

**ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI
FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ**

Katedra elektromechaniky a výkonové elektroniky

DIPLOMOVÁ PRÁCE

Návrh řízení jednofázového aktivního filtru proudového typu

ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI
Fakulta elektrotechnická
Akademický rok: 2015/2016

ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

(PROJEKTU, UMĚLECKÉHO DÍLA, UMĚLECKÉHO VÝKONU)

Jméno a příjmení: **Bc. Pavel PEDÁL**
Osobní číslo: **E13N0044P**
Studijní program: **N2612 Elektrotechnika a informatika**
Studijní obor: **Průmyslová elektronika a elektromechanika**
Název tématu: **Návrh řízení jednofázového aktivního filtru proudového typu**
Zadávací katedra: **Katedra elektromechaniky a výkonové elektroniky**

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

Cílem práce je navrhnout a odsimulovat řízení jednofázového aktivního filtru proudového typu.

1. Stručně popište problematiku nízkofrekvenčního rušení a kvality odběru elektrické energie. Vytvořte základní přehled pasivních a aktivních prvků pro kompenzaci jalového a deformačního výkonu.
2. Popište základní výkonové schéma jednofázového aktivního filtru proudového typu (dále jen APF).
3. Navrhněte a odsimulujte hysterezní řízení proudu pro zadané parametry výstupního filtru APF.
4. Navrhněte a odsimulujte řízení založené na pulzně šířkové modulaci s výstupním LCL filtrem.
5. Porovnejte obě varianty řízení s ohledem na dynamiku a schopnost potlačení harmonických v kvazistacionárních stavech.

Rozsah grafických prací: **podle doporučení vedoucího**

Rozsah kvalifikační práce: **40 - 60 stran**

Forma zpracování diplomové práce: **tištěná/elektronická**

Seznam odborné literatury:

1. **Vondrášek, F.: Výkonová elektronika - svazek III. Skripta ZČU 2003.**
2. **Kůs, V.: Vliv polovodičových měničů kmitočtu na napájecí soustavu.**
3. **Další literaturu dodá vedoucí práce.**

Vedoucí diplomové práce:

Ing. Jakub Talla, Ph.D.


Regionální inovační centrum elektrotechniky

Datum zadání diplomové práce:


15. října 2015

Termín odevzdání diplomové práce:

16. května 2016


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




Prof. Ing. Václav Kůs, CSc.
vedoucí katedry

V Plzni dne 15. října 2015

Abstrakt

Předkládaná diplomová práce je zaměřena na problematiku řízení jednofázového aktivního filtru proudového typu. V úvodu této práce je popsána problematika nízkofrekvenčního rušení a kvality odběru energie. Dále je uveden přehled kompenzačních zařízení a aktivních filtrů. Následuje simulace v programu Matlab a jeho prostředí Simulink pro různé metody řízení, kde je prezentováno vytvořené řídicí schéma spolu s výsledky ze simulace. V další části je praktická realizace řízení na laboratorním DSP, změna řídicího schématu pro použité DSP a jsou zde prezentovány výsledky získané měřením.

Klíčová slova

Aktivní filtr proudového typu, jednofázová varianta filtru, delta řízení, hysterezní řízení, řízení založené na pulzně šířkové modulaci, Matlab, Simulink

Abstract

The diploma theses presents the principle of the active filter current type. In the introduction of this theses is presented problematic of low frequency interference and quality power consumption. Below is an overview of compensation devices and active filters. After there is the simulation in program Matlab and his environment Simulink for different control methods, where is presented created control diagram with the results of the simulation. Next part is focused on the practical realization with laboratory DSP, the change of control diagram for use in DSP and presentation of the measured results.

Key words

Active current filter, one phase variant of active filter, delta control, hysteresis control, pulse width control, Matlab, Simulink

Prohlášení

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

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

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

V Plzni dne 13.5.2016

Jméno příjmení

.....

Obsah

OBSAH	IV
ÚVOD	1
SEZNAM SYMBOLŮ	2
1 RUŠIVÉ SIGNÁLY	3
1.1 RUŠIVÉ SIGNÁLY A JEJICH ZDROJE.....	3
1.2 PRŮMYSLOVÉ ZDROJE RUŠENÍ.....	6
2 ZLEPŠENÍ ÚČINÍKU V ENERGETICE A NÁVRH VHODNÝCH KOMPENZAČNÍCH PROSTŘEDKŮ	9
2.1 NÁSLEDKY ODBĚRU VÝKONU SE ŠPATNÝM ÚČINÍKEM	9
2.2 ZPŮSOBY ZLEPŠOVÁNÍ ÚČINÍKU	10
2.2.1 <i>Návrh a provozování zdrojů, přenosové soustavy a spotřebičů</i>	10
2.2.2 <i>Použití kompenzačních zařízení</i>	10
2.3 DĚLENÍ KOMPENZAČNÍCH ZAŘÍZENÍ	10
2.3.1 <i>Princip regulace</i>	11
2.3.2 <i>Způsob regulace</i>	11
2.3.3 <i>Umístění kompenzátoru</i>	12
2.4 VLIV KOMPENZAČNÍCH ZAŘÍZENÍ NA NAPÁJECÍ SÍŤ	12
3 AKTIVNÍ FILTRY	13
3.1 PARALELNÍ AKTIVNÍ FILTRY	13
3.2 SÉRIOVÉ AKTIVNÍ FILTRY	14
3.3 KOMBINOVANÉ AKTIVNÍ FILTRY	14
3.4 KONCEPCE AKTIVNÍCH FILTRŮ.....	14
4 DEFINICE A PRŮBĚHY NEHARMONICKÝCH VELIČIN	16
4.1 FOURIEROVA ŘADA	16
4.2 HARMONICKÉ VE VÝKONOVÝCH OBVODECH	17
4.3 CHARAKTERISTICKÉ A NECHARAKTERISTICKÉ HARMONICKÉ, MEZIHARMONICKÉ.....	18
4.4 VÝKONY V OBVODECH S NEHARMONICKÝMI PRŮBĚHY	18
4.5 POMĚRNÉ HODNOTY A CELKOVÍ ČINITELÉ ZKRESLENÍ.....	19
5 MATEMATICKÝ MODEL A VÝKONOVÉ SCHÉMA PRO LCL FILTR	21
5.1 MATEMATICKÝ MODEL LCL FILTRU	21
6 SIMULACE	23
6.1 HYSTEREZNÍ ŘÍZENÍ.....	23
6.1.1 <i>Parametry simulace v programu Matlab</i>	24
6.1.2 <i>Simulace hysterezního řízení s aktivním filtrem typu LL</i>	24
6.1.3 <i>Simulace hysterezního řízení s aktivním filtrem typu LCL</i>	26
6.1.4 <i>Shrnutí výsledků hysterezního řízení</i>	27
6.2 DELTA ŘÍZENÍ.....	28
6.2.1 <i>Parametry simulace v programu Matlab</i>	28
6.2.2 <i>Simulace delta řízení s aktivním filtrem LL</i>	29
6.2.3 <i>Simulace delta řízení s aktivním filtrem LCL</i>	30
6.2.4 <i>Shrnutí výsledků řízení delta</i>	31
6.3 ŘÍZENÍ ZALOŽENÉ NA PULZNĚ ŠÍŘKOVÉ MODULACI	32
6.3.1 <i>Rezonanční regulátor – rozbor činnosti</i>	33

6.4	REKONSTRUKCE ZÁKLADNÍ HARMONICKÉ ODEBÍRANÉHO PROUDU	34
6.4.1	<i>Parametry simulace v programu Matlab</i>	35
6.4.2	<i>Simulace PWM řízení s aktivním filtrem LL</i>	36
6.4.3	<i>Simulace PWM řízení s aktivním filtrem LCL</i>	39
6.4.4	<i>Shrnutí výsledků PWM řízení</i>	40
7	PRAKTICKÁ REALIZACE	41
7.1	ÚPRAVA ŘÍDICÍHO SCHÉMATU	41
7.1.1	<i>Diskretizace rezonančních regulátorů</i>	41
7.1.2	<i>Přenastavení PWM logiky</i>	42
7.1.3	<i>Nastavení ADC převodníku</i>	44
7.1.4	<i>Nastavení SCI komunikace</i>	45
7.1.5	<i>Nastavení proudové ochrany</i>	46
7.1.6	<i>Použité přístroje při praktické realizaci a hodnoty přístrojů</i>	46
7.2	POSTUP MĚŘENÍ A VÝSLEDKY MĚŘENÍ S AKTIVNÍM FILTREM TYPU LL	48
7.3	POSTUP MĚŘENÍ A VÝSLEDKY MĚŘENÍ S AKTIVNÍM FILTREM TYPU LCL	50
7.4	SHRnutí VÝSLEDKŮ PRAKTICKÉHO MĚŘENÍ	51
	ZÁVĚR.....	52
	SEZNAM POUŽITÉ LITERATURY	54
	PŘÍLOHY	1
	PŘÍLOHA A HYSTEREZNÍ ŘÍZENÍ	1
	<i>Příloha A1 Řídicí funkce hysterezního řízení</i>	1
	<i>Příloha A2 Schéma z prostředí Simulink</i>	1
	PŘÍLOHA B DELTA ŘÍZENÍ	2
	<i>Příloha B1 Řídicí funkce delta řízení</i>	2
	<i>Příloha B2 Schéma z prostředí Simulink</i>	2
	PŘÍLOHA C ŘÍZENÍ ZALOŽENÉ NA PULZNĚ ŠÍRKOVÉ MODULACI	3
	<i>Příloha C1 Řídicí funkce proudové ochrany</i>	3
	<i>Příloha C2 Schéma z prostředí Simulink</i>	4
	PŘÍLOHA D FOTKY LABORATORNÍHO PRACOVÍŠTĚ	5
	<i>Příloha D1 Pohled na celkové zapojení</i>	5
	<i>Příloha D2 Pohled DSP s procesorem F28335p</i>	6

