zdroje proudu. Aktivní část řízeného zdroje proudu je realizována pomocí výkonového polovodičového měniče *ST*. Nabití kondenzátoru *C* v ss obvodu měniče zajišťuje diodový usměrňovač *US* z nezávislého zdroje napětí. Střídavá část měniče je přes LC filtr připojena do pomocného vinutí vysokonapěťové tlumivky *TL*. Tlumivka je připojena mezi uzel transformátoru *TR* a zemní potenciál. Řízený zdroj proudu je plynule laditelný a umožňuje generovat prakticky libovolnou křivku proudu. Obecně je možné u řízeného zdroje proudu volit nejen velikost amplitudy základní harmonické, ale i harmonických vyšších řádů. Dále je možné volit fázový posun pro každou harmonickou složku zvlášť. Řízený zdroj působí přímo, pomocí kompenzačního proudu, proti zemnímu poruchovému proudu v místě zemního spojení.



Obr. 5.1 Komponenty řízeného zdroje proudu

Při zemní poruše je zadáván požadovaný proud, změřený kapacitní proud v bezporuchovém stavu, který slouží jako zadání proudové regulační smyčky polovodičového měniče. Proud generovaný měničem s regulační smyčkou proudu má stejnou velikost amplitudy jako poruchový kapacitní proud, ovšem s obrácenou fází (viz. obr. 5.2). Regulátor proudu zajistí nastavení požadovaného proudu na střídavých svorkách měniče, čímž dochází v případě kompenzace kapacitních poruchových proudů k jejich eliminaci. Obdobně pracuje řízený zdroj proudu i v případě kompenzace harmonických vyšších řádů poruchového proudu s tím, že eliminovány jsou vybrané harmonické složky, a to především 5., 7., 11., a 13. harmonická.



Obr. 5.2 Fázorový diagram popisující způsob kompenzace kapacitního proudu

V bezporuchovém stavu lze pomocí navrženého řízeného zdroje proudu (viz obr. 5.1) vyrovnávat fázovou nesymetrii napětí rozvodné soustavy, která je způsobena fázovou nesymetrií parazitních kapacit vedení. Každý vodič má dle uspořádání vedení různou kapacitu vůči zemnímu potenciálu. V rozvodné soustavě vzniká nulová složka napětí a proudu. Nulovou složku proudu můžeme kompenzovat tak, že nastavíme proud řízeného zdroje proudu na stejnou velikost amplitudy nulového proudu a úhel o  $180^\circ$  otočíme obdobně jako při kompenzaci poruchového kapacitního proudu.

Obdobnou funkcionalitu navrženého zařízení pro kompenzaci zemních poruchových proudů lze dosáhnout i použitím řízeného zdroje proudu zapojeného k fázovým vodičům rozvodné soustavy a zemnímu potenciálu - detailně viz [47]. Řízený zdroj proudu zapojený mezi každou fází a zemní potenciál může být realizován pomocí jednofázových výkonových měničů nebo může být též realizován pomocí vícefázového měniče.

Výkonový polovodičový měnič (řízený zdroj proudu) může být napěťový střídač, proudový střídač nebo nepřímý frekvenční měnič. Za určitých podmínek může úlohu řízeného zdroje

proudu plnit např. napěťový pulzní usměrňovač, proudový pulzní usměrňovač, přímý frekvenční měnič, maticový měnič nebo jiný druh měniče.

Výkonový polovodičový měnič může být připojen do rozvodné soustavy přes měničový transformátor nebo přes pomocné vinutí tlumivky. Výkonový polovodičový měnič lze připojit k rozvodné soustavě i přímo přes sériově řazenou tlumivku. U měničů charakteru proudového střídače je nutno doplnit kondenzátor na střídavé svorky měniče. Měniče musí být doplněny o regulační smyčku proudu. Je zřejmé, že řada uvedených konkrétních prvků, tvořících navržený řízený zdroj proudu, není uzavřena, ale může být z hlediska výkonového obvodu zařízení resp. měniče různě modifikována či doplňována dle potřeby konkrétní aplikace.

Jako nejvýhodnější při současném stavu techniky se jeví použití řízeného zdroje proudu v podobě napěťového střídače nebo nepřímého frekvenčního měniče s napěťovým střídačem připojeného do rozvodné soustavy přes pomocné vinutí tlumivky, jak je uvedeno a vysvětleno na *obr. 5.1* právě tato varianta bude detailně popsána v této disertační práci.

## **5.1 Výkonový obvod navrženého řízeného zdroje proudu**

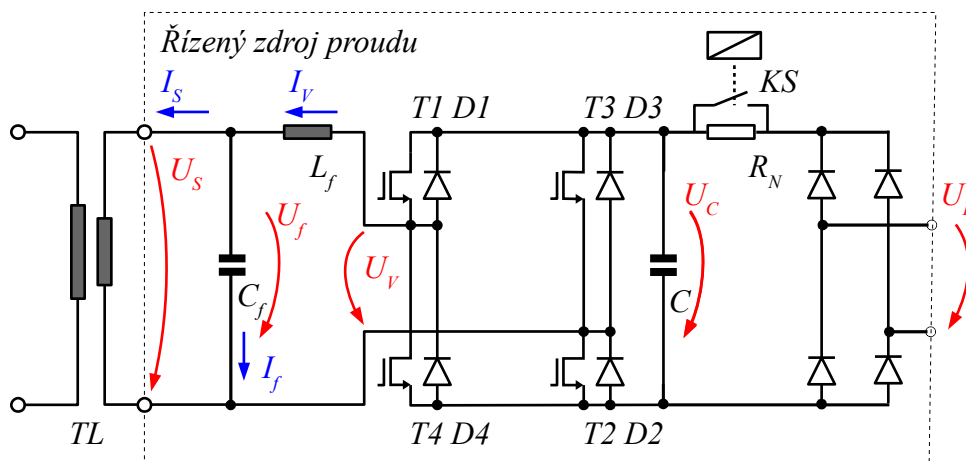
V kapitole 3 je definován základní požadavek kompenzace kapacitní složky poruchového proudu základní harmonické. Tohoto požadavku lze dosáhnout pomocí výkonového polovodičového měniče v podobě napěťového střídače. Při realizaci tohoto řešení mohou být eliminovány některé harmonické vyšších řádů. Jestliže bude požadována i kompenzace činné složky poruchového proudu, musí se zajistit dodávání energie do ss obvodu střídače a to např. použitím vstupního usměrňovače, který je na *obr. 5.1* použit především pro přednabití ss obvodu střídače. Pro kompenzaci kapacitního poruchového proudu tedy vystačíme pouze s napěťovým střídačem bez nutnosti jeho aktivního napájení na jeho ss straně. V případě požadavku na kompenzaci i činné složky poruchového proudu musíme použít např. nepřímý frekvenční měnič, jak bylo naznačeno výše, a zajistit aktivní napájení zařízení.

### **5.1.1 Náhradní schéma navrženého řízeného zdroje proudu**

Na *obr. 5.3* je znázorněno obvodové schéma proudového zdroje, kde je výstupní proud měniče označen  $i_v$ . Řízený proudový zdroj se skládá z jednofázového napěťového střídače s IGBT tranzistory a výstupního LC filtru, který spolu s rozptylovou indukčností tlumivky tvoří filtr typu LCL. Filtr LCL významně snižuje harmonické zkreslení generovaného proudu.

Stejnoseměrná strana měniče je připojena k diodovému usměrňovači. Po přivedení pomocného napětí  $u_P$  se přes přednabíjecí rezistor  $R_N$  a diodový usměrňovač nabije kondenzátor  $C$ . Toto napětí nám definuje minimální napětí na kondenzátoru. Po nabití kondenzátoru se rezistor  $R_N$  přemostí kontakty silového stykače  $KS$ . Napěťový střídač je připraven k činnosti. Napětí kondenzátoru  $U_C$  bude rovno maximální hodnotě přivedeného pomocného napětí

$$U_C = \sqrt{2} \cdot U_P \quad (5.1)$$



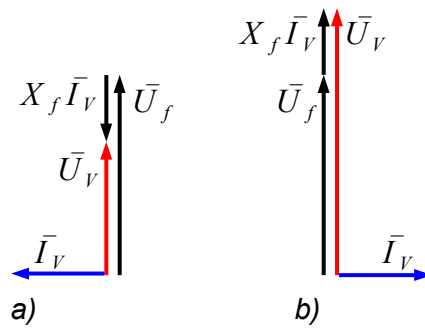
Obr. 5.3 Náhradní schéma řízeného zdroje proudu připojeného přes pomocné vinutí tlumivky k rozvodné soustavě

Pro střídavou stranu měniče platí rovnice:

$$\bar{U}_V = \bar{U}_f + j\omega L_f \cdot \bar{I}_V \quad (5.2)$$

kde  $\bar{U}_V$  je fázor první harmonické napětí  $u_V$  generovaného napěťovým střídačem. Napětí  $u_V$  je pulzního charakteru a je závislé na typu řízení PWM ev. dvouhodnotovém řízení. Pulzy  $u_V$  nabývají hodnot  $-U_C$ ,  $0$  a  $+U_C$ .

Je-li generovaný proud  $I_V$  kapacitního charakteru, lze podle rovnice (5.2) nakreslit fázorový diagram (obr. 5.4a). Je-li generovaný proud  $I_V$  induktivního charakteru, lze podle téže rovnice (5.2) nakreslit fázorový diagram (obr. 5.4b).



Obr. 5.4 – Fázorový diagram

a) kapacitní charakter proudu

b) induktivní charakter proudu

Z diagramů je patrné, že generované napětí střídače  $U_V$  při zanedbání parazitního odporu tlumivky je ve fázi s napětím  $U_f$ . Účinník  $\cos \varphi \rightarrow 0$  je blízký nule.

Pokud je generovaný proud  $I_V$  induktivního charakteru, generované napětí  $U_V$  musí být větší než napětí na filtračním kondenzátoru  $C_f$  o úbytek napětí na filtrační indukčnosti  $L_f$ . Obdobně je-li generovaný proud  $I_V$  kapacitního charakteru, generované napětí  $U_V$  je menší o úbytek napětí na filtrační indukčnosti  $L_f$ .

### Pracovní taktý měniče

Při intervalu nulového vedení jsou sepnuty tranzistory  $T1$  a  $T3$  nebo tranzistory  $T2$  a  $T4$ , a pulzní napětí  $u_V$  generované napěťovým střídačem je rovno nule. Situace je zachycena na obr. 5.5a, b (sepnutí prvků  $T1, T3$  nebo  $T2, T4$ ).

Pro náhradní schéma měniče při nulovém vedení platí rovnice:

$$u_f = -L_f \frac{di_V}{dt} \quad (5.3)$$

Z rovnice (5.3) plyne, že velikost proudu v tomto intervalu nulového vedení klesá a jeho derivace je záporná pro kladnou půlvlnu resp. kladná pro zápornou půlvlnu a má velikost

$$\frac{di_V}{dt} = -\frac{u_f}{L_f} \quad (5.4)$$

Energie ze střídavé strany (ze zdroje) je v tomto taktu akumulována ve filtrační indukčnosti  $L_f$ .

Pro sepnuté tranzistory  $T1$  a  $T2$  můžeme nakreslit náhradní zapojení zobrazené na *obr. 5.5c*. Tento takt je využíván při kladné polaritě střídavého napětí  $u_f$ .

Pro tento stav můžeme odvodit následující rovnici

$$u_f = -L_f \frac{di_V}{dt} + u_C \quad (5.5)$$

a pro derivaci proudu dostáváme

$$\frac{di_V}{dt} = \frac{u_C - u_f}{L_f} \quad (5.6)$$

Pokud generovaný proud  $i_V$  je záporný, nabíjí se přes diody  $D1$  a  $D2$  kondenzátor  $C$ . Pro kladnou hodnotu proudu  $i_V$  se kondenzátor vybíjí přes tranzistory  $T1$  a  $T2$ .

Pro zápornou polaritu střídavého napětí  $u_f$  jsou při aktivním taktu (vedení do zátěže) sepnuté tranzistory  $T3$  a  $T4$ . Náhradní schéma měniče pro tento takt je na *obr. 5.5d*.

Pro zapojení na *obr. 5.5d* můžeme odvodit tuto rovnici

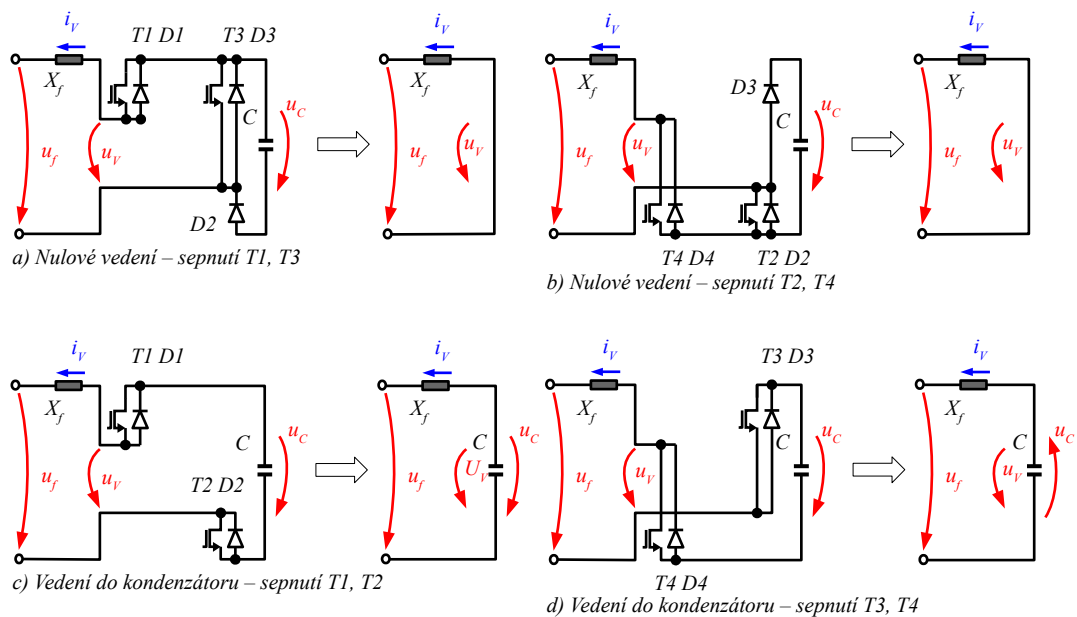
$$u_f = -L_f \frac{di_V}{dt} - u_C \quad (5.7)$$

a pro derivaci proudu dostáváme

$$\frac{di_V}{dt} = -\frac{u_f + u_C}{L_f} \quad (5.8)$$

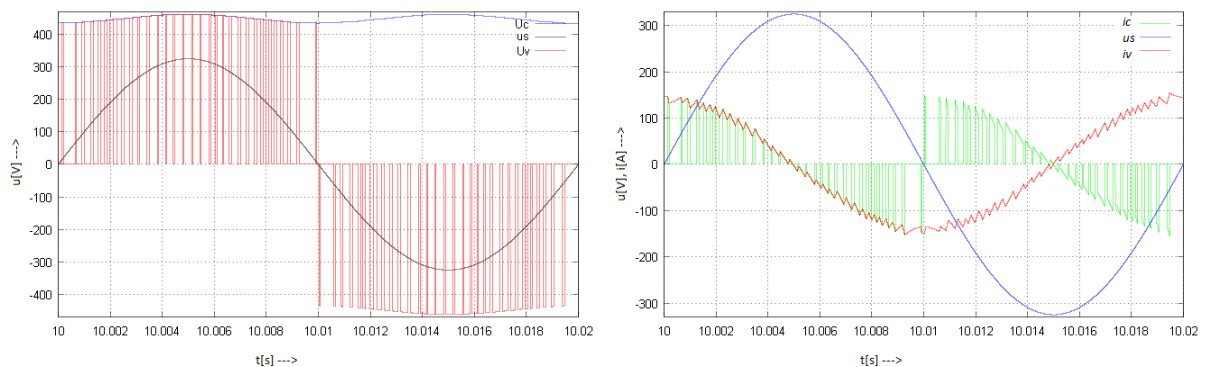
Obdobně jako u kladné polarity střídavého napětí  $u_f$  se kondenzátor nabíjí a vybíjí podle polarity řízeného proudu  $i_V$ . Kladná polarita proudu nabíjí kondenzátor  $C$  přes diody  $D3$  a  $D4$ , a záporná polarita proudu vybíjí kondenzátor  $C$  přes tranzistory  $T3$  a  $T4$ .

Není-li připojen pomocný diodový usměrňovač pak napětí kondenzátoru  $u_C$  kmitá kolem střední hodnoty  $U_C$  dvojnásobnou frekvencí oproti střídavému napájecímu napětí. Velikost rozkmitu napětí na kondenzátoru je dáno velikostí kapacity kondenzátoru  $C$  a velikostí generovaného proudu  $i_V$ . Podrobněji v kapitole 5.2.3 *Výpočet kapacity kondenzátoru ve ss obvodě*.



Obr. 5.5 – Kombinace spínání, náhradní schéma měniče v jednotlivých pracovních takttech

Na následujících obrázcích jsou znázorněny typické časové průběhy veličin  $u_v$ ,  $u_c$ ,  $u_s$ ,  $i_v$  a  $i_c$ :

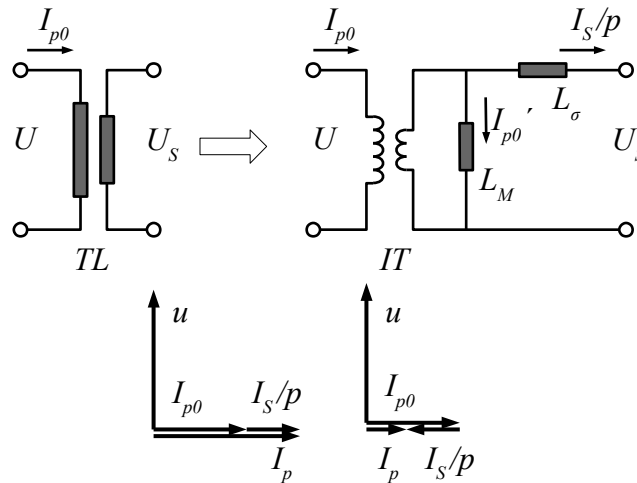


Obr. 5.6 – Typické časové průběhy veličin  $u_v$ ,  $u_c$ ,  $u_s$ ,  $i_v$ ,  $i_c$

### 5.1.2 Náhradní schéma tlumivky připojené do uzlu transformátoru napájecí soustavy

Tlumivka je konstrukčně řešená jako fixní se vzduchovou mezerou a s pomocným vinutím. Pomocné vinutí slouží k přizpůsobení napěťové vn hladiny k pracovnímu napětí napěťového střídače. Náhradní schéma tlumivky přepočteme na sekundární stranu pomocného vinutí a pro jednoduchost zanedbáme činné odpory. Model tlumivky  $TL$  sestavíme z ideálního transformátoru  $IT$ , indukčnosti  $L_M$  a rozptylové indukčnosti  $L_\sigma$ . Indukčnost  $L_M$  je zapojená do sekundárního vinutí ideálního transformátoru a představuje magnetizační indukčnost tlumivky. Indukčnost  $L_\sigma$  představuje rozptylovou indukčnost tlumivky. Viz obr. 5.7





Obr. 5.7 – Náhradní schéma tlumivky a fázorový diagram

Převod  $p$  ideálního transformátoru je dán vztahem (5.9).

$$p = \frac{N_p}{N_s} = \frac{U_{pN}}{U_{sN}} = \frac{I_{sN}}{I_{pN}} \quad (5.9)$$

Magnetizační indukčnost tlumivky  $L_M$  přepočtenou na sekundární stranu získáme z jmenovité hodnoty napětí a proudu naprázdno tlumivky:

$$L_M = \frac{U_{pN}}{p^2 \omega I_{p0}} \quad (5.10)$$

Rozptylová indukčnost tlumivky  $L_\sigma$  přepočtená na sekundární stranu se získá z napětí nakrátko:

$$L_\sigma = \frac{u_k}{100} \cdot \frac{U_{sN}^2}{\omega S_N} \quad (5.11)$$

### 5.1.3 Topologie filtru

Hlavním úkolem filtru je odstranění rozkmitu generovaného proudu, který je způsoben spínáním IGBT tranzistorů. Jedná se o spínací frekvenci. Pokud je pro řízení použita pulzní šířková modulace je situace jednoduchá, protože spínací frekvence je konstantní, v našem případě 10 kHz. Odlišná situace nastává u dvouhodnotové regulace proudu. Zde je totiž

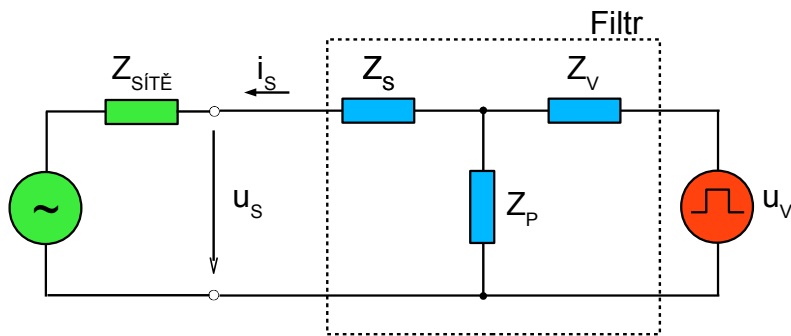
proměnná spínací frekvence. V této kapitole si představíme tři topologie filtrů. Filtr je vždy zapojen mezi síť a výkonový měnič. Obecné zapojení filtru je znázorněno na *obr.5.8*.

$Z_V$  – znázorňuje podélnou impedanci na straně výkonového měniče,

$Z_S$  – znázorňuje podélnou impedanci na straně sítě,

$Z_P$  – znázorňuje příčnou impedanci filtru a

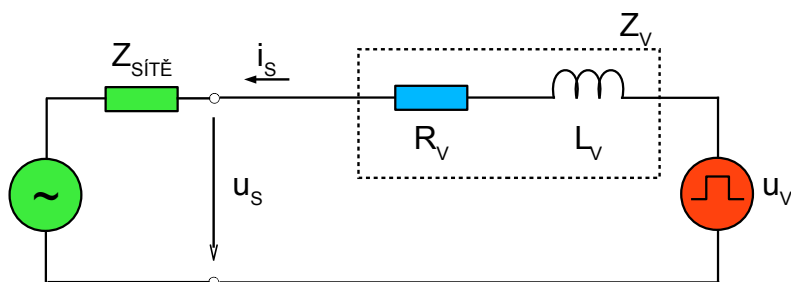
$Z_{SÍŤĚ}$  – představuje zkratovou impedanci sítě.



*Obr.5.8 – Obecné zapojení filtru k rozvodné soustavě*

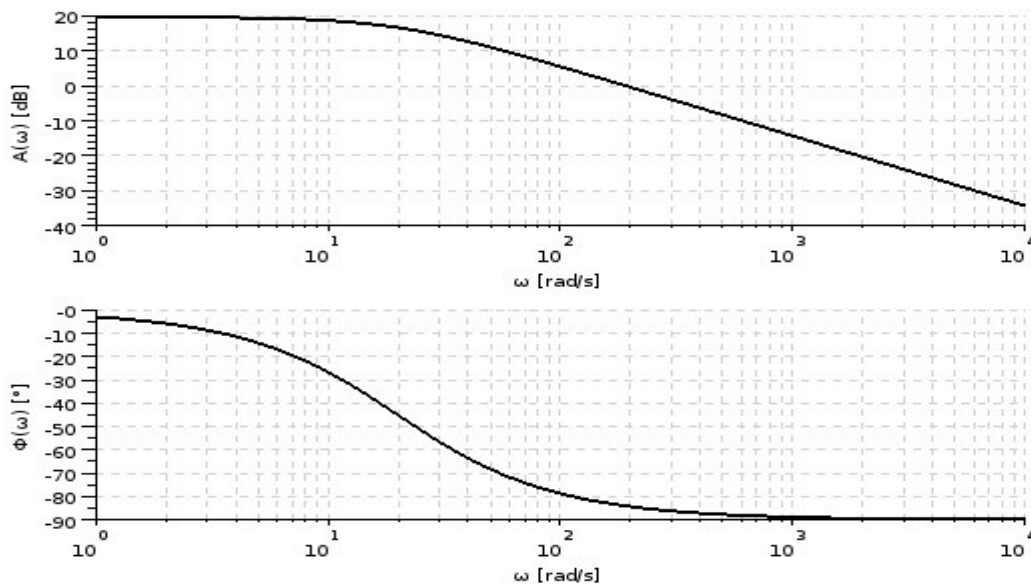
### 5.1.3.1 Filtr typu L

U filtru typu L nám podélnou impedanci na straně měniče  $Z_V$  představuje indukivní reaktance tlumivky, podélná impedance  $Z_S$  je nulová a příčná impedance je nekonečná. V podstatě jde o sériové zapojení indukčnosti, měniče a sítě jak ukazuje *obr.5.9*.



*Obr.5.9 – Obecné zapojení filtru typu L*

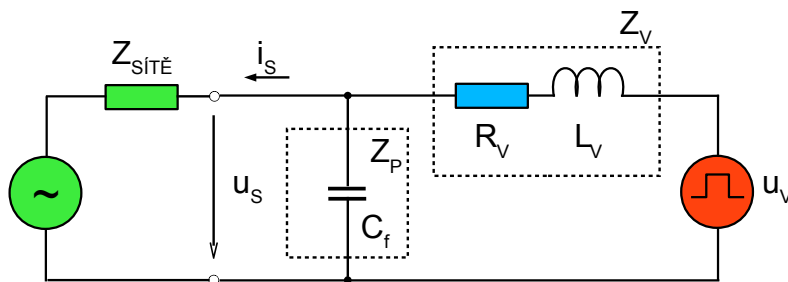
Jednou z nevýhod této topologie je špatná filtrační schopnost filtru, jak je vidět z frekvenční a fázové charakteristiky na *obr.5.10*. Pro větší útlum je třeba použít větší velikost indukčnosti tlumivky, což vede k většímu úbytku napětí, vyšší ceně a vyšším ztrátám ve filtru.



Obr.5.10 – Frekvenční a fázová charakteristika filtru typu L

### 5.1.3.2 Filtr typu LC

V této konfiguraci je podélná impedance na straně měniče  $Z_V$  tvořena induktivní reaktancí tlumivky, podélná impedance  $Z_S$  je nulová a příčná impedance  $Z_P$  je tvořena kapacitní reaktancí kondenzátoru. Filtr je tvořen indukčností v sérii s měničem a kapacitou paralelně k síti. Situace je zachycená na obr.5.11.



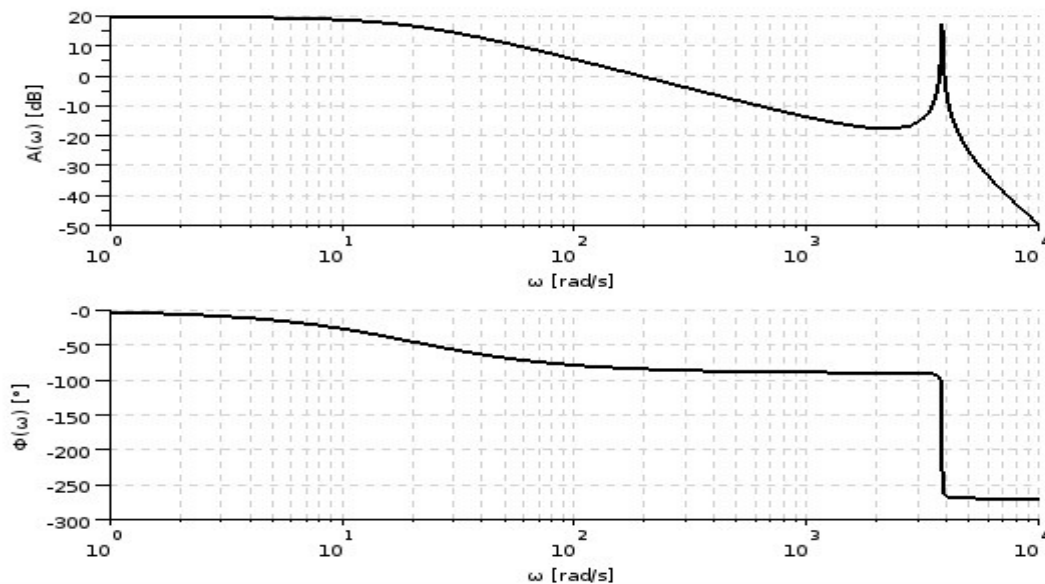
Obr.5.11 – Obecné zapojení filtru typu LC

Při použití této paralelní kapacity může být indukčnost filtru snížena, čímž dochází ke snížení nákladů a ztrát při stejném filtračním účinku. Pokud bude kapacita příliš velká může docházet k negativním vlivům na síť např. odebraný velký kapacitní proud ze sítě, stahování vyšších harmonických ze sítě, čímž může docházet k přehřívání kondenzátoru a nebo nežádoucím rezonancím s rozvodnou soustavou.

Frekvenční a fázová charakteristika je zobrazena na obr.5.12.

Pro rezonanční kmitočet dostáváme následující vztah:

$$f_{REZ} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_V + L_{SÍŤĚ}}{L_V L_{SÍŤĚ} C_f}} \quad (5.12)$$

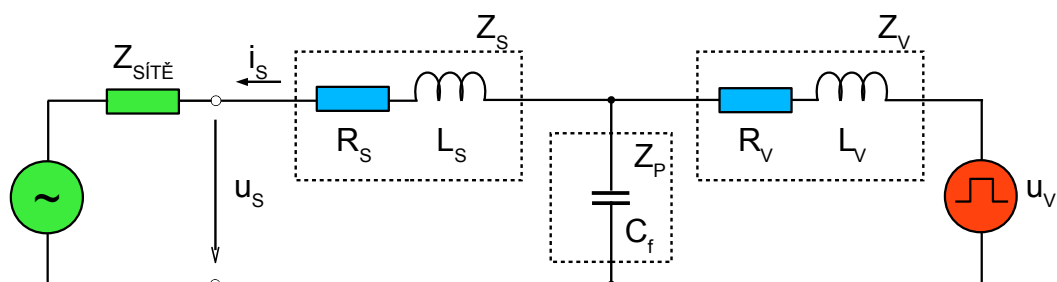


Obr.5.12 – Frekvenční a fázová charakteristika filtru typu LC

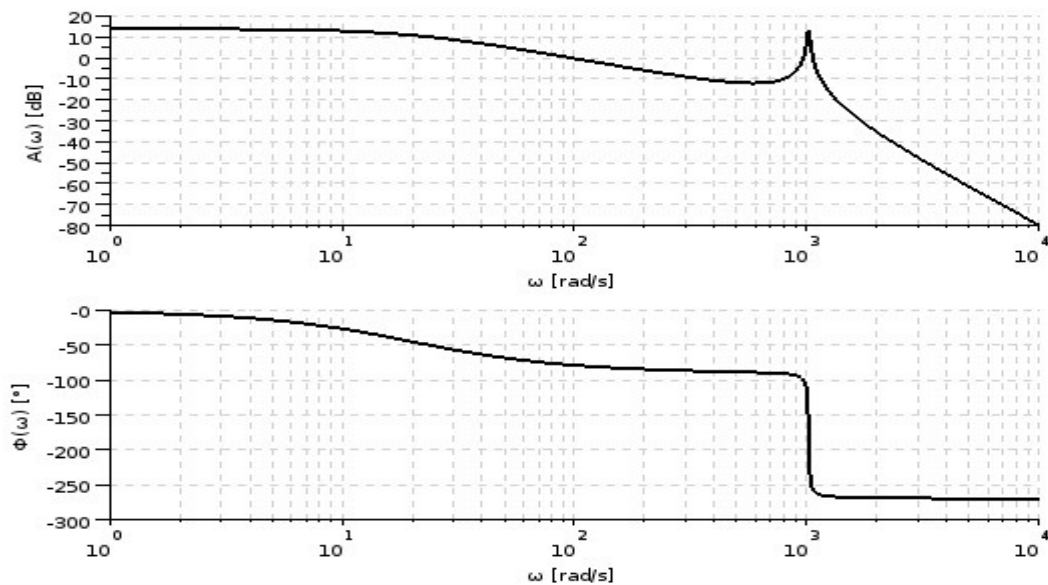
### 5.1.3.3 Filtr typu LCL

Konfigurace filtru typu LCL na rozdíl od LC filtru má navíc podélnou impedanci  $Z_s$  tvořenou indukční reaktancí tlumivky. Stejně jako v případě filtru typu LC zvětšení velikosti kapacity vede k snížení nákladů a hmotnosti filtru.

Filtr typu LCL přináší výhodu menší závislosti filtru na síťových parametrech a nižšího zvlnění. Topologie filtru a jeho frekvenční a fázová charakteristika jsou zachyceny na obr.5.13 a obr.5.14.



Obr.5.13 – Obecné zapojení filtru typu LCL



Obr.5.14 – Frekvenční a fázová charakteristika filtru typu LCL

Vztah pro rezonanční kmitočet se nám oproti LC filtru změní na:

$$f_{REZ} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_V + L_S + L_{SITĚ}}{L_V(L_S + L_{SITĚ})C_f}} \quad (5.13)$$

#### 5.1.3.4 Frekvenční přenos LCL filtru

Na obr.5.15 je konečné schéma zapojení LCL filtru. Aplikací prvního a druhého Kirchhoffova zákona obdržíme následující rovnice:

$$i_V = i_S + i_f \quad (5.14)$$

$$u_V = R_V i_V + L_V \frac{di_V}{dt} + u_f \quad (5.15)$$

$$u_f = R_S i_S + L_S \frac{di_S}{dt} + u_S \quad (5.16)$$

$$u_f = \frac{1}{C_f} \int i_f dt \quad (5.17)$$

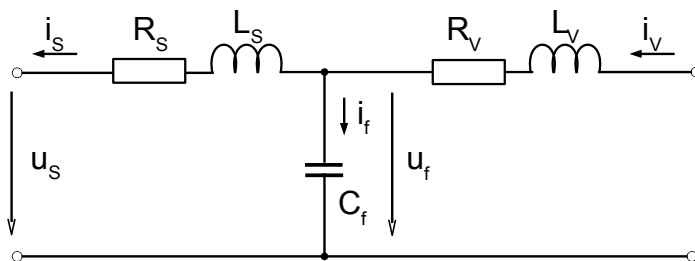
Zavedením Laplaceova operátoru na rovnice (5.14 – 5.17) můžeme tyto rovnice převést do tvaru (5.18 – 5.21). Z takto upravených rovnic můžeme snadno nakreslit blokové schéma filtru jak ukazuje obr.5.16.

$$I_f = I_V - I_S \quad (5.18)$$

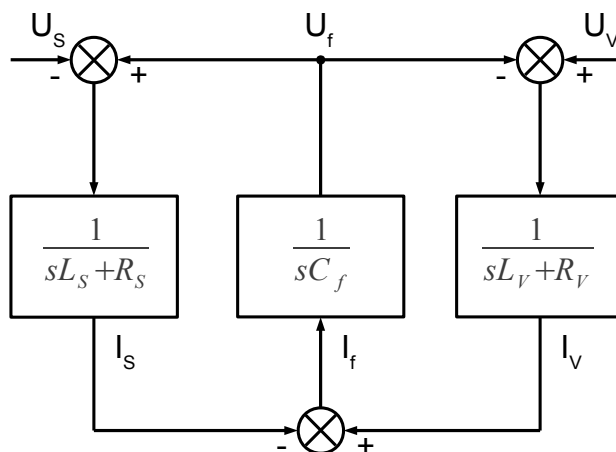
$$I_V = (U_V - U_f) \frac{1}{sL_V + R_V} \quad (5.19)$$

$$I_S = (U_f - U_S) \frac{1}{sL_S + R_S} \quad (5.20)$$

$$U_f = I_f \frac{1}{sC_f} \quad (5.21)$$



Obr.5.15 – Schéma LCL filtru



Obr.5.16 – Blokové schéma LCL filtru

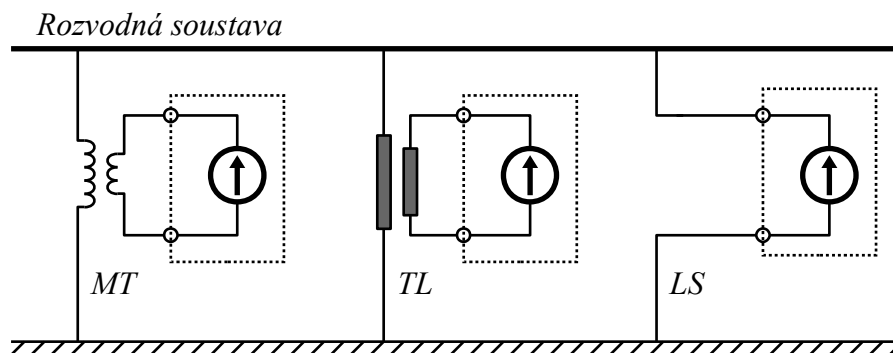
Přenos LCL filtru můžeme vyjádřit například podle následující rovnice:

$$F_{LCL}(s) = \frac{I_S(s)}{U_V(s)} \quad (5.22)$$

$$F_{LCL}(s) = \frac{1}{s^3 L_S L_f C_f + s^2 C_f (R_f L_S + R_S L_f) + s (L_S + L_f + C_f R_S R_f) + R_S + R_f} \quad (5.23)$$

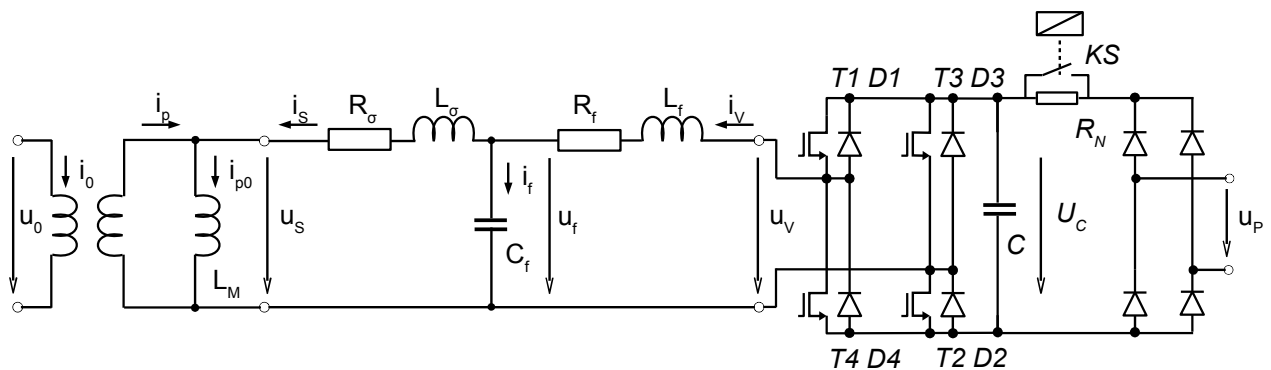
### 5.1.4 Zapojení tlumivky a navrženého zdroje proudu

Řízený proudový zdroj může být připojen do rozvodné soustavy přes měničový transformátor (*MT*) nebo přes pomocné vinutí tlumivky (*TL*). Navržený řízený zdroj proudu může být připojen přímo k uzlu resp. rozvodné soustavě. (*LS*). V tomto případě však musí být výkonový obvod měniče dimenzován přímo na napětovou hladinu, do které bude připojen, tzn. musí být použit vysokonapěťový měnič.



Obr. 5.17 – Způsoby připojení proudového zdroje do rozvodné soustavy

Na obr. 5.18 je znázorněno náhradní schéma spojení vn tlumivky a řízeného zdroje proudu. Rozptylová indukčnost  $L\sigma$  spolu s filtrační indukčností  $L_f$  a filtračním kondenzátorem  $C_f$  tvoří LCL filtr. Takto vzniklý filtr zajišťuje velmi nízkou hodnotu harmonického zkreslení generovaného proudu  $i_s$ .



Obr. 5.18 – Celkové náhradní schéma proudového zdroje

Aplikací prvního a druhého Kirchhoffova zákona můžeme odvodit následující rovnice:

$$u_V = R_\sigma i_S + L_\sigma \frac{di_S}{dt} + R_f i_v + L_f \frac{di_v}{dt} + u_S \quad (5.24)$$

$$i_V = i_S + i_f \quad (5.25)$$

$$i_f = C_f \frac{du_f}{dt} \quad (5.26)$$

Z uvedeného náhradního schématu a fázorových diagramů (obr. 5.7) je patrné, že celkový kompenzační proud je dán součtem proudů tlumivkou naprázdno  $I_{p0}$  a řízeným proudem  $I_s$

$$i_p = i_{p0} - i_S \quad (5.27)$$

Proud naprázdno tlumivkou se volí jako polovina jmenovitého proudu tlumivkou  $I_{pN}$ . Regulační rozsah proudu tlumivky se pohybuje od cca 0 do  $2 \cdot I_{p0}$  [A] induktivního charakteru. Nula ampér odpovídá řízenému jmenovitému proudu induktivního charakteru. Plný rozsah proudu odpovídá řízenému jmenovitému proudu kapacitního charakteru.

Je-li řízený proudový zdroj připojen do rozvodné soustavy přes měničový transformátor nebo přímo přes sériově řazenou tlumivku, bude zdroj proudu dimenzován na dvojnásobný výkon než při zapojení přes pomocné vinutí tlumivky.