Úvod

Cílem této diplomové práce je vytvoření řídicí struktury pro jednofázový aktivní filtr proudového typu. Na začátku je představena problematika rušivých signálů a jejich zdroje. Poté je rozebráno zlepšení účinníku v energetice a návrh vhodných kompenzačních prostředků. Dále jsou popsány typy aktivních filtrů a jejich koncepce. Poté jsou rozebrány definice a průběhy neharmonických veličin s vysvětlením pojmů jako harmonická, meziharmonická atd. V nespolední řadě jsou zde popsáni činitelé zkreslení a jejich výpočet. Na konci teoretické části je popsán matematický model a výkonové schéma aktivního filtru typu LCL. Následující kapitola se zaměřuje na simulace jednotlivých metod řízení v programu Matlab a jeho prostředí Simulink s využitím knihoven pro modelování výkonových prvků. Zde jsou popsány a vyzkoušeny tři metody řízení a jsou to: hysterezní řízení, delta řízení a řízení založené na pulzně šířkové modulaci. Po shrnutí výsledků z jednotlivých metod následuje praktické vyzkoušení na laboratorním přípravku pro řízení založené na pulzně šířkové modulaci. Zde je popsána úprava řídicího schéma tak, aby se dalo použít pro řízení pomocí digitálního signálového procesoru F28335p, který byl použit k řízení aktivního filtru.

Seznam symbolů

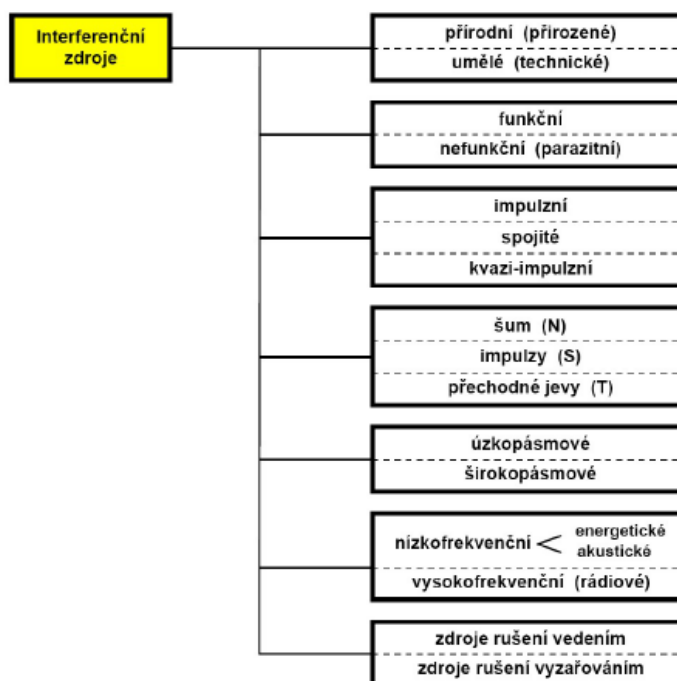
ADC	Analogově digitální převodník
DFT	Diskrétní Fourierova transformace
DSP	Digitální signálový procesor
DVR	Dynamic voltage restorer
FFT	Rychlá Fourierova transformace
NN	Nízké napětí
PWM	Pulzně šířková modulace
SCI	Sériové komunikační rozhraní
SPI	Sériové periferní rozhraní
VNN	Velmi vysoké napětí
$\cos \varphi$	Účinnost odběru [-]
C_f	Kapacita filtračního kondenzátoru [F]
D	Deformační výkon [VA]
i_1	Proud střídače [A]
i_2	Proud sítě [A]
i_c	Proud filtračním kondenzátorem [A]
L_1	Indukčnost na straně střídače [H]
L_2	Indukčnost na straně sítě [H]
P	Činný výkon [W]
P	Pulznost měniče
PF	Celkový účinnost [-]
Q	Jalový výkon [VAr]
R_1	Parazitní odpor indukčnosti L_1 [Ω]
R_2	Parazitní odpor indukčnosti L_2 [Ω]
U_C	Napětí na filtračním kondenzátoru [V]
U_i	Napětí střídače [V]
U_s	Napětí sítě [V]
ω	Úhlová rychlost [rad/s]

1 Rušivé signály

V této kapitole je popsáno, co jsou to rušivé signály a jejich zdroje, základní průběhy a trvání rušivých signálu a také zdroje průmyslového rušení. Dále také zobrazení typických rušivých signálů a jejich možné příčiny vzniku a jejich důsledky.

1.1 Rušivé signály a jejich zdroje

Elektrický systém lze považovat za zdroj i přijímač elektromagnetického rušení zároveň. Z praktického hlediska přesto vyčleňujeme typickou skupinu systémů, u nichž převažuje proces generování rušivých signálů nad jejich příjmem. Tyto systémy nazýváme interferenčními zdroji nebo zdroji elektromagnetického rušení. Klasifikaci rušení a jejich zdroje lze rozdělit podle mnoha různých hledisek. Možné rozdělení zdrojů rušení je vyobrazeno na obrázku 1.

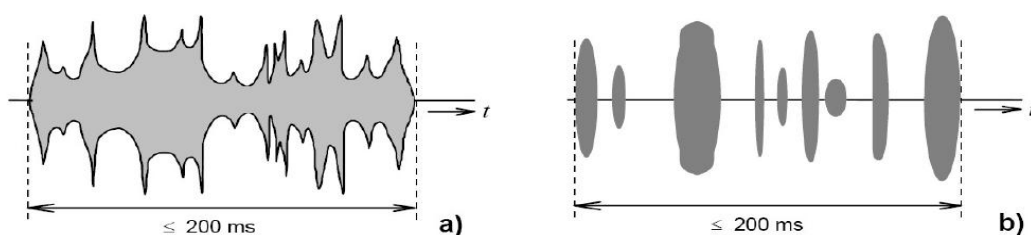


Obr. 1 Klasifikace interferenčních signálů (Převzato z [1])

Z hlediska zamezení rušení jsou nejdůležitější především umělé či uměle vytvořené interferenční zdroje, to jsou zdroje vzniklé lidskou činností (man made noise). Přírodním neboli přirozeným zdrojům rušivých signálů není většinou možné zabránit, lze pouze eliminovat jejich důsledky.

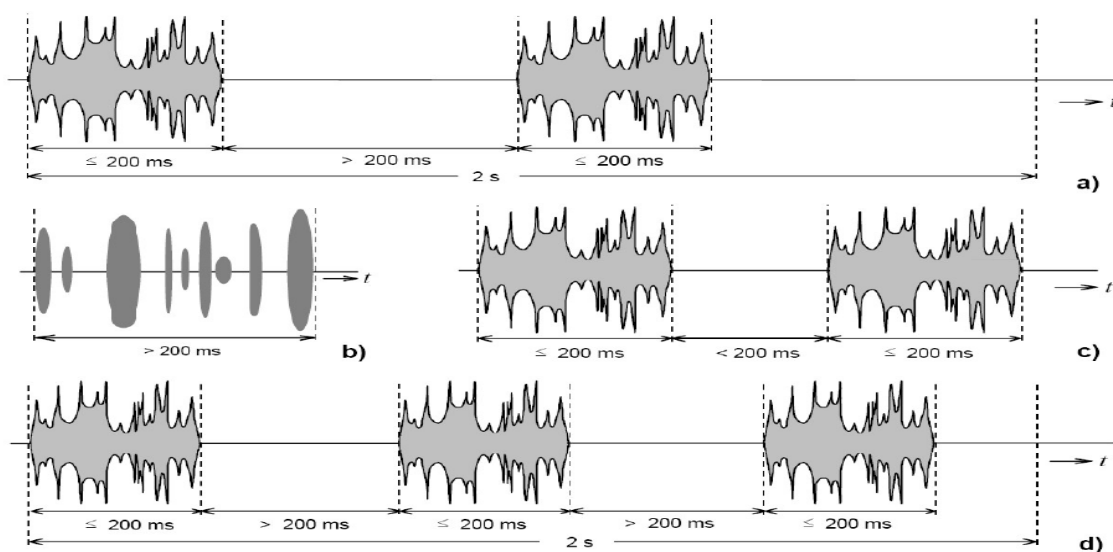
Interferenční zdroje rušení lze dělit podle časového průběhu rušivého signálu a to na impulzní rušení, spojitě rušení a kombinace předchozích kvazi-impulzní rušení. Impulzní rušení má charakter časové posloupnosti jednotlivých impulzů nebo přechodných jevů.

Spojitě rušení lze brát jako posloupnost oddělených jevů působící nepřetržitě na rušené zařízení. Průběh rušivých signálů může být natolik nedefinovatelný, že rozhodnutí, zda se jedná o spojitě či impulzní rušení, nemusí být jednoznačné. Charakteristiky spojitých a nespojitých rušivých signálů jsou proto stanoveny mezinárodními technickými normami (v České republice se k této problematice vztahuje Česká technická norma ČSN EN 55014). Norma definuje mžítkovou (impulzní) poruchu jako poruchu s dobou trvání ne delší než 200 ms, která je oddělena od následující poruchy nejméně o 200 ms. Podle obrázku 2 se mžítková porucha může skládat z nepřerušené řady impulzů (obr.2a) nebo může být tvořena uskupením jednotlivých impulzů kratších než 200 ms s celkovou dobou od počátku prvního do konce posledního impulzu kratší než 200 ms (obr.2b)



Obr. 2 Jednorázová mžítková porucha jako nepřerušená řada impulzů a) a jako skupina jednotlivých impulzů b) netrvající déle než 200ms (Převzato z [1])

Při vyhodnocení opakujících se mžítkových poruch je důležitá četnost mžítkových poruch. Typické případy pro vyhodnocení opakujících se mžítkových poruch jako spojitého či nespojitého rušení jsou uvedeny na obrázku 3. Při posouzení je zjevné, že je důležitá jak doba trvání jednotlivých mžítkových poruch, tak i časový interval jejich opakování a počet poruch v stanoveném intervalu 2s daném normou.