## 5.2 Návrh parametrů výkonového obvodu

Zadané technické parametry pro simulaci proudového zdroje:

Napájecí napětí	230 V AC
řízený proud	100 A – induktivní
	100 A – kapacitní
perioda vzorkování řídicích obvodů	50 $\mu$ s
maximální spínací frekvence IGBT	10 kHz
zvlnění proudu	max. 5 % z maximálního proudu bez filtračního kondenzátoru
rozkmit na kondenzátoru v ss obvodu	30 V

### 5.2.1 Výpočet filtrační indukčnosti výkonového obvodu

Pro zjednodušení zanedbáme vliv filtračního kondenzátoru LC filtru a předpokládejme



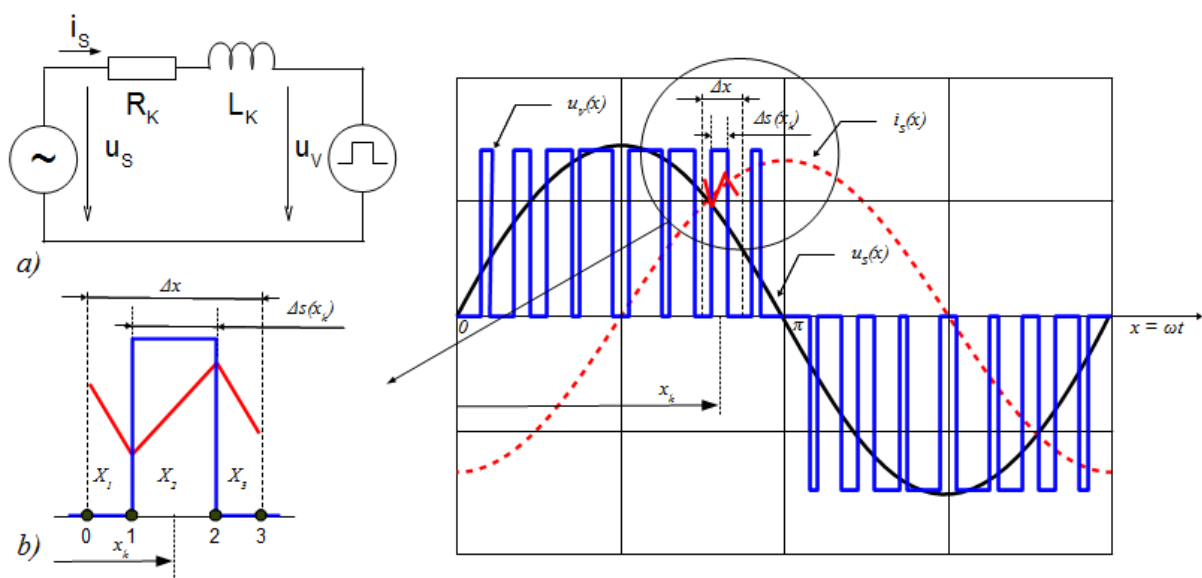
celkovou filtrační indukčnost  $L_K$  jako součet rozptylové indukčnosti vn tlumivky a filtrační indukčnosti filtru. Obdobně pro náhradní odpor  $R_K$  tlumivky jako součet odporů rozptylové a filtrační tlumivky. Filtrační indukčnost  $L_K$  nám vyhlazuje proud odebíraný/dodávaný z/do sítě a tím snižuje obsah vyšších harmonických emitovaných výkonovým měničem do sítě. Zároveň ochraňuje měnič před přetížením způsobeným vyššími harmonickými. Snižováním namáhání kondenzátoru ve ss obvodě se prodlužuje jeho životnost.

Velikost indukčnosti  $L_K$  spolu se spínací frekvencí ovlivňuje rozkmit výstupního proudu  $\Delta i_V$  měniče. Tento rozkmit proudu  $\Delta i_V$  můžeme definovat jako rozdíl maximálního proudu  $i_M$  a minimálního proudu  $i_m$  ve sledovaném intervalu  $\Delta x$ .

$$\Delta i_V = i_M - i_m \quad (5.28)$$

Na obr. 5.19 je náhradní schéma zkoumaného obvodu a průběhy jednotlivých veličin – napětí sítě  $u_S$ , napětí generované střídačem  $u_V$ , a zkoumaný proud  $i_V$ . Napětí sítě budeme uvažovat pouze první harmonickou bez fázového posuvu:

$$u_s(x) = U_m \cdot \sin(x) \quad (5.29)$$



Obr. 5.19 – Náhradní schéma

a) schéma

b) průběh napětí a proudu

Napětí sítě ve sledovaném intervalu můžeme uvažovat, že je konstantní o velikosti  $u_S(x_k)$ , za předpokladu, že interval  $\Delta x$  se blíží nule  $\Delta x \rightarrow 0$ . Napětí na kondenzátoru napěťového

střídače předpokládáme ideálně vyhlazené a konstantní o velikosti  $U_C$ . Sledovaný interval rozdělíme do tří intervalů  $X_1$ ,  $X_2$  a  $X_3$ . Velikosti intervalů jsou:

$$\begin{aligned} X_1 &= \frac{\Delta x - \Delta s_k(x)}{2} \\ X_2 &= \Delta s_k(x) \\ X_3 &= \frac{\Delta x - \Delta s_k(x)}{2} \end{aligned} \quad (5.30)$$

Pro interval  $X_1$  platí:

$$u_S(x) = R_K \cdot i_V(x) + \frac{L_K \cdot di_V(x)}{dx} \quad (5.31)$$

Řešením diferenciální rovnice dostaneme vztah pro okamžitou hodnotu proudu  $i_V(x)$ :

$$i_V(x) = [i_V(0) - \frac{U_{Sm}}{Z_K} \cdot \sin(x_k - \varphi)] e^{-\frac{x}{\omega\tau}} + \frac{U_{Sm}}{Z_K} \cdot \sin(x - \varphi), \quad (5.32)$$

kde  $i_V(0)$  je proud na začátku (v bodě 0) sledovaného intervalu  $X_1$ , impedance  $Z_K$ , úhel  $\varphi$  a časová konstanta  $\tau$  jsou dány následujícími vztahy

$$\begin{aligned} Z_K &= \sqrt{R_K^2 + \omega^2 L_K^2} \\ \varphi &= \arctan\left(\frac{\omega L_K}{R_K}\right) \\ \tau &= \frac{L_K}{R_K} \end{aligned} \quad (5.33)$$

Obdobně i pro interval  $X_2$  platí následující diferenciální rovnice

$$u_S(x) = R_K \cdot i_V(x) + \frac{L_K \cdot di_V(x)}{dx} + U_C \quad (5.34)$$

Řešením diferenciální rovnice dostaneme vztah pro okamžitou hodnotu proudu  $i_V(x)$ :

$$i_V(x) = [i_V(1) - \frac{U_{Sm}}{Z_K} \cdot \sin(x_k - \varphi) + \frac{U_C}{R_K}] e^{-\frac{x}{\omega\tau}} + \frac{U_{Sm}}{Z_K} \cdot \sin(x - \varphi) + \frac{U_C}{R_K}, \quad (5.35)$$

kde  $i_V(1)$  je proud na začátku (v bodě 1) sledovaného intervalu  $X_2$ ,

Ve třetím intervalu je stejná diferenciální rovnice jako rovnice (5.31) v prvním intervalu. Řešení diferenciální rovnice bude stejné, ale s jinou počáteční podmínkou.

$$i_V(x) = [i_V(2) - \frac{U_{Sm}}{Z_K} \cdot \sin(x_k - \varphi)] e^{-\frac{x}{\omega\tau}} + \frac{U_{Sm}}{Z_K} \cdot \sin(x - \varphi), \quad (5.36)$$

kde  $i_V(2)$  je proud na začátku (v bodě 2) sledovaného intervalu  $X_3$ .

$i_V(0)$ ,  $i_V(1)$ ,  $i_V(2)$  a  $i_V(3)$  jsou počáteční podmínky definované v bodech 0, 1, 2 a 3 (viz. obr. 5.19b). Velikost  $i_V(2)$  odpovídá maximální hodnotě rozkmitu proudu  $i_M$  a obdobně velikost  $i_V(1)$  odpovídá minimální hodnotě rozkmitu proudu  $i_m$ . Za předpokladu  $\Delta x \rightarrow 0$  můžeme uvažovat i následující podmínku:

$$i_V(0) = i_V(3) \quad (5.37)$$

Určíme  $i_V(1)$  dosazením do rovnice (5.32), obdobně získáme i  $i_V(2)$  a  $i_V(3)$  a to z rovnic (5.35) a (5.39). Pak dostáváme následující rovnice:

$$i_V(1) = [i_V(0) - \frac{U_{Sm}}{Z_K} \cdot \sin(x_k - \varphi)] e^{-\frac{X_1}{\omega\tau}} + \frac{U_{Sm}}{Z_K} \cdot \sin(x_k - \varphi) \quad (5.38)$$

$$i_V(2) = [i_V(1) - \frac{U_{Sm}}{Z_K} \cdot \sin(x_k - \varphi) + \frac{U_C}{R_K}] e^{-\frac{X_2}{\omega\tau}} + \frac{U_{Sm}}{Z_K} \cdot \sin(x_k - \varphi) + \frac{U_C}{R_K} \quad (5.39)$$

$$i_V(3) = [i_V(2) - \frac{U_{Sm}}{Z_K} \cdot \sin(x_k - \varphi)] e^{-\frac{X_3}{\omega\tau}} + \frac{U_{Sm}}{Z_K} \cdot \sin(x_k - \varphi) \quad (5.40)$$

Podle podmínky (5.37) dosadíme rovnici (5.40) do rovnice (5.38) a dostáváme:

$$i_V(1) = [i_V(2) - \frac{U_{Sm}}{Z_K} \cdot \sin(x_k - \varphi)] e^{-\frac{X_1+X_3}{\omega\tau}} + \frac{U_{Sm}}{Z_K} \cdot \sin(x_k - \varphi) \quad (5.41)$$

rovnici (5.41) dosadíme do rovnice (5.39) a dostáváme rovnici pro maximum proudu  $i_M$ :

$$i_M = i_V(2) = \frac{U_C}{R_K} \cdot \frac{1 - e^{-\frac{X_2}{\omega\tau}}}{1 - e^{-\frac{X_1+X_2+X_3}{\omega\tau}}} + \frac{U_{Sm}}{Z_K} \cdot \sin(x_k - \varphi) \quad (5.42)$$

Minimum proudu  $i_m$  dostaneme dosazením rovnice (5.42) do rovnice (5.41):

$$i_m = i_V(I) = \frac{U_C}{R_K} \cdot \frac{1 - e^{-\frac{X_2}{\omega\tau}}}{1 - e^{-\frac{X_1+X_2+X_3}{\omega\tau}}} \cdot e^{-\frac{X_1+X_3}{\omega\tau}} + \frac{U_{Sm}}{Z_K} \cdot \sin(x_k - \varphi) \quad (5.43)$$

Dosazením do rovnice (5.28) dostáváme rovnici pro rozkmit proudu.

$$\Delta i_V = i_M - i_m = \frac{U_C}{R_K} \cdot \frac{1 - e^{-\frac{X_2}{\omega\tau}}}{1 - e^{-\frac{X_1+X_2+X_3}{\omega\tau}}} \cdot \left(1 - e^{-\frac{X_1+X_3}{\omega\tau}}\right) \quad (5.44)$$

Exponenty exponenciálních funkcí jsou v praxi velmi malé, můžeme použít aproximaci na první dva členy Mac Laurinovy řady  $e^x \approx 1 + x$ , to znamená, že průběhy v jednotlivých intervalech nebudou exponenciály, ale budou to přímky. Pro přibližné řešení to je dostačující.

$$\Delta i_V \approx \frac{U_C}{R_K} \cdot \frac{1 - 1 + \frac{X_2}{\omega\tau}}{1 - 1 + \frac{X_1+X_2+X_3}{\omega\tau}} \cdot \left(1 - 1 + \frac{X_1+X_3}{\omega\tau}\right) = \frac{U_C}{R_K} \cdot \frac{X_2}{X_1+X_2+X_3} \cdot \frac{X_1+X_3}{\omega\tau} \quad (5.45)$$

Dosazením za  $X_1$ ,  $X_2$  a  $X_3$  podle (5.30) a časovou konstantu  $\tau$  dle (5.33) dostáváme pro rozkmit proudu:

$$\Delta i_V = \frac{U_C}{\omega L_K} \cdot \frac{\Delta s_k(x)}{\Delta x} \cdot (\Delta x - \Delta s_k(x)) \quad (5.46)$$

Vytčením  $\Delta x$  ze závorky ve vztahu (5.46) a dosazením za  $\Delta x = \frac{\omega}{f_{PWM}}$ , kde  $f_{PWM}$  je spínací frekvence, dostáváme vhodnější vztah pro zvlnění proudu, které je závislé na spínací frekvenci:

$$\Delta i_V = \frac{U_C}{f_{PWM} L_K} \cdot \frac{\Delta s_k(x)}{\Delta x} \cdot \left(1 - \frac{\Delta s_k(x)}{\Delta x}\right) \quad (5.47)$$

Výraz  $\frac{\Delta s_k(x)}{\Delta x}$  udává poměr mezi vedením proudu  $i_V$  do kondenzátoru a periodou spínací frekvence. Nazývá se poměrné sepnutí a lze ho vyjádřit pomocí hloubky modulace  $M$ . Více o této problematice je uvedeno v [48].

$$\frac{\Delta s_k(x)}{\Delta x} = M \sin(x) \quad (5.48)$$

Maximální hodnotu rozkmitu proudu  $\Delta i_{VM}$  zjistíme z první derivace funkce poměrného sepnutí. A následného nalezení extrému.

$$d \frac{\left[ \frac{\Delta s_k(x)}{\Delta x} \cdot \left( I - \frac{\Delta s_k(x)}{\Delta x} \right) \right]}{d \left[ \frac{\Delta s_k(x)}{\Delta x} \right]} = I - 2 \frac{\Delta s_k(x)}{\Delta x} = 0 \quad (5.49)$$

$$\frac{\Delta s_k(x)}{\Delta x} = \frac{I}{2}$$

K maximálnímu rozkmitu řízeného proudu dochází při velikosti poměrného sepnutí rovného jedné polovině. Dosazením do rovnice (5.47) dostaneme:

$$\Delta i_{VM} = \frac{U_C}{f_{PWM} L_K} \cdot \frac{I}{4} \quad (5.50)$$

Z rovnice (5.48) za předpokladu, že hloubka modulace  $M = 1$ , dostaneme úhel  $x_M$ , při kterém maximální rozkmit nastává.

$$\begin{aligned} x_M &= 30^\circ \\ x_M &= 150^\circ \end{aligned} \quad (5.51)$$

Velikost indukčnosti vyjádříme z rovnice (5.50)

$$L_K = \frac{U_C}{f_{PWM} \Delta i_{VM}} \cdot \frac{I}{4} \quad (5.52)$$

V kapitole 5.2.3. je odvozená velikost napětí na kondenzátoru ve ss obvodě výkonového měniče  $U_C = 450$  V. Spínací frekvence je zadaná jako maximální povolená hodnota (viz. Zadané technické parametry kapitola 5.2):  $f_{PWM} = 10$  kHz. Maximální hodnotu

rozkmitu proudu vyjádříme ze vztahu (5.53) a příslušným dosazením zvlnění jmenovitého proudu 5 % a maximálního proudu do sítě 100 A.

$$\sigma_i = \frac{\Delta i_{VM}}{2I_{Smax}} \Rightarrow \Delta i_{VM} = 2I \sigma_i \quad (5.53)$$

$$\Delta i_{VM} = 2 \cdot 100 \cdot 0.05 = 10 \text{ A}$$

Dostaneme velikost rozkmitu  $\Delta i_{VM} = 10 \text{ A}$ . Po dosazení do rovnice (5.52) dostaneme velikost celkové filtrační indukčnosti:

$$L_K = \frac{450}{10000 \cdot 10} \cdot \frac{1}{4} = 1.125 \text{ mH}$$

Jak je v úvodu kapitoly uvedeno celková filtrační indukčnost se skládá z rozptylové indukčnosti vn tlumivky a filtrační indukčnosti LC filtru. Rozptylová indukčnost byla vypočtena z měření naprázdno a nakrátko reálné vn tlumivky. Tato měření jsou mimo rozsah této práce a je pouze uvedená konkrétní hodnota.

$$L_\sigma = 0.8 \text{ mH}$$

Velikost filtrační indukčnosti zvolíme o stejné velikosti jako je rozptylová indukčnost

$$L_f = L_\sigma = 0.8 \text{ mH} .$$

Velikost celkové filtrační indukčnosti zvolíme jako součet rozptylové a filtrační indukčnosti

$$L_K = L_\sigma + L_f = 1.6 \text{ mH} .$$

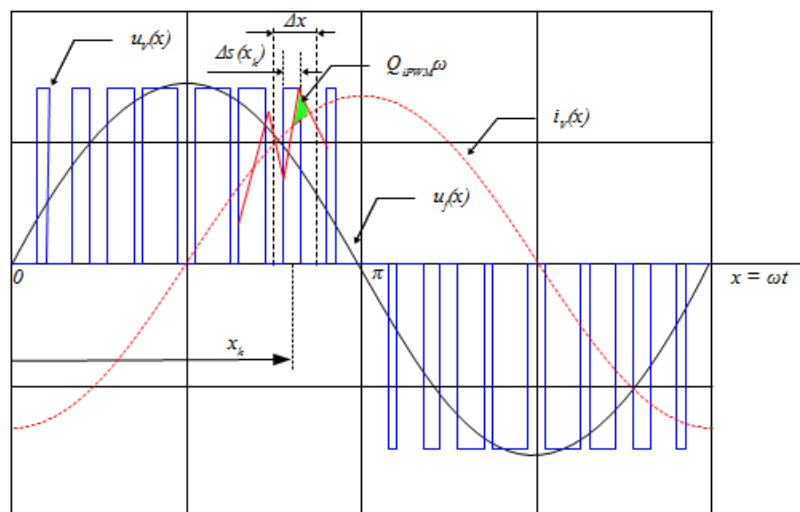
Velikost náhradního rezistoru  $R_K$  stanovíme obdobně jako u celkové filtrační indukčnosti, součtem odporů rozptylové a filtrační tlumivky. Hodnoty vychází opět z naměřených hodnot vn tlumivky (není obsahem této práce).

$$R_K = R_\sigma + R_f = 0.1 + 0.1 = 0.2 \ \Omega$$

Pro další úvahy v náhradních schématech, výpočtech a simulacích budeme uvažovat tyto hodnoty indukčností a odporů.

## 5.2.2 Výpočet filtračního kondenzátoru LCL filtru

Z definovaných technických parametrů výkonového měniče vyplývá požadavek na zvlnění výstupního proudu měniče 5%, tj. v našem případě  $\Delta i_V = 10 \text{ A}$ . Toto zvlnění bude zvyšovat zbytkový poruchový proud při zemním spojení o 5%. Zbytkový proud je tvořen činným proudem základní harmonické a činným a jalovým proudem ostatních harmonických. Z technické praxe víme, že velikost zbytkového proudu se pohybuje do 2 – 4 %. Navýšením o 5% se zvyšuje velikost dotykového a krokového napětí nad bezpečnou mez v místě zemní poruchy. Pro snížení tohoto zvlnění je vhodné použít filtr typu LCL. Filtr významnou měrou omezí harmonické zkreslení generovaného proudu do rozvodné soustavy. Jako dostačující zvlnění generovaného proudu je velikost 0.25%. V kapitole 5.1.3 je popsána topologie LCL filtru. Na obr.5.18 je znázorněno náhradní schéma filtru. Filtr je tvořen rozptylem vn tlumivky  $L_\sigma$  a filtrační tlumivkou  $L_f$  a kondenzátorem  $C_f$ . Úkolem filtračního kondenzátoru je odstranit zvlnění proudu, které je způsobeno pulsní šířkovou modulací. Pro výpočet velikosti kapacity tohoto kondenzátoru vyjdeme z analýzy generovaného napětí měniče  $u_V$  a napětí na filtračním kondenzátoru  $u_f$ . Napětí  $u_V$  je pulsního charakteru a na filtračním kondenzátoru je harmonické vyhlazené napětí. Situace je zachycena na obr.5.20.



Obr.5.20 – Napětí na filtračním kondenzátoru

Pro první harmonickou generovaného napětí měniče můžeme odvodit následující rovnici:

$$u_{V(1)} = \frac{\Delta s(x_k)}{\Delta x} \cdot U_C \quad (5.54)$$

Poměr  $\frac{\Delta s(x_k)}{\Delta x}$  odpovídá poměrnému sepnutí  $z(x_k)$ . Poměrné sepnutí můžeme také vyjádřit pomocí hloubky modulace  $M$ , viz. [48], [49]. Dostáváme novou rovnici:

$$u_{V(1)} = U_C \cdot M \sin(x_k) \quad (5.55)$$

Toto napětí přibližně odpovídá napětí na filtračním kondenzátoru:

$$u_f \approx u_{V(1)} = U_C \cdot M \sin(x_k)$$

Obecně zvlnění napětí můžeme definovat jako poměr rozkmitu napětí  $\Delta u$  k dvojnásobku maximální hodnoty napětí viz. rovnice (5.56).

$$\sigma_u = \frac{\Delta u}{2 U_m} \quad (5.56)$$

Velikost kapacity kondenzátoru je určena velikostí poměru náboje  $Q$  a napětí  $U$ , jak ukazuje rovnice (5.64) v kapitole 5.2.3. V našem případě náboj  $Q$  představuje náboj způsobený rozkmitem generovaného proudu na straně měniče. Tento náboj označíme, jak je zobrazeno na obr.5.20,  $Q_{iPWM}$ . A napětí nám představuje povolený rozkmit napětí na filtračním kondenzátoru. Pak dostáváme pro velikost kapacity následující rovnici:

$$C = \frac{Q_{iPWM}}{\Delta u} \quad (5.57)$$

Na obr.5.20 je znázorněná plocha, která odpovídá napěťovému množství  $Q_{iPWM} \omega$ . Pro toto napěťové množství lze obecně napsat následující rovnici:

$$Q_{iPWM} \omega = \int \Delta i_V(x) dx, \quad (5.58)$$

kde  $\Delta i_V(x)$  představuje rozkmit proudu generovaného měničem, tento rozkmit je odvozen v kapitole 5.2.1 a popisuje jej rovnice (5.47). Pro naši analýzu budeme dále uvažovat pouze



rozkmit ve sledovaném intervalu, jak je znázorněno na obr.5.19. A předpokládejme pouze maximální velikost rozkmitu, jak popisuje rovnice (5.50). Poté dostáváme pro napěťové množství:

$$Q_{iPWM} \omega = \frac{\Delta i_V(x)}{2} \frac{\Delta x}{4} \quad (5.59)$$

Dosazením rovnic (5.56), (5.59) a (5.50) do (5.57) dostaneme přibližný vztah pro filtrační kapacitu:

$$C_f \approx C = \frac{\frac{\Delta i_{VM}}{2} \frac{\Delta x}{4 \omega}}{2 U_m \sigma_u} = \frac{U_C}{64 f_{PWM}^2 L_k U_m \sigma_u} \quad (5.60)$$

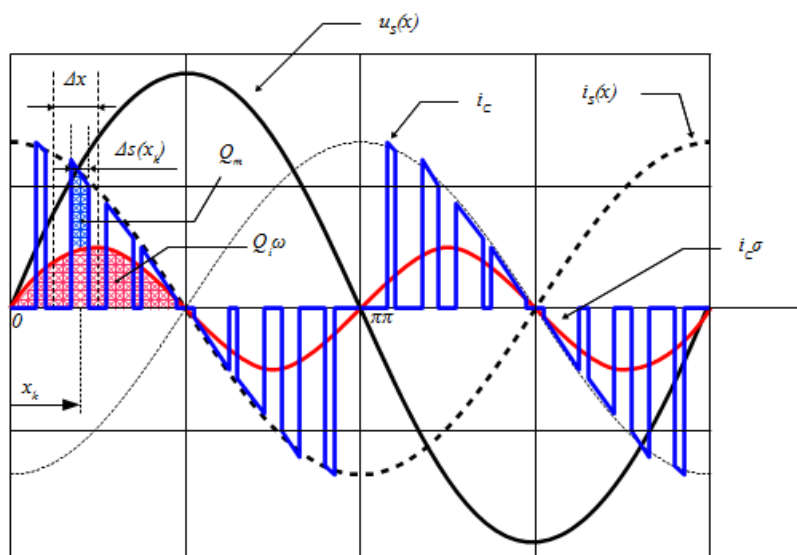
Velikost napětí ve ss obvodě je  $U_C = 450 \text{ V}$ , spínací frekvence  $f_{PWM} = 10 \text{ kHz}$ , celkovou filtrační indukčnost jsme vypočetli v kapitole 5.2.1  $L_k = 1.6 \text{ mH}$ , hodnotu maximálního napětí předpokládejme jako maximální hodnotu napětí sítě  $U_m = U_{Sm} = \sqrt{2} U_S = \sqrt{2} 230 \approx 325 \text{ V}$  a jako dostačující maximální zvlnění proudu jsme na začátku této kapitoly stanovili 0.25%. Za předpokladu, že napětí sítě je ideálně hladké, tak maximální zvlnění napětí na filtračním kondenzátoru musí být také 0.25%, což je  $\sigma_u = 0.0025$ . Dosazením těchto hodnot do rovnice (5.60) dostaneme velikost kapacity filtračního kondenzátoru.

$$C_f = \frac{450}{64 \cdot 10^8 \cdot 1.6 \cdot 10^{-3} \cdot 325 \cdot 0.0025} = 5.409 \cdot 10^{-5} \approx 60 \mu\text{F}$$

Pro simulace a experimenty budeme uvažovat tuto hodnotu filtračního kondenzátoru.

### 5.2.3 Výpočet kapacity kondenzátoru ve ss obvodě

Pro výpočet velikosti kapacity kondenzátoru vyjdeme z proudu  $i_c$ , který protéká kondenzátorem. Proud kondenzátoru má pulsní charakter. Pro analytické určení proudu kondenzátorem budeme pro zjednodušení předpokládat pulsní šířkovou modulaci PWM. Dále budeme předpokládat induktivní charakter řízeného proudu  $i_V$ . Situace je zachycena na obr. 5.21.



Obr. 5.21 – Detailní analýza veličin ve výkonovém obvodu se zaměřením na proud kondenzátorem v ss obvodu měniče

Pro spojnici středních hodnot proudu lze odvodit tuto rovnici:

$$i_c \sigma = \frac{\Delta s(x_k)}{\Delta x} \cdot I_{V(1)m} \cos(x_k) \quad (5.61)$$

Poměr  $\frac{\Delta s(x_k)}{\Delta x}$  odpovídá poměrnému sepnutí  $z(x_k)$ . Poměrné sepnutí můžeme také vyjádřit pomocí hloubky modulace  $M$ , [48], [49]. Dostáváme novou rovnici pro spojnici středních hodnot.

$$i_c \sigma = M \sin(x_k) \cdot I_{V(1)m} \cos(x_k) = \frac{M \cdot I_{V(1)m}}{2} \cdot \sin(2x_k) \quad (5.62)$$

Proud kondenzátorem nabije a vybije kondenzátor během půl periody napětí  $u_s$ . Toto nabití a vybití odpovídá rovnici (5.62). Kondenzátor je nabit na střední hodnotu napětí  $U_c$  (například dle rovnice (5.71)). Kolem hodnoty  $U_c$  kmitá napětí  $u_c$  vyvolané proudem kondenzátoru.

Spojnice středních hodnot  $i_c \sigma$  je vlastně zvlnění proudu  $i_c$ , protože jeho střední hodnota  $I_c$  je za celou periodu nulová.

$$I_c = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi i_c \sigma(x) dx = \frac{M \cdot I_{V(1)m}}{4} \cdot [\cos(2x)]_0^\pi = 0 \quad (5.63)$$

Poměr velikosti náboje  $Q$  a napětí  $U$  určuje velikost kapacity kondenzátoru.

$$C = \frac{Q}{U} \quad (5.64)$$

Pro určení kapacity kondenzátoru ve ss obvodu střídače zavedeme:

- rozkmit napětí na kondenzátoru  $\Delta U_C$ ,
- náboj  $Q_i$ , který přenáší proud  $i_C \sigma$ ,
- náboj  $Q_m$ , který je vyvolán PWM modulací,

a dostáváme rovnici

$$C = \frac{Q_i + Q_m}{\Delta U_C} \quad (5.65)$$

Na *obr. 5.21* jsou vyznačeny plochy, které odpovídají velikostem jednotlivých nábojů.

Pro  $Q_i$  dostáváme

$$Q_i \cdot \omega = \int_0^{\frac{\pi}{2}} i_C \sigma(x) dx = \frac{-M \cdot I_{V(1)m}}{4} \cdot [\cos(2x)]_0^{\frac{\pi}{2}} = \frac{M \cdot I_{V(1)m}}{2} \quad (5.66)$$

V kapitole 5.2.1 je podrobně odvozeno, že největšímu rozkmitu proudu dochází v úhlu  $x_M = 30^\circ$ , to platí při hloubce modulace  $M = 1$ . Pro určení velikosti napěťového množství od PWM modulace vyjdeme z *obr. 5.21* a ze vztahů (5.62) a (5.49) a dostáváme

$$Q_m \cdot \omega = [I_{V(1)m} \cos(x_k) - i_C \sigma] \cdot \Delta s(x_k) = [I_{V(1)m} \cos(x_k) - \frac{M \cdot I_{V(1)m}}{2} \cdot \sin(2x_k)] \cdot \Delta s(x_k) \quad .$$

Po dosazení úhlu  $x_k = x_M$  a hloubky modulace  $M = 1$  dostaneme

$$Q_m \cdot \omega = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{I_{V(1)m}}{2} \cdot \frac{\Delta x}{2} \quad (5.67)$$

Dosazením rovnic (5.66) a (5.67) do rovnice (5.65) dostáváme pro určení velikosti kapacity kondenzátoru následující rovnici

$$C = \frac{\frac{M \cdot I_{V(1)m}}{2\omega} + \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{I_{V(1)m}}{2} \cdot \frac{\Delta x}{2\omega}}{\Delta U_C} \quad (5.68)$$

Pro určení kapacity dosadíme do předchozí rovnice (5.68) zvolené nebo zadané hodnoty:

- hloubka modulace  $M = 1$ ,
- rozkmit napětí  $\Delta U_C = 30 \text{ V}$ ,
- perioda pilového průběhu  $\Delta x = 15.7e^{-3} \text{ rad}$
- a velikost amplitudy řízeného proudu  $I_{Vm} = 141 \text{ A}$ .

Po dosazení dostáváme hodnotu kapacity kondenzátoru

$$C = \frac{\frac{1 \cdot 141}{2 \cdot 314,15} + 0,866 \cdot \frac{141}{2} \cdot \frac{15,7e^{-3}}{2 \cdot 314,15}}{30} \approx 7,5 \text{ mF}$$

Takto získaná hodnota kapacity kondenzátoru je odvozena pro pulsní šířkovou modulaci *PWM*.

### 5.2.4 Výpočet napětí ve ss obvodě

Z rovnice (5.2) nebo fázorového diagramu (*obr. 5.4b*) můžeme odhadnout požadovanou velikost napětí na kondenzátoru. Pro generované napětí  $U_v$  při řízeném proudu induktivního charakteru platí:

$$U_v > U_s \quad (5.69)$$

Z rovnice (5.2) dostáváme pro efektivní hodnoty první harmonické proudu a napětí

$$U_v = U_s + I_s \cdot X_K = 230 + 100 \cdot 100\pi \cdot 1.6 \cdot 10^{-3} = 280 \text{ V} \quad (5.70)$$

Minimální hodnota stejnosměrného napětí na kondenzátoru odpovídá maximální hodnotě generovaného napětí  $U_{Vm}$

$$U_C = \sqrt{2} U_v \approx 400 \text{ V} \quad (5.71)$$

Při uvažovaném rozkmitu napětí na kondenzátoru  $\Delta U_C = 30 \text{ V}$  je vhodné zvolit velikost napětí ve ss obvodě alespoň  $U_C = 450 \text{ V}$ . Tato hodnota bude dále uvažována při simulacích a experimentech.

## 6. Algoritmy řízení a regulace

### 6.1 Synchronizační algoritmy

#### 6.1.1 Diskrétní Fourierova transformace

Pro správnou funkci kompenzace kapacitního poruchového proudu základní harmonické je důležité, aby generovaný proud řízeného zdroje proudu měl účinník  $\cos \varphi$  blízký nule. Tímto regulační a řídicí algoritmy pro svou činnost vyžadují znalost přesné polohy vektoru napětí sítě  $u_s(t)$ . Pro synchronizaci řízeného zdroje proudu byla zvolena diskrétní Fourierova transformace (DFT). Bližší informace o *DFT* lze získat např. [50] - [53].

Fourierova transformace umožňuje zobrazit spojitou periodickou funkci se spojitou derivací pomocí harmonických funkcí cosinus a sinus (obecně komplexní exponenciály). Jinými slovy slouží pro převod signálů z časové oblasti do frekvenční oblasti.

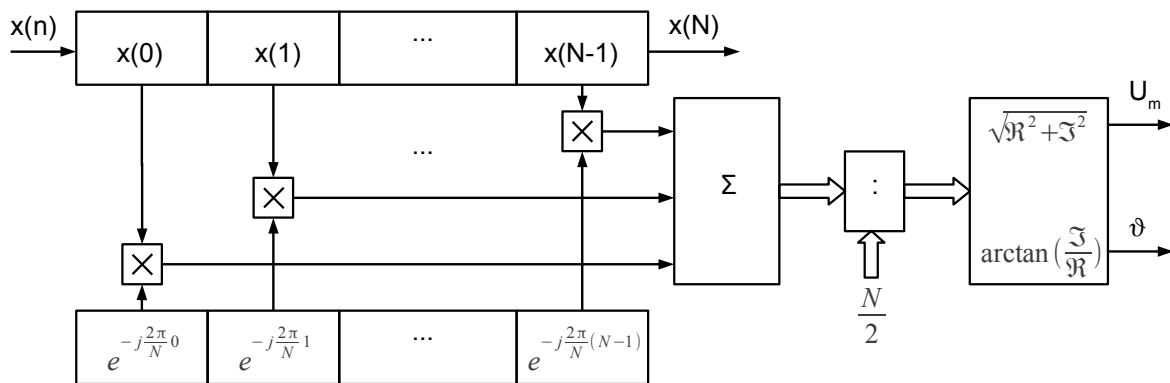
Pro diskrétní systémy je definovaná diskrétní Fourierova transformace dle vztahu:

$$X_k = \sum_{n=0}^{N-1} x_n e^{-j\frac{2\pi}{N}kn}, k=0,1 \dots N-1 \quad (6.1)$$

$x_n$  je posloupnost navzorkovaného vstupního signálu (obecně komplexní číslo, v našem případě pouze reálná část) o délce  $N$  vzorků. Počet vzorků se volí jako poměr délky periody základní harmonické a délky vzorkovací periody. Polovina počtu vzorků  $N/2$  udává kolikátou harmonickou složku jsme schopni analyzovat.  $X_k$  je posloupnost komplexní spektrální složky. Z těchto je pak možné vypočítat velikost a fázové posunutí jednotlivých harmonických. Pro výpočet  $N$  spektrálních složek je zapotřebí  $N^2$  komplexních násobení, což není příliš efektivní. Pro získání celého spektra existují jiné vhodnější algoritmy např. *FFT* – rychlá Fourierova transformace. Pro naše účely, tj. synchronizace se základní harmonickou napětí sítě, bude dostačující analýza pouze jedné harmonické složky a to základní harmonické  $50 \text{ Hz}$ . Tím se sníží výpočetní nároky na  $N$  komplexních násobení. Proto je možné tuto synchronizační metodu použít i v reálném čase. Za předchozích předpokladů se nám rovnice (6.1) zjednoduší na tento tvar:

$$X_1 = \sum_{n=0}^{N-1} x_n e^{-j\frac{2\pi}{N}n} = \sum_{n=0}^{N-1} x_n (\cos(n\frac{2\pi}{N}) - j\sin(n\frac{2\pi}{N})) \quad (6.2)$$

Na obr. 6.1 je znázorněno blokové schéma základního synchronizačního algoritmu. Vstupní vzorky synchronizačního signálu vstupují do plovoucího bufferu o velikosti  $N$  vzorků. Nový vzorek se zapíše na první pozici bufferu, ostatní vzorky se posunou a poslední (nejstarší) vzorek se zapomene (zahodí). Po zapsání nového vzorku se provede násobení vstupního bufferu s komplexními koeficienty ( $\cos$ ,  $j\sin$ ). Výsledek sečteme pomocí sčítačky. Abychom dostali odpovídající velikosti, je nutné součty vydělit velikostí  $N/2$ . Z reálné a imaginární složky dostaneme amplitudu a fázový posun sledovaného signálu základní harmonické.



Obr. 6.1 – Algoritmus DFT

V experimentech na laboratorním prototypu byla použita vzorkovací perioda  $50 \mu\text{s}$ . Velikost vstupního bufferu pak vychází 400 vzorků na jednu periodu napětí sítě o frekvenci 50 Hz. Princip estimace první harmonické napětí sítě je zřejmí z obr. 6.1. Střídavé napětí sítě můžeme vyjádřit ve tvaru:

$$u_s = U_m \cos(\vartheta) \quad (6.3)$$

$$\vartheta = f\omega dt$$

kde  $U_m$  je amplituda napětí,  $\omega$  vstupní úhlová frekvence a  $\vartheta$  poloha.

Výstupní estimovaný signál soustavy můžeme vyjádřit ve formě:

$$u_o = U_m \cos(\vartheta_u) \quad (6.4)$$

Výstupní signál nám představuje polohu vektoru napětí ve stojícím souřadném systému  $\alpha$ ,  $\beta$ .

Pro synchronizaci pouze jedné frekvenční složky, v našem případě základní harmonické napětí sítě, je popsán algoritmus *DFT* dostačující. Pokud by bylo nutno analyzovat více frekvenčních složek je vhodnější použít jiné synchronizační algoritmy. V literatuře [54] jsou přehledně zpracovány různé typy synchronizačních algoritmů. Algoritmus *DFT* je snadno realizovatelný v signálových procesorech v reálném čase.

Největší předností *DFT* je přesné určení amplitudy a fáze první harmonické i s velmi vysokým obsahem vyšších harmonických, při velké deformaci vstupního signálu. Doba přechodových dějů je dána velikostí bufferu navzorkovaného vstupního signálu jedné periody. V našem případě se jedná o napětí sítě s frekvencí  $50\text{ Hz}$ , čemuž odpovídá zpoždění  $20\text{ ms}$ . Jinými slovy, ke správné velikosti amplitudy a fáze se dostaneme právě za  $20\text{ ms}$ .

Nevýhodou synchronizace založené na *DFT* je neschopnost adaptovat se na změny frekvence. Pro správné určení amplitudy a fáze první harmonické napětí sítě musíme adaptovat velikost vstupního bufferu a přepočítat komplexní koeficienty dle kolísání frekvence sledovaného signálu. Jinak dochází k nepřesným výpočtům amplitudy a fáze. Výstupní signál má frekvenci stejnou jako vstupní signál, ale s jinou velikostí amplitudy a s fázovým posuvem.

Podle normy ČSN EN 50160 - Charakteristiky napětí elektrické energie dodávané z veřejné distribuční sítě je definováno pro kmitočet sítě:

Jmenovitý kmitočet napájecího napětí musí být  $50\text{ Hz}$ . Za normálních podmínek musí být střední hodnota kmitočtu základní harmonické měřená v intervalu  $10\text{ s}$  v následujících mezích

- u systémů se synchronním připojením k propojenému systému

$50\text{ Hz} \pm 1\%$	(tj. $49,5\text{ Hz} \dots 50,5\text{ Hz}$ )	během 99,5 % roku
$50\text{ Hz} +4\% / -6\%$	(tj. $47\text{ Hz} \dots 52\text{ Hz}$ )	po 100 % času
  
- u systémů bez synchronního připojení k propojenému systému (ostrovní napájecí systémy)

$50\text{ Hz} \pm 2\%$	(tj. $49\text{ Hz} \dots 51\text{ Hz}$ )	během 95 % týdne
$50\text{ Hz} \pm 15\%$	(tj. $42,5\text{ Hz} \dots 57,5\text{ Hz}$ )	po 100 % času

Připojení řízeného zdroje proudu je předpokládáno do nulového bodu transformátoru v distribuční soustavě, to znamená, že se jedná o systém se synchronním připojením k propojenému systému. Z definovaných mezí jmenovité frekvence je patrné, že chybu při synchronizaci můžeme zanedbat. Pokud by se navržený řízený zdroj proudu použil v oblasti ostrovního provozu, byla by nutná adaptace bufferu a koeficientů. Nebo můžeme zvolit jiný synchronizační algoritmus, který umožňuje synchronizaci na proměnnou frekvenci (např. fázový závěs *PLL*). [55] - [59].

### 6.1.2 Synchronizace založená na stojícím kartézském souřadném systému s generovanou virtuální imaginární složkou pomocí zpožďovacího bufferu o T/4

Pro regulaci jednotlivých složek proudu je v rotujícím souřadném systému  $d, q$  nezbytná znalost velikosti vektoru síťového napětí  $U_{Sm}$ , jeho polohy  $\vartheta_u$  a velikost vektoru generovaného proudu  $I_{Sm}$  a jeho polohy  $\vartheta_i$ . Při relativně krátké použité vzorkovací periodě  $50 \mu s$  realizovaného algoritmu již není možné s ohledem na výpočetní náročnost použití klasické *DFT* metody pro obě tyto veličiny. Z těchto důvodů byl pro estimaci proudu použit méně náročný algoritmus založený na principu převodu veličiny pomocí transformace na prostorový vektor vyjádřený pomocí složek  $\alpha$  a  $\beta$  – toto řešení vychází z prací [59].-[61]. Vytvoříme fiktivní složku proudu  $\beta$ , která je oproti vstupnímu signálu  $\alpha$  zpožděna o  $\pi/2$ , přičemž při této úvaze vycházíme z toho, že koncový bod prostorového vektoru proudu síť se pohybuje během zmíněné periody po kružnici (vychází se ze symetrie mezi reálnou a imaginární složkou vektoru). Toto zpoždění můžeme snadno realizovat pomocí bufferu o délce čtvrt-periody sledovaného signálu T/4. V našem případě při periodě vzorkování  $50 \mu s$  a frekvenci generovaného proudu  $50 Hz$  vychází délka bufferu  $N_{T/4} = 100$ . Při postupném plnění bufferu vzorky generovaného proudu  $i_{S\alpha}$  odpovídá nejstarší vzorek právě zpožděnému proudu  $i_{S\beta}$ . Z těchto složek proudu pak můžeme určit velikost amplitudy a fázového natočení vektoru proudu dle následujících vztahů:

$$I_{Sm} = \sqrt{i_{S\alpha}^2 + i_{S\beta}^2} \quad (6.5)$$

$$\vartheta_i = \arctan\left(\frac{i_{S\beta}}{i_{S\alpha}}\right) \quad (6.6)$$

Ze znalosti polohy vektoru generovaného proudu  $\vartheta_i$  a z polohy vektoru síťového napětí  $\vartheta_u$  můžeme určit fázový posuv následovně:

$$\theta_i = \vartheta_u - \vartheta_i \quad (6.7)$$

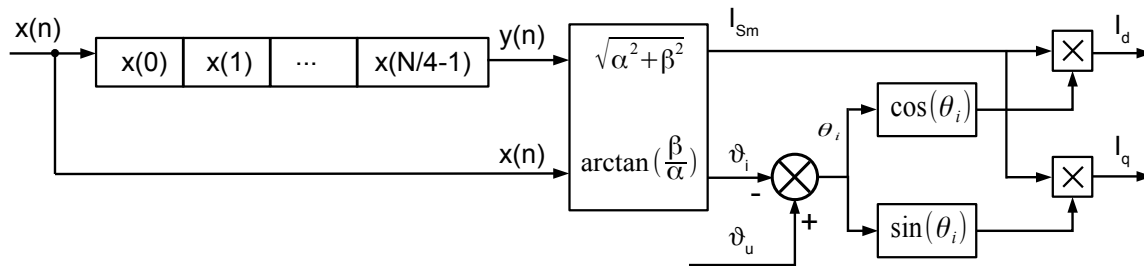
Z fázového posuvu a velikosti amplitudy generovaného proudu  $I_{Sm}$  můžeme určit velikosti jednotlivých složek v systému  $d, q$ .

$$I_{Sd} = I_{Sm} \cos(\theta_i) \quad (6.8)$$

$$I_{Sq} = I_{Sm} \sin(\theta_i) \quad (6.9)$$



Celý algoritmus zobrazení generovaného proudu v rotujícím souřadném systému d, q je znázorněn na obr. 6.2.