Obr. 3 Vyhodnocení mžítkových poruch: nespojitě rušení a) dvě mžítkové poruchy v intervalu 2s vzdálené o více než 200ms, spojitě rušení b) jedna mžítková porucha delší než 200 ms, c) dvě mžítkové poruchy v odstupu menším než 200 ms, d) více než dvě poruchy v intervalu 2s (Převzato z [1])

Velice často používanou klasifikací umělých rušivých signálů je jejich rozdělení do 3 základních skupin:

- **Šum** (noise) jsou rušivé signály ovlivňující především tvar užitečného signálu, např. napájecího napětí.
- **Impulzy** (spikes) jsou rušivé signály impulzního charakteru s velkým poměrem velikosti impulzů k době jejich trvání. Na užitečný signál se tyto impulzy superponují jako špičky a to jako kladné či záporné špičky. Typická příčina jejich vzniku jsou zejména spínací pochody při kontaktním spínání elektrických či energetických obvodů a soustav.
- **Přechodné jevy** (transients) jsou náhodné jednorázové rušivé signály s dobou trvání od několika ms do několika sekund. Typickými příčinami jejich vzniku v energetické síti jsou náhlé změny jejího zatížení při zapínání a vypínání spotřebičů s velkým výkonem.

Časový průběh rušivého signálu je spjat se spektrem toho signálu, kde jsou zobrazeny nejvýznamnější kmitočtové složky, které jsou nazývány „špičky“. Tyto údaje je nutné znát z hlediska použití vhodných prostředků k filtraci rušení.

Z hlediska kmitočtového spektra a fyzikálního působení lze rušení členit také na nízkofrekvenční a vysokofrekvenční. Kmitočtové rozsahy rušivých signálů některých zdrojů rušení jsou v tabulce 1.

Tab. 1 Kmitočtové spektrum některých zdrojů rušení (Převzato z [1])

Zdroj rušivých signálů	Kmitočtové pásmo	Způsob šíření rušivého signálu
zářivka	0,1 Hz ÷ 3 MHz 100 Hz ÷ 3 MHz	po vedení prostorem
rtuťová výbojka	0,1 Hz ÷ 1 MHz	po vedení
kolektorové motory	2 Hz ÷ 4 MHz 10 Hz ÷ 400 kHz	po vedení prostorem
síťové vypínače	0,5 Hz ÷ 25 MHz	po vedení
výkonové spínače	10 Hz ÷ 20 MHz 0,1 Hz ÷ 20 MHz	po vedení prostorem
spínané síťové zdroje	0,1 Hz ÷ 30 MHz 0,1 Hz ÷ 30 MHz	po vedení prostorem
koronový výboj	0,1 Hz ÷ 10 MHz	po vedení
klopné obvody	15 kHz ÷ 400 MHz	prostorem

Nízkofrekvenční rušení se projevuje dvojitým způsobem. Energetické nízkofrekvenční rušení působí na napájecí energetickou soustavu v pásmu od 0 Hz do 2 kHz a způsobuje především zkreslení (deformaci) napájecího napětí a odebíraného proudu energetických sítí. To má za důsledek rušení provozu zařízení, které je závislé na tvaru napájecího elektrického

napětí, jako např. sdělovací a ovládací systémy, stroje, přístroje a další. Zdrojem energetického rušení se stává obecně každá nelineární zátěž zapojená do napájecí sítě způsobující deformaci odebíraného proudu. [1]

1.2 Průmyslové zdroje rušení


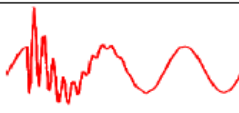


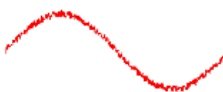

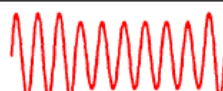
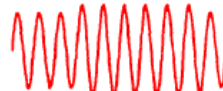
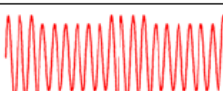
Mezi periodickými spojitými rušivými signály jsou nejdůležitější harmonické složky kmitočtu napájecí sítě 50 Hz (60Hz), které jsou obvykle produkovány již samotnými generátory při výrobě elektrické energie. Takto vzniklé harmonické složky vytváří na nelineárních impedancích sítě (např. transformátorech) vznik dalších harmonických složek. Největším průmyslovým zdrojem tohoto rušení jsou řízené polovodičové měniče velkých výkonů, které produkují v napájecí síti harmonické kmitočty až do 30 MHz.

Rušivá napětí v napájecí energetické síti se projevují různými způsoby deformací harmonického napětí 50 či 60 Hz. Nejčastější případy jsou uvedeny v tabulce 2. Dále se v napájecích energetických sítích vyskytuje řada přechodných jevů (a díky tomu i rušivých napětí) spjatých se spínacími nebo rozpínacími pochody elektrických nebo mechanických spínačů. Další typ rušení v napájecích sítích nízkého napětí způsobují stykače, jističe či mechanická relé. Při rozpojování obvodu obsahujícího indukčnost vzniká přechodový jev a v okamžiku rozpojení kontaktů dochází k rychlé změně (přerušení) proudu di/dt a tím ke vzniku vysokého rušivého napětí $u = -L \cdot di/dt$, které je prakticky celé mezi oběma kontakty spínače. Mezi kontakty vznikne obloukový výboj a napětí na kontaktech klesne skokem k nule. To způsobí, že výboj zhasne a mezi kontakty začíná opět narůstat napětí. Pokud velikost napětí překročí průraznou pevnost vzduchu mezi vzdalujícími se kontakty spínače, oblouk mezi kontakty se opět zapálí a celý děj se opakuje. Tento jev závisí na několika parametrech, jako jsou: velikost rozpojovaného napětí, rychlost vzdalování kontaktů a velikosti indukčnosti obvodu. Na kontaktech tímto jevem vznikají velmi strmé impulzy s krátkou náběžnou hranou (jen několika ns), ale s napětím až jednotek kV. Podobné procesy vznikají také při spínání obvodů s indukčností. Pro tyto ostré impulzní poruchy se používá pojem burst.

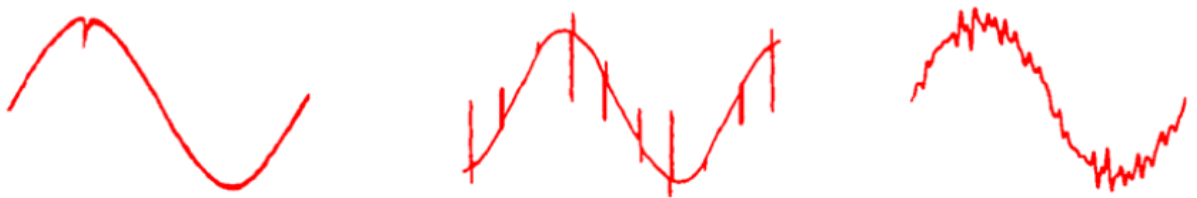
Přepěťové impulzy lze odstranit tím, že zajistíme pomalejší nárůst napětí mezi kontakty spínače, aby jeho velikost nepřesáhla při rozevírání kontaktů pevnost vzduchu. Jako ochranu můžeme použít RC obvod, kterým překleneme kontakty. Problémem této metody je, že odpojení od sítě není dokonalé z důvodu konečné impedance pro střídavý proud. Toto řešení není příliš vhodné z důvodu bezpečnosti. Dále se uvedené rušení dá také omezit použitím

standardních přepětových ochran, jako jsou diody a varistory nebo použijeme-li bezkontaktní elektronické spínače jako jsou tyristory či triaky, ale důsledkem je vznik jiných rušivých jevů.

Tab. 2 Typické projevy rušivých signálů v síťovém napájecím napětí (Převzato z [1])

Druh rušení	Časový průběh napájecího napětí	Možné příčiny vzniku	Možné důsledky
Impulzní		<ul style="list-style-type: none"> atmosférický výboj elektrostatický výboj spínání zátěže 	<ul style="list-style-type: none"> ztráta dat možná poškození výpadky systémů
Oscilační		<ul style="list-style-type: none"> spínání induktivní či kapacitní zátěže přepínání vedení či kabelů spínání kondenzátorů ferorezonance 	<ul style="list-style-type: none"> ztráta dat možná poškození namáhání izolací
Harmonické a meziharmonické složky		<ul style="list-style-type: none"> nelineární zátěže systémové rezonance frekvenční měniče poškozené zařízení oblouková technika 	<ul style="list-style-type: none"> přehřívání transformátorů, motorů, kabelů výpadky systémů blikání světel komunikační interference
Periodické pulzní rušení		<ul style="list-style-type: none"> řízené pohony obloukové pece fázové regulátory spínané zdroje 	<ul style="list-style-type: none"> ztráta dat výpadky systémů
Šum		<ul style="list-style-type: none"> poškozené zařízení nekvalitní uzemnění blízkost vf. zdroje impulzní usměrňovače 	<ul style="list-style-type: none"> ztráta dat výpadky systémů
Přerušování napájecího napětí		<ul style="list-style-type: none"> obecné poruchy selhání komponent systémové ochrany vypínače, pojistky 	<ul style="list-style-type: none"> vypnutí systémů možná poškození
Pokles napájecího napětí (podpětí)		<ul style="list-style-type: none"> připojování zátěží start motoru systémové poruchy zkraty v síti 	<ul style="list-style-type: none"> výpadky systémů ztráta dat
Zvýšení napětí (přepětí)		<ul style="list-style-type: none"> změny zatížení poruchy v systému 	<ul style="list-style-type: none"> nežádoucí přepínání zkracování životnosti poškození zařízení
Kolísání napájecího napětí		<ul style="list-style-type: none"> proměnná zátěž zapínání – vypínání zátěže obloukové pece 	<ul style="list-style-type: none"> blikání světel elektromechanické kmity zařízení

Jiný typ rušení, který vzniká v obvodech usměrňovačů diodového typu a také ve výkonových systémech tyristorového řízení v průmyslu, např. trolejbusů, lokomotiv, tramvají atd. Tato zařízení při činnosti vytvářejí rušivá napětí, která vznikají v důsledku spínání velkých proudů. Rušivé impulzy se periodicky opakují ve formě impulzů, které deformují průběh napájecího napětí. Jestliže jsou tyto usměrňovače a tyristorové spínače či měniče připojeny k energetické napájecí síti přímo bez patřičné filtrace nebo bez přepětových ochranných zařízení deformují svými výstupy síťové napětí, až do té míry, že mohou způsobit výpadky energetické sítě. Typické deformace jsou zobrazeny na obrázku 4. [1]



Obr. 4 Deformace síťového napětí vlivem diodového usměrňovače a tyristorových měničů (Převzato z [1])

2 Zlepšení účinníku v energetice a návrh vhodných kompenzačních prostředků

Mnoho elektrických spotřebičů v elektrické síti odebírá kromě činného výkonu také výkon jalový a to ve většině případů induktivního charakteru. Pokud zanedbáme další složky výkonu (deformační, pulzační) můžeme definovat účinník odběru jako poměr výkonu činného P a zdánlivého S .

$$\cos \varphi = \frac{P}{S} \quad (2.1)$$

Činný výkon je definován vztahem

$$P = S * \cos \varphi \quad (2.2)$$

Jalový výkon je definován vztahem

$$Q = S * \sin \varphi \quad (2.3)$$

Kompenzací jalového výkonu se pak rozumí snížení odběru induktivního jalového výkonu pomocí dodatečných technických opatření na předepsanou hodnotu, to znamená v rozmezí $\cos \varphi = 0,95 - 1$.

Při odebírání činného výkonu se špatným účinníkem vznikají důsledky jak ekonomické tak technické.

Účinníkem se rozumí tzv. klasický účinník, který je definovaný jako kosinus fázového posunu mezi 1. harmonickou napětí a proudu. Existuje také pojem tzv. správný účinník λ , který uvažuje i ostatní newattové výkony v soustavě, jako jsou deformační (způsobený zkreslením proudu harmonickými), pulzační (způsobený zpětnou složkou proudu 1. harmonické) a skrytý (způsobený zpětnou složkou proudu 1. harmonické).

2.1 Následky odběru výkonu se špatným účinníkem

Důsledkem špatného účinníku je v elektrizační soustavě nutný přenos činného i jalového výkonu (obecně výkonu deformačního, pulzačního), to znamená tzv. zdánlivého výkonu, který je větší než potřebný činný výkon.

Zdánlivý výkon způsobuje:

- **Zvýšení nákladů na prvky elektrizační soustavy** – vedení, transformátory, elektrické rozvodny musí být dimenzovány na velikost zdánlivého proudu, který je $1/\cos\varphi$ krát větší než činný proud

- **Snížení využití generátorů** – odběr jalového induktivního proudu zeslabuje buzení generátoru a je nutné zvětšit budící proud, tím vznikají větší tepelné ztráty v rotoru a budiči. V opačném případě vzniká při překompenzování v odlehčené síti, neboť odbuzený zdroj by mohl vypadnout ze synchronizmu a způsobit zvýšení napětí, proto je nutné pracovat s induktivním účínkem $\cos\varphi=0,95$ až $0,98$.
- **Zvýšení tepelných ztrát** – v ohmických odporech prvků elektrické soustavy, které jsou závislé na druhé mocnině zdánlivého proudu, to znamená, že rostou s hodnotou druhé mocniny převrácené hodnoty účínku, pro příklad při $\cos\varphi = 0,7$ jsou dvakrát větší než při $\cos\varphi = 1$.
- **Zvětšení úbytku napětí v síti** – způsoben zdánlivým proudem I s fázovým posuvem φ na impedanci sítě, to znamená na činném odporu R a reaktanci X je úbytek $\Delta U = RI \cos\varphi + XI \sin\varphi$
- **Zhoršení zkratových poměrů v síti** – zvýšením buzení generátorů dochází ke zvětšení nárazového zkratového proudu a nesymetrické stejnosměrné složky a důsledkem je zhoršení vypínacích podmínek a namáhání vypínačů.

2.2 Způsoby zlepšování účínku

Zlepšování účínku znamená zmenšení jalového induktivního odběru. To jde udělat dvěma způsoby a to za prvé správným návrhem a provozováním zdrojů, přenosové soustavy a spotřebičů. Za druhé použitím kompenzačních zařízení.

2.2.1 Návrh a provozování zdrojů, přenosové soustavy a spotřebičů

Při tomto způsobu je nutné správné dimenzování transformátorů, dobrá volba jmenovitého napětí nebo využití synchronních motorů. Zejména je důležité správné dimenzování asynchronních motorů a omezení chodu naprázdno. V neposlední řadě jde o odstranění nevhodných regulačních pohonů.

2.2.2 Použití kompenzačních zařízení

Tyto zařízení jsou zdrojem jalového kapacitního výkonu, který je využíván ke kompenzaci.

2.3 Dělení kompenzačních zařízení

Kompenzační zařízení můžeme dělit podle několika kritérií. Nejčastěji můžeme dělit podle principu činnosti, způsobu regulace a podle umístění kompenzátorů.

2.3.1 Princip regulace

- Rotační – synchronní kompenzátor
- Statické – kondenzátor připojený přímo na síť nebo nahrazený tlumivkou, kompenzační filtr tvořený sérioparalelním zapojením L-C nebo případně i rezistorů.
- Polovodičové- například proudový měnič s nucenou komutací a kondenzátorem ve stejnosměrném obvodu, více v aktivních filtrech.

2.3.2 Způsob regulace

- **Kompenzátor s konstantním výkonem** – to jsou neregulované kondenzátorové baterie, kompenzační filtry spínané samostatným spínačem v neposlední řadě může být společně s kompenzovaným spotřebičem, jako je individuální kompenzace asynchronních motorů nebo transformátorů.
- **Kompenzátor se stupňovitou regulací** – jedná se o kondenzátory spínané samostatně pomocí stykačů NN, pro to se používají speciální stykače pro spínání kapacit. K ovládní je použit regulátor účinníku nebo bezkontaktní polovodičové spínače se speciální regulací pro omezení přechodných jevů při spínání kondenzátorů. Pro VN se používají vakuové vypínače nebo stykače.
- **Kompenzátor s plynulou regulací** – jsou to synchronní kompenzátory, statické kompenzátory. Můžou být doplněné o filtry jednotlivých harmonických nebo o paralelně připojené dekompenzační tlumivkou, která je fázově řízená. V neposlední řadě to jsou polovodičové kompenzátory.
- **Aktivní filtry** – jsou novým technickým prostředkem, který umožňuje eliminovat energetické rušení a to především kolísání napětí v provozech, kde jsou výrazné dynamické odběry jalového výkonu, např. obloukové pece, svařovny. Současně s tím snižují obsah harmonických. Principiálně se jedná o sériové nebo paralelně zapojené generátory proudu či napětí., které jsou tvořeny můstkovým zapojením polovodičových spínačů, jako například statický měnič na bázi IGBT tyristorů s napětovým zdrojem tvořeným kondenzátory. Při paralelním zapojení filtru se vhodným regulačním systémem přes vazební tlumivku injektuje zbytková křivka proudu vytvářená statickým měničem. Zbytková křivka proudu je rozdíl mezi ideální sinusovou křivkou proudu, která je soufázová, s křivkou napětí a křivkou proudu odebíraného kompenzovaným spotřebičem. Při sériovém zapojení se přes vazební tlumivku a vazební transformátor zlepšuje křivka napájecího napětí. Kombinací obou

zapojení a pasivního filtru, nejčastěji dolní propusti mezi vývody aktivního filtru a napájecí síť, lze vyřešit složité případy pro dosažení EMC.

2.3.3 Umístění kompenzátoru

- **Individuální** – případ, kdy je kondenzátor připojen přímo na svorkách spotřebiče jalového výkonu. Toto řešení je vhodné pro velké motory, které pracují nepřetržitě. Je nutno zajistit vhodnou volbu kompenzačního výkonu, neboť hrozí nebezpečí samobuzení a přepět'ových jevů.
- **Skupinová** – regulovaný kompenzátor je připojen na přívodu rozvaděče skupiny spotřebičů. Pokud je chod spotřebičů současný, vychází kompenzační výkon menší.
- **Centrální** – Na svorky vstupní trafostanice je připojen regulovaný kompenzátor. Stejně jako u skupinového umístění je celkový kompenzační výkon menší z důvodu současného chodu spotřebičů.
- **Smíšená** – Tato skupina používá umístění kompenzátorů z dříve uvedených.

2.4 Vliv kompenzačních zařízení na napájecí síť

Důsledkem kapacitního charakteru sítí, především venkovních VVN sítí a kabelových VN sítí, dochází na některém rezonančním kmitočtu ke změně původně indukčního charakteru impedance elektrické sítě na kapacitní v základní harmonické. Jelikož se v síti vyskytují soustředěné kapacity v podobě nehrazených kondenzátorových baterií, dochází k rezonancím i v sítích NN. Bez soustředěných kapacit je tlumení rezonančního obvodu větší než se soustředěnými kapacitami, které posunuje kmitočty rezonance na nižší kmitočty.