Obr. 6.2 – Vyhodnocení proudu v d,q systému

Velkou výhodou algoritmu založeném na čtvrt-periodovém zpoždění vstupního signálu je jeho rychlost nalezení polohy vektoru. Zpoždění je dáno právě jednou čtvrtinou periody, a to v našem případě je 5 ms. Tento algoritmus je velmi jednoduchý a není náročný na systémové zdroje mikrokontroléru.

Jako nevýhodu tohoto algoritmu lze uvést, že není odolný proti vyšším harmonickým. Amplituda je ovlivněna harmonickou složkou a kmitá kolem střední hodnoty. Fázové natočení se mění lineárně a je též v důsledku vyšších harmonických deformované. Vzhledem k pevně svázané délce bufferu s periodou vstupního signálu, tak i zde dochází k neschopnosti se adaptovat na změny frekvence, obdobně jako u synchronizace založené na *DFT*.

Jelikož generovaný proud má sinusovou křivku o frekvenci 50 Hz, tak nemusíme v ustálených stavech brát zřetel na uvedené nevýhody. Tato synchronizační metoda je použita v kapitole 6.3.2 *Vektorové řízení*. Podobný způsob vyhodnocování proudů u jednofázových systémů je popsán a byl odzkoušen např. v[61].

## 6.2 Regulace harmonických veličin ve stojícím souřadném systému

### -Proporčně rezonanční regulátor

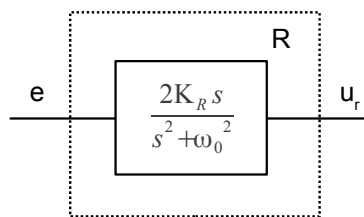
Regulace harmonických veličin ve stojícím souřadném systému je pomocí klasických PI regulátorů problematická. Řešením je buď transformace regulovaných veličin do rotujícího souřadného systému a následná aplikace klasických PI regulátorů, nebo použití jiného typu regulace. Jednou z možností, která je výpočetně nenáročná, jak kvalitně regulovat harmonické veličiny bez nutnosti jejich transformace, tj. ve stojícím souřadném systému, je použití rezonančních regulátorů - viz např. [62] - [68]

Řídící a regulační algoritmy navrženého řízeného zdroje proudu využívají vlastností právě rezonančních nebo proporčně rezonančních regulátorů pro dosažení kvalitní regulace generovaného proudu. Proto budou v této kapitole analyzovány jednotlivé vlastnosti rezonančního regulátoru  $R$  a vlastnosti proporčně rezonančního regulátoru  $PR$ .

Rezonanční regulátor slouží přímo k regulaci harmonického signálu o dané frekvenci. Chová se obdobně jako velmi úzká pásmová propust pro konkrétní rezonanční frekvenci. Výstupem rezonančního regulátoru je harmonický signál o definované frekvenci. Přenos rezonančního regulátoru v Laplaceově transformaci je definován dle následujícího vztahu [69]:

$$F_R(s) = \frac{2K_R s}{s^2 + \omega_0^2} \quad (6.10)$$

kde  $K_R$  je zesílení rezonančního regulátoru,  $\omega_0$  odpovídá rezonanční úhlové rychlosti regulovaného signálu a  $s$  je Laplaceův operátor. Na obr. 6.3 je zobrazeno blokové schéma rezonančního regulátoru. Vstupní veličinou do rezonančního regulátoru je regulační odchylka  $e$  a výstupní akční veličina je označena  $u_r$ .



Obr. 6.3 - Blokové schéma rezonančního regulátoru

Aplikací zpětné Laplaceovi transformace na přenos rezonančního regulátoru dostaneme diferenciální rovnici druhého řádu (6.11). Pro snazší implementaci do mikrokontroléru je lepší použít rovnici v integro-diferenciálním tvaru (6.12). Toho dosáhneme integrací rovnice (6.11). Pomocí Eulerovy numerické metody prvního řádu můžeme rezonanční regulátor snadno implementovat do mikrokontroléru.

$$\frac{d^2 u_r}{dt^2} = 2K_R \frac{de}{dt} - \omega_0^2 u_r \quad (6.11)$$

$$\frac{d u_r}{dt} = 2K_R e - \omega_0^2 \int u_r dt \quad (6.12)$$

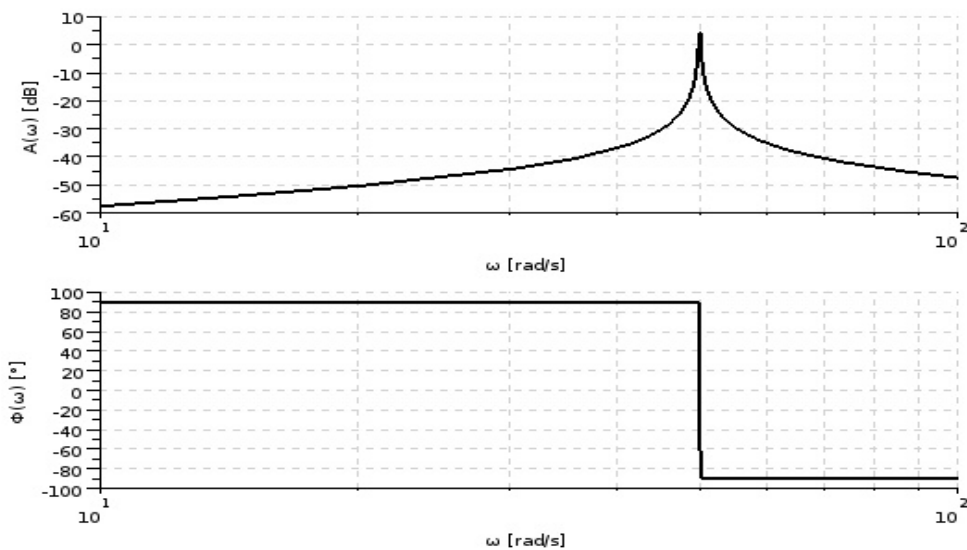
$$\sum U_R(n) = \sum U_R(n-1) + u_r \omega_0^2 h \quad (6.13)$$

$$\Delta u_r = 2K_R e - \sum U_R(n) \quad (6.14)$$

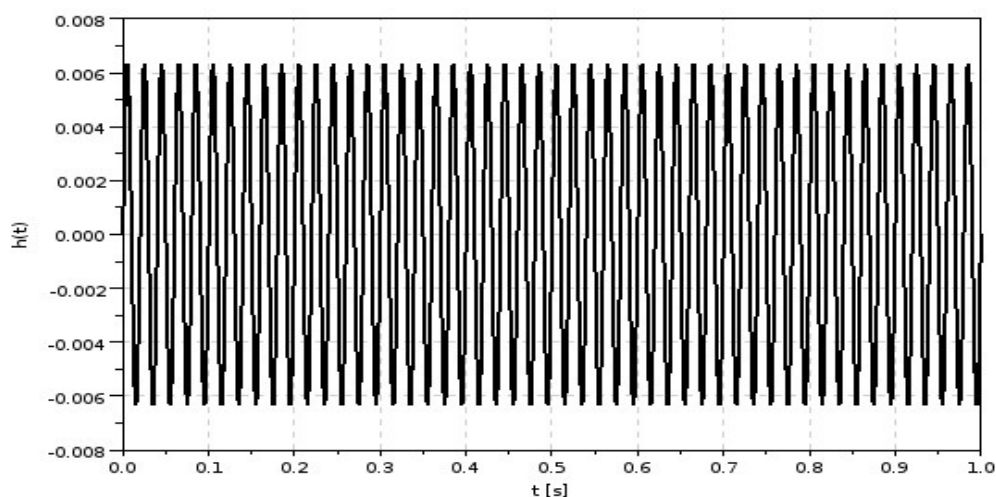
$$u_r = u_r + \Delta u_r \Delta t \quad (6.15)$$

Rovnice (6.13) představuje výpočet integrálu akční veličiny  $u_r$ , kde  $h$  představuje krok numerické sumace, v našem případě se jedná o periodu vzorkování, ta vychází  $h = 50 \mu\text{s}$ . Rovnice (6.14) je výpočet derivace akční veličiny  $u_r$ . Rovnice (6.15) představuje integraci derivace akční veličiny, tím dostaneme vlastní akční veličinu  $u_r$ .

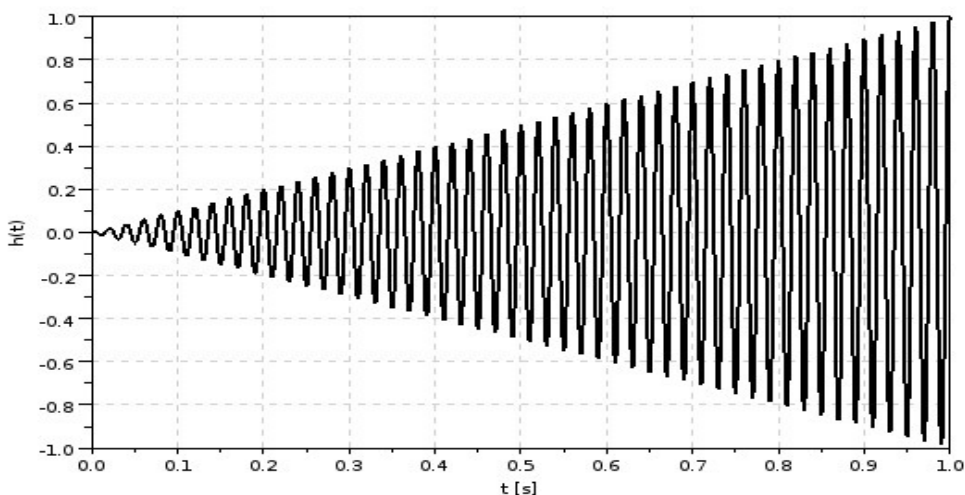
Vlastnosti rezonančního regulátoru jsou dobře patrné z frekvenční charakteristiky (obr. 6.4), z odezvy na jednotkový skok a z odezvy na harmonický signál o amplitudě rovno jedné a stejné frekvenci jako je frekvence rezonančního regulátoru (obr. 6.5 a obr. 6.6).



Obr. 6.4 – Frekvenční charakteristiky rezonančního regulátoru

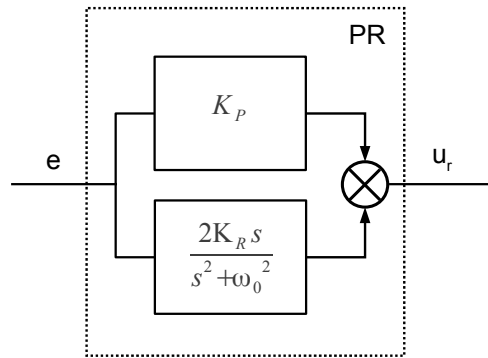


Obr .6.5 – Odezva na jednotkový skok rezonančního regulátoru

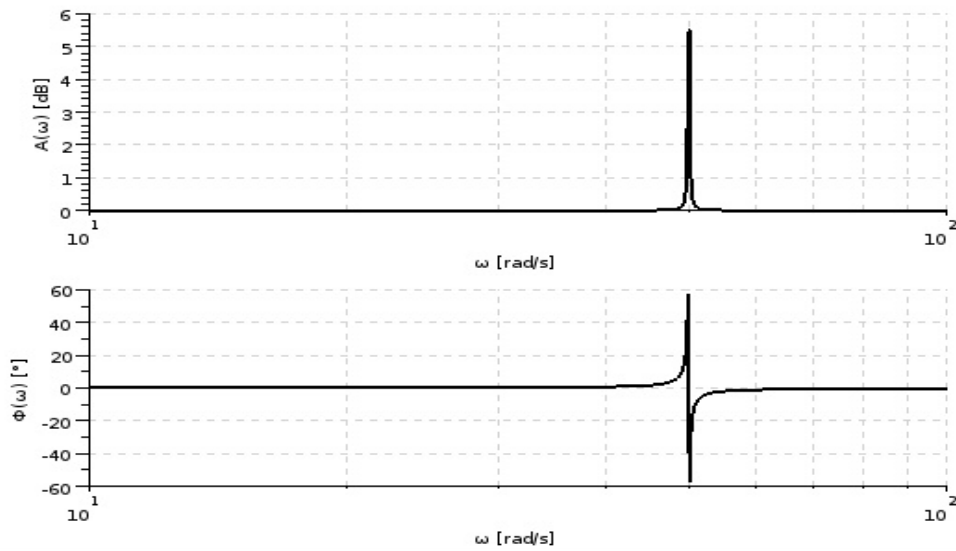


Obr .6.6 – Odezva rezonančního regulátoru na vstupní signál  $(e(t))$  o konstantní amplitudě a frekvenci rovné rezonanční frekvenci regulátoru

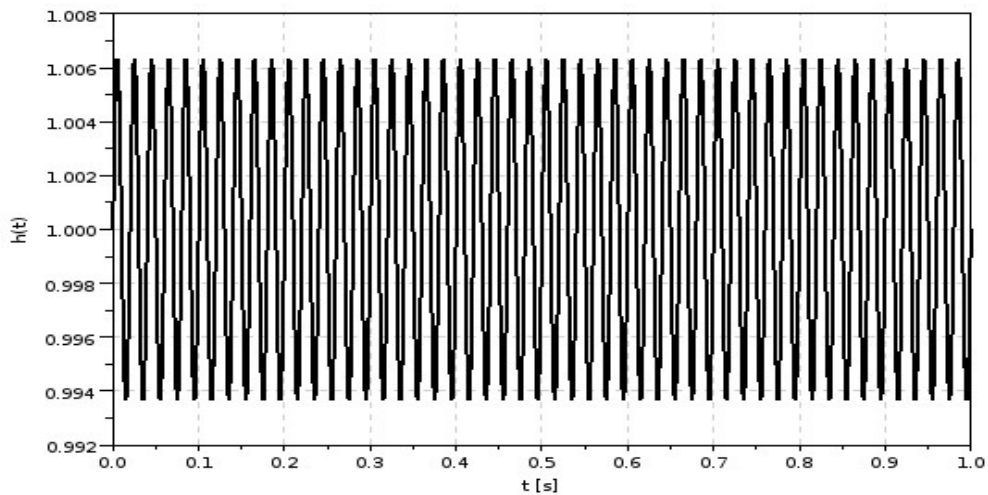
Pro rychlou odezvu v přechodových stavech je vhodné rezonanční regulátor kombinovat s proporčním regulátorem. Blokové schéma proporčně rezonančního regulátoru je na obr. 6.7. Obr. 6.8, obr. 6.9 a obr. 6.10 zobrazují frekvenční charakteristiky a odezvy na jednotkový skok a harmonický signál.



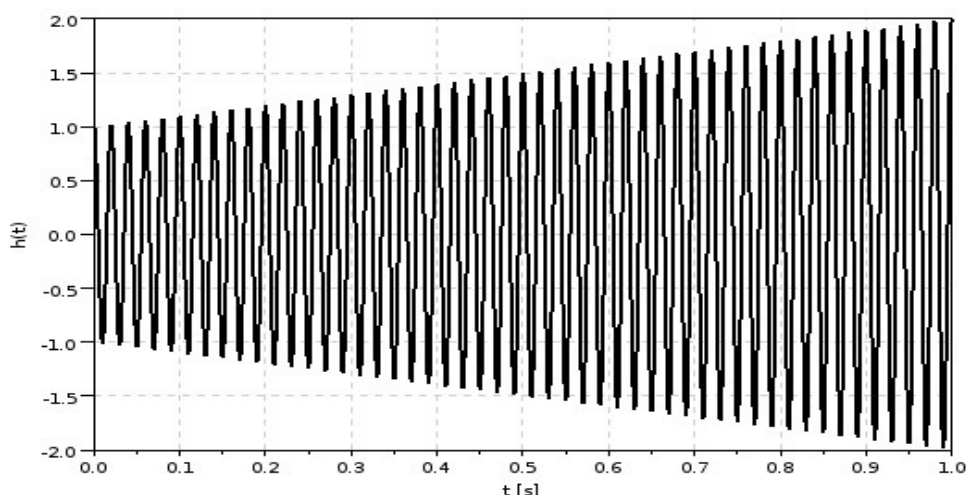
Obr. 6.7. - Blokové schéma proporcčně rezonančního regulátoru



Obr. 6.8 – Frekvenční charakteristiky proporcčně rezonančního regulátoru



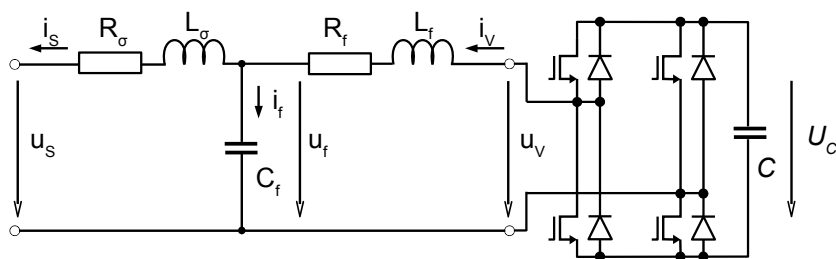
Obr. 6.9 – Odezva na jednotkový skok proporcčně rezonančního regulátoru



Obr. 6.10 – Odezva proporcčně rezonančního regulátoru na vstupní signál  $e(t)$  o konstantní amplitudě a frekvenci rovné rezonanční frekvenci regulátoru

### 6.3 Algoritmy regulace navrženého řízeného zdroje proudu

Jak je uvedeno v kapitole 5.1.1 výkonový obvod řízeného zdroje proudu se skládá z jednofázového napěťového střídače, výstupního LC filtru, vn tlumivky a diodového usměrňovače. Pro odvození algoritmů řízení a regulace napěťového střídače řízeného zdroje proudu uvažujeme v náhradním modelu vn tlumivky pouze její rozptylovou indukčnost. Rozptylová indukčnost spolu s LC filtrem tvoří filtr typu LCL, který významnou měrou snižuje harmonické zkreslení injektovaného proudu do sítě. Diodový usměrňovač zajišťuje přednabíjení ss obvodu. Napětí na ss obvodu můžeme uvažovat za konstantní. Náhradní schéma výkonového obvodu navrženého řízeného zdroje proudu je znázorněno na obr. 6.11.



Obr. 6.11 – Náhradní schéma řízeného zdroje proudu, ze kterého vychází návrh regulace zařízení

## Parametry řízeného zdroje proudu – laboratorní prototyp

Jmenovité napětí sítě	$U_s$	230 Vrms
Parazitní odpor vn tlumivky	$R_s$	0,1 $\Omega$
Rozptylová indukčnost vn tlumivky	$L_s$	0,8 mH
Kapacita kondenzátoru LC filtru	$C_f$	60 $\mu$ F
Indukčnost tlumivky LC filtru	$L_f$	0,8 mH
Parazitní odpor tlumivky LC filtru	$R_f$	0,1 $\Omega$
Kapacita ss obvodu střídače	$C$	4 mF
Napětí ss obvodu střídače	$U_c$	450 V
Spínací frekvence IGBT tranzistorů	$f_{PWM}$	10 kHz

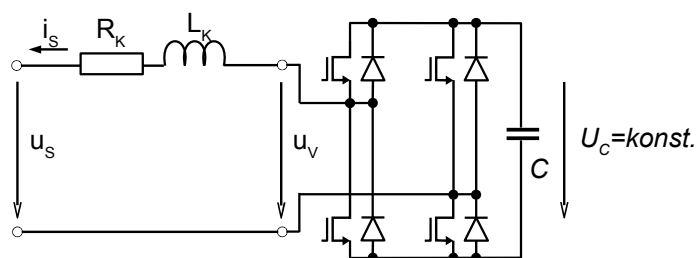
### 6.3.1. Dopředný matematický model pro regulaci

Algoritmy popsané v kapitolách 6.3.2 a 6.3.3 využívají matematický model zdroje proudu. Matematický model zajišťuje rychlé reakce měniče na velké změny vstupní požadované veličiny. Jedná se např. o náběh (start) měniče nebo skoková změna z kapacitního charakteru na induktivní charakter požadovaného proudu. Na *obr. 6.12* je znázorněné zjednodušené náhradní schéma řízeného zdroje proudu pro účely odvození zjednodušeného dopředného matematického modelu. Proud, který protéká filtračním kondenzátorem  $C_f$ , je malý a proto ho v matematickém modelu můžeme zanedbat. Rozptylovou a filtrační indukčnost nahradíme indukčností  $L_K$ , která je dána právě součtem obou indukčností. Podobně získáme i náhradní odpor  $R_K$ . Aplikací druhého Kirchhoffova zákona můžeme pro tento obvod odvodit rovnici (6.16), která platí v rotujícím souřadném systému ( $d, q$ ) rotující úhlovou rychlostí  $\omega$ , která je rovna úhlové frekvenci sítě. Rotující souřadný systém ( $d, q$ ) je svázán s vektorem síťového napětí  $u_s$ , jak je zobrazeno na *obr. 6.13*. Pro vektor napětí platí rovnice (6.17) a pro vektor generovaného proudu  $i_s$  v tomto souřadném systému platí rovnice (6.18).

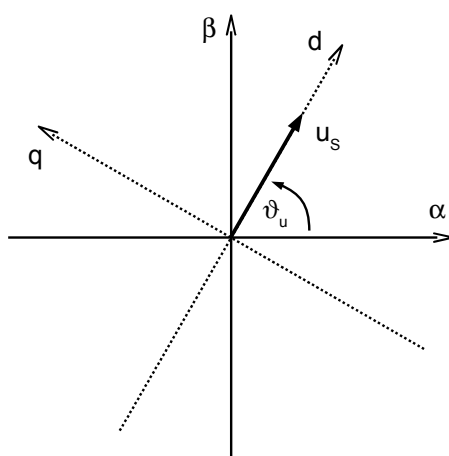
$$\bar{u}_V = \bar{u}_S + R_K \bar{i}_S + L_K \frac{d\bar{i}_S}{dt} + j\omega L_K \bar{i}_S \quad (6.16)$$

$$\bar{u}_S = u_{sd} + j u_{sq} \quad (6.17)$$

$$\bar{i}_S = i_{sd} + j i_{sq} \quad (6.18)$$



Obr 6.12 – Náhradní schéma pro účely odvození zjednodušeného dopředného matematického modelu pro regulaci



Obr 6.13 – Rotující souřadný systém ( $d, q$ )

Dosazením rovnic (6.17) a (6.18) do rovnice (6.16) dostáváme pro napětí měniče  $u_v$  jednotlivé složky ( $d, q$ ) v souřadném rotujícím systému tyto vztahy:

$$\begin{aligned} u_{vd} &= u_{sd} + R_K i_{sd} + L_K \frac{d i_{sd}}{dt} - \omega L_K i_{sq} \\ u_{vq} &= u_{sq} + R_K i_{sq} + L_K \frac{d i_{sq}}{dt} + \omega L_K i_{sd} \end{aligned} \quad (6.19)$$

Hlavním vstupem do regulačních struktur je požadovaná hodnota generovaného proudu  $i_s$ . Tuto požadovanou hodnotu označíme v zavedeném rotujícím souřadném systému takto  $i_{swd}$  a  $i_{swq}$ . Pak pro ustálený stav můžeme napsat rovnici (6.20). Tato rovnice tvoří základ dopředného matematického modelu pro následující algoritmy řízení uvedené v kapitolách 6.3.2 a 6.3.3.

$$\begin{aligned} u_{VMd} &= u_{sd} + R_K i_{swd} - \omega L_K i_{swq} \\ u_{VMq} &= u_{sq} + R_K i_{swq} + \omega L_K i_{swd} \end{aligned} \quad (6.20)$$



### 6.3.2 Algoritmy regulace navrženého zdroje proudu založené na principu vektorového řízení v kartézských souřadnicích

Principem vektorového řízení je regulace založená na řízení jednotlivých složek generovaného proudu (vektoru)  $i_s$  v rotujícím souřadném systému  $(d, q)$ . Složka  $i_{sd}$  odpovídá reálné (činné) složce proudu a složka  $i_{sq}$  odpovídá imaginární (jalové) složce proudu. Kladná hodnota  $i_{sq}$  má kapacitní charakter a záporná hodnota induktivní charakter generovaného proudu. Navržená regulační struktura je složena ze tří větví. První větev zajišťuje rychlou odezvu na skokové změny. Její hlavní část tvoří dopředný matematický model odvozený detailně v kap. 6.3.1.. Druhá větev je tvořena dvěma *PI* regulátory a jedním *PR* regulátorem. Úkolem této větve je přesné doregulování generovaného proudu. A poslední třetí větev je tvořena třemi *R* regulátory, které se starají o harmonický průběh generovaného proudu. Potlačují 3. 5. a 7. harmonickou složku.

Regulační struktura navrženého vektorového řízení je znázorněna na obr.6.14. Měřené veličiny jsou síťové napětí  $u_s$ , generovaný proud sítě  $i_s$  a výstupní proud měniče  $i_v$ . Souřadný rotující systém  $(d, q)$  je spojen s vektorem síťového napětí  $u_s$ . Vektor  $u_s$  je položen do osy  $d$  rotujícího souřadného systému. Synchronizace s vektorem  $u_s$  probíhá v bloku *SYNCH. I* pomocí *DFT* synchronizace, která je popsána v kapitole 6.1.1. Vstupní veličinou bloku *SYNCH. I* je měřená veličina síťové napětí  $u_s$ . Výstupní veličiny bloku *SYNCH. I* dostáváme amplitudu síťového napětí  $U_{sm}$  a polohu vektoru napětí  $\vartheta_u$ .

Poloha generovaného proudu  $i_s$  se získává v bloku *SYNCH. II*. Jako vstupní veličiny slouží měřená veličina generovaného proudu  $i_s$  a poloha síťového napětí  $\vartheta_u$ . Výstupní veličiny jsou jednotlivé složky proudu v rotujícím souřadném systému  $i_{sd}$  a  $i_{sq}$ . Algoritmus bloku *SYNCH. II* je detailně popsán v kapitole 6.1.2.

Vstupní veličinou do regulační struktury jsou složky požadovaného vektoru generovaného síťového proudu  $i_{swd}$  a  $i_{swq}$ . Protože mezi sítí a měničem je použit LCL filtr, je nutno pro regulaci generovaného proudu měniče  $i_v$  přepočítat složky  $i_{swd}$  a  $i_{swq}$  na složky požadovaného proudu měniče  $i_{vw d}$  a  $i_{vw q}$ . Přepočet složek je prováděn v bloku *MODEL FILTRU* podle rovnic (6.25). Z obr. 6.11 můžeme pro LCL filtr aplikací prvního a druhého Kirchhoffova zákona odvodit pro vektor generovaného proudu měniče  $i_v$  rovnici (6.21), která platí v rotujícím souřadném systému  $(d, q)$  rotující úhlovou rychlostí  $\omega$ .

$$\begin{aligned}\bar{i}_V &= \bar{i}_S + C_f \frac{d\bar{u}_f}{dt} + j\omega C_f \bar{u}_f \\ \bar{u}_f &= \bar{u}_S + R_\sigma \bar{i}_S + L_\sigma \frac{d\bar{i}_S}{dt} + j\omega L_\sigma \bar{i}_S\end{aligned}\quad (6.21)$$

Pro ustálený stav můžeme napsat následující rovnici:

$$\bar{i}_V = (1 - \omega^2 L_\sigma C_f + j\omega R_\sigma C_f) \bar{i}_S + j\omega C_f \bar{u}_S \quad (6.22)$$

Dosazením rovnic (6.17) a (6.18) do rovnice (6.22) dostaneme rovnice (6.23) pro jednotlivé složky vektoru generovaného proudu měniče  $i_V$ . Pro složky síťového napětí  $u_S$  platí rovnice (6.24), to vychází ze zavedení souřadného rotujícího systému s napětím sítě  $u_S$ , jak je znázorněno na fázorovém diagramu obr. 6.13 v kapitole 6.3.1. Pak pro přepočtené složky požadovaného generovaného proudu měniče platí rovnice (6.25), které jsou součástí bloku *MODEL FILTRU*.

$$\begin{aligned}i_{Vd} &= (1 - \omega^2 L_\sigma C_f) i_{Sd} - \omega R_\sigma C_f i_{Sq} - \omega C_f u_{Sq} \\ i_{Vq} &= (1 - \omega^2 L_\sigma C_f) i_{Sq} + \omega R_\sigma C_f i_{Sd} + \omega C_f u_{Sd}\end{aligned}\quad (6.23)$$

$$\begin{aligned}u_{Sd} &= U_{Sm} \\ u_{Sq} &= 0\end{aligned}\quad (6.24)$$

$$\begin{aligned}i_{pWd} &= (1 - \omega^2 L_\sigma C_f) i_{SWd} - \omega R_\sigma C_f i_{SWq} \\ i_{pWq} &= (1 - \omega^2 L_\sigma C_f) i_{SWq} + \omega R_\sigma C_f i_{SWd} + \omega C_f U_{Sm}\end{aligned}\quad (6.25)$$

Tak tedy do bloku *MODEL FILTRU* vstupují požadavky na generovaný proud sítě  $i_{SWd}$  a  $i_{SWq}$ , z bloku *SYNCH I* amplituda síťového napětí  $U_{Sm}$  a úhlová rychlost  $\omega$ . Výstupem bloku *MODEL FITRU* jsou přepočtené hodnoty složek požadovaného proudu sítě na požadované hodnoty složek proudu měniče  $i_{pWd}$  a  $i_{pWq}$ .

Regulační odchylky *PI* regulátorů tvoří rozdíl složek požadovaného vektoru  $i_{SWd}$  a  $i_{SWq}$  generovaného proudu sítě a skutečného měřeného vektoru  $i_{Sd}$  a  $i_{Sq}$  proudu sítě. Výstupy z *PI* regulátorů  $\Delta i_{Wd}$  a  $\Delta i_{Wq}$  upravují a zpřesňují přepočtené hodnoty z bloku *MODEL FILTRU*. Spolu pak tvoří požadované hodnoty složky vektoru generovaného proudu měniče  $i_{VWd}$  a  $i_{VWq}$ .

Složky  $i_{VWd}$  a  $i_{VWq}$  spolu s velikostí vektoru síťového napětí  $U_{Sm}$  a velikosti úhlové rychlosti  $\omega$  sítě tvoří vstupy do bloku *MATH MODEL*, který tvoří dopředný matematický model

měníče a sítě. Matematický model je podrobně popsán v kapitole 6.3.1. Základem matematického modelu je rovnice (6.20), respektováním zvoleného souřadného rotačního systému platí rovnice (6.24) a tím se nám rovnice (6.20) zjednoduší na následující rovnici (6.26).

$$\begin{aligned} u_{VMd} &= U_{Sm} + R_K i_{SWd} - \omega L_K i_{SWq} \\ u_{VMq} &= R_K i_{SWq} + \omega L_K i_{SWd} \end{aligned} \quad (6.26)$$

Zanedbáním velikosti odporu  $R_K$  a indukčnosti  $L_K$  se nám dopředný matematický model redukuje na rovnici (6.27). Výstupem z bloku *MATH MODEL* jsou složky modulačního signálu  $u_{VMd}$  a  $u_{VMq}$ . Z těchto složek za pomoci rovnice (6.28) určíme velikost amplitudy modulačního signálu  $U_{Vm}$  a za pomoci rovnice (6.29) určíme úhel natočení vektoru modulačního signálu  $\alpha_{uV}$ . Z velikosti vektoru modulačního signálu  $U_{Vm}$ , z polohy vektoru modulačního signálu  $\alpha_{uV}$  v souřadném rotujícím systému ( $d, q$ ) a z natočení  $\vartheta_u$  celého souřadného rotujícího systému ve stojícím souřadném systému ( $\alpha, \beta$ ) určíme výsledný modulační signál celého modelu  $U_{v\_model}$  dle rovnice (6.30).

$$\begin{aligned} u_{VMd} &= U_{Sm} \\ u_{VMq} &= 0 \end{aligned} \quad (6.27)$$

$$U_{Vm} = \sqrt{(u_{VMd}^2 + u_{VMq}^2)} \quad (6.28)$$

$$\alpha_{uV} = \arctan\left(\frac{u_{VMq}}{u_{VMd}}\right) \quad (6.29)$$

$$U_{v\_model} = U_{Vm} \cos(\vartheta_u + \alpha_{uV}) \quad (6.30)$$

Dále ze složek  $i_{VWd}$  a  $i_{VWq}$  získáme velikost amplitudy požadovaného proudu měniče  $I_{VWm}$  a velikost úhlu natočení požadovaného proudu měniče  $\alpha_{iW}$  podle rovnic (6.31) a (6.32). Výsledný požadovaný proud měniče  $i_{VW}$  určíme z velikosti vektoru požadovaného proudu měniče  $I_{VWm}$ , z polohy tohoto vektoru  $\alpha_{iW}$  v souřadném rotujícím systému ( $d, q$ ) a z natočení  $\vartheta_u$  celého souřadného rotujícího systému ve stojícím souřadném systému ( $\alpha, \beta$ ) podle rovnice (6.33).

$$I_{VWm} = \sqrt{(i_{VWd}^2 + i_{VWq}^2)} \quad (6.31)$$

$$\alpha_{i_{vw}} = \arctan\left(\frac{i_{vwq}}{i_{vwd}}\right) \quad (6.32)$$

$$i_{vw} = I_{vw} \cos(\vartheta_u + \alpha_{i_{vw}}) \quad (6.33)$$

Výsledný požadovaný proud měniče  $i_{vw}$  spolu s měřenou hodnotou skutečného proudu měniče  $i_v$  tvoří regulační odchylku pro  $PR$  regulátor. Proporčně rezonanční regulátor  $PR$  je podrobně popsán v *kapitole 6.2*. Výstupní akční veličina regulátoru upravuje chybu (chyby) výsledného modulačního signálu způsobené nedokonalostmi dopředného matematického modelu.

Tři rezonanční regulátory, které jsou popsány v *kapitole 6.2*, omezují výskyt vyšších harmonických v generovaném proudu sítě  $i_s$ . Regulátory jsou nastaveny na třetí, pátou a sedmou harmonickou. Vstupem do těchto regulátorů je zavedena pouze záporná hodnota měřeného proudu sítě  $i_s$ , protože požadovaná hodnota nedokonalostmi dopředného matematického modelu.

Výsledná suma modulačního signálu vstupuje do bloku  $PWM$ , který zajišťuje pulsní šířkovou modulaci ke spínání výkonových tranzistorů měniče. Jednotlivé takty sepnutí tranzistorů jsou popsány v *kapitole 5.1.1*. Pro implementaci je použita PWM s nosným signálem (pilou) o frekvenci 10 kHz.

Požadované hodnoty generovaného proudu  $i_{swd}$  a  $i_{swq}$ , které jsou vstupem do této regulační struktury, jsou získávány z nadřazené regulační smyčky, tou se podrobněji zabývá *kapitola 6.4*.



Celá navržená regulační struktura je detailně zobrazena na *obr. 6.15*. Měřené veličiny jsou stejné tak jak je popsáno u vektorového řízení v *kapitole 6.3.2*. Měřené veličiny jsou napětí sítě  $u_s$ , proud sítě  $i_s$  a generovaný proud měničem  $i_v$ . Měřené síťové napětí  $u_s$  se otáčí úhlovou rychlostí  $\omega$  vůči stojícímu souřadnému systému  $(\alpha, \beta)$ . Rotující souřadný systém  $(d, q)$  spojíme s vektorem napětí sítě  $u_s$ , tak že vektor napětí umístíme do osy  $d$ . K synchronizaci vektoru napětí sítě je použit blok *SYNCH*. Vstupní veličinou je měřená hodnota  $u_s$  sítě a výstupní hodnotu tvoří velikost vektoru napětí  $U_{Sm}$  a poloha tohoto vektoru  $\vartheta_u$ . Blok *SYNCH* je založen na synchronizačním algoritmu *DFT*, který je detailně popsán v *kapitole 6.1.1*.

Požadovaná velikost síťového proudu se zadává pomocí složek v rotujícím souřadném systému  $(d, q)$ , kde složka  $i_{SWd}$  odpovídá činné (reálné) složce síťového proudu a složka  $i_{SWq}$  odpovídá imaginární (jalové) složce síťového proudu. Kladná hodnota  $i_{SWq}$  odpovídá kapacitnímu charakteru, záporná hodnota induktivnímu charakteru síťového proudu. Tyto dvě složky požadovaného síťového proudu spolu s velikostí vektoru napětí sítě  $U_{Sm}$  a úhlovou rychlostí otáčení  $\omega$  rotujícího souřadného systému  $(d, q)$  tvoří vstup do bloku *MATH MODEL*. Tento blok je tvořen dopředným matematickým model měniče a sítě. Matematický model je podrobně popsán v *kapitole 6.3.1*. Základem matematického modelu je rovnice (6.20), respektováním zvoleného rotačního souřadného systému, kde platí rovnice (6.24) a jejím dosazením do rovnice (6.20) dostáváme zjednodušenou rovnici (6.26).

Obdobně jako v předchozí *kapitole 6.3.2* zanedbáním velikosti parazitního odporu  $R_K$  a indukčnosti  $L_K$  v rovnici (6.26) se nám dopředný matematický model redukuje na rovnici (6.27). Výstupem z bloku *MATH MODEL* jsou složky modulačního signálu  $u_{VMd}$  a  $u_{VMq}$ . Z těchto složek za pomoci rovnice (6.28) určíme velikost amplitudy modulačního signálu  $U_{Vm}$  a za pomoci rovnice (6.29) určíme úhel natočení vektoru modulačního signálu  $\alpha_{uv}$ . Z velikosti vektoru modulačního signálu  $U_{Vm}$ , z polohy vektoru modulačního signálu  $\alpha_{uv}$  v souřadném rotujícím systému  $(d, q)$  a z natočení  $\vartheta_u$  celého souřadného rotujícího systému ve stojícím souřadném systému  $(\alpha, \beta)$  určíme výsledný modulační signál celého modelu  $U_{v\_model}$  dle rovnice (6.30).

Zanedbání hodnot  $R_K$  a  $L_K$  v dopředném matematickém modelu nemá zásadní vliv na statické a dynamické vlastnosti regulace. Pak implementace bloku *MATH MODEL* je velice jednoduchá, kde velikost vektoru modulačního signálu  $U_{Vm}$  je přímo rovna velikosti vektoru síťového napětí  $U_{Sm}$  a poloha modulačního vektoru  $\alpha_{uv}$  je rovna nule. Pak výsledný modulační signál celého modelu  $U_{v\_model}$  můžeme popsat rovnicí (6.34).

$$U_{v\_model} = U_{Sm} \cos(\vartheta_u) \quad (6.34)$$

Znázornění dopředného matematického modelu na *obr. 6.15* je tvořeno horní větví regulační struktury.

Prostřední větev regulační struktury se podílí na přesném doregulování proudu sítě. Ze složek požadovaného proudu sítě  $i_{SWd}$  a  $i_{SWq}$  získáme velikost vektoru požadovaného proudu sítě  $I_{SWm}$  a velikost úhlu natočení požadovaného proudu měniče  $\alpha_{isw}$  podle rovnic (6.35) a (6.36). Výsledný požadovaný proud sítě  $i_{sw}$  určíme z velikosti vektoru požadovaného proudu sítě  $I_{SWm}$ , z polohy tohoto vektoru  $\alpha_{isw}$  v souřadném rotujícím systému  $(d, q)$  a z natočení  $\vartheta_u$  celého souřadného rotujícího systému ve stojícím souřadném systému  $(\alpha, \beta)$  podle rovnice (6.37).

$$I_{SWm} = \sqrt{(i_{SWd}^2 + i_{SWq}^2)} \quad (6.35)$$

$$\alpha_{isw} = \arctan\left(\frac{i_{SWq}}{i_{SWd}}\right) \quad (6.36)$$

$$i_{sw} = I_{SWm} \cos(\vartheta_u + \alpha_{isw}) \quad (6.37)$$

Výsledný požadovaný proud sítě  $i_{sw}$  je přiváděn na vstup dvou regulátorů. Tyto regulátory jsou zapojeny za sebou do kaskády. Hlavní (podřazený) regulátor je tvořen *PR* regulátorem a řídí přímo proud měniče  $i_v$ . Jeho regulační odchylka je tvořena požadovaným proudem sítě  $i_{sw}$ , akční veličinou nadřazeného regulátoru  $i_{svw}$  a skutečnou hodnotou proudu měniče  $i_v$  ( $e = i_{sw} + i_{svw} - i_v$ ). Protože mezi sítí a měnič je vložen LCL filtr, na kterém dochází k nezanedbatelnému úbytku napětí a rozdílu proudů měniče a sítě, je nutno použít další regulátor. Regulátor byl zvolen jako rezonanční regulátor. Jeho regulační odchylka je tvořena požadovaným proudem sítě  $i_{sw}$  a měřenou hodnotou skutečného proudu sítě  $i_s$ . Tento regulátor ovlivňuje svou akční veličinou  $i_{svw}$  regulační odchylku podřazeného regulátoru proudu měniče  $i_v$  tak, aby byl eliminován vliv LCL filtru. Výstupní akční veličina podřazeného *PR* regulátoru upravuje chybu (chyby) výsledného modulačního signálu způsobené dopředného matematického modelu a tím přesně reguluje na požadovaný proud.

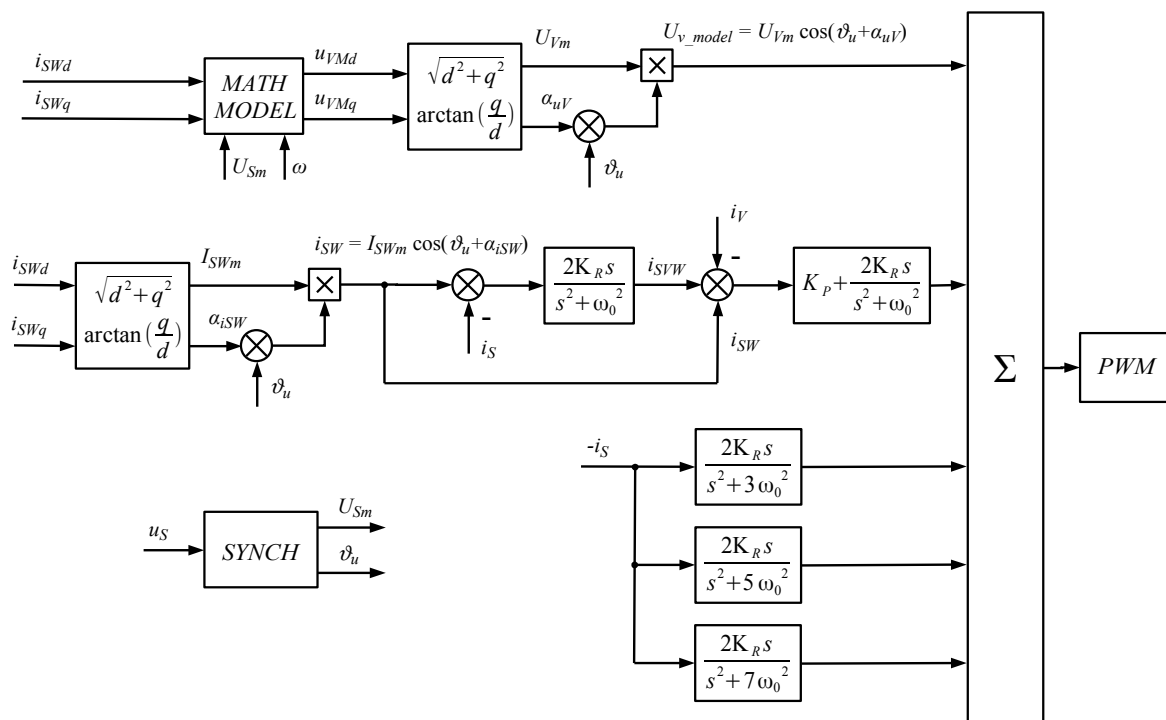
Třetí větev regulačního schématu má za úkol omezovat vliv vyšších harmonických, a to konkrétně 3., 5. a 7. harmonickou složku. Blok pro kompenzaci harmonických je složen ze tří *R* regulátorů. Každý regulátor je naladěn na frekvenci příslušné harmonické složky.

Vstupem do těchto regulátorů je zavedena pouze záporná hodnota měřeného proudu sítě  $i_s$ , protože požadovaná hodnota výše uvedených potlačovaných harmonických je nulová.

Rezonanční regulátory  $R$  a proporcčně rezonanční regulátor  $PR$  jsou podrobně popsány v kapitole 6.2.

Výsledná suma modulačního signálu vstupuje do bloku  $PWM$ , který zajišťuje pulsní šířkovou modulaci ke spínání výkonových tranzistorů měniče. Jednotlivé takty sepnutí tranzistorů jsou popsány v kapitole 5.1.1. Pro implementaci je použita PWM s nosným signálem (pilou) o frekvenci 10 kHz.

Požadované hodnoty generovaného proudu  $i_{SWd}$  a  $i_{SWq}$ , které jsou vstupem do této regulační struktury, jsou získávány z nadřazené regulační smyčky, tou se podrobněji zabývá kapitola 6.4.



obr. 6.15 - Regulační struktura s přímou regulací generovaného proudu sítě s využitím rezonančních regulátorů

### 6.3.4 Přímá regulace generovaného proudu sítě založená na dvou hodnotové regulaci

Jen pro úplnost je vhodné na tomto místě uvést i přímou regulaci generovaného proudu sítě založenou na dvouhodnotové regulaci. Pro dobrou a správnou funkci kompenzace kapacitního proudu základní harmonické je důležité, aby generovaný proud  $i_s$  proudového



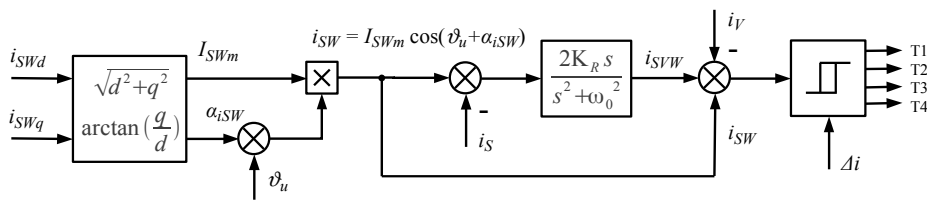
zdroje byl co nejvíce sinusový a účinník  $\cos \varphi \rightarrow 0$  byl blízký nule. Pro požadovanou funkci se hodí také dvouhodnotová regulace. Při této regulaci je snímána a řízena přímo požadovaná veličina  $i_s$ . Dvouhodnotová regulace umožňuje přímo vnutit tvar křivky a fázový posun regulovaného proudu sítě  $i_s$ . Blokové schéma uvažované regulační struktury je uvedeno na obr. 6.16.

Měřené veličiny jsou stejné tak, jak jsou popsány v předchozích kapitolách 6.3.2 a 6.3.3. Měřené veličiny jsou napětí sítě  $u_s$ , proud sítě  $i_s$  a generovaný proud měničem  $i_v$ . Měřené síťové napětí  $u_s$  se otáčí úhlovou rychlostí  $\omega$  vůči stojícímu souřadnému systému  $(\alpha, \beta)$ . Rotující souřadný systém  $(d, q)$  spojíme s vektorem napětí sítě  $u_s$ , tak že vektor napětí umístíme do osy  $d$ . K synchronizaci vektoru napětí sítě je použit blok *SYNCH*. Vstupní veličinou je měřená hodnota  $u_s$  a výstupní hodnotu tvoří velikost vektoru napětí  $U_{Sm}$  a poloha tohoto vektoru  $\vartheta_u$ . Blok *SYNCH* je založen na synchronizačním algoritmu *DFT*, který je detailně popsán v kapitole 6.1.1.

Požadovaná velikost síťového proudu se zadává pomocí složek v rotujícím souřadném systému  $(d, q)$ , kde složka  $i_{SWd}$  odpovídá reálné (činné/ohmické) složce síťového proudu a složka  $i_{SWq}$  odpovídá imaginární (jalové) složce síťového proudu. Kladná hodnota  $i_{SWq}$  odpovídá kapacitnímu charakteru, záporná hodnota induktivnímu charakteru síťového proudu. Z těchto dvou složek požadovaného síťového proudu získáme velikost vektoru požadovaného proudu sítě  $I_{SWm}$  a velikost úhlu natočení požadovaného proudu měniče  $\alpha_{isw}$  podle rovnic (6.35) a (6.36). Výsledný požadovaný proud sítě  $i_{SW}$  určíme z velikosti vektoru požadovaného proudu sítě  $I_{SWm}$ , z polohy tohoto vektoru  $\alpha_{isw}$  v souřadném rotujícím systému  $(d, q)$  a z natočení  $\vartheta_u$  celého souřadného rotujícího systému ve stojícím souřadném systému  $(\alpha, \beta)$  podle rovnice (6.37).

Požadovaný proud sítě  $i_{SW}$  je přiveden na vstup rezonančního regulátoru *R*, kde spolu s měřenou hodnotou skutečného proudu sítě tvoří regulační odchylku. Akční veličina  $i_{SWW}$  se sečte s požadovanou hodnotou proudu sítě  $i_{SW}$  a se skutečnou měřenou hodnotou proudu měniče  $i_v$  tvoří regulační odchylku pro dvouhodnotový komparační regulátor. Výstup dvouhodnotového komparačního regulátoru přímo generuje spínací signály pro tranzistory.

Akční veličina  $i_{SWW}$  rezonančního regulátoru kompenzuje vliv vloženého LCL filtru mezi měnič a síť. Na tomto filtru vzniká nezanedbatelný úbytek napětí, což má za následek rozdíl proudů sítě  $i_s$  a měniče  $i_v$ . Tento regulátor zajišťuje právě přesné doregulování síťového proudu.

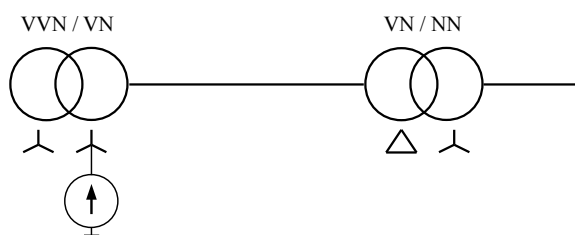


Obr. 6.16 – Regulační struktura dvouhodnotové regulace

## 6.4 Navržená regulace - Algoritmy pro získávání požadované hodnoty generovaného proudu sítě

Metody získání požadované hodnoty kompenzačního zemního proudu řízeného zdroje jsou obdobné jako metody pro nastavování zhášecí tlumivky. V principu jde o zjištění velikosti kapacitního a činného proudu rozvodné soustavy. Nebo přímo můžeme říci, že se jedná o zjištění velikosti svodů a parazitních kapacit rozvodné soustavy. Podrobněji jsou některé metody popsány např. v [70] - [79].

Na obr. 6.17 je znázorněno jednopólové schéma distribuční soustavy. V rozvodně je umístěn VVN/VN transformátor. Nejčastěji se transformuje z napětové hladiny 110kV na napětovou hladinu 22kV. Řízený zdroj proudu je připojen mezi nulový bod sekundárního vinutí transformátoru a zemní potenciál rozvodny. Distribuční síť může být provedena jako kabelová – převážně městské rozvody, pomocí venkovního vedení a nebo jako smíšená - kombinace kabelového a venkovního vedení. Parazitní kapacity kabelového vedení jsou až cca 40 krát větší než u venkovního vedení. Distribuční transformátor VN/NN transformuje napětí z hladiny 22 kV na hladinu 0,4 kV.



Obr. 6.17 – Jednopólové schéma distribuční soustavy

Existující metody můžeme rozdělit do několika skupin. V technické praxi nejvíce používané metody jsou tzv. rezonanční metody a metody proudové injeckáže.

Přehled metod k získání požadované hodnoty proudu pro nastavení řízeného zdroje proudu

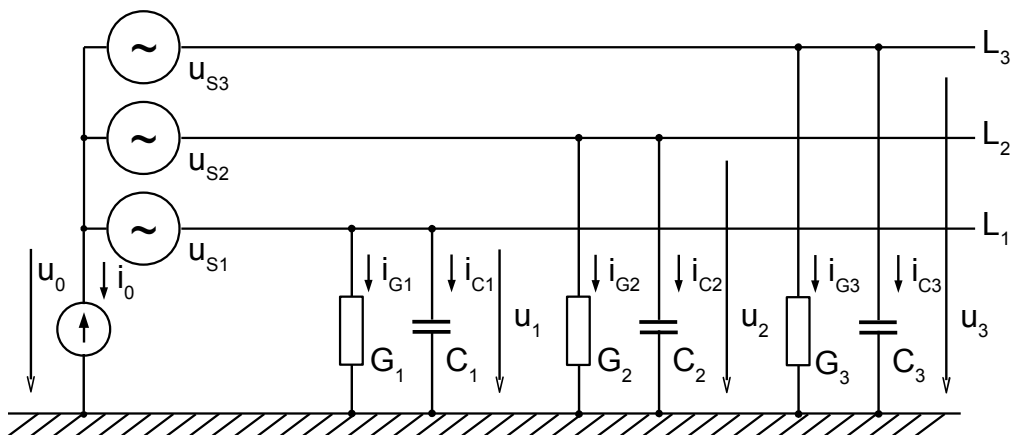
- Umělé zemní spojení
- Rezonanční metody
  - vyhledání maximální hodnoty napětí  $U_0$
  - metoda nejmenších čtverců na základě  $1/U_0$
  - metoda založená na zobrazení  $U_0$  v komplexní rovině
- Metody proudové injektáže
  - proudová injektáž 50Hz
  - proudová injektáž různá od 50Hz

### 6.4.1 Umělé zemní spojení

Metoda spočívá ve vytvoření zemního spojení v jednotlivých vývodech rozvodny a změření kapacitních proudů v těchto vývodech. Proud řízeného zdroje proudu se nastaví podle konkrétní konfigurace zapnutých vývodů. Tato metoda působí těžkopádně a je spíše vhodná pro kontrolu správnosti nastavení řízeného zdroje proudu pomocí jiné metody.

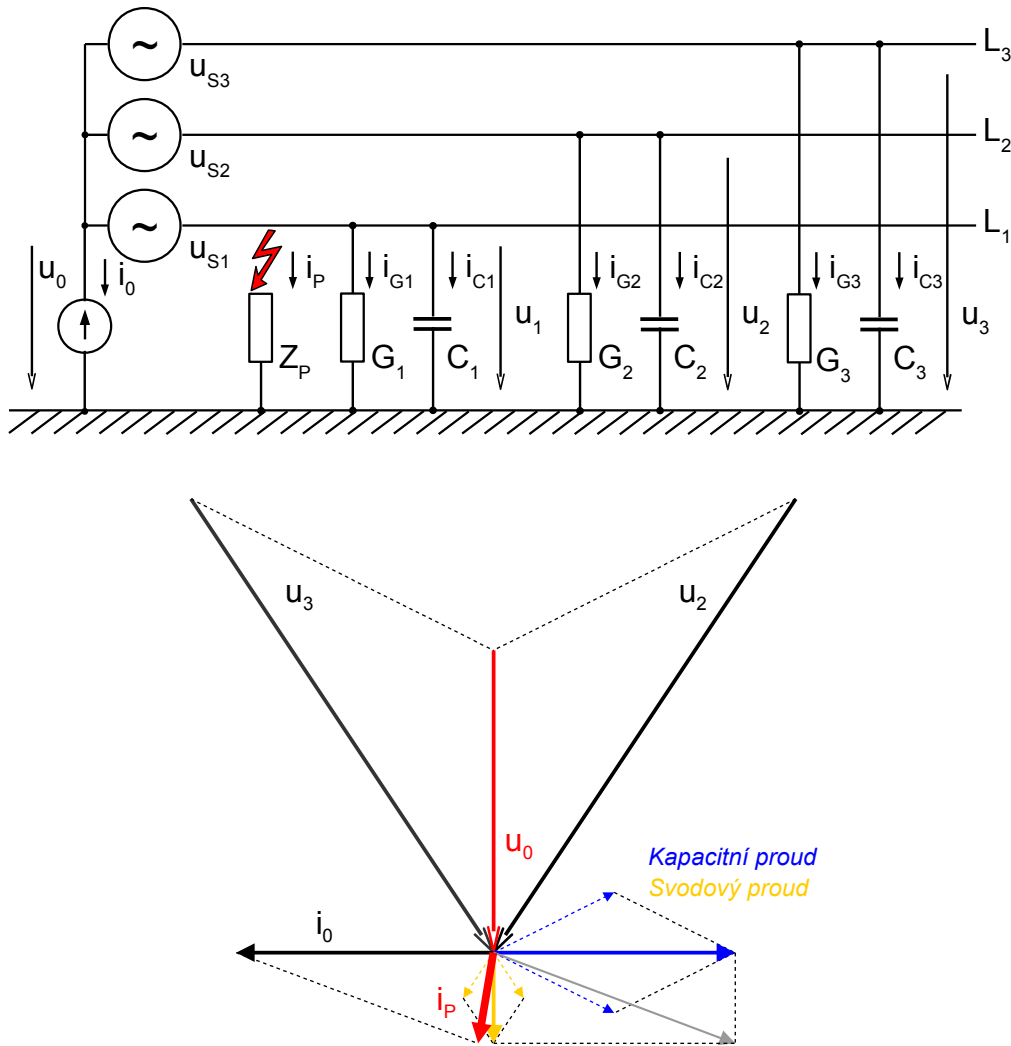
### 6.4.2 Rezonanční metody

Rezonanční metody jsou založeny na měření nulového napětí  $U_0$  a vlastností paralelního  $RLC$  obvodu. Nutnou podmínkou pro vznik nulového napětí je existence tak zvané přirozené nesymetrie rozvodné soustavy. Obr. 6.18 znázorňuje zjednodušené náhradní schéma trojfázové soustavy bez zemní poruchy. V tomto schématu jsou pro zjednodušení zanedbány tyto složky: impedance transformátoru, podélná impedance vedení, parazitní kapacita mezi vodiči, kapacitní vazba mezi vedením souběžných vn sítí a impedance uzemnění.



Obr.6.18. – Zjednodušené náhradní schéma rozvodné soustavy – bezporuchový stav

Na obr. 6.19 je zjednodušené náhradní schéma trojfázové soustavy s jednopólovou zemní poruchou. Pokud bude impedance zemního spojení  $Z_P = 0$ , jedná se o takzvané kovové zemní spojení. Při dalším výkladu se bude právě předpokládat tento typ zemního spojení. Při tomto kovovém zemním spojení je potenciál země propojen s fází  $L_1$  a na obou nepostižených vodičích bude sdružené napětí, přičemž dodávka elektrické energie ke spotřebiči zůstane nepřerušena. Pokud je systém vyladěn, místem zemní poruchy poteče jen malý zbytkový proud. Tento stav je znázorněn vektorovým diagramem.



Obr. 6.19. – Zjednodušené náhradní schéma rozvodné soustavy se zemní poruchou a fázorový diagram při poruše

Proud postižené fáze můžeme ovlivňovat nastavením řízeného zdroje proudu, ale proudy nepostižených fází nemůžeme ovlivňovat - jsou dány pouze parazitními kapacitami a svody. Proud řízeného zdroje proudu na ně nemá vliv.

Pro dobré pochopení nastavení řízeného zdroje proudu je zapotřebí pár následujících rovnic. Ty pro zjednodušení vycházejí z předpokladu, že spotřebič není spojen se zemí (i v technické praxi není spojen se zemí), a proto můžeme zanedbat proud do zátěže. Vektorový součet proudů je tedy roven nule. Řízený zdroj proudu dodává do obvodu jalový proud, dle nastavení induktivního nebo kapacitního charakteru. Vhodným řízením požadovaného proudu, který je zdrojem generován, lze dosáhnout toho, že se řízený zdroj proudu bude chovat jako proměnná impedance. Pro následující teoretické úvahy pak uvažujme, že se řízený zdroj bude chovat jako řízená impedance induktivního charakteru (tj. bude generovat induktivní proud požadované velikosti). Pak můžeme řízený zdroj považovat za proměnu indukčnosti jako je zhášecí tlumivka. Dalším předpokladem je, že admitance  $Y_1$  je různá od admitancí  $Y_2$  a  $Y_3$ . To vyjádříme následujícími rovnicemi.

Řízený zdroj proudu si můžeme dle rovnice (6.38) představit jako proměnnou indukčnost  $L_i$ ,

$$j\omega L_i = \frac{\bar{U}_0}{\bar{I}_i} \quad (6.38)$$

$$\bar{Y}_0 = -j \frac{1}{\omega L_i} \quad (6.39)$$

$$\bar{Y}_1 = G + \Delta G + j\omega(C + \Delta C) \quad (6.40)$$

$$\bar{Y}_2 = \bar{Y}_3 = G + j\omega C \quad (6.41)$$

Použitím I. a II. Kirchhoffova zákona můžeme odvodit rovnici pro nulové napětí  $U_0$ :

$$\bar{U}_0 = -U_{sl} \frac{\bar{Y}_1 + \bar{a}\bar{Y}_2 + \bar{a}^2\bar{Y}_3}{\bar{Y}_0 + \bar{Y}_1 + \bar{Y}_2 + \bar{Y}_3} \quad (6.42)$$

Kde  $\bar{a}, \bar{a}^2$  jsou tzv. operátory natočení  $\bar{a} = e^{j120^\circ}, \bar{a}^2 = e^{-j120^\circ}$ .

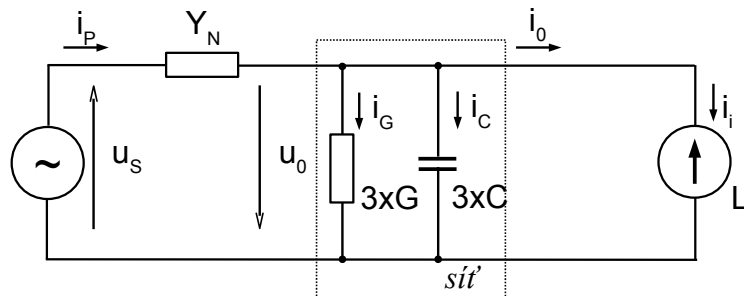
Dosadíme rovnice (6.39), (6.40) a (6.41) do rovnice (6.42) a přetřídíme jednotlivé složky:

$\bar{Y}_N = \Delta G + j\omega\Delta C$	nesymetrie v místě poruchy (rozvodné soustavy)
$Y_W = 3G$	činná složka
$B_C = j3\omega C$	kapacitní složka
$-B_L = j \frac{1}{\omega L_i}$	induktivní složka
$\bar{Y} = Y_W + j(B_C - B_L)$	celková admitance v místě poruchy (rozvodné soustavy)

dostáváme novou rovnici pro nulové napětí:

$$\bar{U}_0 = -U_{SI} \frac{\bar{Y}_N}{\bar{Y}_N + \bar{Y}} \quad (6.43)$$

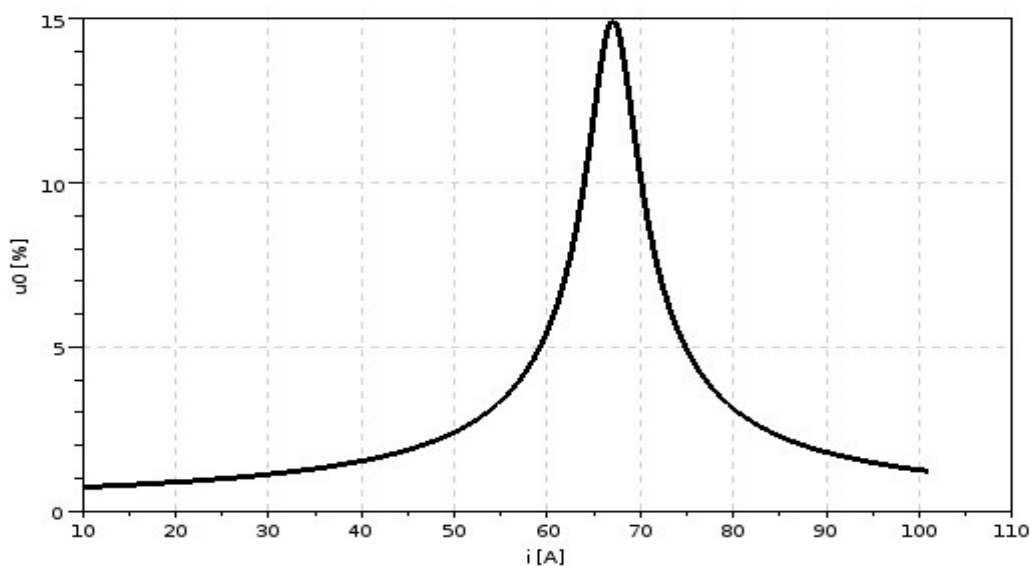
Podle rovnice (6.43) můžeme nakreslit jednopólové náhradní schéma zapojení viz. obr. 6.20.



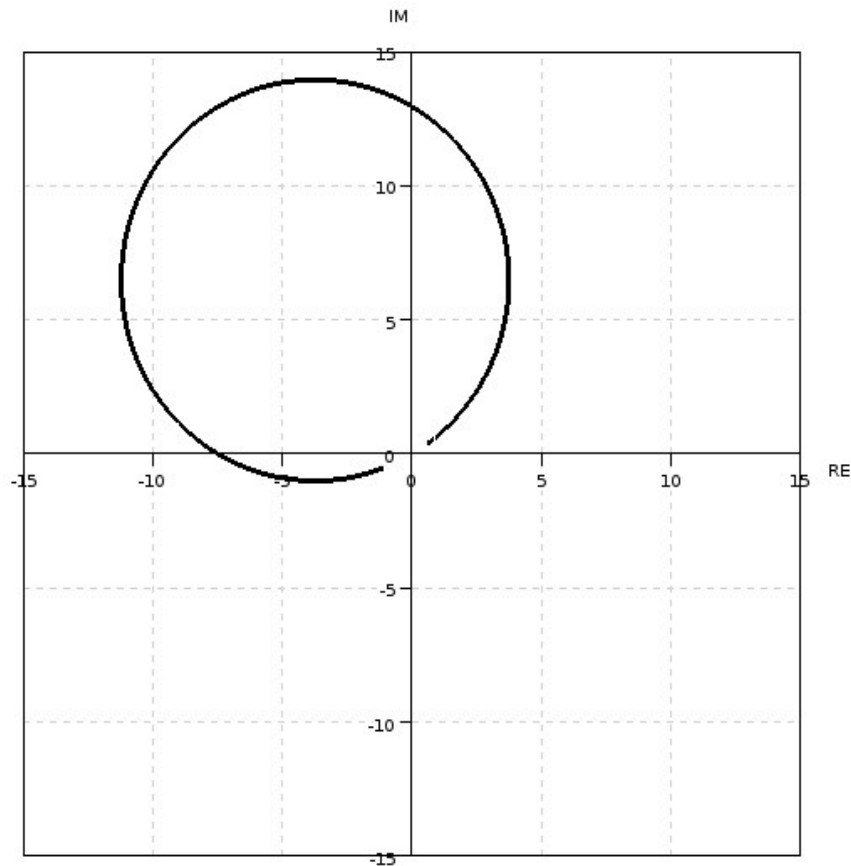
Obr. 6.20 – Náhradní jednopólové schéma rozvodné soustavy

Toto zapojení platí pro bezporuchový i poruchový stav rozvodné soustavy.

V bezporuchovém stavu odpovídá admitanci  $Y_N$  přirozená kapacitní nesymetrie jednotlivých fázových vodičů proti zemnímu potenciálu. Z obr. 6.20 je zřejmé, že nulové napětí  $U_0$  bude v rezonanci největší (řádově jednotky až desítky [%] fázového napětí). Závislost nulového napětí na změně proudu kompenzačního systému (zhášecí tlumivka nebo řízený zdroj proudu) je zobrazena na obr. 6.21. Zobrazení nulového napětí v komplexní rovině je znázorněno na obr. 6.22. Pro toto zobrazení je nutno měřit i fázi nulového napětí.



Obr. 6.21 – Rezonanční křivka nulového napětí v závislosti na proudu zhášecí tlumivkou resp. řízeným zdrojem proudu



Obr. 6.22 – Zobrazení nulového napětí v komplexní rovině

Oblast rezonance se dá popsat třemi následujícími body:

- $U_{res}$  - maximální napětí rezonanční křivky
- $I_{res}$  - proud odpovídající kapacitnímu proudu sítě
- $I_w$  - činný proud způsobený svody sítě a ztrátami v systému kompenzace

Tyto parametry se dají jednoduše stanovit z rezonanční křivky. V rezonanci platí, že  $B_C$  se rovná  $B_L$  a rovnice (6.43) se zjednoduší na:

$$\bar{U}_{res} = -U_{SI} \frac{\bar{Y}_N}{\bar{Y}_N + Y_W} \quad (6.44)$$

velikost proudového nastavení kompenzačního systému  $I_{res} = U_{SI} B_C = U_{SI} B_{L,res}$ , při kovovém zemním spojení.

Zbytkový činný proud  $I_w$  se určí z následujících vztahů. Z poměru rovnic (6.43) a (6.44) odvodíme (6.47). Za předpokladu, že  $Y_N \ll Y_W$  platí

$$\frac{\bar{U}_0}{\bar{U}_{res}} = \frac{1}{1 + \frac{j(B_C - B_{L,W})}{\bar{Y}_N + Y_W}} \approx \frac{1}{1 + \frac{j(B_C - B_{L,W})}{Y_W}} \quad (6.45)$$

hledáme velikost indukční susceptance  $B_{L,W}$ , kde platí

$$B_C - B_{L,W} = Y_W \quad (6.46)$$

dosazením rovnice (6.46) do rovnice (6.45) dostaneme

$$\left| \frac{\bar{U}_0}{\bar{U}_{res}} \right| = \left| \frac{1}{1 + j} \right| = \frac{1}{\sqrt{2}} \approx 0.707 \quad (6.47)$$

složku činného proudu dostaneme, tak že vynásobíme rovnici (6.46) napětím  $U_{SI}$

$$(B_C - B_{L,W})U_{SI} = Y_W U_{SI} = I_{res} - I_{pos,W} = I_W \quad (6.48)$$

Rovnice (6.48) nám říká, že velikost činného proud  $I_W$ , při kovovém zemním spojení dostaneme jako rozdíl proudu rezonančního  $I_{rez}$  a proudu  $I_{pos,W}$ , kdy poklesne napětí  $U_0$

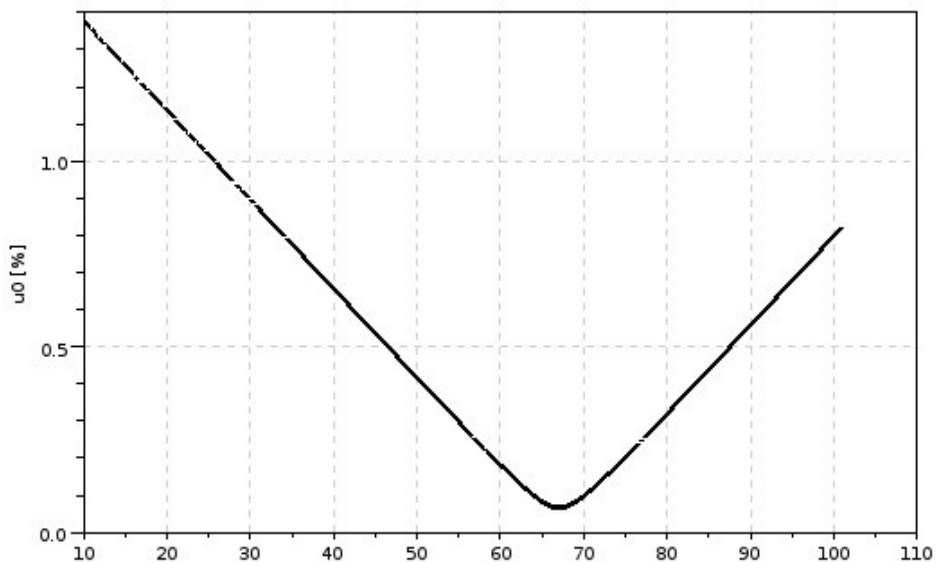
na hodnotu  $\frac{U_{res}}{\sqrt{2}}$ .

Pro úplnost zbývá uvést princip převrácené hodnoty napětí  $U_0$ . Vyjdeme z rovnice (6.43)

$$\frac{1}{\bar{U}_0} = -\frac{\bar{Y}_N + \bar{Y}}{\bar{Y}_N U_{SI}} \quad (6.49)$$

Z uvedeného vztahu je patrné, že převrácená hodnota nulového napětí je přímo úměrná admitanci  $Y$ . Závislost převrácené hodnoty nulového napětí je zobrazena na obr. 6.23. Tento algoritmus je méně náchylný na rušení a lépe odhaduje rezonanční vrchol (lineární závislost).





Obr. 6.23 – Převrácená hodnota nulového napětí v závislosti na proudu zhášecí tlumivkou resp. řízeným zdrojem proudu

Rezonanční metody potřebují pro svou činnost měření nulového napětí  $U_0$  a velikost proudového nastavení kompenzačního systému. Navíc u komplexní metody je nutno měřit fázový posun nulového napětí. Metoda vyhledání maximální hodnoty napětí  $U_0$  a metoda nejmenších čtverců na základě  $1/U_0$  jsou prakticky totožné. U metody nejmenších čtverců na základě  $1/U_0$  se dosahuje lepších výsledků při odhadování parametrů rozvodné soustavy, protože závislost nulového napětí na proudovém nastavení kompenzačního systému (zhášecí tlumivka nebo řízený zdroj proudu řízen jako induktivní reaktance) je lineární.

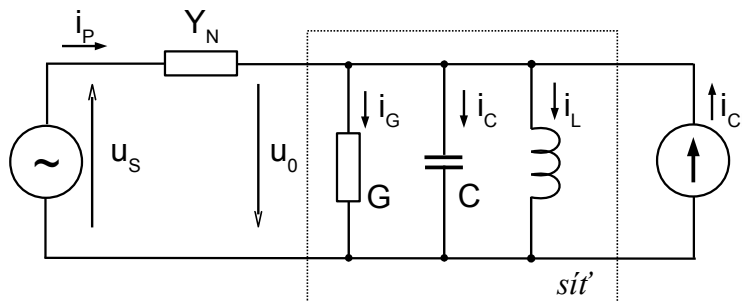
Metoda založená na zobrazení  $U_0$  v komplexní rovině - nulové napětí v komplexní rovině se při změně proudového nastavení kompenzačního systému pohybuje po kružnici. Tato metoda je založena na skutečnosti, že kruh může být sestaven pomocí pouze tří bodů. Průběžným měřením nulového napětí a fáze se zpřesňují odhady kružnice, a tím i odhady kapacitního proudu rozvodné soustavy.

Pro nejlepší zjištění parametrů rozvodné soustavy je nutné nalézt rezonanční vrchol. Tak jsou odhady od všech tří rezonančních metod nejpřesnější, protože se pohybujeme přímo v oblasti rezonance.

### 6.4.3 Metody proudové injeckce

Všechny metody založené na proudové injeckci injektují proud do nulového bodu napájecího vn transformátoru rozvodny. Tím se uměle vytváří nesymetrie v rozvodné soustavě. Sleduje se změna nulového napětí, ze které se vypočítají parametry rozvodné

soustavy. Na obr. 6.24 je znázorněně náhradní schéma rozvodné soustavy s proudovou injektáží.



Obr. 6.24 – Náhradní jednopólové schéma rozvodné soustavy s proudovou injektáží

Pokud injektovaný proud  $I_{CI}$  bude mít frekvenci  $50\text{Hz}$  budou pro admitanci rozvodné soustavy platit následující vztahy

$$\bar{Y}_{CI} = \frac{\bar{I}_{CI}}{\Delta \bar{U}_0} = \bar{Y}_N + Y_w + j(B_C - B_L) \approx Y_w + j(B_C - B_L)$$

$$Y_w = \Re\{Y_{CI}\} \quad (6.50)$$

$$C = \frac{\Im\{Y_{CI}\} + B_L}{\omega}$$

Jistého vylepšení lze dosáhnout injektováním frekvencí různých od  $50\text{Hz}$ . Tak dostaneme přesnější výsledky, protože je větší odolnost proti rušivé složce  $50\text{Hz}$ . Admitance rozvodné soustavy je přímo měřena z jednotlivých frekvenčních složek injektovaných proudů a vzniklého nulového napětí dané frekvenční složky.

$$\bar{Y}_{CI_n} = \frac{\bar{I}_{CI_n}}{\bar{U}_{0n}} = \bar{Y}_N + Y_w + j(B_C - B_L) \approx Y_w + j(B_C - B_L) \quad (6.51)$$

Použitím dvou frekvencí dostaneme dvě komplexní složky admitancí, ze kterých můžeme také určit činnou složku a kapacitu sítě. Oproti předchozí metodě můžeme získat i velikost indukčnosti zhášecí tlumivky. [72].:

$$Y_w = \Re\{Y_{CI1}\} = \Re\{Y_{CI2}\}$$

$$C = \frac{\Im\{Y_{CI1}^-\}\omega_1 - \Im\{Y_{CI2}^-\}\omega_2}{\omega_1^2 - \omega_2^2} \quad (6.52)$$

$$L = \frac{1}{\omega_1} \cdot \frac{1}{\omega_{1C} - \Im\{Y_{CI1}^-\}}$$

Metody založené na injektování proudu potřebují ke své činnosti měření amplitudy a fáze nulového napětí a injektovaného proudu. Z nich přímo získává parametry rozvodné soustavy. Tyto metody dosahují přesnějších hodnot parametrů rozvodné soustavy, a to i v případech, kdy nulové napětí je nulové. To znamená, že přirozená nesymetrie rozvodné soustavy je nulová. Naproti tomu rezonanční metody nejsou vůbec schopny zjistit tyto parametry rozvodné soustavy. Pro navržený řízený zdroj proudu je přirozené použít metody založené na proudové injektáži. Zjišťování parametrů rozvodné soustavy se provádí v bezporuchovém stavu rozvodné soustavy. Při jednofázové zemní poruše se začne generovat požadovaný proud tak, aby kompenzoval poruchový zemní proud.

## 7 Simulace navrženého řízeného zdroje proudu

Navržené algoritmy regulace popsané v kapitole 6.3.2 Algoritmy regulace navrženého zdroje proudu založené na principu vektorového řízení v kartézských souřadnicích a 6.3.3 Přímá regulace generovaného proudu sítě s využitím rezonančních regulátorů byly nejprve otestovány pomocí simulace na sestaveném matematickém modelu a poté byly provedeny experimenty na laboratorním prototypu navrženého řízeného zdroje proudu. Parametry jednotlivých regulátorů jsou shodné s parametry použitými v experimentech viz. *Kapitola 8.2* (experimenty – parametry navržených regulačních obvodů). Plný výkon řízeného zdroje proudu byl ověřen pouze pomocí simulace.

Simulace a experimenty algoritmu řízení navrženém v kapitole 6.3.4 Přímá regulace proudu založená na dvouhodnotové regulaci jsou detailně prezentovány v [80].

Simulace navrženého zdroje proudu spočívá ve vyřešení diferenciálních rovnic (5.24 – 5.26). K řešení diferenciálních rovnic byla použita Eulerova metoda s konstantním krokem  $0,1 \mu\text{s}$ . Vlastní simulace byla vytvořena v programovacím jazyce C. PI regulátor byl simulován obecně známým proporcionálně-sumačním regulátorem (PS regulátor). Kondenzátor ve ss obvodě je napájen přes diodový usměrňovač (viz. *obr. 5.18*), proto v simulacích je napětí ve ss obvodě uvažováno jako konstantní.

Simulace zohledňuje i dopravní zpoždění ve skutečném fyzikálním systému. Dopravní zpoždění vydání signálů na sepnutí IGBT tranzistorů. Nejsou detailně uvažovány vlastní spínací procesy IGBT tranzistorů (uvažováno ideální spínání, včetně zanedbání úbytků napětí) a tzv. mrtvé časy.

### 7.1 Parametry navrženého řízeného zdroje proudu

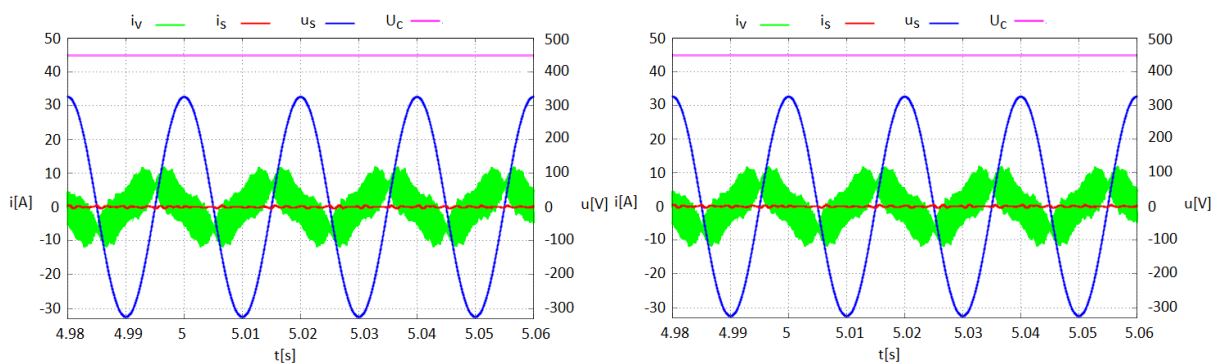
Jmenovité napětí sítě	$U_S$	230Vrms
Parazitní odpor vn tlumivky	$R_S$	0,1 $\Omega$
Rozptylová indukčnost vn tlumivky	$L_S$	0,8mH
Kapacita kondenzátoru LC filtru	$C_f$	60 $\mu\text{F}$
Indukčnost tlumivky LC filtru	$L_f$	0,8mH
Parazitní odpor tlumivky LC filtru	$R_f$	0,1 $\Omega$
Kapacita ss obvodu střídače	$C$	4mF
Napětí ss obvodu střídače	$U_C$	450V
Spínací frekvence IGBT tranzistorů	$f_{\text{PWM}}$	10kHz
Perioda vzorkování regulátorů	$\Delta t$	50 $\mu\text{s}$

## 7.2 Simulace kompletních algoritmů regulace a řízení

Následující simulace zachycují generovaný proud sítě  $i_s$ , napětí sítě  $u_s$ , proud měniče  $i_v$  a napětí na kondenzátoru v ss obvodu měniče  $U_c$ . Sledované veličiny jsou zachyceny v různých požadavcích generovaného proudu sítě  $i_s$  a při různých velikostech napětí sítě  $u_s$ . Napětí 230 Vrms odpovídá tzv. kovovému zemnímu spojení - impedance zemního spojení je nulová. Z technické praxe je považována hranice pro detekci zemního spojení cca 20%, tomu v simulacích odpovídá napětí sítě 50 Vrms. Další napětí 5 Vrms odpovídá tzv. přirozené nesymetrii rozvodné soustavy, která je nejčastěji do 2 % fázového napětí rozvodné soustavy.

### 7.2.1 Ustálené stavy

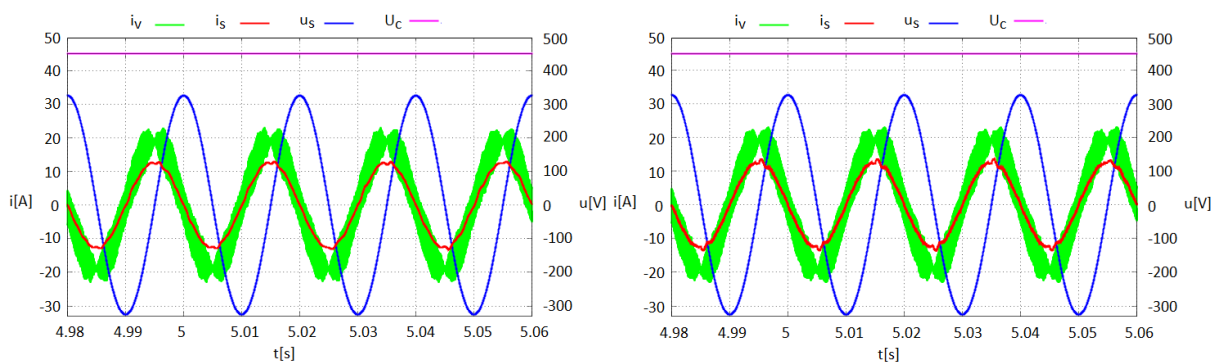
Na obr. 7.1 až 7.9 jsou zachyceny ustálené stavy při různých požadavcích síťového proudu  $i_s$  (0 A, 9 A a -9 A) a různých napětí sítě  $u_s$  (0Vrms, 50Vrms a 230Vrms). Napětí na kondenzátoru ss obvodu je konstantní, a to 450 V. Drobná deformace, která se objevuje v generovaném proudu  $i_s$ , souvisí s rezonanční frekvencí LCL filtru.