Jestliže je v síti nelineární spotřebič, který generuje harmonické proudy na kmitočtech blízko rezonančního kmitočtu, dochází k zesílení těchto harmonických proudů důsledkem paralelní rezonance. Velkým zdrojem harmonických jsou počítačové sítě, které využívají spínané zdroje v synchronním režimu a silně deformují křivku proudu.

Harmonické proudy pak zatěžují transformátor, nadřazenou síť a nehrazené kompenzační zařízení, jelikož bývají většinou dimenzovány na zatížení základní harmonické, může dojít k jeho zničení. Zvýšením harmonických napětí může docházet k rušení připojených spotřebičů. Rezananční kmitočty se mění dle počtu připnutých kompenzačních stupňů.

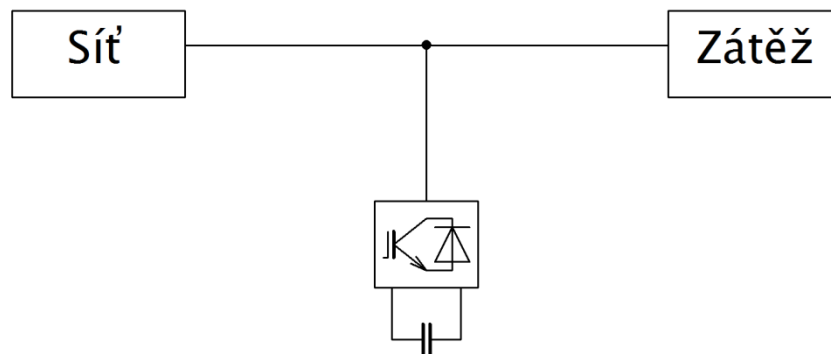
Proudovému přetížení kompenzačních zařízení je nutno předcházet vhodnou konfigurací sítě a to nedovolit překompenzování nebo kompenzaci při nízkém činném zatížení. [2]

3 Aktivní filtry

Základem filtru je generátor, který vytváří inverzní zbytkovou křivku. Zbytková křivka je výsledkem základní harmonické, od které se odečte skutečný průběh. Při připojení aktivního filtru zůstane v síti pouze základní harmonická. Tato metoda filtrace se mohla uskutečnit až po nástupu moderní výkonové a řídicí elektroniky. Tato metoda umožňuje jak filtraci harmonického proudu, tak napětí nebo obojího zároveň. Aktivní filtry jsou sériový nebo paralelní generátor, který je řízen regulačním systémem. Při vhodné volbě regulačního systému je možnost kompenzování harmonických složek i při dynamických stavech. Aktivní filtry se dělí na sériové, paralelní nebo kombinované.

3.1 Paralelní aktivní filtry

Jak už název napovídá, tento filtr je připojen k filtrované zátěži paralelní větví. Základní blokové schéma filtru je na obrázku 5. Filtrovaný účinek se projevuje od zátěže směrem k napájecí síti. Paralelní aktivní filtr je obecně tvořen generátorem proudu, který je řízen tak, aby generoval vhodné složky proudu, které jsou zaváděny do napájecí sítě a tím se vytváří výsledný sinusový proud.



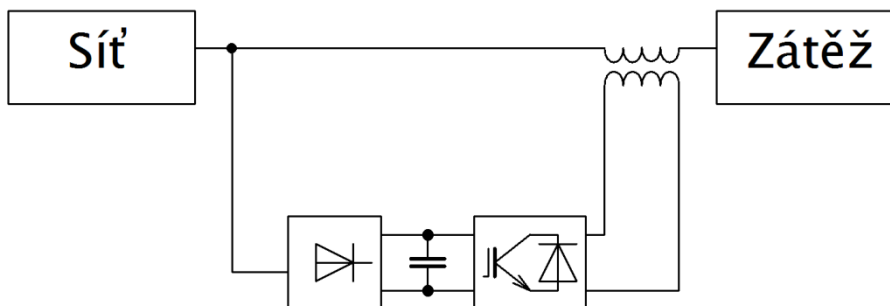
Obr. 5 Blokové schéma paralelního aktivního filtru

Filtr je tvořen můstkovým zapojením polovodičových spínačů, jako např. střídač. V praxi se používá napětřový typ se zdrojem tvořeným kondenzátory. Vhodnou kombinací spínání se dosáhne požadovaného tvaru proudu podle zbytkové křivky. Jelikož je tento proud tvořený velkým množstvím harmonických v oblastech spínacích kmitočtů, je nutné připojit za vývod aktivního filtru pasivní filtr typu dolní propust.

Na řídicí systémy filtru jsou kladeny značné nároky jak na hardwarovou tak softwarovou část z důvodu, že tyto filtry jsou používány v aplikacích s dynamickou kompenzací. Dále musí obsahovat výpočetní jádro schopné řídit systém, aby harmonické proudy byly v limitech příslušných norem.

3.2 Sériové aktivní filtry

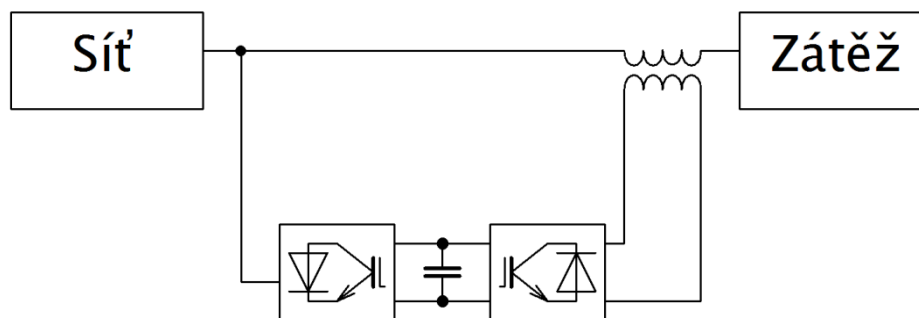
Tento typ filtru je zapojen mezi svorky sítě a svorky spotřebiče jako generátor napětí. Sériový aktivní filtr umožňuje úpravu napětí na požadovaný tvar, udržuje amplitudu napětí a kompenzuje poklesy nebo špičky, odstranění harmonických složek a symetrické rozložení napětí. Tyto filtry se používají u zařízení citlivých na kvalitu napájecího napětí. Pro použití na vyrovnávání poklesů napětí je nazýváme linkové kondicionéry. Základní blokové schéma je na obrázku 6.



Obr. 6 Blokové schéma sériového aktivního filtru

3.3 Kombinované aktivní filtry

Kombinací sériového a paralelního filtru vznikne tzv. kombinovaný filtr. Toto zapojení umožňuje kompenzaci jak napětí, tak proudu. Na obrázku 7 je schematické zapojení filtru.



Obr. 7 blokové schéma kombinovaného aktivního filtru

3.4 Koncepce aktivních filtrů

Pojetí paralelních aktivních filtrů vychází ze zapojení modulů, které jsou snadno upravitelné. Kombinací řídicích algoritmu lze dosáhnout těchto funkcí:

a) Filtrace harmonických nižších řádů

Tady filtr odstraňuje celé spojité spektrum harmonických od 2 řádu do 13 harmonické a to i sudé a mezilehlé harmonické. Maximální harmonická, kterou je filtr schopen odstranit je dána impedancí pasivního filtru, aktivním filtrem a vzorkovací frekvencí regulačního obvodu.

- b) Selektivní kompenzace zvolených harmonických
Zvolené harmonické jsou kompenzovány na nulovou nebo velmi malou velikost.
- c) Úplná kompenzace jalového výkonu
Aktivní filtr je schopen přesně a plynule kompenzovat účinník. Kompenzace může zlepšit flicker efektu neboli blikání světel.
- d) Vyvážení nesymetrické zátěže
Generováním složek proudu se eliminuje nesousledná složka proudu zátěže, která je způsobena nesymetrickou zátěží.
- e) Vyrovnání krátkodobého poklesu napětí
Při poklesu napětí sítě je nutné zajistit nepřetržité napájení pro polovodičové měniče. Na to se používají filtry v režimu DVR, neboli Dynamic Voltage Restorer.

[3]

4 Definice a průběhy neharmonických veličin

V této kapitole jsou popsány různé definice a průběhy pro neharmonické veličiny. Tyto neharmonické průběhy a jejich velikost jsou způsobeny neharmonickými zatíženími, které produkují například RLC členy, motory nebo spínané zdroje či usměrňovače.

Neharmonické průběhy mohou být periodické, ale jejich průběh je neharmonický. Jelikož je ale vhodné pracovat s harmonickými průběhy, je možné tyto neharmonické průběhy rozložit na nekonečnou řadu harmonických průběhů, které jsou tvořeny konstantou a harmonickým průběhem o frekvenci rovné násobku základní frekvence. Pokud složíme dohromady tyto harmonické průběhy vznikne nám původní neharmonický signál. Tato metoda se nazývá harmonická analýza a vzniklá řada je Fourierova řada.

4.1 Fourierova řada

Základní vlastnosti Fourierovy řady jsou popsány níže uvedenými vztahy. Pro názornost budeme mít funkci $f(t)$, která je periodická pokud splňuje, že pro všechna t platí:

$$f(t + T) = f(t) \quad (4.1)$$

Dále musí splňovat Dirichletovy podmínky a to, že v intervalu $\langle 0; T \rangle$ musí být jednoznačná, konečná, po částech spojitá a musí mít konečný počet maxim a minim. Pak má Fourierova řada funkce $f(t)$ s úhlovým kmitočtem ω tvar:

$$f(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{h=1}^{\infty} [a_h \cos(h\omega t) + b_h \sin(h\omega t)] \quad (4.2)$$

a Fourierovy koeficienty jsou:

$$a_0 = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) dt \quad (4.3)$$

$$a_h = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cos(h\omega t) dt \quad (4.4)$$

$$b_h = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \sin(h\omega t) dt, h = 1, 2, \dots \quad (4.5)$$

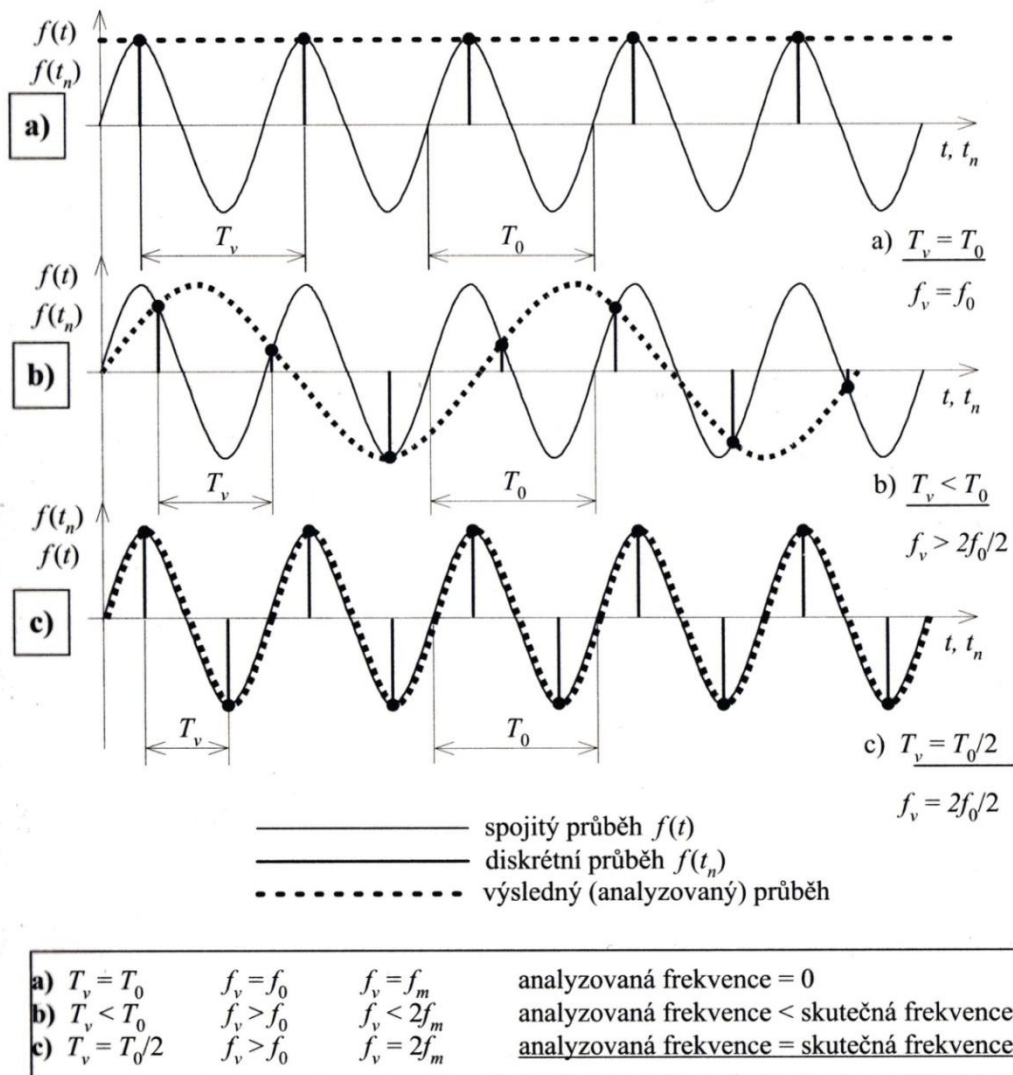
Různé průběhy funkcí mají rozdílné Fourierovy řady a existuje řada vlastností, které nám toto popisují:

- Sudá funkce $f(-t) = f(t)$ platí, že funkce je souměrná podle osy y a Fourierova řada má pouze členy s funkcí cosinus
- Lichá funkce $f(-t) = -f(t)$ platí, že funkce je středově souměrná vzhledem k počátku a Fourierova řada obsahuje pouze členy s funkcí sinus.

- c) Antiperiodická funkce $f(t)=-f(t\pm T/2)$ platí, že Fourierova řada obsahuje pouze členy sinus a cosinus jejichž koeficienty jsou liché. [4]

4.2 Harmonické ve výkonových obvodech

Důsledkem používání polovodičových měničů vznikají v obvodech vyšší harmonické, a proto je nutno analyzovat jejich průběh proudu či napětí. Podle norem se provádí harmonická analýza do řádu 40. harmonické. Dále je nutné specifikovat, z jakého vzorku průběhu se bude analýza provádět. Nejvhodnější by bylo vzít pouze jednu periodu signálu a tu analyzovat, ale v praxi je to řešeno normou a to tak, že minimální počet period na analýzu jsou 4. Dále je nutné vhodně zvolit vzorkovací frekvenci, aby nedocházelo k Aliasing efektu, pokud se zvolí špatná frekvence může dojít k překrývání postranních pásem. Tento problém řeší Shannon-Kotělnikonův teorém, který uvádí, že vzorkovací kmitočet musí být větší nebo roven dvojnásobku vzorkovaného kmitočtu. Problém s Aliasing efektem je zobrazen na obrázku 8.



Obr. 8 Aliasing efekt - vznik nesprávnou vzorkovací frekvencí (Převzato z [5])

4.3 Charakteristické a necharakteristické harmonické, mezharmónické

Účinky měničů na napájecí síť považujeme za negativní, neboli můžeme to nazývat rušením. Aby bylo možno určit vliv rušení na soustavu a spotřebiče, je nejprve nutné definovat pojmy. Prvním pojmem, který definuje norma ČSN IEC 50 (161) je harmonická a to tak, že je to složka většího než 1. řádu Fourierovy řady periodické veličiny. Dále je definována základní harmonická, která je složka 1. řádu Fourierovy řady periodické veličiny. Další pojem je řád harmonické, tj. celé číslo, dané poměrem kmitočtu harmonické a základní harmonické.

Charakteristické harmonické jsou ty, které vyhovují rovnici $h=kp \pm 1$, kde p je pulznost měniče. Tato rovnice je odvozena od chování usměrňovačů

Ostatní harmonické, jejichž řád neodpovídá předchozí rovnici, se nazývají necharakteristické harmonické.

Harmonické, jejichž hodnota není celočíselným násobkem základní harmonické se nazývají mezharmónické.

4.4 Výkony v obvodech s neharmonickými průběhy

V analyzovaném obvodu u spotřebiče předpokládáme napětí, které vyjádřeno Fourierovou řadou je:

$$u(t) = \sum_{k=0}^{\infty} u_k(t) \quad (4.6)$$

$$\text{kde } u_k(t) = \sqrt{2}U_k \sin(k\omega t + \varphi_{uk}) \text{ a } u_0(t) = U_0 \quad (4.7)$$

Proud vyjádříme podobně:

$$i(t) = \sum_{l=0}^{\infty} i_l(t) \quad (4.8)$$

$$\text{kde } i_l(t) = \sqrt{2}I_l \sin(k\omega t + \varphi_{il}) \text{ a } i_0(t) = I_0 \quad (4.9)$$

Definice výkonu je dána z okamžitého výkonu :

$$p(t) = u(t) \cdot i(t) \quad (4.10)$$

Dosažením se dostane:

$$p(t) = \sum_{k=0}^{\infty} u_k(t) \cdot \sum_{l=0}^{\infty} i_l(t) \quad (4.11)$$

Tudíž je se činný výkon v obvodech s neharmonickými průběhy roven součtu jednotlivých harmonických a stejnosměrného výkonu.

$$P = P_0 + P_1 + P_2 + \dots = \sum_{h=0}^{\infty} P_h = P_0 + \sum_{h=1}^{\infty} U_h \cdot I_h \cos \varphi_h \quad (4.12)$$

Zdánlivý výkon se zde zavádí jako pomocná veličina z výpočetních důvodů, je definován podobně jako harmonické napětí či proud a to jako součin efektivních hodnot napětí a proudu.

$$S = U \cdot I = \sqrt{\sum_{k=0}^{\infty} U_k^2} \cdot \sqrt{\sum_{l=0}^{\infty} I_l^2} \quad (4.13)$$

Jalový výkon nám zde udává míru energie, která střídavě kmitá mezi zátěží a zdrojem.

$$Q = \sum_{h=1}^{\infty} Q_h = \sum_{h=1}^{\infty} U_h I_h \sin \varphi_h \quad (4.14)$$

Jelikož u neharmonických průběhů dochází k nerovnosti: $S^2 \geq P^2 + Q^2$

Zavádí se zde deformační výkon: $D = \sqrt{S^2 - (P^2 + Q^2)}$

Deformační výkon představuje neúčinnou složku zdánlivého výkonu, který vyvolává nárůst ztrát a snižuje využitelnost sítě a měniče. Tudíž nám v neharmonických obvodech nestačí uvádět pouze účinník $\cos \varphi_1$, ale i tzv. skutečný neboli celkový účinník λ . V angličtině se používá pojem Power Factor, který do češtiny můžeme přeložit jako faktor výkonu.

$$PF = \frac{P}{S} = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2 + D^2}} \quad (4.15)$$

4.5 Poměrné hodnoty a celkový činitel zkreslení

Aby bylo možno posoudit velikost harmonického zkreslení, tak se zavádí poměrná hodnota h-té harmonické. Ta se definuje jako poměr efektivní hodnoty h-té harmonické a efektivní hodnoty základní harmonické. Tato definice platí jak pro harmonické proudy, tak napětí. Velice často jsou poměrové hodnoty uváděny v procentních hodnotách.