(a) – Vektorové řízení

(b) - Přímá regulace proudu s PR regulátorem

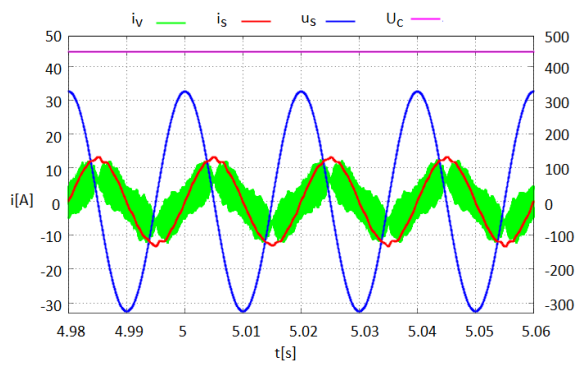
Obr.7.1 – Ustálený stav – Požadovaný proud  $i_s = 0$  A,  $u_s = 230$  Vrms



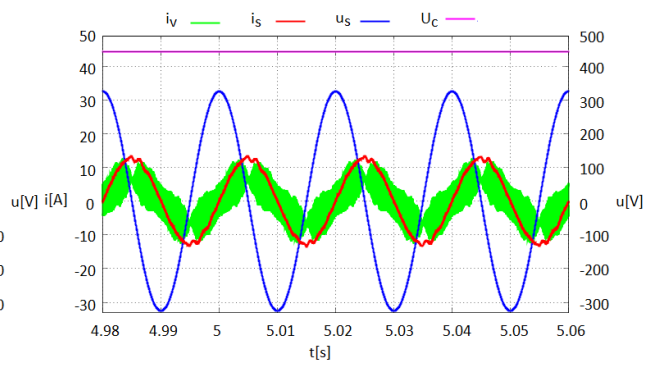
(a) – Vektorové řízení

(b) - Přímá regulace proudu s PR regulátorem

Obr.7.2 – Ustálený stav – Požadovaný proud  $i_s = 9$  A,  $u_s = 230$  Vrms



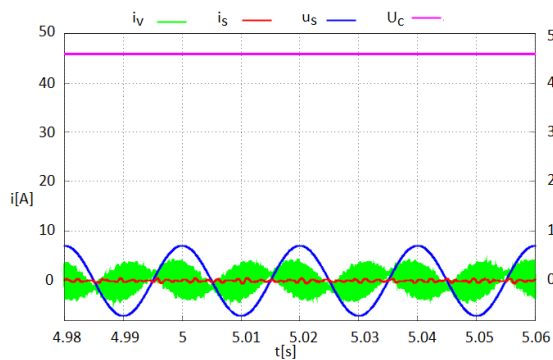
(a) – Vektorové řízení



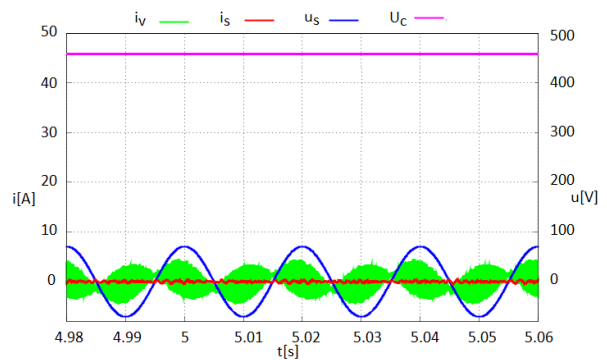
(b) - Přímá regulace proudu s PR

regulátorem

Obr.7.3 – Ustálený stav – Požadovaný proud  $i_s = -9$  A,  $u_s = 230$  Vrms



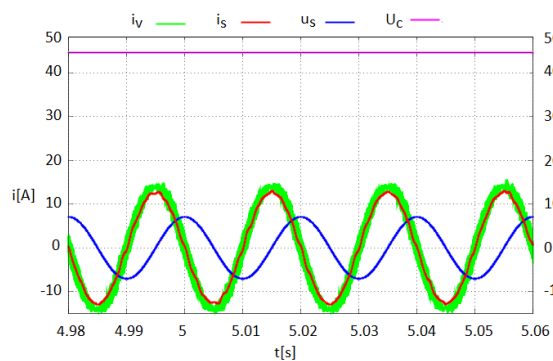
(a) – Vektorové řízení



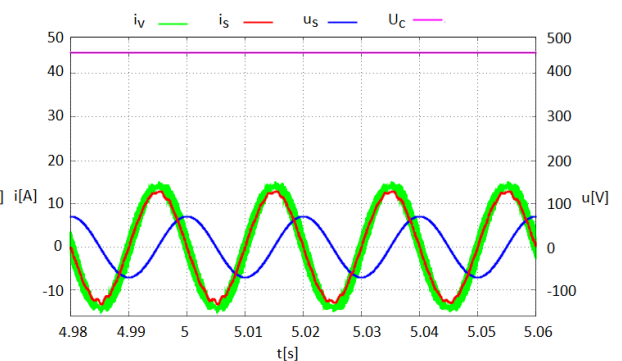
(b) - Přímá regulace proudu s PR

regulátorem

Obr.7.4 – Ustálený stav – Požadovaný proud  $i_s = 0$  A,  $u_s = 50$  Vrms



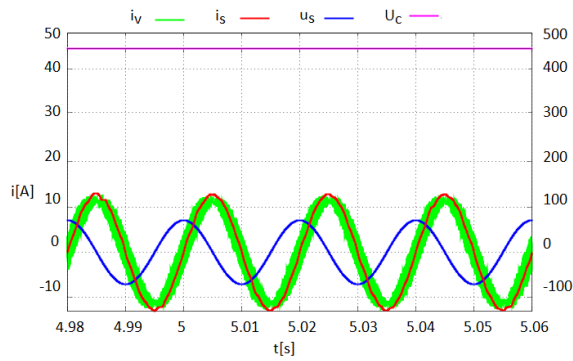
(a) – Vektorové řízení



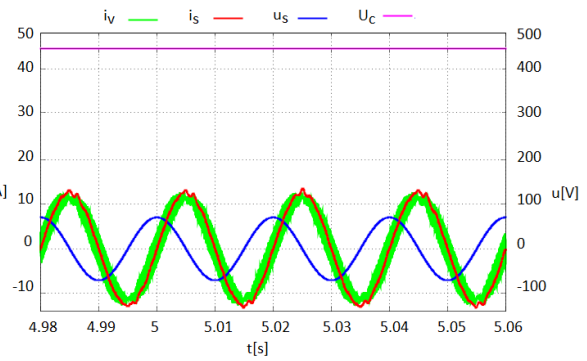
(b) - Přímá regulace proudu s PR

regulátorem

Obr.7.5 – Ustálený stav – Požadovaný proud  $i_s = 9$  A,  $u_s = 50$  Vrms



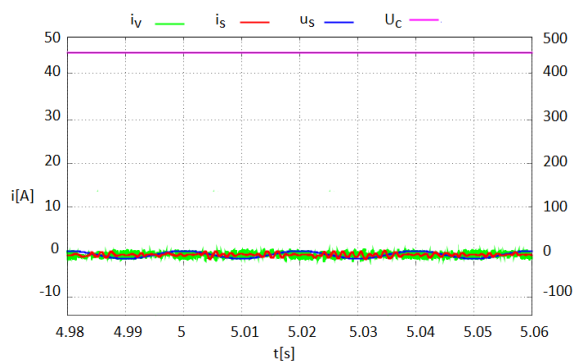
(a) – Vektorové řízení



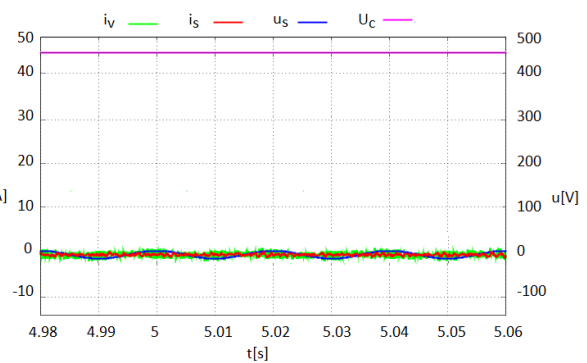
(b) - Přímá regulace proudu s PR

regulátorem

Obr. 7.6 – Ustálený stav – Požadovaný proud  $i_s = -9 \text{ A}$ ,  $u_s = 50 \text{ Vrms}$



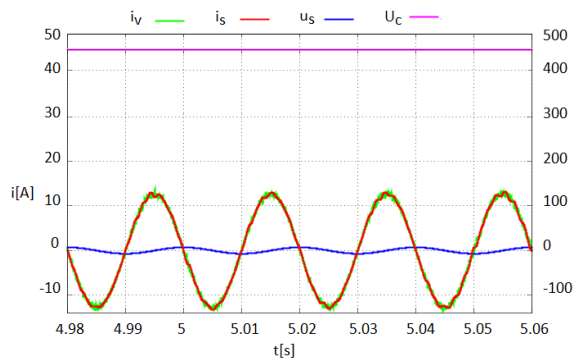
(a) – Vektorové řízení



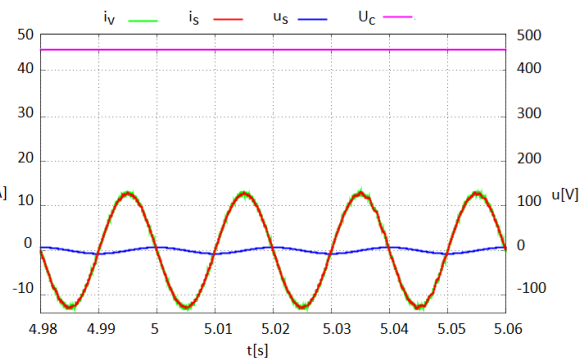
(b) - Přímá regulace proudu s PR

regulátorem

Obr. 7.7 – Ustálený stav – Požadovaný proud  $i_s = 0 \text{ A}$ ,  $u_s = 5 \text{ Vrms}$



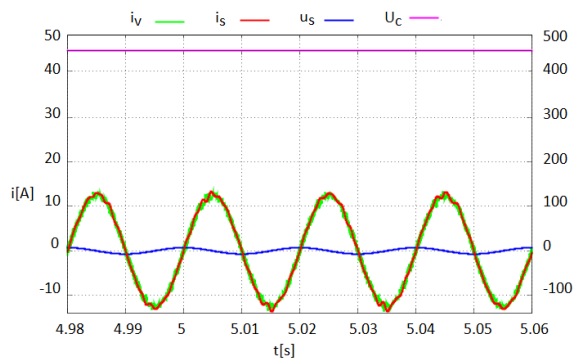
(a) – Vektorové řízení



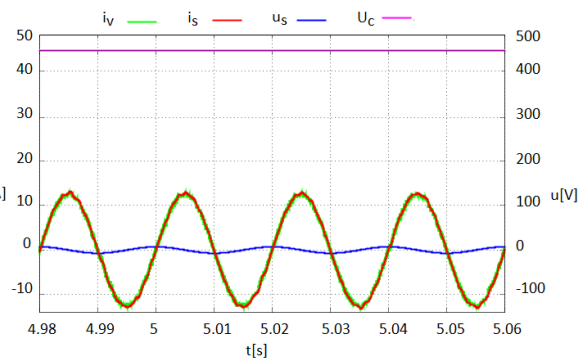
(b) - Přímá regulace proudu s PR

regulátorem

Obr. 7.8 – Ustálený stav – Požadovaný proud  $i_s = 9 \text{ A}$ ,  $u_s = 5 \text{ Vrms}$



(a) – Vektorové řízení



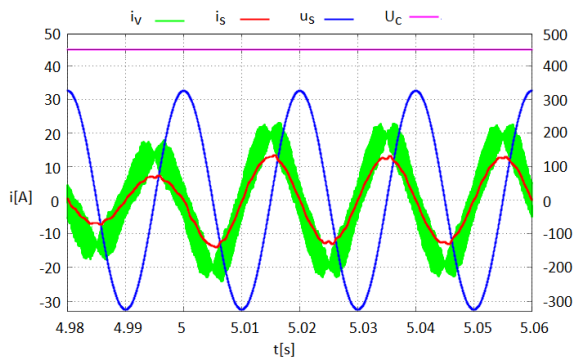
(b) - Přímá regulace proudu s PR

regulátorem

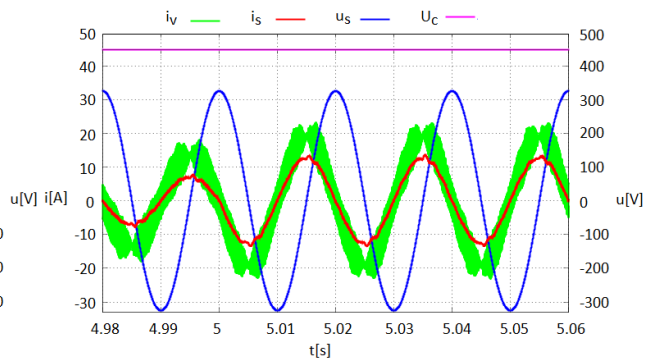
Obr.7.9 – Ustálený stav – Požadovaný proud  $i_s = -9$  A,  $u_s = 5$  Vrms

## 7.2.2 Přejchodové stavy – skoková změna požadovaného proudu

Na obrázcích 7.10 až 7.13 jsou zachyceny přechodové děje při skokové změně požadovaného proudu.



(a) – Vektorové řízení

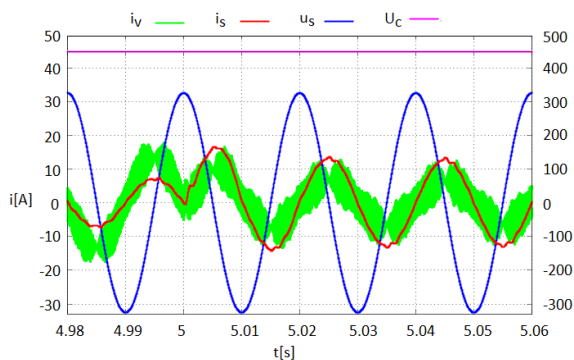


(b) - Přímá regulace proudu s PR

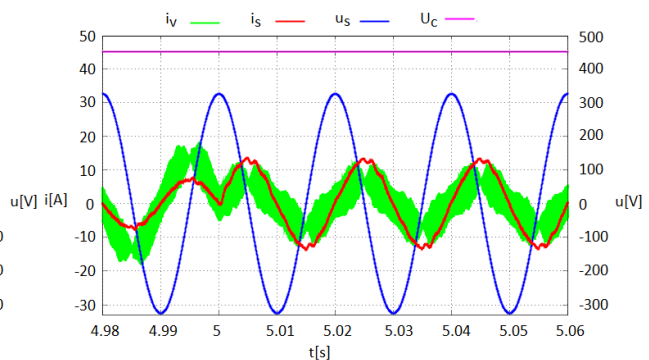
regulátorem

Obr.7.10 – Chování v přechodovém stavu :

Skoková změna proudu  $i_s = 5 \rightarrow 9$  A,  $u_s = 230$  Vrms



(a) – Vektorové řízení



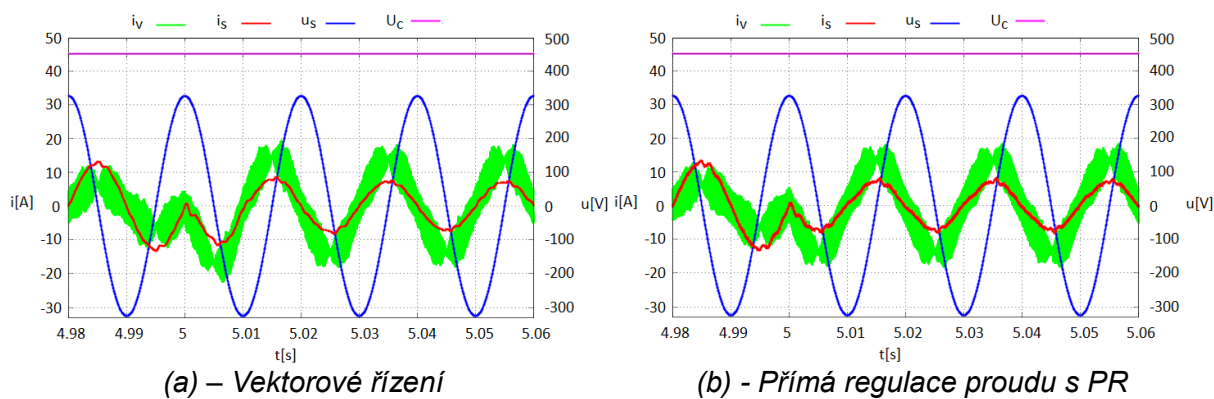
(b) - Přímá regulace proudu s PR

regulátorem

Obr.7.11 – Chování v přechodovém stavu:

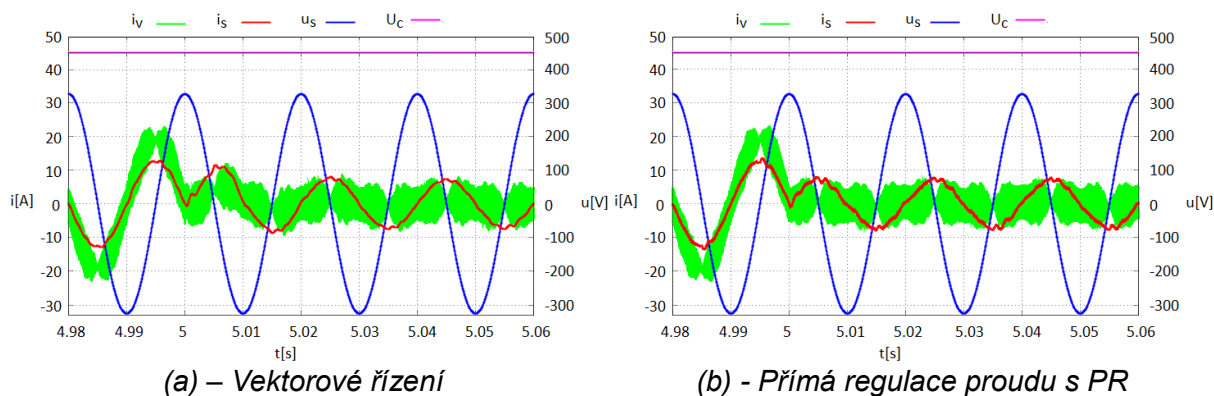
Skoková změna proudu  $i_s = 5 \rightarrow -9$  A,  $u_s = 230$  Vrms





Obr.7.12 – Chování v přechodovém stavu :

Skoková změna proudu  $i_s = -9 \rightarrow 5 \text{ A}$ ,  $u_s = 230 \text{ Vrms}$

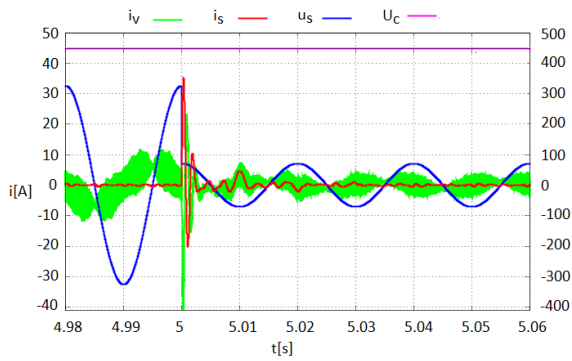


Obr.7.13 – Chování v přechodovém stavu:

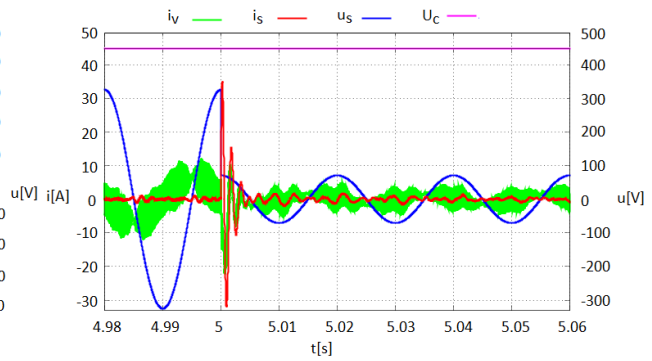
Skoková změna proudu  $i_s = 9 \rightarrow -5 \text{ A}$ ,  $u_s = 230 \text{ Vrms}$

### 7.2.3 Přechodové stavy – skoková změna napětí sítě

Při ohmovém zemním spojení běžně nastává změna napětí sítě (tj. nulová složka rozvodné soustavy), když je za účelem lokalizace vývodu s poruchou, připnut do pomocného vinutí zážecí tlumivky sekundární odporník. Na obrázcích 7.14 až 7.21 jsou zachyceny přechodové děje při skokové změně síťového napětí. Průběhy generovaného proudu sítě se vyznačují relativně velkými kmity. Skoková změna napětí sítě je zavedena do synchronizačních obvodů, které zakmitají, a tím i celá regulační struktura.



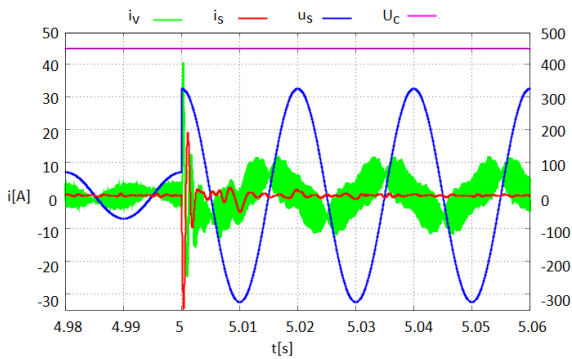
(a) – Vektorové řízení



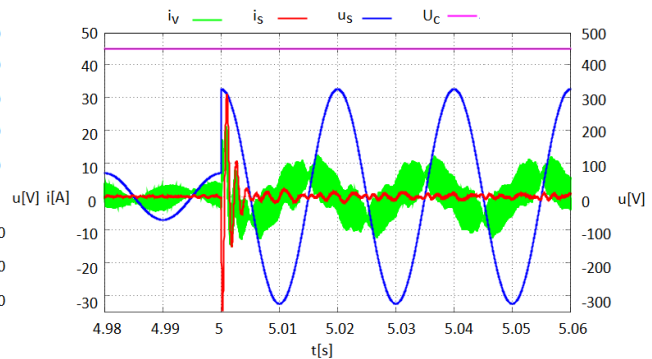
(b) - Přímá regulace proudu s PR regulátorem

Obr.7.14 – Chování v přechodovém stavu:

Skoková změna napětí  $u_s = 230 \rightarrow 50$  Vrms,  $i_s = 0$  A



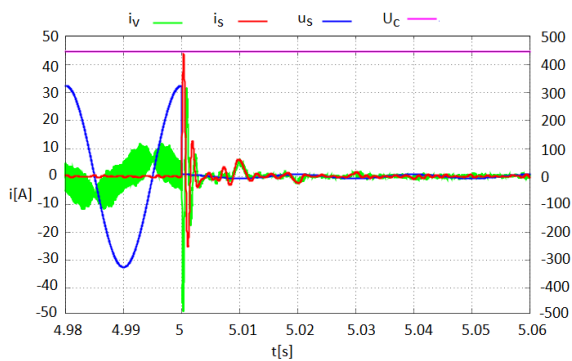
(a) – Vektorové řízení



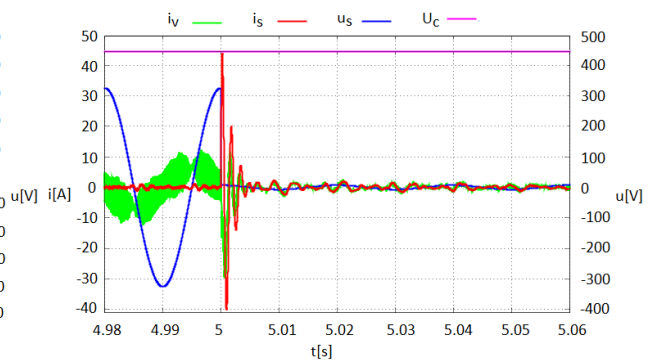
(b) - Přímá regulace proudu s PR regulátorem

Obr.7.15 – Chování v přechodovém stavu:

Skoková změna napětí  $u_s = 50 \rightarrow 230$  Vrms,  $i_s = 0$  A



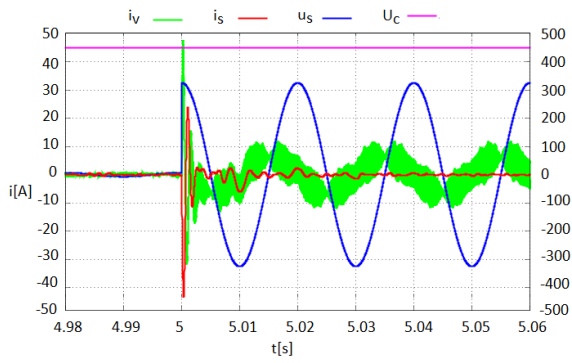
(a) – Vektorové řízení



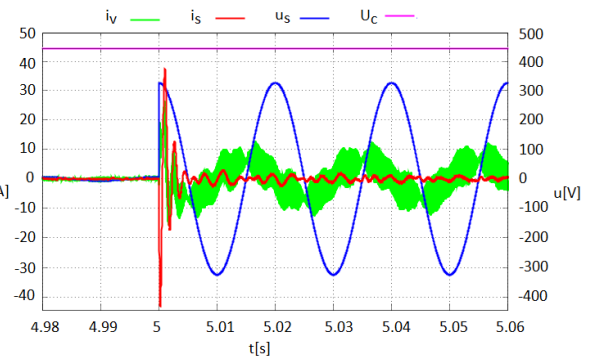
(b) - Přímá regulace proudu s PR regulátorem

Obr.7.16 – Chování v přechodovém stavu:

Skoková změna napětí  $u_s = 230 \rightarrow 5$  Vrms,  $i_s = 0$  A



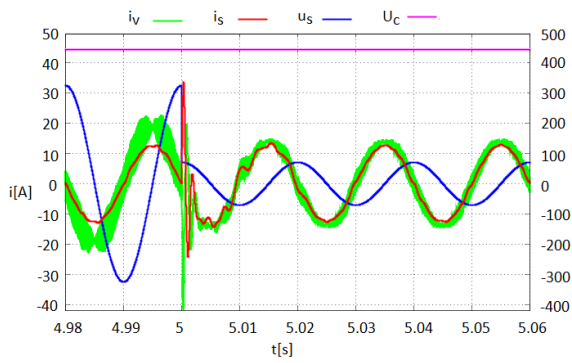
(a) – Vektorové řízení



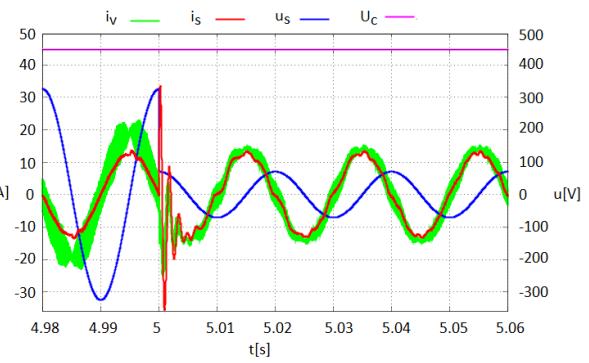
(b) - Přímá regulace proudu s PR

regulátorem

Obr.7.17 – Chování v přechodovém stavu:  
Skoková změna napětí  $u_s = 5 \rightarrow 230$  Vrms,  $i_s = 0$  A



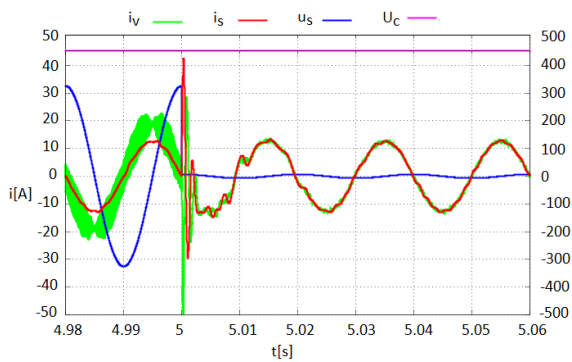
(a) – Vektorové řízení



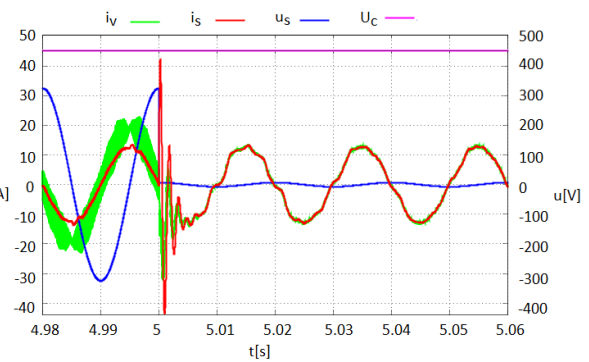
(b) - Přímá regulace proudu s PR

regulátorem

Obr.7.18 – Chování v přechodovém stavu:  
Skoková změna napětí  $u_s = 230 \rightarrow 50$  Vrms,  $i_s = 9$  A



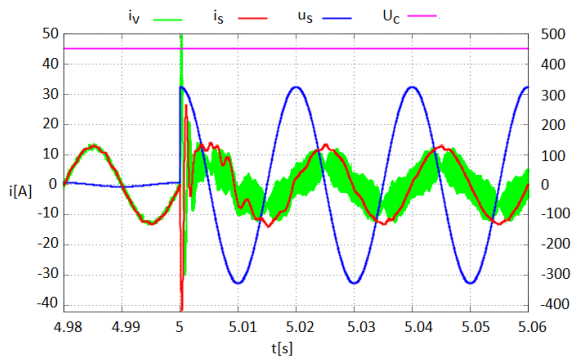
(a) – Vektorové řízení



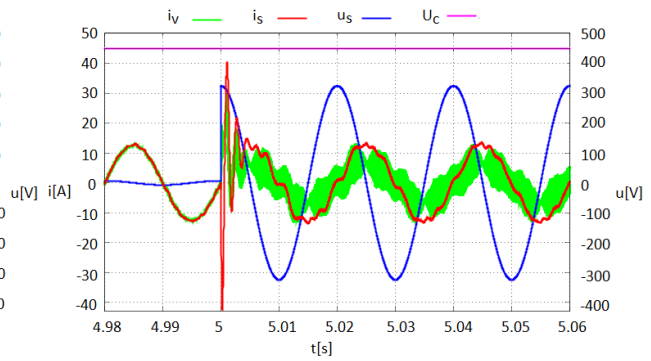
(b) - Přímá regulace proudu s PR

regulátorem

Obr.7.19 – Chování v přechodovém stavu:  
Skoková změna napětí  $u_s = 230 \rightarrow 5$  Vrms,  $i_s = 9$  A

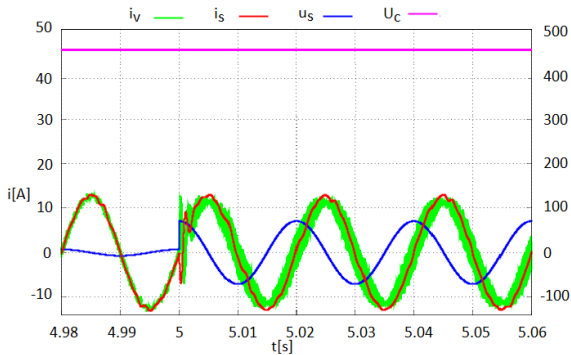


(a) – Vektorové řízení

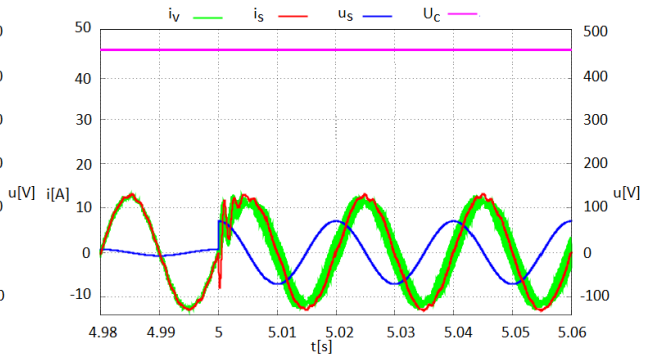


(b) - Přímá regulace proudu s PR regulátorem

Obr.7.20 – Chování v přechodovém stavu:  
Skoková změna napětí  $u_s = 5 \rightarrow 230$  Vrms,  $i_s = -9$  A



(a) – Vektorové řízení



(b) - Přímá regulace proudu s PR regulátorem

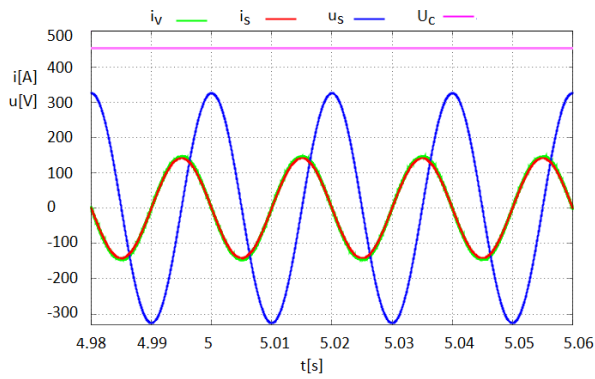
Obr.7.21 – Chování v přechodovém stavu :  
Skoková změna napětí  $u_s = 5 \rightarrow 50$  Vrms,  $i_s = -9$  A

### 7.3 Simulace zdroje proudu plného výkonu

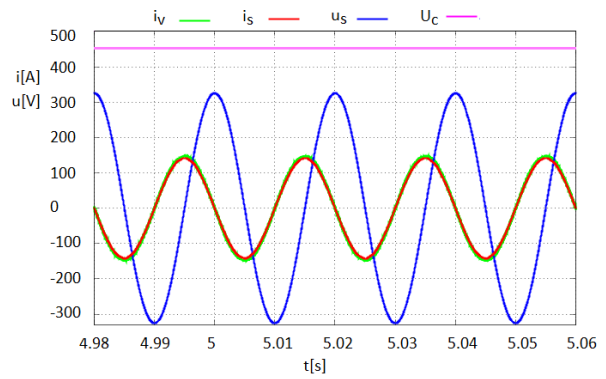
Následující simulace analyzují chování proudového zdroje v parametrech, na který byl navrhnut. To je generování kapacitního a induktivního proudu 100 A (viz. kapitola 5.2). Simulace jsou provedeny pro výše uvedené maximální hodnoty generovaného proudu.

#### 7.3.1 Ustálené stavy

Obr. 7.22 a 7.23 zobrazují v ustáleném stavu průběhy proudu sítě  $i_s$  a generovaného proudu měniče  $i_v$ , při maximálním kapacitním a induktivním charakteru požadovaného proudu. Napětí sítě  $u_s$  je 230 Vrms a napětí na ss obvodě měniče  $U_c$  je 450 V. Zobrazena proudová křivka sítě je dokonale vyhlazená - celkové zkreslení proudu bude velmi malé.



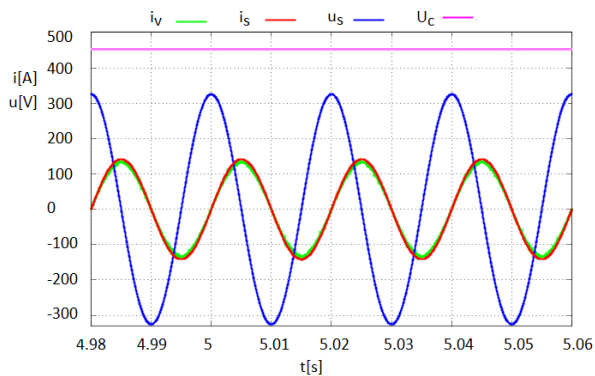
(a) – Vektorové řízení



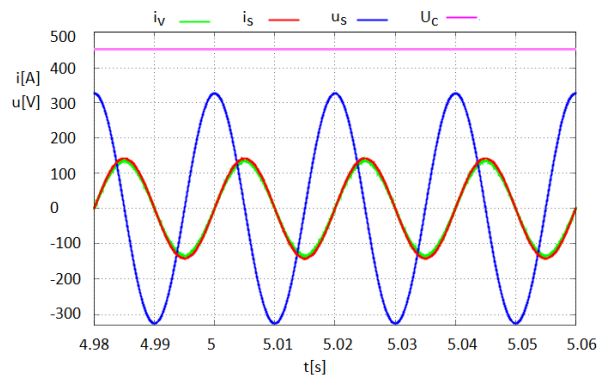
(b) - Přímá regulace proudu s PR

regulátorem

Obr.7.22 – Ustálený stav: Požadovaný proud  $i_s = 100$  A,  $u_s = 230$  Vrms



(a) – Vektorové řízení



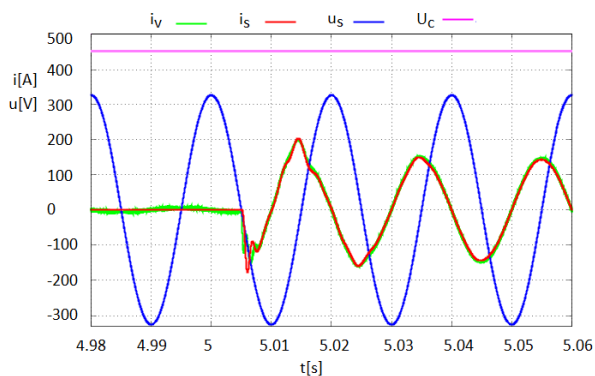
(b) - Přímá regulace proudu s PR

regulátorem

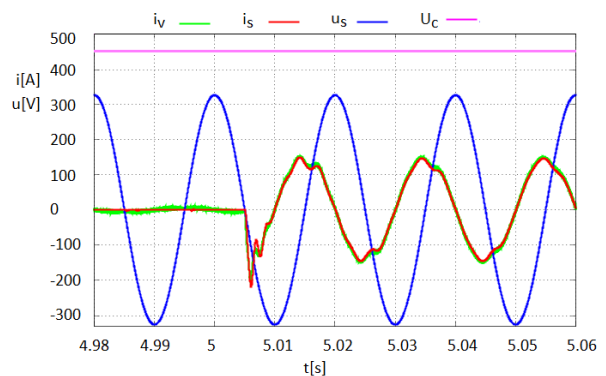
Obr.7.23 – Ustálený stav: Požadovaný proud  $i_s = -100$  A,  $u_s = 230$  Vrms

### 7 3 2 Přejchodové stavy – skoková změna požadovaného proudu

Na obrázcích 7.24 až 7.29 jsou zachyceny přechodové děje při skokové změně požadovaného proudu.



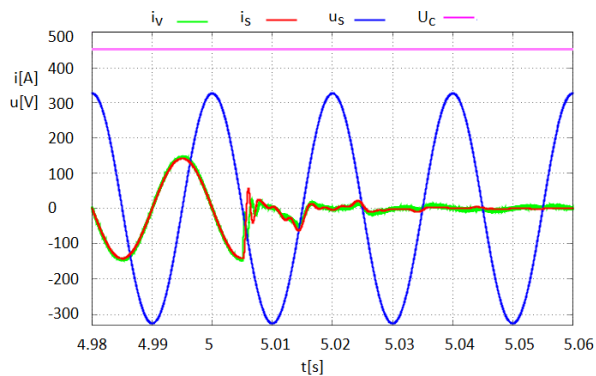
(a) – Vektorové řízení



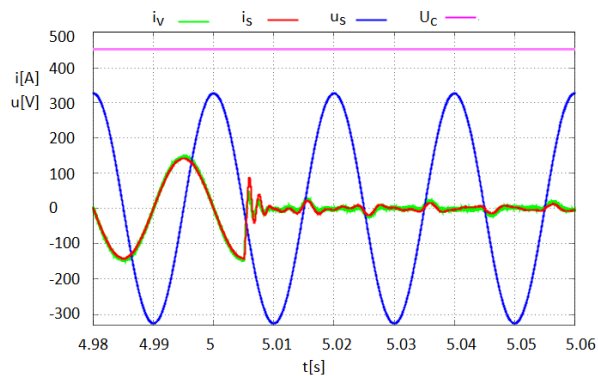
(b) - Přímá regulace proudu s PR

regulátorem

Obr.7.24 – Chování v přechodovém stavu:  
Skoková změna proudu  $i_s = 0 \rightarrow 100$  A,  $u_s = 230$  Vrms



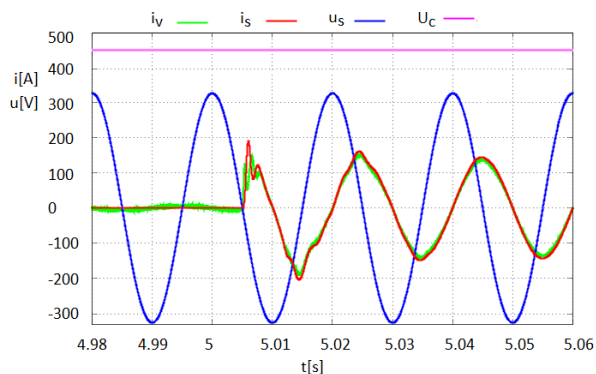
(a) – Vektorové řízení



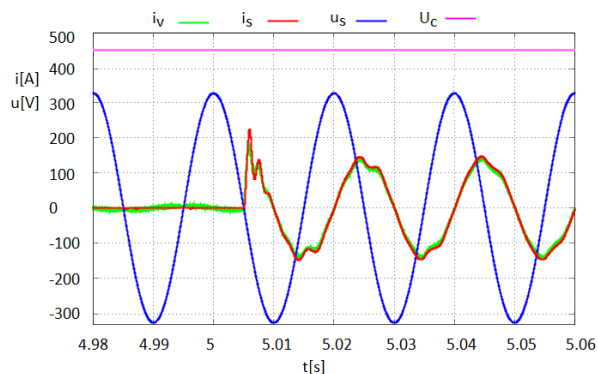
(b) - Přímá regulace proudu s PR

regulátorem

Obr.7.25 – Chování v přechodovém stavu:  
Skoková změna proudu  $i_s = 100 \rightarrow 0$  A,  $u_s = 230$  Vrms



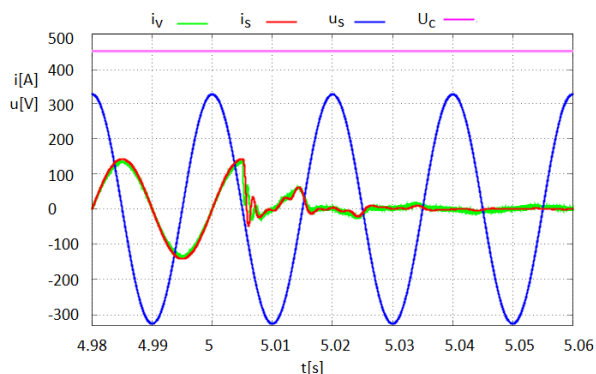
(a) – Vektorové řízení



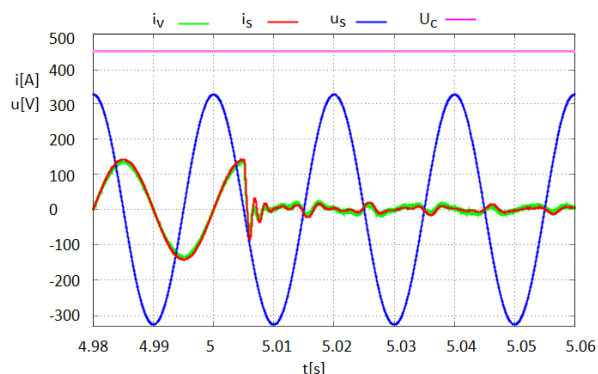
(b) - Přímá regulace proudu s PR

regulátorem

Obr.7.26 – Chování v přechodovém stavu:  
Skoková změna proudu  $i_s = 0 \rightarrow -100$  A,  $u_s = 230$  Vrms



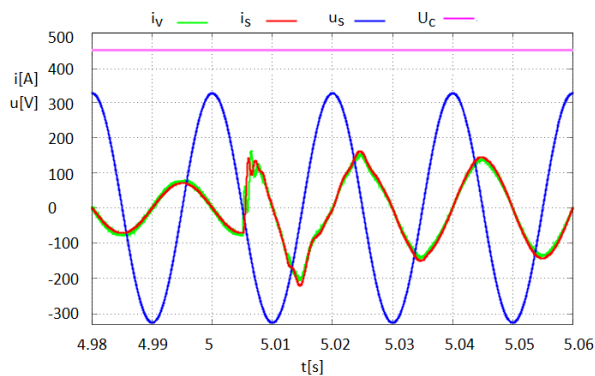
(a) – Vektorové řízení



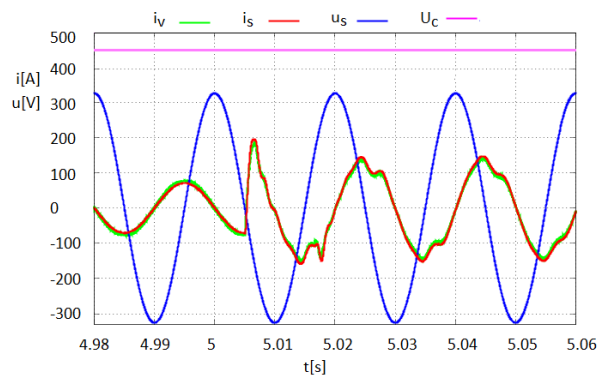
(b) - Přímá regulace proudu s PR

regulátorem

Obr.7.27 – Chování v přechodovém stavu:  
Skoková změna proudu  $i_s = -100 \rightarrow 0$  A,  $u_s = 230$  Vrms



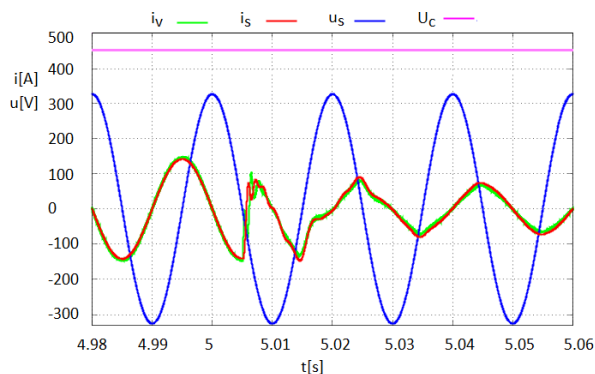
(a) – Vektorové řízení



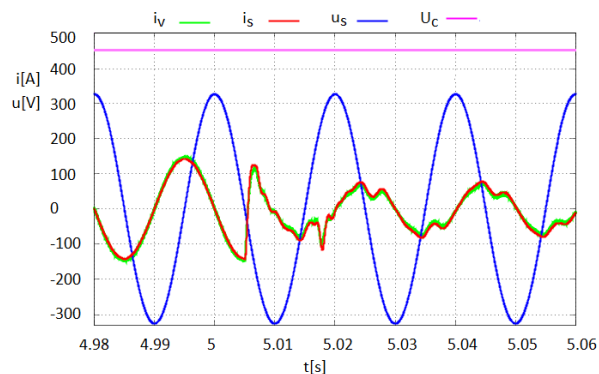
(b) - Přímá regulace proudu s PR

regulátorem

Obr.7.28 – Chování v přechodovém stavu:  
Skoková změna proudu  $i_s = 50 \rightarrow -100$  A,  $u_s = 230$  Vrms



(a) – Vektorové řízení



(b) - Přímá regulace proudu s PR

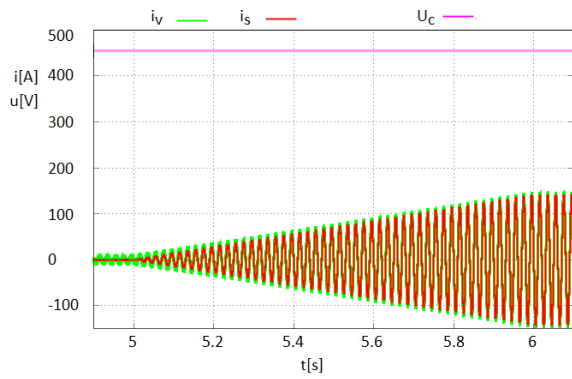
regulátorem

Obr.7.29 – Chování v přechodovém stavu:  
Skoková změna proudu  $i_s = 100 \rightarrow -50$  A,  $u_s = 230$  Vrms

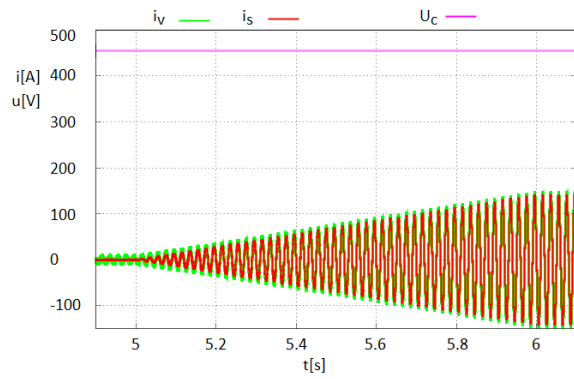
Z průběhů je vidět, že obě regulační struktury si snadno poradí i s extrémním požadavkem skokové změny charakteru proudu v maximální požadované hodnotě proudu. Po změně požadované hodnoty dochází k zákmitům proudu sítě, které rychle odezní. Tyto kmity jsou způsobené vlastní rezonancí LCL filtru.

### 7.3.3 Přechodové stavy – plynulá změna požadovaného proudu

V kapitole 6.4.2 je uvedena možnost řízení navrženého zdroje proudu jako řízení impedance induktivního (kapacitního) charakteru. Zdroj proudu se pak chová jako plynule laditelná zhašecí tlumivka. Na obr. 7.30 – 7.34 jsou zobrazeny průběhy sledovaných proudů při plynulé změně požadovaného proudu po rampě 100 A/s.



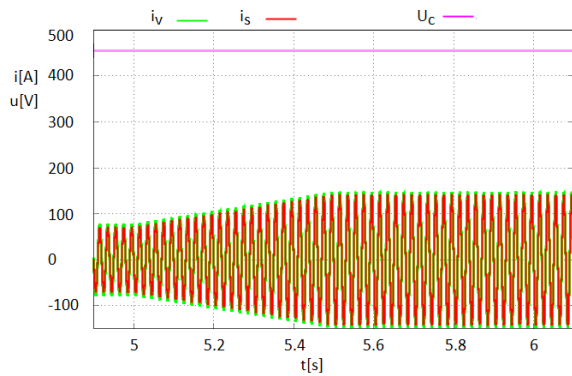
(a) – Vektorové řízení



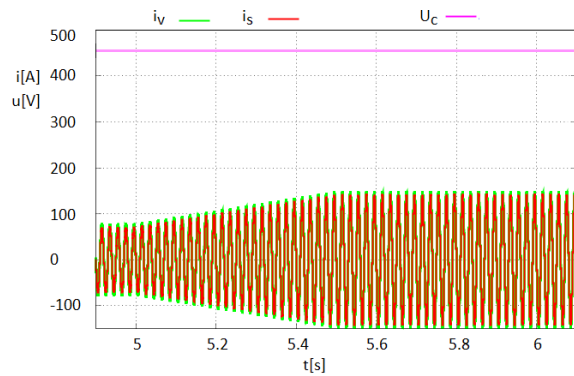
(b) - Přímá regulace proudu s PR

regulátorem

Obr.7.30 – Chování v přechodovém stavu:  
Plynulá změna proudu  $i_s = 0 \rightarrow 100$  A,  $u_s = 230$  Vrms



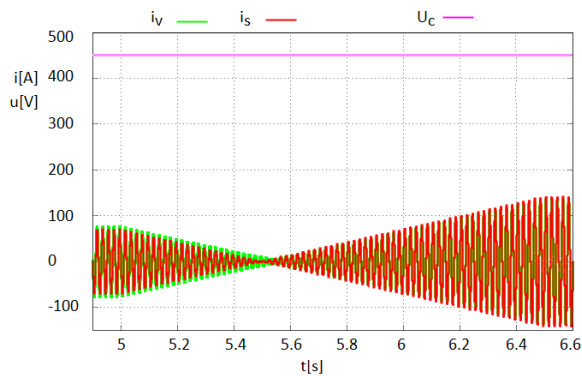
(a) – Vektorové řízení



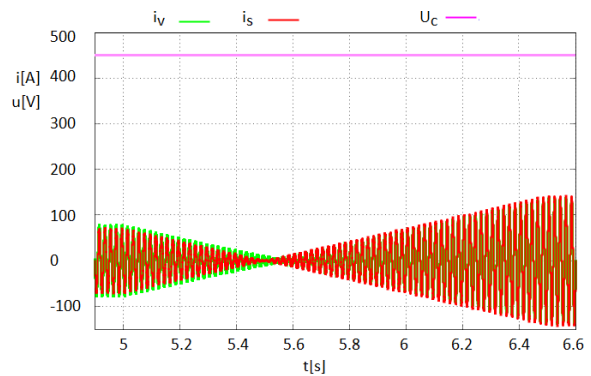
(b) - Přímá regulace proudu s PR

regulátorem

Obr.7.31 – Chování v přechodovém stavu:  
Plynulá změna proudu  $i_s = 50 \rightarrow 100$  A,  $u_s = 230$  Vrms



(a) – Vektorové řízení

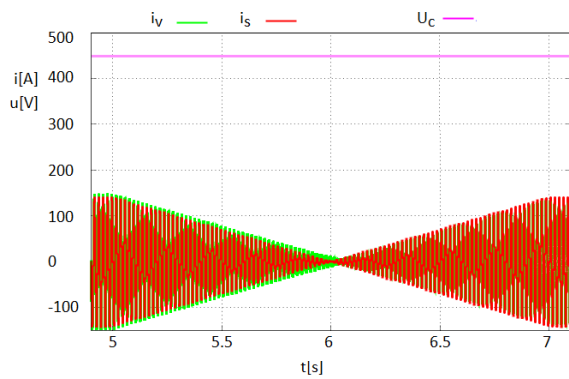


(b) - Přímá regulace proudu s PR

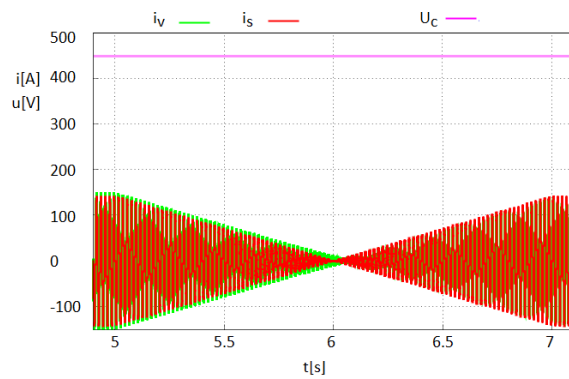
regulátorem

Obr.7.32 – Chování v přechodovém stavu:  
Plynulá změna proudu  $i_s = 50 \rightarrow -100$  A,  $u_s = 230$  Vrms





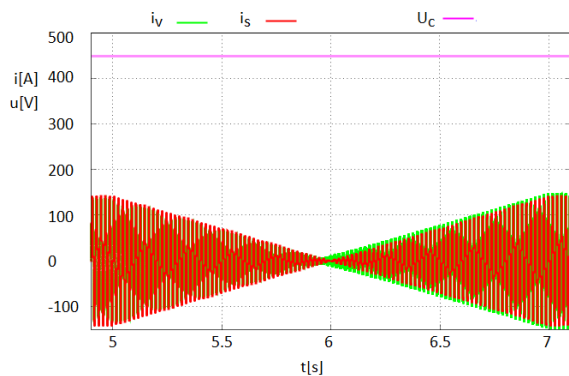
(a) – Vektorové řízení



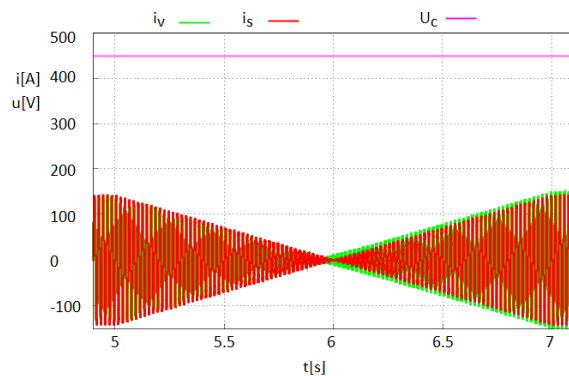
(b) - Přímá regulace proudu s PR

regulátorem

Obr.7.33 – Chování v přechodovém stavu:  
Plynulá změna proudu  $i_s = 100 \rightarrow -100$  A,  $u_s = 230$  Vrms



(a) – Vektorové řízení



(b) - Přímá regulace proudu s PR

regulátorem

Obr.7.34 – Chování v přechodovém stavu:  
Plynulá změna proudu  $i_s = -100 \rightarrow 100$  A,  $u_s = 230$  Vrms

## 7.4 Dílčí závěr

Z těchto simulací je patrné, že obě navržené regulace mají vynikající statické i dynamické vlastnosti. Zvládají úspěšně náročné přechodové děje, včetně skokových změn požadovaného proudu v maximálním rozsahu i rychlé změny napětí sítě. Regulační struktury, co se týče kvality regulace, jsou si rovnocenné a podrobíme je experimentální fázi ověření.

Implementovaný LCL filtr dokonale eliminuje zvlnění proudu způsobené spínací frekvencí (10 kHz), ale zejména v přechodových dějích, se mohou objevit v generovaném proudu případné drobné deformace, které jsou způsobené právě rezonanční frekvencí LCL filtru. Použitý filtr je netlumený, obsahuje pouze zanedbatelné přirozené tlumení, a proto je nutno využít aktivní tlumení rezonančních kmitů, což je velice složitý problém.[81],[82].

Nejslabším článkem celé regulační struktury je použitý synchronizační algoritmus založený na DFT (viz. kapitola 6.1.1), který je sice odolný vůči rušení, ale v případě velkých skokových změn napětí sítě  $u_s$  zanáší do regulačních obvodů nezanedbatelné dopravní zpoždění. Do budoucna bude zapotřebí najít vhodnější synchronizační algoritmus.

## 8 Experimenty na postaveném laboratorním prototypu navrženého řízeného zdroje proudu

Cílem experimentů je ověřit věrohodnost simulací, ale i vhodnost napěťového střídače pro použití v navrženém řízeném proudovém zdroji pro kompenzaci poruchového proudu při zemním spojení.

Každý experiment bude sledovat tyto veličiny:

- napětí sítě  $u_s$
- generovaný proud sítě  $i_s$
- proud měniče  $i_v$
- napětí na kondenzátoru  $U_c$
- proud v místě poruchy (model)  $i_p$

Experimenty byly provedeny na postaveném laboratorním prototypu měniče – s kódovým označením Piranha I. Napájecí napětí sítě bylo galvanicky odděleno transformátorem v laboratoři. Pro LCL filtr byly použity běžné měničové tlumivky a kondenzátor pro sinusové filtry

### 8 1 Technické parametry experimentu

Napájecí síť:

Napětí sítě	100 V
Proud sítě	20 A
Frekvence sítě	50 Hz

Měnič - napěťový střídač:

Jmenovité napětí v ss obvodě	600 V DC
Jmenovitý proud	200 A
Kondenzátor v ss obvodě	4.4 mF

LCL filtr:

Model rozptylové tlumivky	0.8 mH
Filtrační kondenzátor	60 $\mu$ F
Filtrační tlumivka	0.8 mH
Odpor vinutí každé z tlumivek	0.1 $\Omega$

Měřicí přístroje:

Osciloskop: 4-kanálový osciloskop TEKTRONIX DPO4054
Diferenciální napěťová sonda: TEK P5205
Proudová sonda: TEK TCP0030

## 8.2 Parametry navržených regulačních obvodů

Navržené algoritmy regulace, které jsou detailně popsány v kapitole 6, byly implementovány v pevné řádové čárce v digitálním signálovém procesoru Texas Instruments TMS320F2812. Jak již bylo uvedeno, obsluhu regulační struktury zajišťuje přerušování o periodě 50  $\mu$ s. Použité parametry jednotlivých regulátorů uvádí následující tabulky.

### Vektorové řízení

Proporčně integrační regulátor proudu sítě  $i_s$

Proporční zesílení	$K_P$	10
Integrační konstanta	$T_I$	0,1 s

Proporčně rezonanční regulátor proudu měniče  $i_v$

Proporční zesílení	$K_P$	10
Rezonanční zesílení	$K_R$	1000
Rezonanční frekvence	$f_{REZ}$	50 Hz

Rezonanční regulátory pro kompenzaci harmonických složek

Rezonanční zesílení	$K_R$	500
Rezonanční frekvence	$f_{REZ}$	150, 250, 350 Hz

### Přímá regulace proudu s využitím PR regulátoru

Rezonanční regulátor proudu sítě  $i_s$

Rezonanční zesílení	$K_R$	1000
Rezonanční frekvence	$f_{REZ}$	50 Hz

Proporčně rezonanční regulátor proudu měniče  $i_V$

Proporční zesílení	$K_P$	10
Rezonanční zesílení	$K_R$	1000
Rezonanční frekvence	$f_{REZ}$	50 Hz

Rezonanční regulátory pro kompenzaci harmonických složek

Rezonanční zesílení	$K_R$	500
Rezonanční frekvence	$f_{REZ}$	150, 250, 350 Hz

### 8.3 Hlavní výsledky provedených experimentů

Následující experimentálně získané oscilogramy prezentují chování navrženého proudového zdroje ve vhodně vybraných ustálených a přechodových stavech při vektorovém řízení v kartézských souřadnicích a přímé regulaci proudu založené na PR regulátoru.

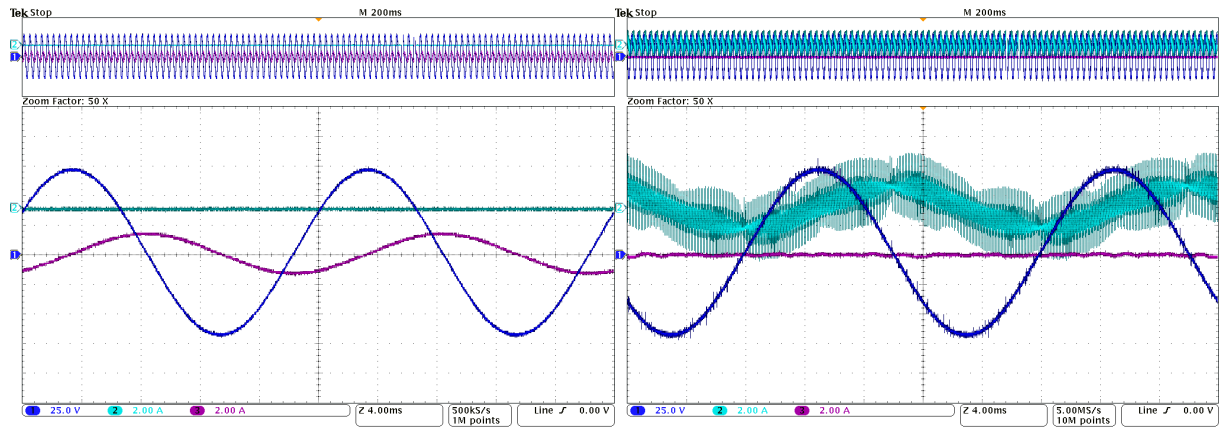
#### 8.3.1 Vektorové řízení v kartézských souřadnicích

Na obrázcích 8.1 až 8.5 jsou zachyceny ustálené stavy a na obr. 8.6 až 8.11 přechodové stavy při implementaci vektorového řízení. První měřicí kanál zachycuje napětí sítě  $u_S$ , druhý měřicí kanál koresponduje s proudem měniče  $i_V$  a třetí měřicí kanál reprezentuje generovaný proud sítě  $i_S$  (měřicí sonda je úmyslně zapojena obráceně, oproti schémátům v kapitole 6.3).

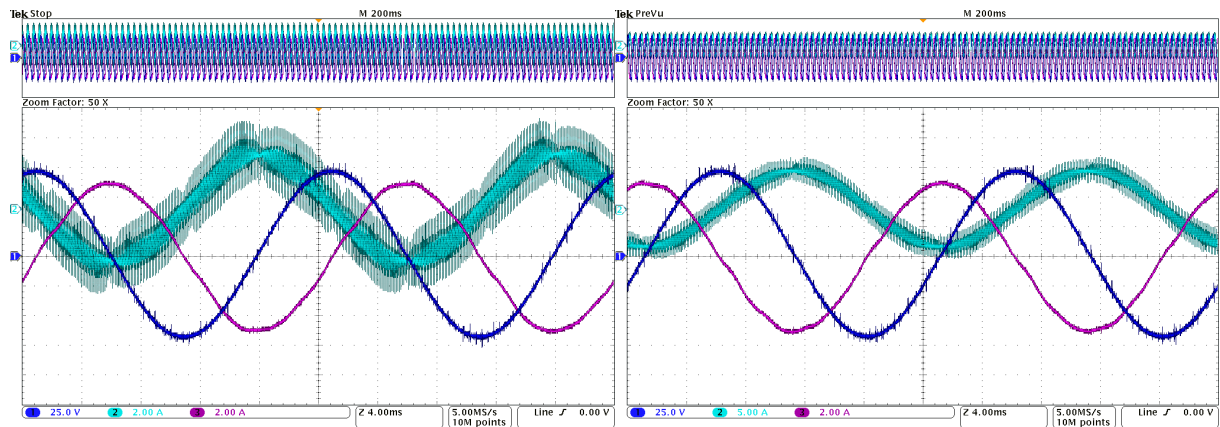
##### 8.3.1.1 Ustálené stavy

Obr. 8.1 (a) zobrazuje stav, kdy řízení měniče je vypnuté. Napětí sítě  $u_S$  je nastaveno na 50 V a napětí ve ss obvodě je nastaveno na hodnotu 100 V. Proud měniče je nulový, proud sítě  $i_S$  je nenulový a je způsobený filtračním kondenzátorem v LCL filtru. Pokud má být generovaný proud sítě  $i_S$  nulový musí měnič generovat proud  $i_V$  tak, aby kompenzoval kapacitní proud vniklý LCL filtrem. Tato situace je na obr. 8.1 (b). Obr. 8.2 zachycuje ustálený stav generovaného proudu na 5 A (a) a – 5 A (b) při napětí sítě 50 V. Obr. 8.3 ukazuje ustálený stav generovaného proudu na 4 A (a) a – 4 A (b) při napětí sítě 2 V.

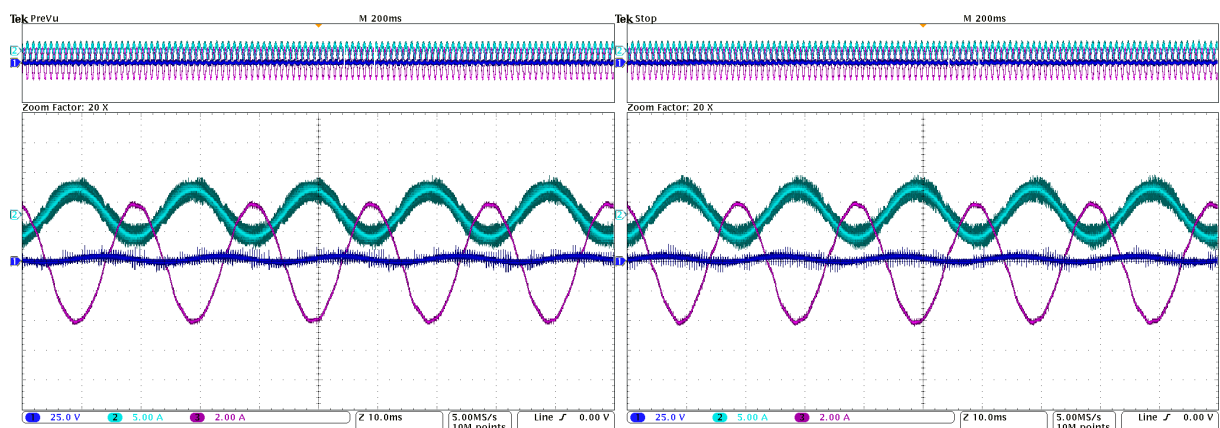
Obr. 8.4 a 8.5 zachycují ustálený stav, kdy napájecí síť obsahuje 10% 5. harmonické. Na obrázcích je vidět, že generovaný proud sítě neobsahuje 5. harmonickou. Proud měniče  $i_V$  obsahuje i složku 5. harmonické, která kompenzuje proud vzniklý LCL filtrem.



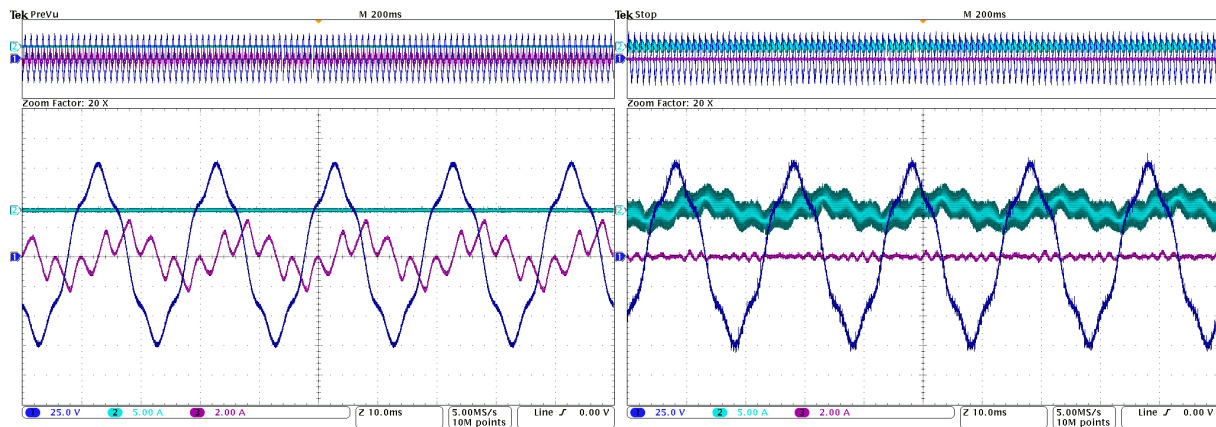
(a) - Vypnuté řízení měniče,  $u_S = 50 \text{ V}$  (b) - Požadovaný proud  $i_S = 0 \text{ A}$ ,  $u_S = 50 \text{ V}$   
 Obr 8.1 Ustálený stav: ch1 –  $u_S$  [25V/dílek], ch2 –  $-i_V$  [2 A/dílek], ch3 –  $i_S$  [2 A/dílek]



(a) - Požadovaný proud  $i_S = 5 \text{ A}$ ,  $u_S = 50 \text{ V}$  (b) - Požadovaný proud  $i_S = -5 \text{ A}$ ,  $u_S = 50 \text{ V}$   
 Obr 8.2 Ustálený stav: (a) ch1 –  $u_S$  [25V/dílek], ch2 –  $-i_V$  [2 A/dílek], ch3 –  $i_S$  [2 A/dílek]  
 (b) ch1 –  $u_S$  [25V/dílek], ch2 –  $-i_V$  [5 A/dílek], ch3 –  $i_S$  [2 A/dílek]



(a) - Požadovaný proud  $i_S = 4 \text{ A}$ ,  $u_S = 50 \text{ V}$  (b) - Požadovaný proud  $i_S = -4 \text{ A}$ ,  $u_S = 50 \text{ V}$   
 Obr 8.3 Ustálený stav: ch1 –  $u_S$  [25V/dílek], ch2 –  $-i_V$  [5 A/dílek], ch3 –  $i_S$  [2 A/dílek]



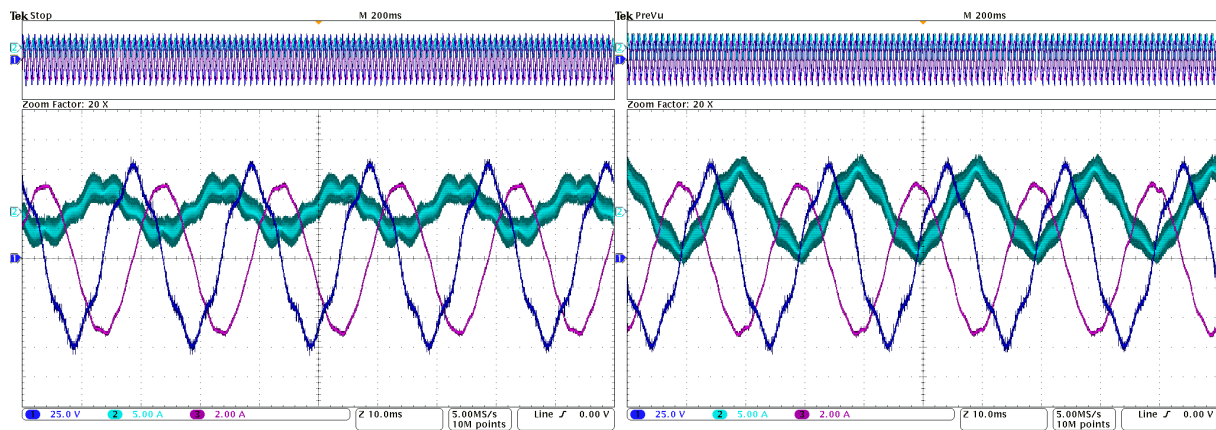
(a) - Vypnuté řízení měniče,  $u_s = 50 \text{ V} + 10\%$

(b) - Požadovaný proud  $i_s = 0 \text{ A}$ ,

5. harmonické

$u_s = 50 \text{ V} + 10\%$  5.harmonické

Obr 8.4 Ustálený stav: ch1 –  $u_s$  [25V/dílek], ch2 –  $-i_v$  [5 A/dílek], ch3 –  $i_s$  [2 A/dílek]



(a) - Požadovaný proud  $i_s = 5 \text{ A}$ ,

(b) - Požadovaný proud  $i_s = -5 \text{ A}$ ,

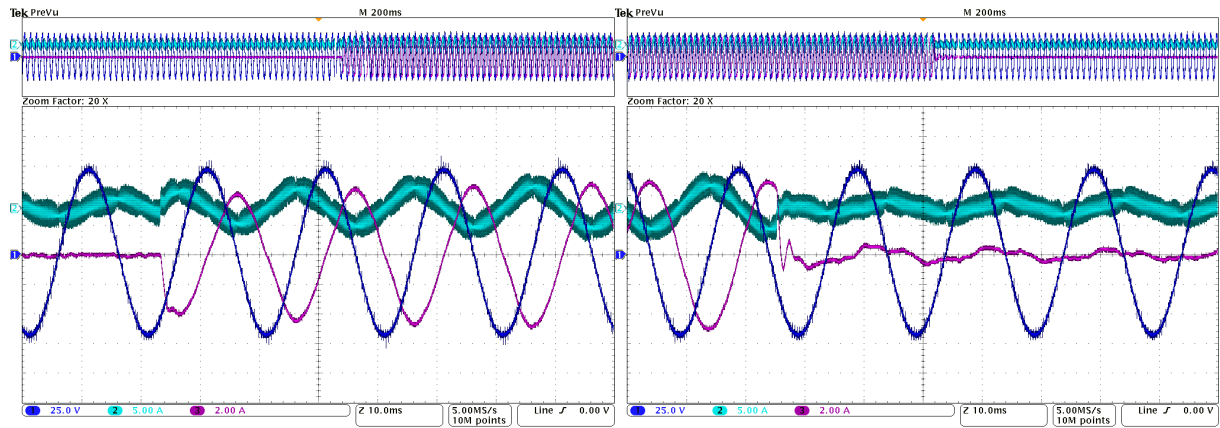
$u_s = 50 \text{ V} + 10\%$  5. harmonické

$u_s = 50 \text{ V} + 10\%$  5.harmonické

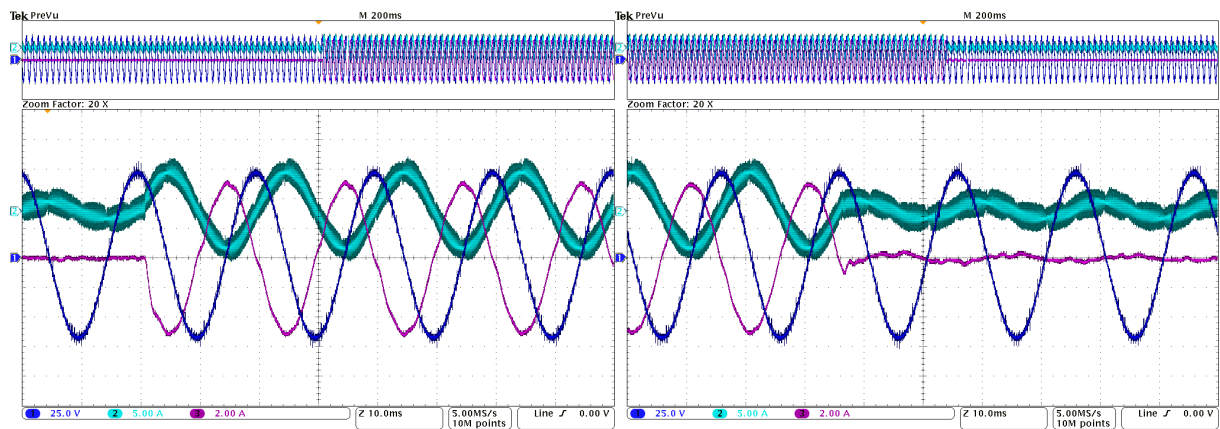
Obr 8.5 Ustálený stav: ch1 –  $u_s$  [25V/dílek], ch2 –  $-i_v$  [5 A/dílek], ch3 –  $i_s$  [2 A/dílek]

### 8.3.1.2 Přechodové stavy

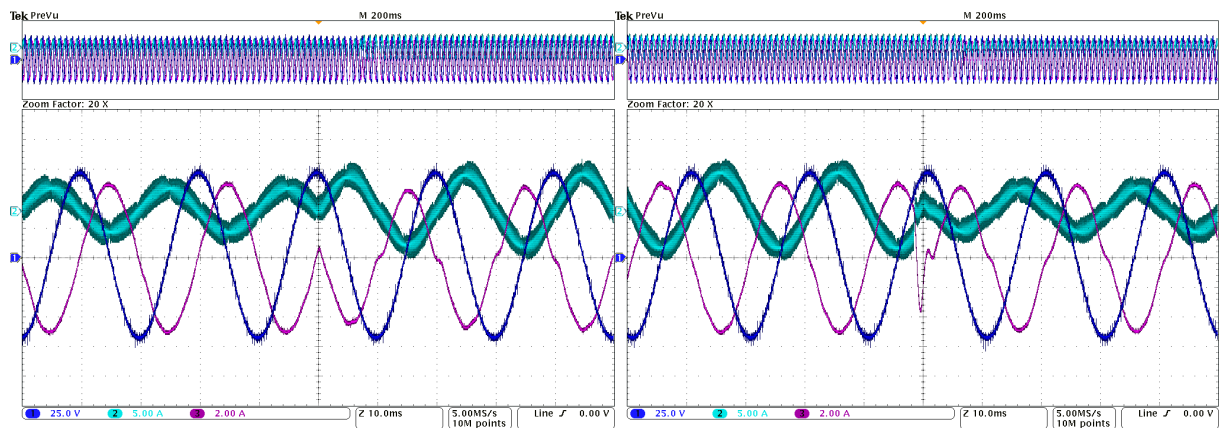
Přechodové děje jsou na obrázcích 8.6 až 8.11. Jedná se o skokové změny požadované hodnoty proudu (obr. 8.6 až 8.8) a skokové změny napájecího napětí sítě  $u_s$  (obr. 8.9 až 8.11). Konkrétní hodnoty změn jsou uvedeny přímo u obrázků.



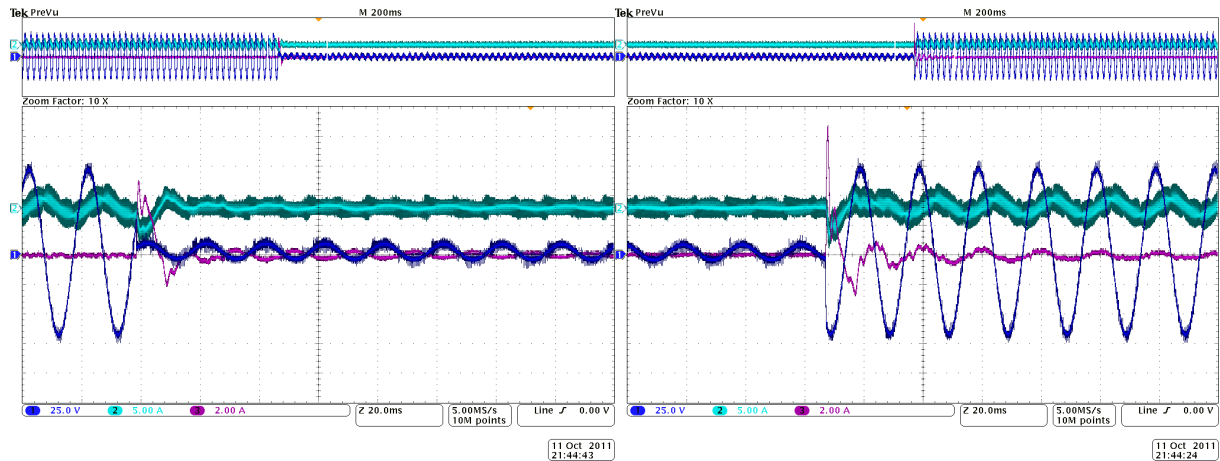
(a) - Změna proud  $i_S = 0 \rightarrow 5 \text{ A}$ ,  $u_S = 50 \text{ V}$       (b) - Změna proud  $i_S = 5 \rightarrow 0 \text{ A}$ ,  $u_S = 50 \text{ V}$   
 Obr 8.6 Přechodový děj: ch1 –  $u_S$  [25V/dílek], ch2 –  $-i_V$  [5 A/dílek], ch3 –  $i_S$  [2 A/dílek]



(a) - Změna proud  $i_S = 0 \rightarrow -5 \text{ A}$ ,  $u_S = 50 \text{ V}$       (b) - Změna proud  $i_S = -5 \rightarrow 0 \text{ A}$ ,  $u_S = 50 \text{ V}$   
 Obr 8.7 Přechodový děj: ch1 –  $u_S$  [25V/dílek], ch2 –  $-i_V$  [5 A/dílek], ch3 –  $i_S$  [2 A/dílek]

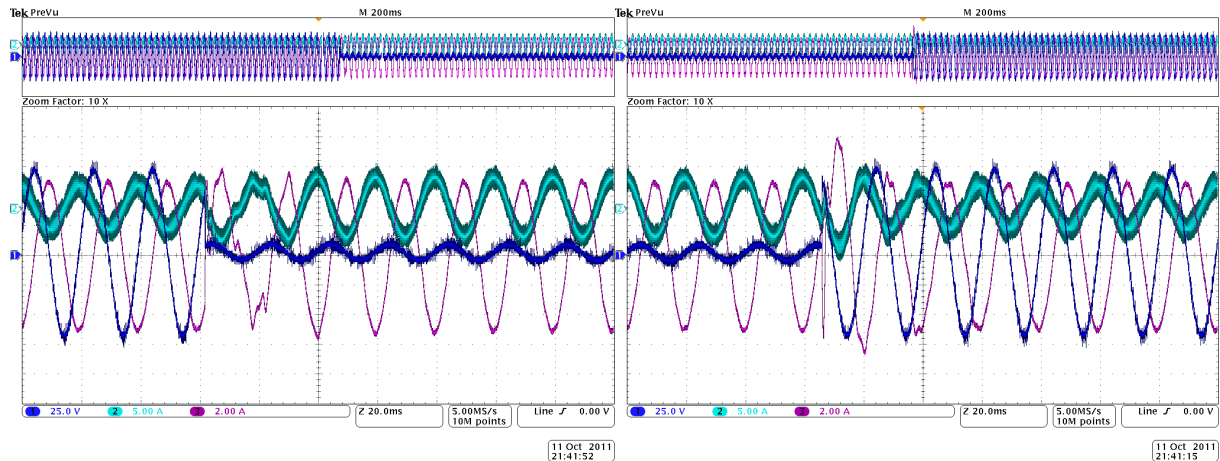


(a) - Změna proud  $i_S = 5 \rightarrow -5 \text{ A}$ ,  $u_S = 50 \text{ V}$       (b) - Změna proud  $i_S = -5 \rightarrow 5 \text{ A}$ ,  $u_S = 50 \text{ V}$   
 Obr 8.8 Přechodový děj: ch1 –  $u_S$  [25V/dílek], ch2 –  $-i_V$  [5 A/dílek], ch3 –  $i_S$  [2 A/dílek]



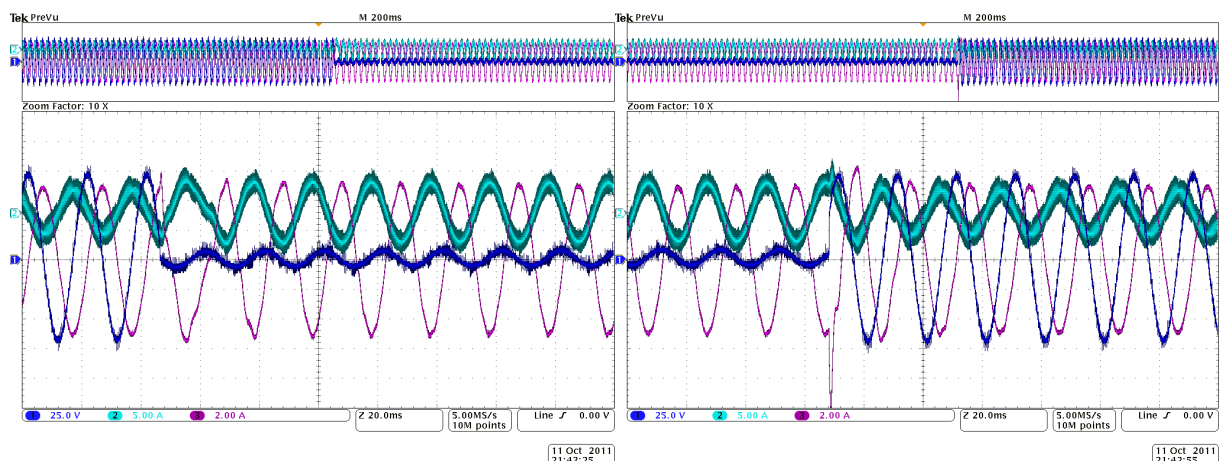
(a) - Požadovaný proud  $i_s = 0$  A,  
změna napětí  $u_s = 50 \rightarrow 5$  V  
Obr 8.9 Přechodový děj: ch1 –  $u_s$  [25V/dílek], ch2 –  $-i_v$  [5 A/dílek], ch3 –  $i_s$  [2 A/dílek]

(b) - Požadovaný proud  $i_s = 0$  A,  
změna napětí  $u_s = 5 \rightarrow 50$  V  
Obr 8.9 Přechodový děj: ch1 –  $u_s$  [25V/dílek], ch2 –  $-i_v$  [5 A/dílek], ch3 –  $i_s$  [2 A/dílek]



(a) - Požadovaný proud  $i_s = 5$  A,  
změna napětí  $u_s = 50 \rightarrow 5$  V  
Obr 8.10 Přechodový děj: ch1 –  $u_s$  [25V/dílek], ch2 –  $-i_v$  [5 A/dílek], ch3 –  $i_s$  [2 A/dílek]

(b) - Požadovaný proud  $i_s = 5$  A,  
změna napětí  $u_s = 5 \rightarrow 50$  V  
Obr 8.10 Přechodový děj: ch1 –  $u_s$  [25V/dílek], ch2 –  $-i_v$  [5 A/dílek], ch3 –  $i_s$  [2 A/dílek]



(a) - Požadovaný proud  $i_s = -5$  A,  
změna napětí  $u_s = 50 \rightarrow 5$  V  
Obr 8.11 Přechodový děj: ch1 –  $u_s$  [25V/dílek], ch2 –  $-i_v$  [5 A/dílek], ch3 –  $i_s$  [2 A/dílek]

(b) - Požadovaný proud  $i_s = -5$  A,  
změna napětí  $u_s = 5 \rightarrow 50$  V  
Obr 8.11 Přechodový děj: ch1 –  $u_s$  [25V/dílek], ch2 –  $-i_v$  [5 A/dílek], ch3 –  $i_s$  [2 A/dílek]

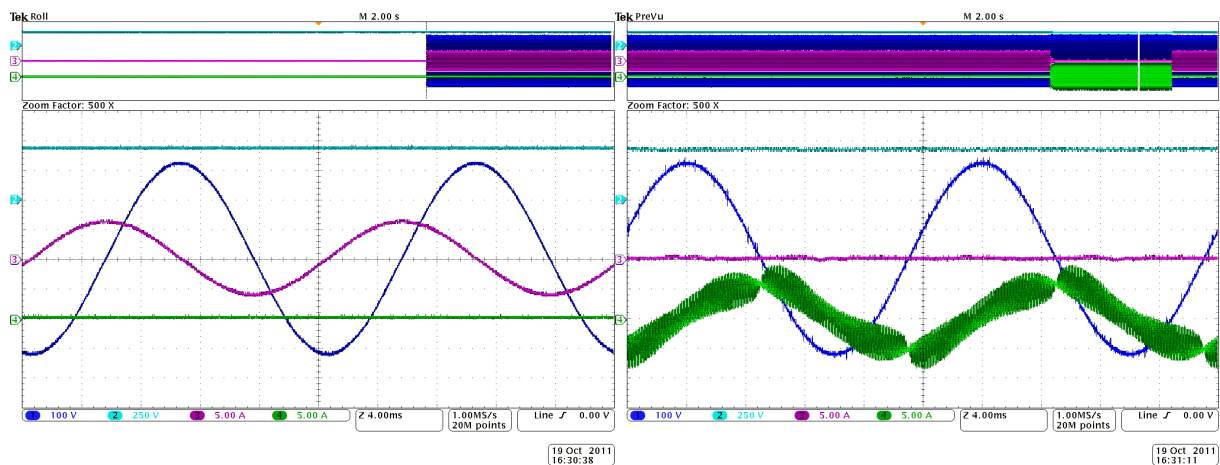


Navržená algoritmy regulace zdroje proudu založené na principu vektorového řízení v kartézských souřadnicích vykazuje velice dobré statické i dynamické vlastnosti. Použitý kompenzátor vyšších harmonických (3., 5., a 7. harmonická) dokonale odstraní nežádoucí harmonické z generovaného proudu. Při skokové změně napětí sítě dochází k zakmitání generovaného proudu sítě. Zakmitání je způsobeno zpětnovazebním zavedením skokové změny napětí do synchronizačních obvodů. Reálný LCL filtr potvrdil skvělé filtrační účinky úplným odstraněním spínací frekvence (10 kHz) z generovaného proudu sítě. Vlastní rezonanční frekvence LCL filtru se projevuje mírnou deformací generovaného proudu.