$$u_h = \frac{U_h}{U_1} [-] \quad u_{h\%} = \frac{U_h}{U_1} \cdot 100 [\%] \quad (4.16)$$

$$i_h = \frac{I_h}{I_1} [-] \quad i_{h\%} = \frac{I_h}{I_1} \cdot 100 [\%] \quad (4.17)$$

K posouzení vlivu harmonických v celém spektru je zaváděn celkový činitel zkreslení (THF) a také celkové harmonické zkreslení (THD), které je definovány:

$$THD_U = \frac{\sqrt{U^2 - U_1^2}}{U_1} \quad THD_I = \frac{\sqrt{I^2 - I_1^2}}{I_1} \quad (4.18)$$

$$THF_U = \frac{\sqrt{U^2 - U_1^2}}{U_1} \quad THF_I = \frac{\sqrt{I^2 - I_1^2}}{I_1} \quad (4.19)$$

Jestliže se budeme soustředit podle normy pouze na harmonické, tak se rovnice zjednoduší na tvar:

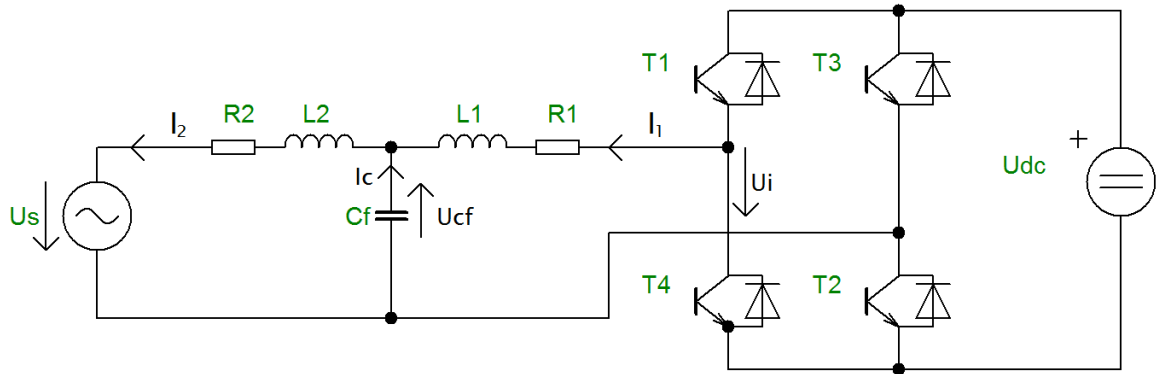
$$THD_U = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{40} U_h^2}}{U_1} \quad THD_I = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{40} I_h^2}}{I_1} \quad (4.20)$$

$$THF_U = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{40} U_h^2}}{U_1} \quad THF_I = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{40} I_h^2}}{I_1} \quad (4.21)$$

Počet harmonických se provádí do řádu $h=40$ podle norem. [5]

5 Matematický model a výkonové schéma pro LCL filtr

Tato kapitola se zabývá popisem LCL filtru a jeho výkonové části. Ve výkonové části je použit jednofázový napěťový střídač, na jehož svorky je připojen LCL filtr, který je dále připojen k napájecí síti. V LCL filtru jsou zakomponovány i parazitní odpory indukčností.



Obr. 9 Silové schéma obvodu s LCL filtrem

5.1 Matematický model LCL filtru

Volba parametrů komponentů má přímý vliv na síťový proud i_2 , proud střídačem i_1 a proud kondenzátorem i_c a napětí kondenzátoru U_C . Pro výpočet přenosové funkce pro tento obvod jsou zapotřebí základní rovnice obvodu:

$$i_1 - i_c - i_2 = 0 \quad (5.1)$$

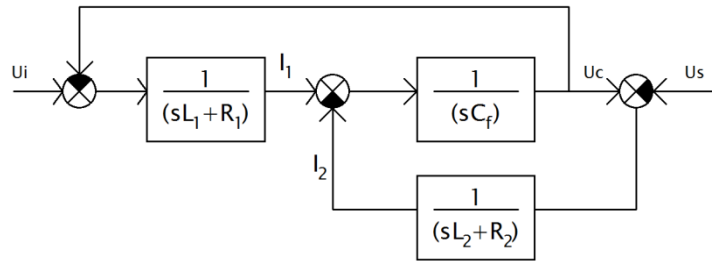
$$U_i - U_{Cf} = i_1(sL_1 + R_1) \quad (5.2)$$

$$U_{Cf} - U_s = i_2(sL_2 + R_2) \quad (5.3)$$

$$U_C = i_c \left(\frac{1}{sC_f} \right) \quad (5.4)$$

kde základní značení je:

- U_i – napětí střídače
- U_s – napětí sítě
- U_C – napětí na filtračním kondenzátoru
- i_1 – proud střídače
- i_2 – proud sítě
- i_c – proud filtračním kondenzátorem
- L_1 – indukčnost na straně střídače
- L_2 – indukčnost na straně sítě
- C_f – kapacita filtračního kondenzátoru
- R_1 – parazitní odpor indukčnosti L_1
- R_2 – parazitní odpor indukčnosti L_2



Obr. 10 Blokový diagram pro LCL filtr s parazitními rezistory

Následující přenosová funkce je vypočítána z výstupního napětí střídače. Přenosová funkce je nutná pro zobrazení vlastností systému. Přenosová funkce týkající se napětí na výstupu měniče s proudem přes indukčnost L_2 , $i_2 \rightarrow U_i$ je vypočítána z rovnice (5.1). Napětí střídače z rovnice (5.2) se přepíše do tvaru:

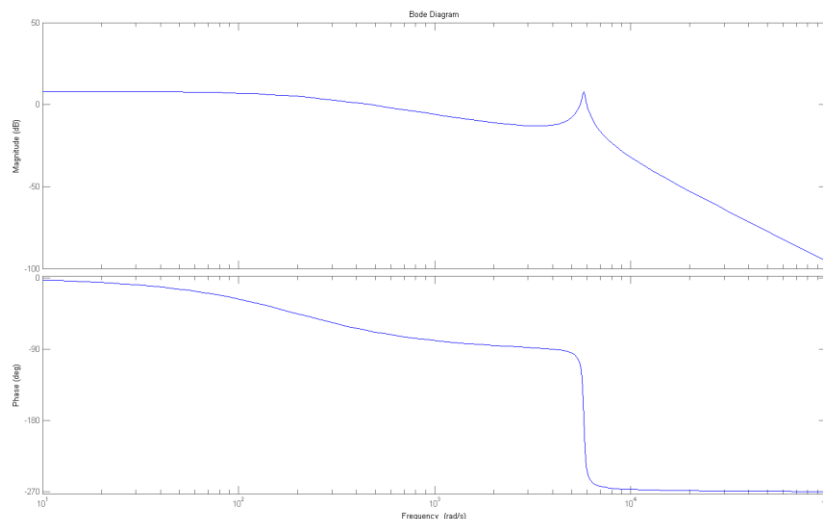
$$U_i = i_2(sL_2 + R_2) + (i_c + i_2)(sL_1 + R_1) \quad (5.5)$$

$$U_i = i_2(sL_2 + R_2 + sL_1 + R_1 + \frac{(sL_1 + R_1)(s^2 C_f L_2 + s C_f R_2)}{s C_f + 1}) \quad (5.6)$$

Přenosová funkce pro $i_1 \rightarrow U_i$ je vypočítána jako

$$H(s) = \frac{i_1(s)}{U_i(s)} = \frac{1}{L_1 L_2 C_f s^3 + (L_1 R_2 C_f + L_2 R_1 C_f) s^2 + (L_1 + L_2 + R_1 R_2 C_f) s + (R_1 + R_2)} \quad (5.7)$$

Přenosová funkce $i_1 \rightarrow U_i$ se používá k popisu dynamického chování výstupu ke vstupu systému. Na obrázku 11 je vidět amplitudovo-frekvenční charakteristika a fázová charakteristika LCL filtru. Z průběhu je vidět, že na frekvenci 915 Hz se nachází rezonanční frekvence filtru.



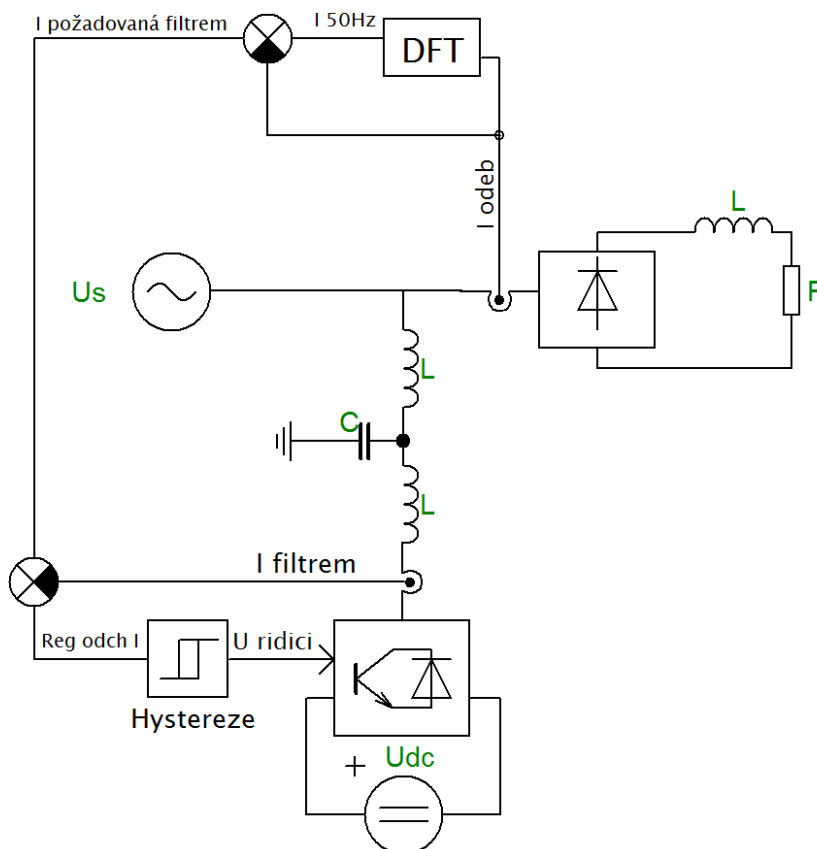
Obr. 11 Amplitudová frekvenční charakteristika a fázová frekvenční LCL filtru pro přenosovou funkci

6 Simulace

V této kapitole jsou popsány a rozebrány zadané metody řízení aktivního filtru LCL. Veškeré řízení je pro jednofázové zapojení. Metody řízení, které zde budou popsány jsou hysterezní řízení, delta řízení a řízení založené na pulzně šířkové modulaci. Každá metoda má svoje kladné stránky, tak i stinné. Některé se hodí pro lépe či hůře pro zadané téma. U každé metody bude její základní schéma použité pro simulaci, která probíhala v programu Matlab a jejich výsledky.