## 8.3.2 Přímé řízení proudu s PR regulátory

### 8.3.2.1 Ustálené stavy

Následující oscilogramy zachycují průběhy sledovaných veličin při implementaci algoritmů přímého řízení proudu s využitím PR regulátorů. Sledované veličiny jsou uvedeny přímo u oscilogramů (jedná se především o síťové napětí  $u_s$ , generovaný proud do sítě  $i_s$ , proud měničem  $i_v$ , napětí nebo proud do ss obvodu). Ustálené stavy jsou zobrazeny na obrázcích 8.12 až 8.14.



(a) - Vypnuté řízení měniče,

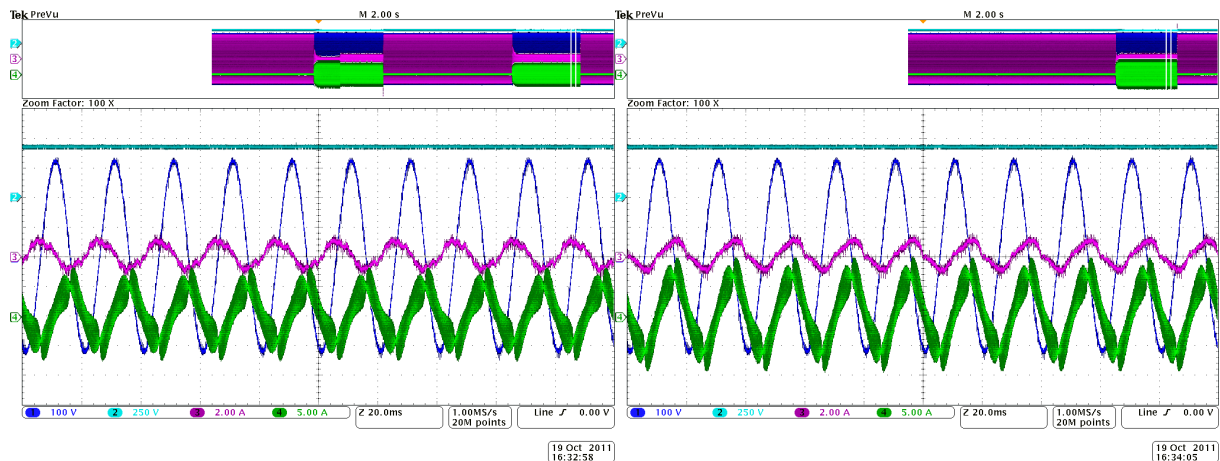
$$u_s = 230 \text{ V}, U_c = 420 \text{ V}$$

(b) - Požadovaný proud  $i_s = 0 \text{ A}$ ,

$$u_s = 230 \text{ V}, U_c = 420 \text{ V}$$

Obr 8.12 Ustálený stav:

ch1 –  $u_s$  [100V/dílek], ch2 –  $U_c$  [250 V/dílek], ch3 –  $i_s$  [5 A/dílek], ch4 –  $i_v$  [5 A/dílek]



(a) - Požadovaný proud  $i_s = 1 \text{ A}$ ,

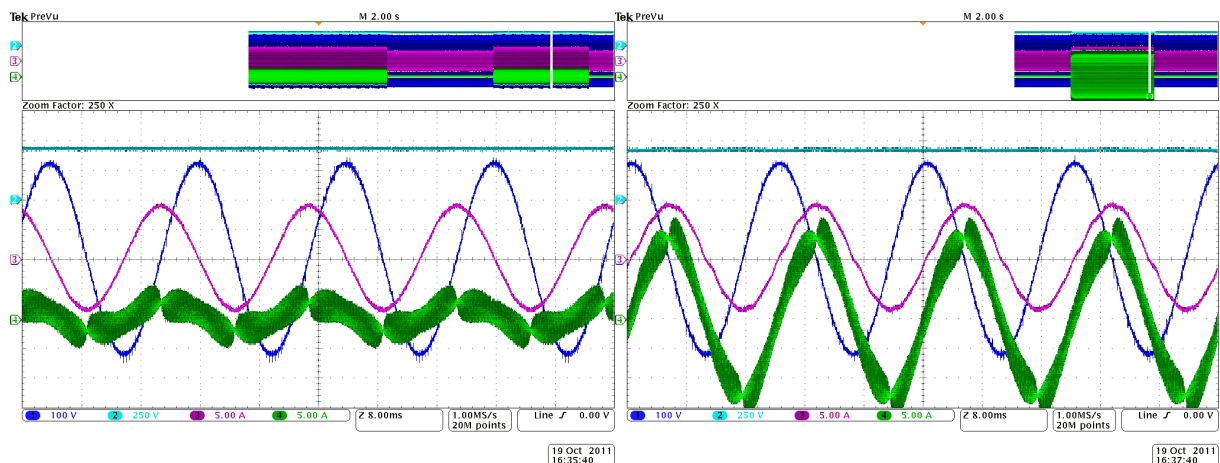
$$u_s = 230 \text{ V}, U_c = 420 \text{ V}$$

(b) - Požadovaný proud  $i_s = -1 \text{ A}$ ,

$$u_s = 230 \text{ V}, U_c = 420 \text{ V}$$

Obr 8.13 Ustálený stav:

ch1 –  $u_s$  [100V/dílek], ch2 –  $U_c$  [250 V/dílek], ch3 –  $i_s$  [2 A/dílek], ch4 –  $i_v$  [5 A/dílek]



(a) - Požadovaný proud  $i_s = 9 \text{ A}$ ,

$$u_s = 230 \text{ V}, U_c = 420 \text{ V}$$

(b) - Požadovaný proud  $i_s = -9 \text{ A}$ ,

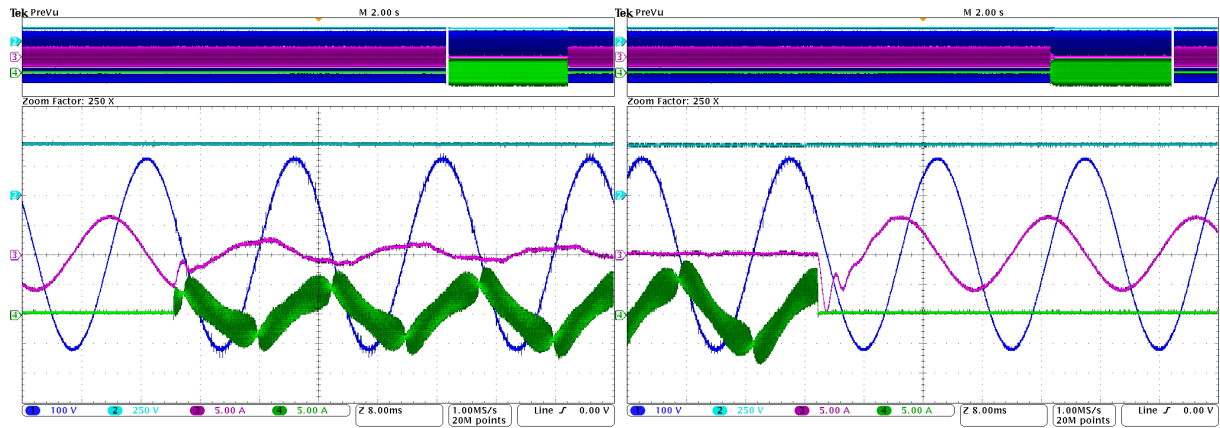
$$u_s = 230 \text{ V}, U_c = 420 \text{ V}$$

Obr 8.14 Ustálený stav:

ch1 –  $u_s$  [100V/dílek], ch2 –  $U_c$  [250 V/dílek], ch3 –  $i_s$  [5 A/dílek], ch4 –  $i_v$  [5 A/dílek]

### 8.3.2.2 Starty a vypnutí měniče

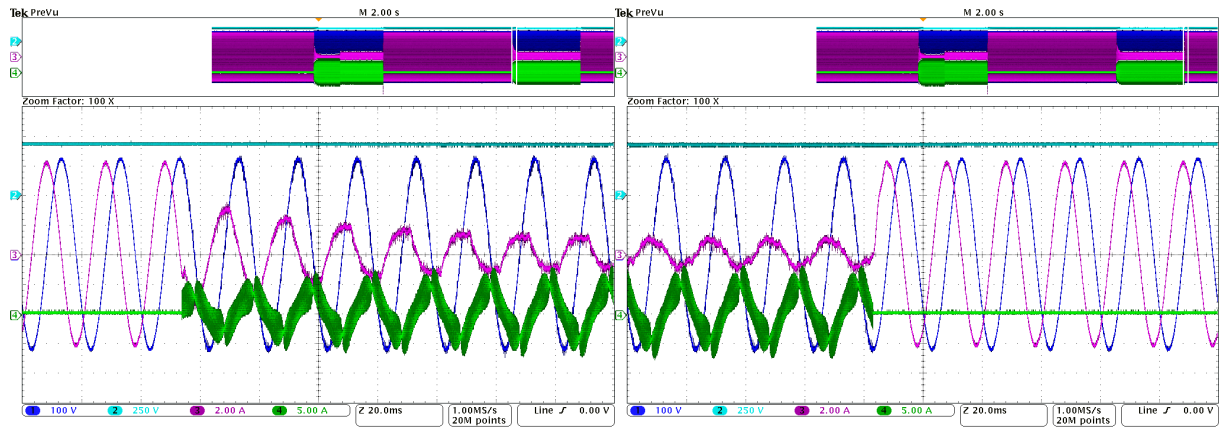
Chování zdroje proudu krátce po startu nebo zastavení měniče zobrazují oscilogramy na obr. 8.15 až 8.19.



(a) - Start měniče, požadovaný proud  $i_S = 0$  A, (b) - Stop měniče, požadovaný proud  $i_S = 0$  A,  
 $u_S = 230$  V,  $U_C = 420$  V

Obr 8.15 Start a vypnutí měniče:

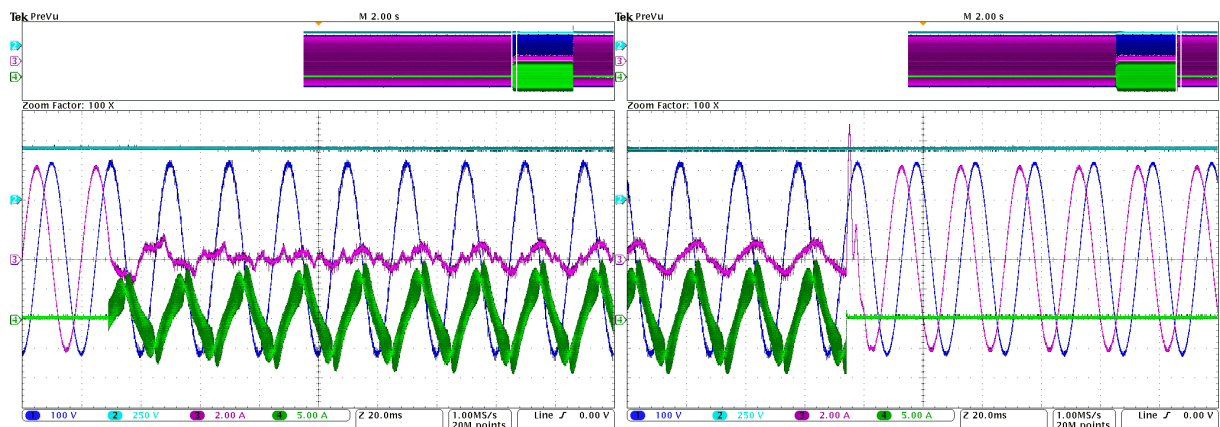
ch1 –  $u_S$  [100V/dílek], ch2 –  $U_C$  [250 V/dílek], ch3 –  $i_S$  [5 A/dílek], ch4 –  $i_V$  [5 A/dílek]



(a) - Start měniče, požadovaný proud  $i_S = 1$  A, (b) - Stop měniče, požadovaný proud  $i_S = 1$  A,  
 $u_S = 230$  V,  $U_C = 420$  V

Obr 8.16 Start a vypnutí měniče:

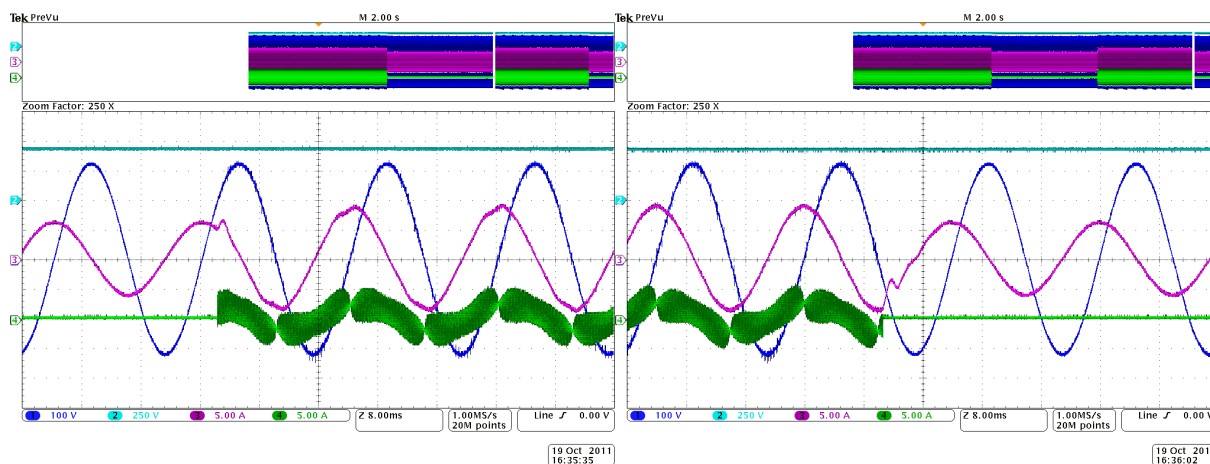
ch1 –  $u_S$  [100V/dílek], ch2 –  $U_C$  [250 V/dílek], ch3 –  $i_S$  [2 A/dílek], ch4 –  $i_V$  [5 A/dílek]



(a) - Start měniče, požadovaný proud  $i_S = -1$  A, (b) - Stop měniče, požadovaný proud  $i_S = -1$  A,  
 $u_S = 230$  V,  $U_C = 420$  V

Obr 8.17 Start a vypnutí měniče:

ch1 –  $u_S$  [100V/dílek], ch2 –  $U_C$  [250 V/dílek], ch3 –  $i_S$  [2 A/dílek], ch4 –  $i_V$  [5 A/dílek]



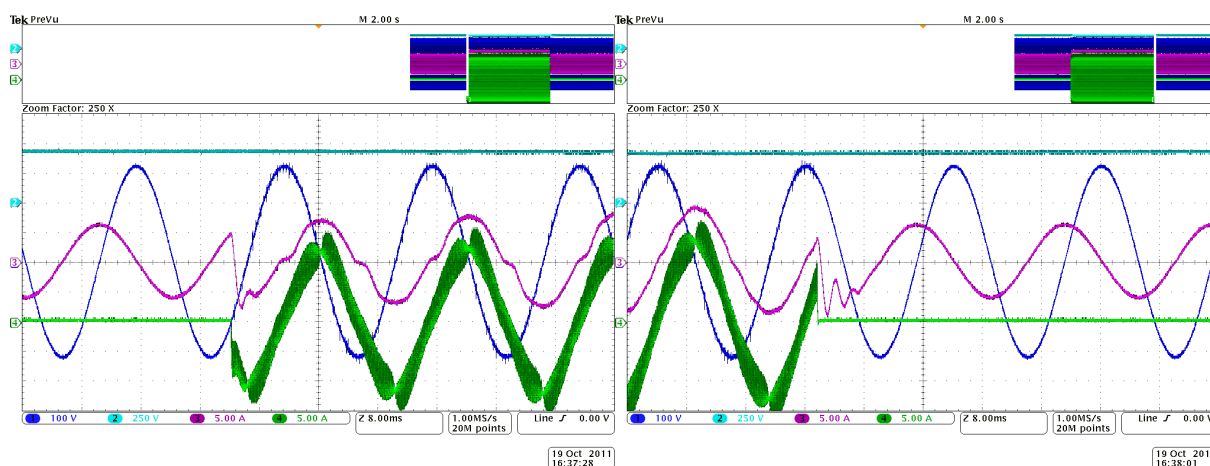
(a) - Start měniče, požadovaný proud  $i_s = 9 \text{ A}$ , (b) - Stop měniče, požadovaný proud  $i_s = 9 \text{ A}$ ,

$$u_s = 230 \text{ V}, U_c = 420 \text{ V}$$

$$u_s = 230 \text{ V}, U_c = 420 \text{ V}$$

Obr 8.18 Start a vypnutí měniče:

ch1 –  $u_s$  [100V/dílek], ch2 –  $U_c$  [250 V/dílek], ch3 –  $i_s$  [5 A/dílek], ch4 –  $i_v$  [5 A/dílek]



(a) Start měniče, požadovaný proud  $i_s = -9 \text{ A}$ , (b) Stop měniče, požadovaný proud  $i_s = -9 \text{ A}$ ,

$$u_s = 230 \text{ V}, U_c = 420 \text{ V}$$

$$u_s = 230 \text{ V}, U_c = 420 \text{ V}$$

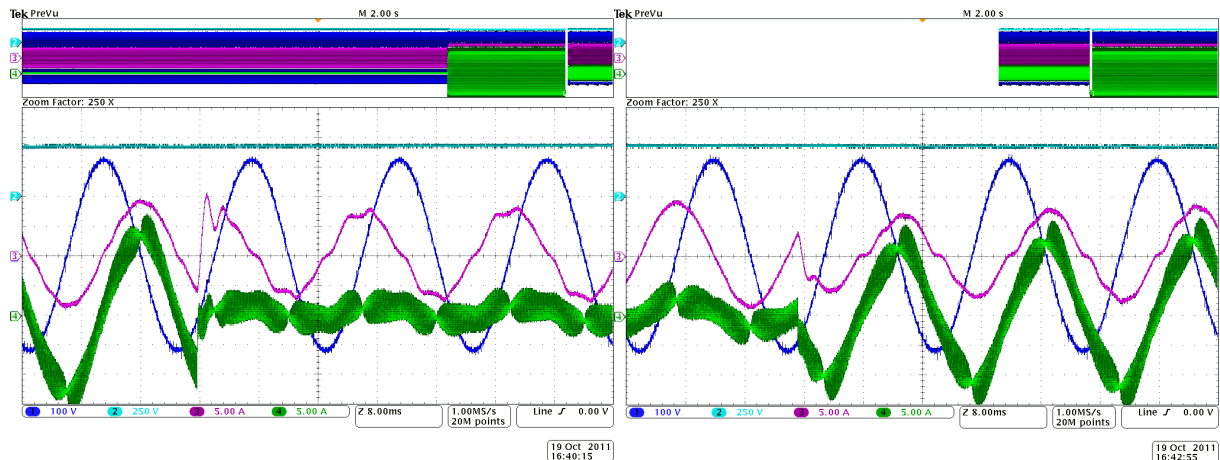
Obr 8.19 Start a vypnutí měniče:

ch1 –  $u_s$  [100V/dílek], ch2 –  $U_c$  [250 V/dílek], ch3 –  $i_s$  [5 A/dílek], ch4 –  $i_v$  [5 A/dílek]

### 8.3.2.3 Přechodové stavy

Skokové změny generovaného proudu  $i_s$  při různých napětích síťového zdroje jsou na obr 8.20 až 8.23. Skoková změna fáze síťového napětí  $u_s$  a reakce navrženého zdroje proudu pro různé požadavky generovaného proudu a různé fázové posuvy zachycují obr. 8.24 až 8.29. Při plném napětí na kondenzátoru ve ss obvodě ( $U_c = 420 \text{ V}$ ) a plném napětí sítě ( $u_s = 230 \text{ V}$ ) docházelo v experimentech se skokovou změnou napětí k zablokování měniče od nastavené vnitřní nadproudové ochrany. Použitý zdroj, který simuloval napětí sítě, má špičkové proudové zatížení cca 20 A. Jak je patrné i ze simulací, dochází při skokové změně napětí sítě k proudovým kmitům na generovaném proudu sítě. Proto při těchto experimentech bylo sníženo napětí ve ss obvodě na  $U_c = 100 \text{ V}$  a napětí sítě na  $u_s = 50 \text{ V}$ , tak aby generovaný proud byl 10 A. V technické praxi ke „skokové“ změně fáze

nulového napětí v rozvodné soustavě (v našem případě napětí sítě  $u_s$ ) může dojít při ohmovém zemním spojení např. připojením / odpojením vývodu s malou parazitní kapacitou, ale relativně velkou fázovou nesymetrií.

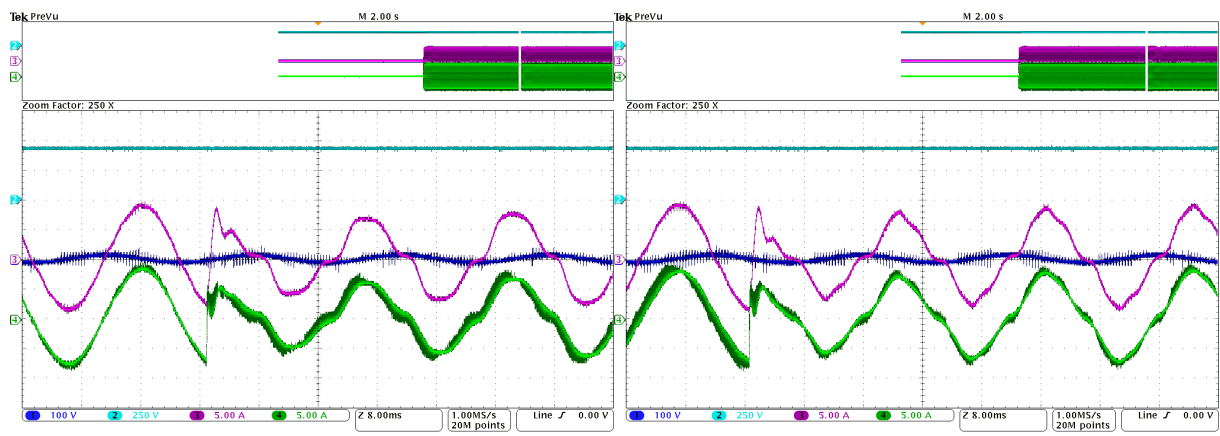


(a) - Změna pož. proudu  $i_s = -9 \rightarrow 9$  A,  
 $u_s = 230$  V,  $U_c = 420$  V

(b) - Změna pož. proudu  $i_s = 9 \rightarrow -9$  A,  
 $u_s = 230$  V,  $U_c = 420$  V

Obr 8.20 Přechodový děj: Skoková změna proudu

ch1 –  $u_s$  [100V/dílek], ch2 –  $U_c$  [50 V/dílek], ch3 –  $i_s$  [5 A/dílek], ch4 –  $i_v$  [5 A/dílek]

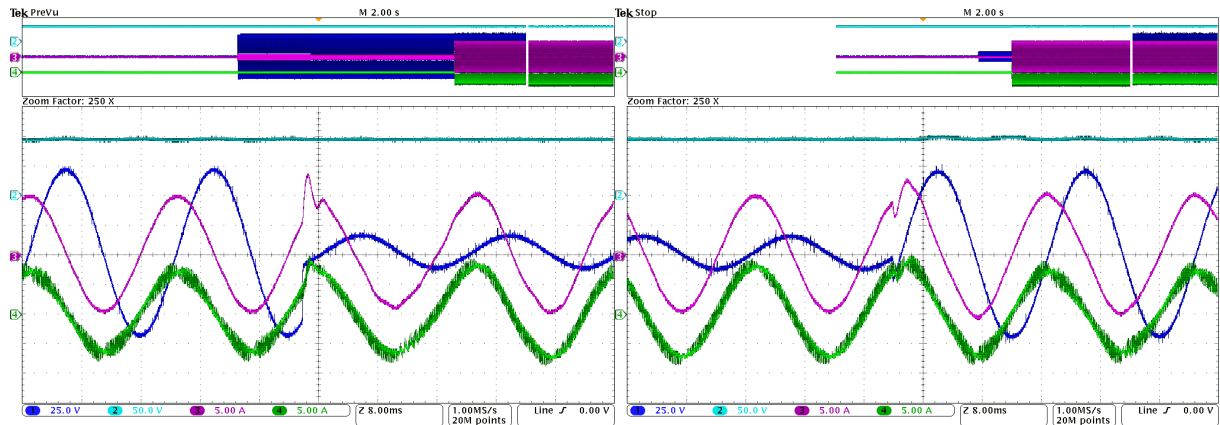


(a) - Změna pož. proudu  $i_s = -9 \rightarrow 9$  A,  
 $u_s = 10$  V,  $U_c = 420$  V

(b) Změna pož. proudu  $i_s = 9 \rightarrow -9$  A,  
 $u_s = 10$  V,  $U_c = 420$  V

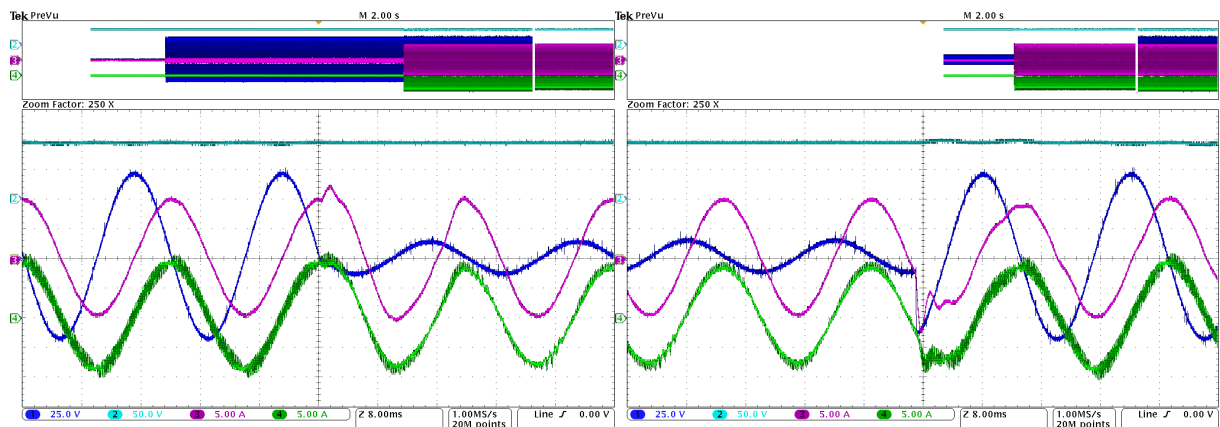
Obr 8.21 Přechodový děj: Skoková změna proudu

ch1 –  $u_s$  [100V/dílek], ch2 –  $U_c$  [250 V/dílek], ch3 –  $i_s$  [5 A/dílek], ch4 –  $i_v$  [5 A/dílek]



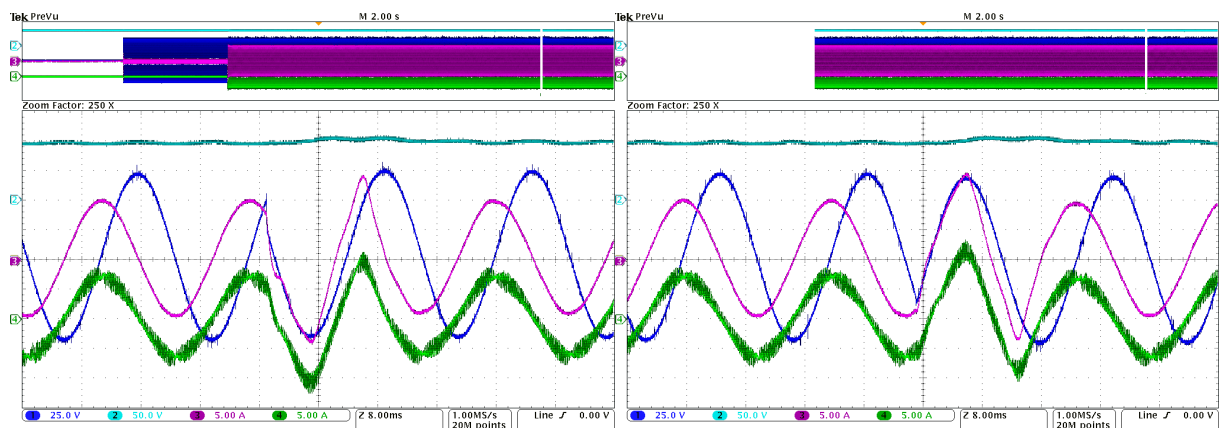
(a) - Požadovaný proud  $i_S = 10$  A,  $U_C = 100$  V, (b) - Požadovaný proud  $i_S = 10$  A,  $U_C = 100$  V,  
 změna napětí sítě  $u_S = 50 \rightarrow 10$  V změna napětí sítě  $u_S = 10 \rightarrow 50$  V  
 Obr 8.22 Přechodový děj: Skoková změna napětí

ch1 –  $u_S$  [25V/dílek], ch2 –  $U_C$  [50 V/dílek], ch3 –  $i_S$  [5 A/dílek], ch4 –  $i_V$  [5 A/dílek]



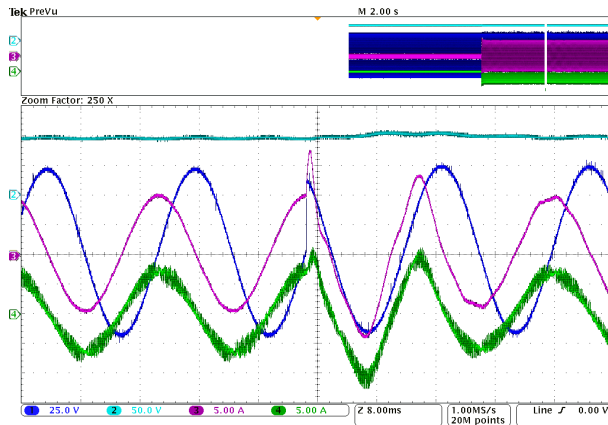
(a) Požadovaný proud  $i_S = -10$  A,  $U_C = 100$  V, (b) - Požadovaný proud  $i_S = -10$  A,  $U_C = 100$  V,  
 změna napětí sítě  $u_S = 50 \rightarrow 10$  V změna napětí sítě  $u_S = 10 \rightarrow 50$  V  
 Obr 8.23 Přechodový děj: Skoková změna napětí

ch1 –  $u_S$  [25V/dílek], ch2 –  $U_C$  [50 V/dílek], ch3 –  $i_S$  [5 A/dílek], ch4 –  $i_V$  [5 A/dílek]



(a) - Požadovaný proud  $i_S = 10$  A, změna fáze napětí  $u_S = 50$  V,  $\varphi_U = 0^\circ \rightarrow 120^\circ$   
 (b) - Požadovaný proud  $i_S = 10$  A, změna fáze napětí  $u_S = 50$  V,  $\varphi_U = 120^\circ \rightarrow -120^\circ$   
 Obr 8.24 Přechodový děj: Skoková změna fáze napětí

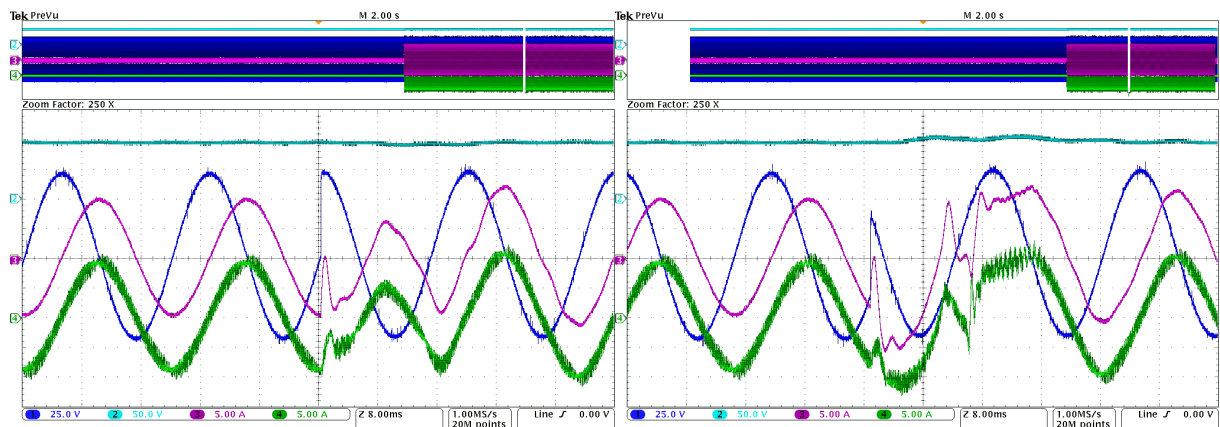
ch1 –  $u_S$  [25V/dílek], ch2 –  $U_C$  [50 V/dílek], ch3 –  $i_S$  [5 A/dílek], ch4 –  $i_V$  [5 A/dílek]



18 Oct 2011 23:15:28

(a) - Požadovaný proud  $i_s = 10$  A, změna fáze napětí  $u_s = 50$  V,  $\varphi_U = -120^\circ \rightarrow 0^\circ$   
 Obr 8.25 Přechodový děj: Skoková změna fáze napětí

ch1 –  $u_s$  [25V/dílek], ch2 –  $U_c$  [50 V/dílek], ch3 –  $i_s$  [5 A/dílek], ch4 –  $i_v$  [5 A/dílek]

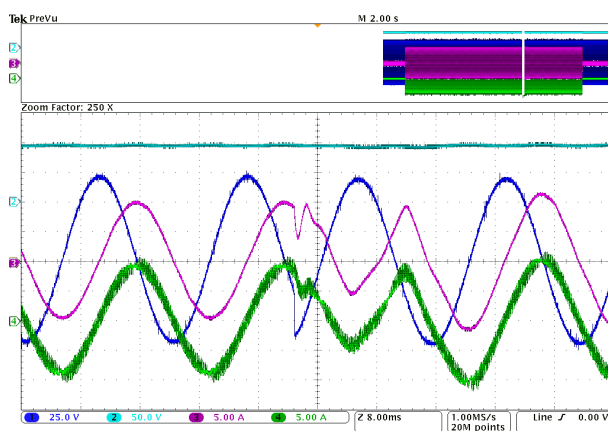


18 Oct 2011 23:20:15

18 Oct 2011 23:22:10

(a) - Požadovaný proud  $i_s = -10$  A, změna fáze napětí  $u_s = 50$  V,  $\varphi_U = 0^\circ \rightarrow 90^\circ$   
 (b) - Požadovaný proud  $i_s = -10$  A, změna fáze napětí  $u_s = 50$  V,  $\varphi_U = 90^\circ \rightarrow -90^\circ$   
 Obr 8.26 Přechodový děj: Skoková změna fáze napětí

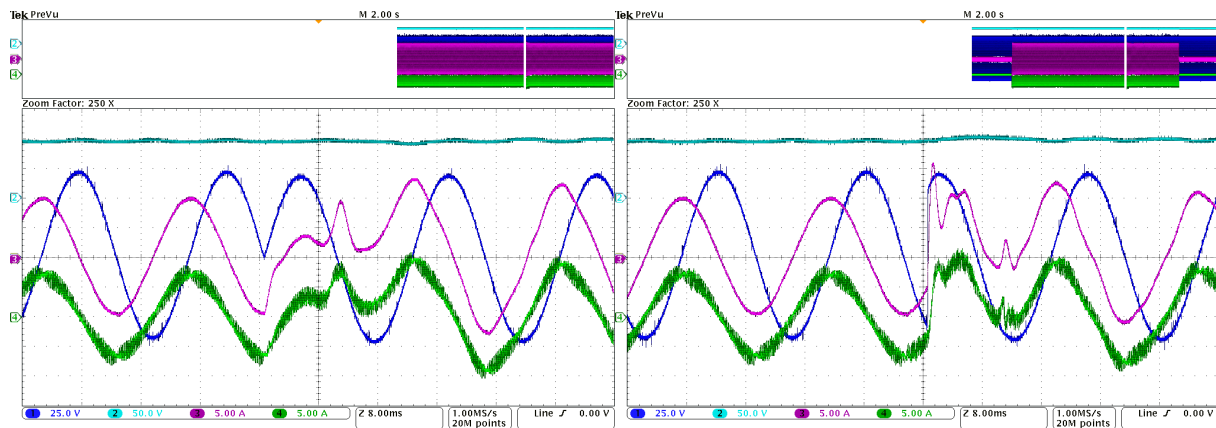
ch1 –  $u_s$  [25V/dílek], ch2 –  $U_c$  [50 V/dílek], ch3 –  $i_s$  [5 A/dílek], ch4 –  $i_v$  [5 A/dílek]



18 Oct 2011 23:23:02

(a) - Požadovaný proud  $i_s = -10$  A, změna fáze napětí  $u_s = 50$  V,  $\varphi_U = -90^\circ \rightarrow 0^\circ$   
 Obr 8.27 Přechodový děj: Skoková změna fáze napětí

ch1 –  $u_s$  [25V/dílek], ch2 –  $U_c$  [50 V/dílek], ch3 –  $i_s$  [5 A/dílek], ch4 –  $i_v$  [5 A/dílek]



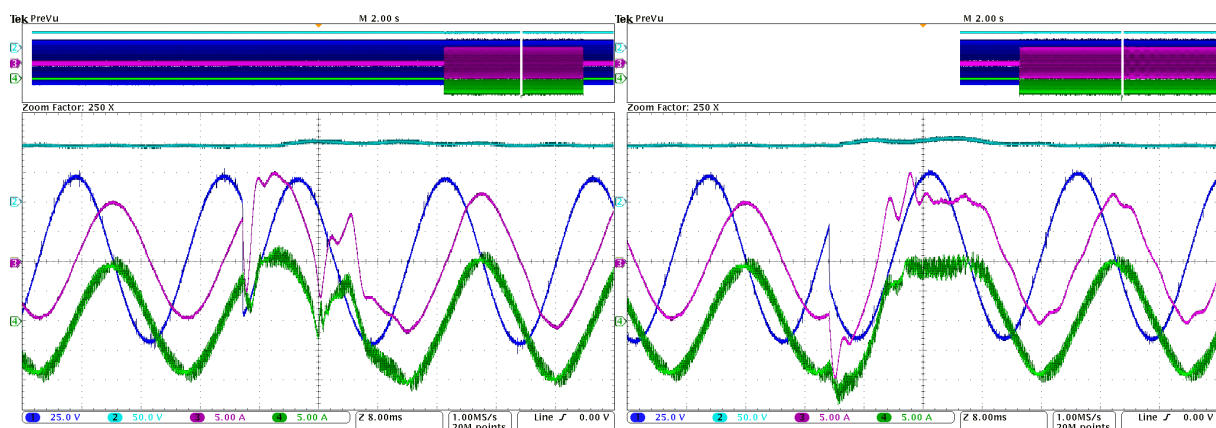
(a) - Požadovaný proud  $i_s = 10$  A, změna fáze (b) - Požadovaný proud  $i_s = 10$  A, změna fáze

napětí  $u_s = 50$  V,  $\varphi_U = 0^\circ \rightarrow 180^\circ$

napětí  $u_s = 50$  V,  $\varphi_U = 180^\circ \rightarrow 0^\circ$

Obr. 8.28 Přechodový děj: Skoková změna fáze napětí

ch1 –  $u_s$  [25V/dílek], ch2 –  $U_c$  [50 V/dílek], ch3 –  $i_s$  [5 A/dílek], ch4 –  $i_v$  [5 A/dílek]



(a) - Požadovaný proud  $i_s = -10$  A, změna fáze (b) - Požadovaný proud  $i_s = -10$  A, změna fáze

napětí  $u_s = 50$  V,  $\varphi_U = 0^\circ \rightarrow 180^\circ$

napětí  $u_s = 50$  V,  $\varphi_U = 180^\circ \rightarrow 0^\circ$

Obr. 8.29 Přechodový děj: Skoková změna fáze napětí

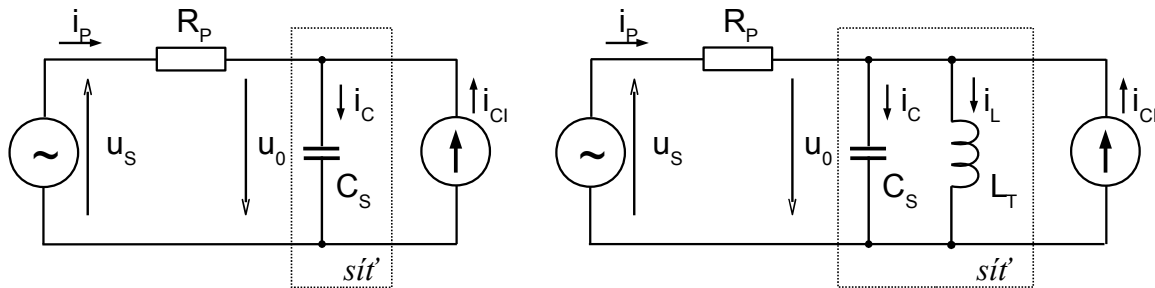
ch1 –  $u_s$  [25V/dílek], ch2 –  $U_c$  [50 V/dílek], ch3 –  $i_s$  [5 A/dílek], ch4 –  $i_v$  [5 A/dílek]

### 8.3.2.4 Model rozvodné soustavy

V této kapitole jsou prezentovány výsledky testů, které do jisté míry napodobují chování rozvodné soustavy. Na obr. 8.30 jsou znázorněna náhradní (modelová) schémata rozvodných soustav, a to izolované a kompenzované soustavy. Podrobněji o náhradních (modelových) schématech rozvodných soustav pojednávají kapitoly 6.4.2 a 6.4.3.  $R_p$  představuje odpor zemní poruchy, kapacita  $C_s$  odpovídá parazitní kapacitě rozvodné soustavy a indukčnost  $L_T$  reprezentuje indukčnost zhášecí (Petersenovi) tlumivky. Velikost těchto parametrů je v následující tabulce. Experimentálně byly postaveny tyto dvě soustavy (izolovaná a kompenzovaná rozvodná soustava). Obr. 8.31 a 8.32 zachycují poměry nekompensování a kompensování poruchového proudu v izolované a částečně



kompenzované rozvodné soustavě. Kanál osciloskopu CH 2 znázorňuje proud v místě poruchy  $i_P$ . Zarušení proudové sondy CH 2, které vytváří navržený prototyp řízeného zdroje proudu, je způsobeno indukcí do relativně dlouhých vodičů postaveného modelu sítě. Hranice pro detekci zemního spojení bývá v technické praxi nejčastěji od 20% fázového napětí. Na obr. 8.33 a 8.34 jsou zachyceny reakce generovaného proudu na skokovou změnu napětí  $u_S$ .

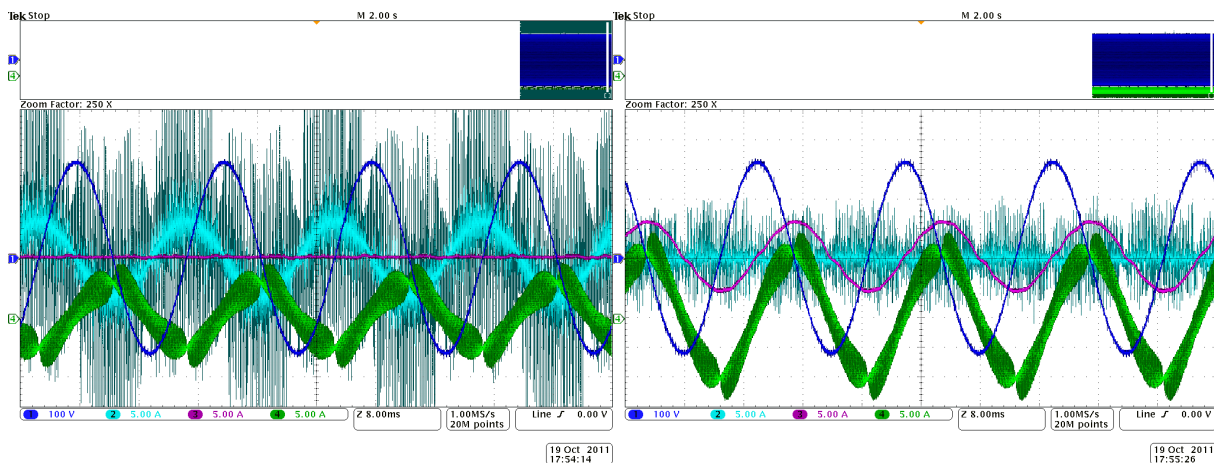


(a) - Izolovaná rozvodná soustava

(b) - Kompenzovaná rozvodná soustava

Obr. 8.30 – Náhradní jednopólové schéma rozvodné soustavy

Odpor poruchy	$R_P$	0.9 $\Omega$
Parazitní kapacita soustavy	$C_S$	60 $\mu\text{F}$
Indukčnost zhášecí tlumivky	$L_T$	200mH

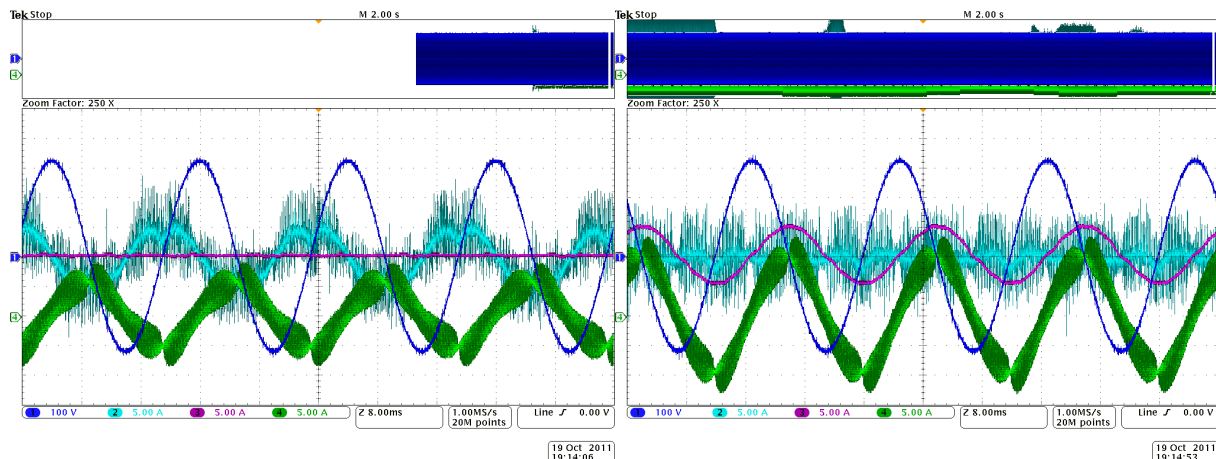


(a) - Nekompenzovaná soustava

(b) - Vykompenzovaná soustava

Obr. 8.31 Zemní spojení: Izolovaná rozvodná soustava

ch1 –  $u_S$  [100V/dílek], ch2 –  $i_P$  [5 A/dílek], ch3 –  $i_S$  [5 A/dílek], ch4 –  $i_V$  [5 A/dílek]

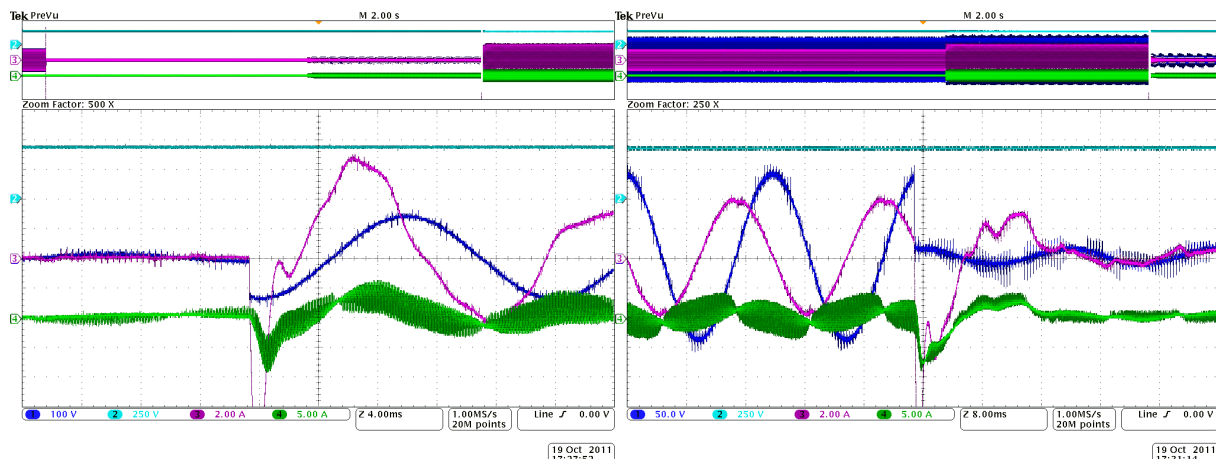


(a) - Nekompenzovaná soustava

(b) - Vykompenzovaná soustava

Obr 8.32 Zemní spojení: Částečně kompenzovaná rozvodná soustava

ch1 –  $u_s$  [100V/dílek], ch2 –  $i_p$  [5 A/dílek], ch3 –  $i_s$  [5 A/dílek], ch4 –  $i_v$  [5 A/dílek]

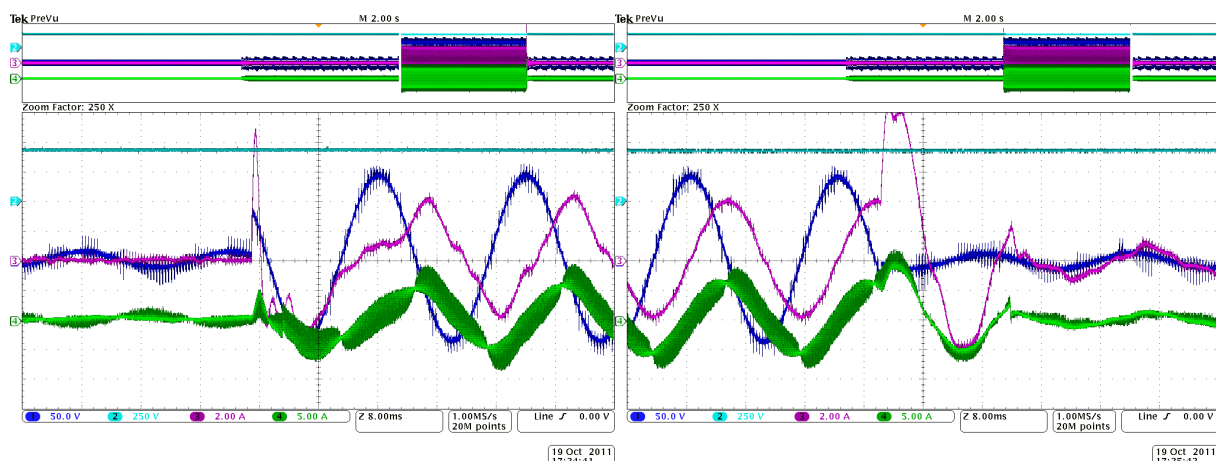


(a) - Začátek automatické kompenzace, skoková změna napětí  $u_s = 10 - 100$  V

(b) - Konec automatické kompenzace, skoková změna napětí  $u_s = 100 - 10$  V

Obr 8.33 Zemní spojení: Automatická kompenzace - požadovaný proud  $i_s = 4$  A

ch1 –  $u_s$  [100V/dílek], ch2 –  $U_c$  [250 V/dílek], ch3 –  $i_s$  [2 A/dílek], ch4 –  $i_v$  [5 A/dílek]



(a) - Začátek automatické kompenzace, skoková změna napětí  $u_s = 10 - 100$  V

(b) - Konec automatické kompenzace, skoková změna napětí  $u_s = 100 - 10$  V

Obr 8.34 Zemní spojení: Automatická kompenzace - požadovaný proud  $i_s = -4$  A

ch1 –  $u_s$  [50V/dílek], ch2 –  $U_c$  [250 V/dílek], ch3 –  $i_s$  [2 A/dílek], ch4 –  $i_v$  [5 A/dílek]

Navržené algoritmy regulace zdroje proudu s přímou regulací generovaného proudu sítě využívající proporcčně rezonanční regulátor doplněný o kompenzaci nežádoucích nízkofrekvenčních harmonických složek je velmi robustní a zajišťuje vynikající statické a dynamické vlastnosti navrženého řízeného zdroje proudu.

Synchronizační obvody mají problém se sčítanou změnou fáze napětí sítě. Implementovaný synchronizační algoritmus (DFT) vykazuje dopravní zpoždění jedné periody, kde generovaný proud je hůře říditelný než u skokové změny amplitudy napětí sítě.

#### **8.4 Dílčí závěr**

Z provedených experimentů je patrné, že proud generovaný navrženým řízeným zdrojem proudu je bezproblémově říditelný. Navržené algoritmy řízení a regulace zdroje mají velmi dobré statické i dynamické vlastnosti. Přechodové děje při skokových změnách požadavku proudu sítě  $i_s$  jsou velmi krátké a jsou převážně způsobené filtračním kondenzátorem LCL filtru. Podařilo se úspěšně vyřešit aktivní potlačení kmitů přirozeně téměř netlumeného LCL filtru, které představují z hlediska regulace a chování filtru velmi vážný problém.

Regulační struktury vektorového řízení v kartézských souřadnicích i přímé regulace generovaného proudu založené na PR regulátorech jsou kvalitativně srovnatelná a obě navržená řízení jsou vhodná pro implementaci do řízeného zdroje proudu. Nejslabším článkem regulačních struktur je použitý synchronizační algoritmus založený na DFT (viz. kapitola 6.1.1), který je sice odolný vůči rušení, ale v případě velkých skokových změn napětí sítě  $u_s$  zanášá do regulačních obvodů nezanedbatelné dopravní zpoždění.

V regulační struktuře vektorového řízení je navíc sledovaná i poloha generovaného proudu  $i_s$ , která zanášá další dopravní zpoždění. Zmenšení dopravního zpoždění bylo docíleno vhodnou volbou synchronizačního algoritmu založeného na stojícím kartézském souřadném systému s generovanou virtuální imaginární složkou pomocí zpožďovacího bufferu o  $T/4$

Regulační strukturu přímé regulace generovaného proudu sítě využívající proporcčně rezonanční regulátor doplněný o kompenzaci nežádoucích nízkofrekvenčních harmonických složek doporučuji pro implementaci do stavěného finálního prototypu řízeného zdroje proudu plného výkonu, z důvodu mírně lepších vlastností než má regulační struktura vektorového řízení. Prototyp řízeného zdroje proudu vzniká ve spolupráci se společností EGE spol. s r.o., a je určený pro pilotní provoz v reálné rozvodné soustavě.

## 9 Závěr

Cílem této disertační práce bylo navrhnout zařízení pro kompenzaci zemních poruchových proudů v izolovaných a neúčinně uzemněných rozvodných soustavách využívající nejnovější poznatky a technologie z oblasti výkonové elektroniky. Jako optimální řešení se jeví použití řízeného zdroje proudu, který může být připojen k uzlu rozvodné soustavy nebo k fázovým vodičům rozvodné soustavy. Navržené nové řešení kompenzace zemních poruchových proudů bylo patentováno a je průmyslově chráněno třemi českými patenty a dvěma užitnými vzory.

Navržené zařízení využívající řízený zdroj proudu realizovaný pomocí výkonového polovodičového měniče je výrazně variabilnější a ve značném výkonovém rozsahu levnější než současná řešení. Obrovskou výhodou zařízení oproti klasickým řešením zařízení pro kompenzaci zemních kapacitních proudů je především jeho kompaktnost a robustnost. Zařízení v sobě integruje více funkcí, a to v poruchovém stavu rozvodné soustavy kompenzaci kapacitního a zbytkového poruchového proudu včetně kompenzace vyšších řádů harmonických, a v bezporuchovém stavu rozvodné soustavy kompenzací fázové nesymetrie napětí. Navíc varianta připojení k fázovým vodičům rozvodné soustavy umožňuje kompenzaci jalového výkonu (statická kompenzace) a kompenzaci vyšších řádů harmonických sítě (aktivní filtry). Zařízení je z principu necitlivé na nesymetrie a případné proměnné parametry rozvodné soustavy.

Z prezentovaných výsledků simulací a experimentů je patrné, že obě navržené varianty algoritmů řízení a regulace (varianta založená na vektorovém řízení v kartézských souřadnicích i regulace proudu sítě ve stojícím souřadném systému s využitím proporčně rezonančního regulátoru) si snadno poradí i s extrémním požadavkem skokové změny charakteru generovaného proudu v maximálním požadovaném rozsahu. Regulační zásah je rychlý, navržené algoritmy řízení vykazují velmi dobré statické i dynamické vlastnosti. Po aktivaci automatické funkce kompenzace dochází k eliminaci kapacitního poruchového proudu.

Simulace i experimenty dokazují vysoký filtrační účinek implementovaného LCL filtru. Filtr významně snižuje harmonické zkreslení generovaného proudu, které splňuje velmi přísná kritéria z hlediska maximálního povoleného THDi, které musí být v případě navrženého zařízení nižší než 0,25%.

Předložené teoretické závěry i výsledky simulací byly ověřeny rozsáhlou experimentální studií provedenou na postaveném testovacím laboratorním prototypu jednofázového řízeného zdroje proudu.

Všechny cíle disertační práce stanovené v úvodu této práce byly splněny.

Za hlavní přínos této disertační práce považuji především:

- návrh a vypracování metodiky návrhu a dimenzování výkonového obvodu řízeného zdroje proudu určeného pro kompenzaci zemních poruchových proudů,
- návrh algoritmů řízení a regulace řízeného zdroje proudu, a to především ve dvou hlavních variantách: (i) řízení vycházející z analogie s vektorovým řízením v kartézských souřadnicích v rotujícím souřadném systému svázaném s vektorem napětí sítě, což je v případě jednofázového systému komplikovaným problémem, (ii) řízení generovaného proudu ve stojícím souřadném systému s využitím proporcčně-rezonančního regulátoru. Obě varianty regulace jsou pak doplněny kompenzátozem nežádoucích nízkofrekvenčních harmonických, který je tvořen bankou rezonančních regulátorů naladěných na eliminované harmonické.
- návrh nadřazených algoritmů diagnostiky a sledování rozvodné soustavy se zaměřením především na stanovení velikosti a fáze kompenzačního proudu - zadání regulátorů řízeného zdroje proudu,
- sestavení matematického modelu systému a provedení simulací s cílem detailní analýzy chování navrženého zařízení v ustálených a vybraných přechodových stavech.
- stavba laboratorního prototypu navrženého řízeného zdroje proudu o výkonu 10 kVA,
- rozsáhlá experimentální studie dokládající teoretické závěry a předpoklady o chování navrženého řízeného zdroje proudu.
- průmyslová ochrana navrženého zařízení pro kompenzaci zemních poruchových proudů v podobě třech udělených českých patentů a dvou udělených užitných vzorů.

Perspektivní směry dalšího výzkumu spatřuji zejména v následujících oblastech:

- stavba prototypu plného výkonu,
- nasazení finálního prototypu v reálné rozvodné soustavě - pilotní provoz a ověření v reálných podmínkách vybrané rozvodné soustavy,
- výzkum a detailní rozpracování řešení zařízení pro kompenzaci zemních proudů připojené k fázovým vodičům rozvodné soustavy a místu se zemním potenciálem,
- automatická diagnostika a sledování rozvodné soustavy s využitím automatické identifikace velikosti kompenzačního proudu jako součást základních regulačních obvodů navrženého řízeného zdroje proudu.

## Použitá Literatura

- [1] Petersen, W.; „The Intermittent Grounding Effect,“ E. T.Z., v. 38, Nov. 1917, p. 553 – 564.
- [2] Richtr J.: „Zhášecí tlumivka s plynulou regulací“, Patentní spis č. 85379, 1953
- [3] EGE spol. s r.o.: „Plynule laditelná zemní tlumivka“, www.ege.cz, 2009 – 2011
- [4] Chen Zhongren; Zhang Bo; Mei Ni, "Study on the arc-suppression coil based on sectional TCR," *Power Electronics and Motion Control Conference, 2009. IPEMC '09. IEEE 6th International* , vol., no., pp.2566,2569, 17-20 May 2009
- [5] Hai-kun Chen; Xu Cai, "Experimental study on extinguishing arc performance in different types of arc suppression coils," *Electricity Distribution - Part 1, 2009. CIREN 2009. 20th International Conference and Exhibition on* , vol., no., pp.1,5, 8-11 June 2009
- [6] Xu Yuqin; Chen Zhiye, "The method for automatic compensation and detection of earth faults in distribution network," *Power System Technology, 2002. Proceedings. PowerCon 2002. International Conference on* , vol.3, no., pp.1753,1757 vol.3, 2002
- [7] Xu Yuqin; Wang Zengping; Zhang Hai, "The Automatic Following Control of Arc Suppression Coil with Thyristor Switched Capacitors," *Industrial Electronics and Applications, 2006 1ST IEEE Conference on* , vol., no., pp.1,5, 24-26 May 2006
- [8] Lian Hongbo; Yang Yihan; Zhu Xukai; Tan Weipu, "Research on the compensation mode and new principal-auxiliary arc-suppression coil in the resonant grounded system," *Power System Technology, 2004. PowerCon 2004. 2004 International Conference on* , vol.1, no., pp.723,728 Vol.1, 21-24 Nov. 2004
- [9] Ogawa, Fukui: „A secondary arc extinction device“, European Patent EP 0 071 484 A1, 1982
- [10] Wang Chonglin; Liang Rui; Liu Jianhua; Zhang Dongliang; Xue Xue, "Analysis on principle of operation of arc-suppression coil based on thyristor controlled reactor," *Electrical Machines and Systems, 2005. ICEMS 2005. Proceedings of the Eighth International Conference on* , vol.2, no., pp.1305,1308 Vol. 2, 29-29 Sept. 2005
- [11] Li Xiaobo; Wang Chonglin; Liu Jianhua; Dong Xinwei; Li Guoxin; Liang Rui, "Research on the open phase protection for three-phase five-column arc suppression coil," *Electric*

*Utility Deregulation and Restructuring and Power Technologies, 2008. DRPT 2008. Third International Conference on* , vol., no., pp.1809,1814, 6-9 April 2008

- [12] Liu Zhizhen; Chen Hongyan; Yu Zhihao, "Harmonic analysis of arc suppression coil based on transformer with high short circuit impedance," *Power System Technology, 2002. Proceedings. PowerCon 2002. International Conference on* , vol.1, no., pp.130,133 vol.1, 13-17 Oct 2002
- [13] Liu Yancun; Fu Chuang, "Application of thyristor in auto-tuning arc suppression coils," *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2005. APEC 2005. Twentieth Annual IEEE* , vol.3, no., pp.1811,1816 Vol. 3, 6-10 March 2005
- [14] Caixu, "A new arc-suppression coil with magnetic bias and its characteristics analysis," *Electrical Machines and Systems, 2003. ICEMS 2003. Sixth International Conference on* , vol.2, no., pp.903,906 vol.2, 9-11 Nov. 2003
- [15] Wei, Xiaoxia; Yanchao Ji; Jianze Wang; Mu, Xianmin, "Study on New Type Orthogonal Arc-suppression Coil of Ground Fault Protection," *Power System Technology, 2006. PowerCon 2006. International Conference on* , vol., no., pp.1,6, 22-26 Oct. 2006
- [16] Wei, Xiaoxia; Yanchao Ji; Jianze Wang; Mu, Xianmin, "Analysis of Orthogonal Arc Suppression Coil and Compensation of Earth Faults," *Power Electronics and Motion Control Conference, 2006. EPE-PEMC 2006. 12th International* , vol., no., pp.1262,1267, Aug. 30 2006-Sept. 1 2006
- [17] Zeng Guohui; Zhang Xiubin; Zhang Feng, "Study on a new resonant grounding system," *Power Electronics and Motion Control Conference, 2004. IPEMC 2004. The 4th International* , vol.3, no., pp.1717,1721 Vol.3, 14-16 Aug. 2004
- [18] Rui Liang; Xue Xue; Chonglin Wang, "Peterson coils based on magnetic control adjustable reactance and its application," *Automation and Logistics, 2008. ICAL 2008. IEEE International Conference on* , vol., no., pp.1551,1555, 1-3 Sept. 2008
- [19] Pazos F., et al.: „Elektronic aktive earthing system for use in high-voltage distribution networks“, Evropský patent EP 2 128 951, 2007
- [20] Pazos, F.J.; Amezua, A.; Gutierrez, I.; Santamaria, G.; Garcia, J.M.; Valverde, V., "Active earthing system for mv networks by means of power electronics," *Electricity Distribution - Part 1, 2009. CIRED 2009. 20th International Conference and Exhibition on* , vol., no., pp.1,4, 8-11 June 2009

- [21] Amezua A., et al.: „Experimental validation results of the active grounding system for MV networks“, *Electricity Distribution, 2011. CIRED 2011. 21th International Conference and Exhibition on* , paper 0560, June 2011
- [22] Pazos F., et al: „Aktive earthing system for MV networks“, International Conference on Renewable Energies and Power Quality, ICREPQ 2013, March 2013
- [23] Winter K.: „Anordnung zur Begrenzung des Erdschlussstromes in Starkstromnetzen“, Europäische patentanmeldung 0 164 321, 1985
- [24] Žák F.: „Zapojení pro kompenzaci činné a jalové složky proudu v místě zemního spojení a vyrovnání fázových napětí v bezporuchovém stavu sítě“, Patentový spis 296 038, 2004
- [25] Streek R., „Anordnung zur Erdschluß-Stromkompensation eines mehrphasigen elektrischen Leitungsnetzes“, Offenlegungsschrift DE 195 25 417, 1995
- [26] Winter K.: „Anordnung for reducing av jordfelsstrømmen i resonanajordade kraftnat“, Patentverket 433 690, 1982
- [27] Janssen, M.; Kraemer, S.; Schmidt, R.; Winter, K., "Residual current compensation (RCC) for resonant grounded transmission systems using high performance voltage source inverter," *Transmission and Distribution Conference and Exposition, 2003 IEEE PES* , vol.2, no., pp.574,578 vol.2, 7-12 Sept. 2003
- [28] Winter, K.M., "The RCC Ground Fault Neutralizer — A novel scheme for fast earth-fault protection," *Electricity Distribution, 2005. CIRED 2005. 18th International Conference and Exhibition on* , vol., no., pp.1,4, 6-9 June 2005
- [29] Winter K.: On-line partial discharge measurement and control, *Electricity Distribution, 2007. CIRED 2007. 19th International Conference and Exhibition on* , paper 0691, May 2007
- [30] Winter K.: „On-line partial discharge detection and control on MV cable networks with ground fault neutraliser“, *Electricity Distribution, 2013. CIRED 2013. 22th International Conference and Exhibition on*
- [31] Winter K. „A Inductive devce“, International patent WO 2006/112766, 2006
- [32] Winter K. „A Method and a Device for Diagnosing an On-line High Voltage Component“, International patent WO 2008/002259, 2008



- [33] Groß G., et al: „Technical solutions for compensation of harmonics in earth-fault current“, STE 2009, 2009
- [34] Schafer H., et al: „Anordnung und Verfahren zur Kompensation eines Fehlerstromes bei einem Erdschluss“, Patentschrift DE 10 2006 021 888, 2006
- [35] Schafer H., et al: „Anordnung und Verfahren zur Kompensation eines Fehlerstromes bei einem Erdschluss“, Europäische patentanmeldung EP 1 855 366, 2007
- [36] Schafer H., et al: „Anordnung und Verfahren zur Kompensation eines Fehlerstromes bei einem Erdschluss“, Offenlegungsschrift DE 10 2007 006 719, 2007
- [37] Ingram, D.M.E.; Round, S.D., "A novel digital hysteresis current controller for an active power filter," *Power Electronics and Drive Systems, 1997. Proceedings., 1997 International Conference on* , vol.2, no., pp.744,749 vol.2, 26-29 May 1997
- [38] McGranaghan M.: „Active Filter Design and Specification for Control of Harmonics in Industrial and Commercial Facilities“, Electrotek Concepts, Inc. Knoxville TN, USA
- [39] Ortuzar, M.; Carmi, R.; Dixon, J.; Moran, L., "Voltage source active power filter, based on multi-stage converter and ultracapacitor dc-link," *Industrial Electronics Society, 2003. IECON '03. The 29th Annual Conference of the IEEE* , vol.3, no., pp.2300,2305 Vol.3, 2-6 Nov. 2003
- [40] Özdemir E., Kale M, Özdemir Ş.: „Active Power Filter for Power Compensation Under Non-Ideal Mains Voltages“, Kocaeli University Research Fund, Project Number: 2001/13
- [41] Pavelka J., Čeřovský Z., Letěl J.: „Výkonová elektronika“, Skripta ČVUT Praha 2007
- [42] Pereira M., Sadek K.: „Hybridfilter für ein wechsellspannungsnetz“, Europäische patentschrift EP 1 090 449, 2005
- [43] Routimo M., Salo M. a Tuusa H.: „Improving the Active Power Filter Performance with a Prediction Based Reference Generation“, Tampere University of Technology, Finland
- [44] Salo M.: A Current-Source Active Power Filter with a New DC Filter Structure, Tampere University of Technology, Finland
- [45] Schafer H., Stade D., et. al.: „Anordnung und Verfahren zur Kompensation eines Fehlerstromes bei einem Erdschluss“, Patentschrift DE 10 2007 049 667, 2007

- [46] Peroutka Z., Matuljak I., „Zařízení ke kompenzaci zemních proudů zapojené k uzlu transformátoru“, Patentový spis 2009-30, 2009
- [47] Peroutka Z., Matuljak I., „Zařízení ke kompenzaci zemních proudů zapojené k fázovým vodičům rozvodné soustavy“, Patentový spis 2009-31, 2009
- [48] Vondrášek F., Langhammer J., Peroutka A., Měsíček J., Molnár J.: „Výkonová elektronika, svazek 6 – Projektování výkonových polovodičových měničů – vybrané stati“, Skripta ZČU Plzeň 2008
- [49] Vondrášek F.: „Výkonová elektronika, svazek 3 – Měniče s vlastní komutací a bez komutace“, Skripta ZČU Plzeň 2003
- [50] Žák, J., Peroutka, Z., Komrská, T.: „Implementace diskrétní Fourierovy transformace v DSP“. Výzkumná zpráva 22190-030-2011. RICE, ZČU v Plzni, 2011
- [51] Žák, J., Blahník V., Peroutka, Z., et. al.: „Testy laboratorního prototypu řízeného zdroje proudu“. Výzkumná zpráva 22190-031-2011. RICE, ZČU v Plzni, 2011
- [52] Komrská, T.: „Synchronizace 1-fázového NPU pomocí diskrétní Fourierovy transformace“. Výzkumná zpráva 22160-33-07, KEV/FEL Západočeská univerzita v Plzni, listopad 2007
- [53] Silveira, P.M.; Duque, C.; Baldwin, T.; Ribeiro, P.F., "Sliding window recursive DFT with dyadic downsampling — A new strategy for time-varying power harmonic decomposition," *Power & Energy Society General Meeting, 2009. PES '09. IEEE* , vol., no., pp.1,6, 26-30 July 2009
- [54] Komrská T., „Sofistikovaná synchronizace a řízení jednotlivých měničů a vlastní komutací připojených k síti“, Dizertační práce, 2010
- [55] Silva, S.M.; Lopes, B.M.; Filho, B. J C; Campana, R.P.; Bosventura, W.C., "Performance evaluation of PLL algorithms for single-phase grid-connected systems," *Industry Applications Conference, 2004. 39th IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2004 IEEE* , vol.4, no., pp.2259,2263 vol.4, 3-7 Oct. 2004
- [56] Perez, J.; Cardenas, V.; Miranda, H.; Alvarez, R., "Compensation of voltage sags and swells using a single-phase AC-AC converter," *Industrial Electronics Society, 2004. IECON 2004. 30th Annual Conference of IEEE* , vol.2, no., pp.1611,1616 Vol. 2, 2-6 Nov. 2004

- [57] De Brabandere, K.; Loix, T.; Engelen, K.; Bolsens, B.; Van Den Keybus, J.; Driesen, J.; Belmans, R., "Design and Operation of a Phase-Locked Loop with Kalman Estimator-Based Filter for Single-Phase Applications," *IEEE Industrial Electronics, IECON 2006 - 32nd Annual Conference on* , vol., no., pp.525,530, 6-10 Nov. 2006
- [58] Mu Wei; Zhe Chen, "A Fast PLL Method for Power Electronic Systems Connected to Distorted Grids," *Industrial Electronics Society, 2007. IECON 2007. 33rd Annual Conference of the IEEE* , vol., no., pp.1702,1707, 5-8 Nov. 2007
- [59] Dobrucky, B.; Sul, R.; Pavlanin, R.; Bobek, V.; Gerek, I.: „Speeding-Up of Dynamic States for Single-Phase Power Active Filter“, Power Electronics and Motion Control Conference, 2006. ISBN: 1-4244-0121-6, 1642-1647pp.
- [60] Dobrucky, B.; Hyosung Kim; Racek, V.; Roch, M.; Pokorny, M.: „Single-phase power active filter and compensator using instantaneous reactive power method“, Power Conversion Conference, PCC Osaka 2002, ISBN: 0-7803-7156-9, 167-171pp.
- [61] Žák, J.; Blahník, V.; Peroutka, Z.: „Implementace vektorového řízení pro jednofázový pulzní usměrňovač“. Výzkumná zpráva č. 22160-05-11, ZČU v Plzni, Plzeň, 2011.
- [62] Teodorescu, R.; Blaabjerg, F.; Liserre, M.; Loh, P.C., "Proportional-resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters," *Electric Power Applications, IEE Proceedings* - , vol.153, no.5, pp.750,762, September 2006
- [63] Anirban G., Vinod J.: „Anti-windup Schemes for Proportional Integral and Proportional Resonant Controller“, *NATIONAL POWER ELECTRONIC CONFERENCE 2010*, 2010
- [64] Fei Wang; Benhabib, M.C.; Duarte, J.L.; Hendrix, M., "Sequence-Decoupled Resonant Controller for Three-phase Grid-connected Inverters," *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2009. APEC 2009. Twenty-Fourth Annual IEEE* , vol., no., pp.121,127, 15-19 Feb. 2009
- [65] Blahník V., et. al.: „Simulační podpora laboratorních testů jednofázového pulzního usměrňovače s proporcčně rezonančním regulátorem proudu“, Výzkumná zpráva č. 22160 – 33 – 09, ZČU v Plzni, 2009
- [66] Xiaoming Yuan; Allmeling, J.; Merk, W.; Stemmler, H., "Stationary frame generalized integrators for current control of active power filters with zero steady state error for current harmonics of concern under unbalanced and distorted operation conditions," *Industry Applications Conference, 2000. Conference Record of the 2000 IEEE* , vol.4,

no., pp.2143,2150 vol.4, Oct 2000

- [67] Žák, J., et. al.: „Řízení jednofázového napěťového pulzního usměrňovače s kompenzací harmonických složek proudu“, Výzkumná zpráva č. 22160 – 25 – 09, ZČU v Plzni, 2009
- [68] Žák, J., et. al.: „Řízení jednofázového pulzního usměrňovače s využitím proporčně rezonančního regulátoru proudu“, Výzkumná zpráva č. 22160 – 24 – 09, ZČU v Plzni, 2009
- [69] Blahník V., Peroutka Z., Žák J.: „Řízený zdroje proudu: Algoritmy řízení a regulace“. Výzkumná zpráva č. 22190-032-2011, ZČU v Plzni, Plzeň, 2011.
- [70] EDC GMBH.: „Entfernungsbestimmung eines Einpoligen Erdschlusses auf einer Stickleitung“, Österreichisches patentamt AT 413 770 B, 2006
- [71] Drump G.: „Verfahren zur Erkennung und Ortung eines Erdschlusses“, Österreichisches patentamt AT 500 004 A2, 2005
- [72] Drump G.: „Verfahren zur Bestimmung der Parameter eines gelöschten netzes“, Österreichisches patentamt AT 500 031 A2, 2005
- [73] Drump G., Papp K.: „Způsob identifikace jednopólového spojení se zemí v trojfázové síti“, Patentový spis 284 886, 1997
- [74] Drump G., Papp K.: „Způsob kontroly trojfázové sítě na změnu sladění zemnicí cívky“, Patentový spis 286 527, 1998
- [75] Bergeal J.: „Procédé et dispositif de mesure de l'accord et du désaccord de compensation d'un réseau de distribution électrique“, Evropský patent EP 0 595 677, 1993
- [76] Richtr J., Heral J.: „Zařízení k vyladění zhášecích tlumivek“, Patentní spis č. 85552, 1953
- [77] Leikermoser A.: „Method and device for identifying and localising high-ohm, single-pole earth faults“, Evropský patent EP 1 307 753, 2001
- [78] Tengg Ch., et. al.: „Evaluation on of new earth fault localization methods by earth fault experiments“, *Electricity Distribution, 2013. CIRED 2013. 22th International Conference and Exhibition on*
- [79] Druml G., et al.: „Fast selective earth fault localization using the new fast pulse detection

method", *Electricity Distribution, 2013. CIRED 2013. 22th International Conference and Exhibition on*

- [80] Matulajk I.: „Kompenzace zemních proudů s využitím výkonové elektroniky“, Písemná práce ke státní doktorské zkoušce, ZČU Plzeň, 2009
- [81] Gullvik, W.; Norum, L.; Nilsen, R., "Active damping of resonance oscillations in LCL-filters based on virtual flux and virtual resistor," *Power Electronics and Applications, 2007 European Conference on* , vol., no., pp.1,10, 2-5 Sept. 2007
- [82] Shiyang Tang, et. al.: „Active Damping Method Using Grid-Side Current Feedback for Active Power Filters with LCL Filters“, *Journal of Power Electronics*, 2011
- [83] Tůma F. „Teorie řízení“, Skripta ZČU Plzeň 2001
- [84] Vrba J.: „Výkonová elektronika 1“, Skripta VUT Brno
- [85] Vondrášek F.: „Výkonová elektronika, svazek 2 – Měniče s vnější komutací“, Skripta ZČU Plzeň 2001
- [86] Kůs V., „Nízkofrekvenční rušení“, Skripta ZČU Plzeň 2003
- [87] Kůs V., „Vliv polovodičových měničů na napájecí soustavu“, Praha 2005
- [88] [10] Kůs V., „Výkonová elektronika – svazek 4 – Rušivé vlivy měničů a jejich omezování“, Skripta ZČU Plzeň 1996

## Seznam autorových publikací

Práce jsou uvedeny v chronologickém pořadí:

Seznam autorových publikací patenty a užité vzor

- [A1] Peroutka Z., Matuljak I.: „Zařízení ke kompenzaci zemních proudů zapojené k fázovým vodičům rozvodné soustavy“, Užitný vzor PUV2010-23108, 2010
- [A2] Peroutka Z., Matuljak I.: „Zařízení ke kompenzaci zemních proudů zapojené k uzlu transformátoru“, Užitný vzor PUV2010-23109, 2010
- [A3] Peroutka Z., Matuljak I.: „Zařízení ke kompenzaci zemních proudů zapojené k uzlu transformátoru“, Patentový spis PV2009-30, 2011
- [A4] Peroutka Z., Matuljak I.: „Zařízení ke kompenzaci zemních proudů zapojené k fázovým vodičům rozvodné soustavy“, Patentový spis PV2009-31, 2012
- [A5] Proutka Z., Matuljak I.: „The apparatus compensating ground currents connected to a transformer neutral point“, Podaná evropská patentová přihláška, 2012
- [A6] Proutka Z., Matuljak I.: „The apparatus compensating ground currents connected to phase conductors of a distribution system“, Podaná evropská patentová přihláška EP2599180, 2012
- [A7] Matuljak I.: „Způsob řízení kompenzačního zařízení pro kompenzaci zemních poruchových proudů, v n-fázové rozvodné soustavě“ Podaná česká patentová přihláška dne 25.10.2012, PV2012-728 ,2012
- [A8] Matuljak I.: „Method of controlling an apparatus compensating ground fault currents for compensating for fault currents in an n-phase distribution system“, Podaná evropská přihláška den 23.5.2013, PTC/CZ2013/000068, 2013

Seznam autorových publikací na konferencích

- [A9] Matuljak I.: „Automatizace provozu distribučních sítí – komunikační protokoly“, Odborný seminář – Provoz distribučních sítí, EGE spol. s r.o., Třeboň, 2005.
- [A10] Matuljak I., Průša R.: „Univerzální HW platforma automatiky ADS“, Odborný seminář – Provoz distribučních sítí, EGE spol. s r.o., Třeboň, 2006.
- [A11] Matuljak I.: „Automatický provoz systému SVS“, Odborný seminář – Provoz distribučních sítí, EGE spol. s r.o., Třeboň, 2007.
- [A12] Matuljak I.: „Metody ladění zhasčecích tlumivek“, Odborný seminář – Provoz distribučních sítí, EGE spol. s r.o., Třeboň, 2008.
- [A13] Matuljak I.: „Zhasčecí tlumivky“, Odborný seminář – Provoz distribučních sítí, EGE spol. s r.o., Třeboň, 2009.
- [A14] Matuljak I.: „Vliv harmonických na zemní spojení“, Odborný seminář – Provoz

distribučních sítí, EGE spol. s r.o., Třeboň, 2010.

- [A15] Matuljak I., Líbal J.,: „Regulace zhášecích tlumivek“, Odborný seminář – Provoz distribučních sítí, EGE spol. s r.o., Třeboň, 2010.
- [A16] Matuljak I.: „Měniče v energetice“, Odborný seminář – Provoz distribučních sítí, EGE spol. s r.o., Třeboň, 2011.
- [A17] Matuljak I.: „Zhášecí tlumivky“, Presentovaný řízený zdroj proudu jako doplněk ke zhášecí tlumivce, Odborný seminář – Provoz distribučních sítí, EGE spol. s r.o., Třeboň, 2012.
- [A18] Blahnik V., Peroutka Z., Talla J., Matuljak I.: „Low Ripple Current Source based on Resonant Controllers“, IECON 2013
- [A19] Komrska T., Peroutka Z., Matuljak I.: „ Distributed Compensation Including Earth Fault Compensation for Renewable Energy Resources“, IECON 2013