6.1 Hysterezní řízení

Při této metodě se používá základní koncept zpětnovazební smyčky použité pro regulaci. Referenční hodnotu pro hysterezní řízení se získá z DFT, kde je zrekonstruována základní harmonická odebíraného proudu usměrňovačem. Od této harmonické se odečítá skutečný průběh odebíraného proudu usměrňovačem. Tím získáme zbytkovou křivku, která je nutná pro řízení aktivního filtru. Od této požadované hodnoty se odečítá skutečný proud procházející filtrem. Vzniklý rozdíl je regulační odchylka, která se zavádí do bloku hystereze. Velikost hysterezní smyčky určuje frekvenci spínání prvků střídače a aktivního filtru. Je vhodné jí nastavit, tak aby byl výsledný odebíraný proud sítě kvalitně vyfiltrován do harmonického průběhu. Základní řídicí schéma hysterezního řízení je na obrázku 12.



Obr. 12 Řídicí schéma hysterezního řízení

6.1.1 Parametry simulace v programu Matlab

V programu Matlab byly nastaveny parametry, které jsou zobrazeny v tabulce 3.

Tab. 3 Parametry simulace v programu Matlab pro hysterezní řízení

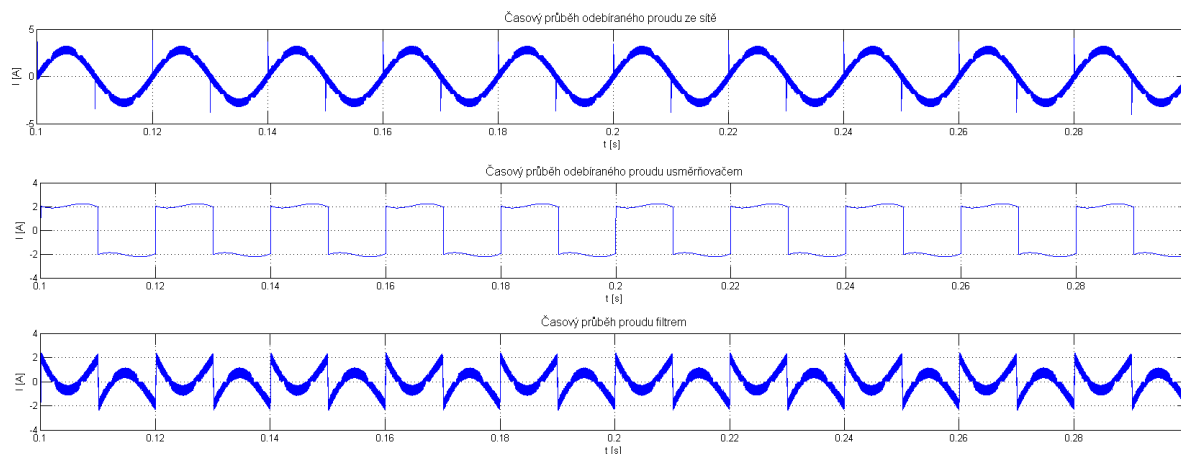
Us [V]	230
Udc [V]	450
<i>Parametry zátěže</i>	
R [Ω]	100
L [H]	1
<i>Parametry LCL filtru</i>	
L [H]	1e-3
Rf [Ω]	0.2
C [F]	60e-3
<i>Parametry modelu</i>	
Continues solver	
<i>Parametry řízení</i>	
Hysterze [A]	± 0.2

Z nastavené velikosti hystereze vyšlo, že spínací frekvence jednotlivých prvků střídače přibližně odpovídá 80kHz a frekvence, na které pracuje LCL filtr je tudíž okolo 160 kHz. Když se podíváme na přenosovou charakteristiku LCL filtru, vidíme, že na této frekvenci je dostatečně velký útlum, ale takovéto spínání je pro praktické účely nereálné. Pro řízení tyristorů střídače bylo použito funkce pro nastavení jednotlivých řídicích impulsů tyristorů. Do této funkce byla přidána i logika rozhodování pro nastavenou šířku hystereze. Skript této funkce je přiložen v příloze A1.

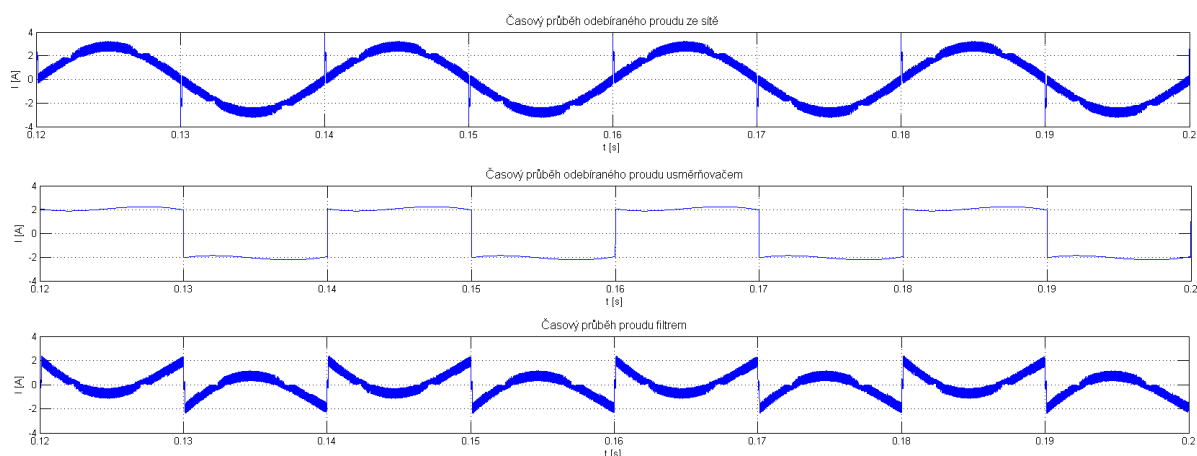
Simulace byla provedena pro dva typy zapojení aktivního filtru. První zkoušená metoda byla bez zapojeného kondenzátoru C a druhá simulace pro kompletní zapojení LCL filtru.

6.1.2 Simulace hysterezního řízení s aktivním filtrem typu LL

Tato simulace měla nastavené parametry podle předchozího uvedení. Toto vyzkoušení řízení bez zapojeného kondenzátoru u aktivního filtru, se provádělo z důvodu otestování správného nastavení logiky řízení. Na obrázku 13 jsou vyobrazeny průběhy proudů, které jsou odebírány ze sítě, usměrňovačem a filtrem. Z uvedených průběhů je vidět, že odebíraný proud sítě je harmonický, ale je rozkmitaný z důvodu velikosti hystereze. Detail průběhu odebíraných proudů je na obrázku 14.

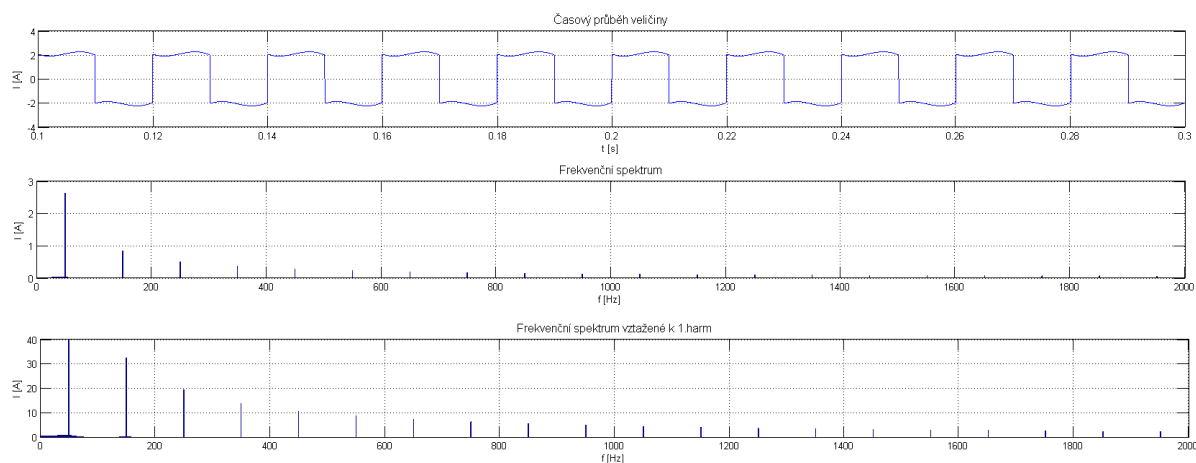


Obr. 13 Průběhy proudů při hysterezním řízení bez C ve filtru

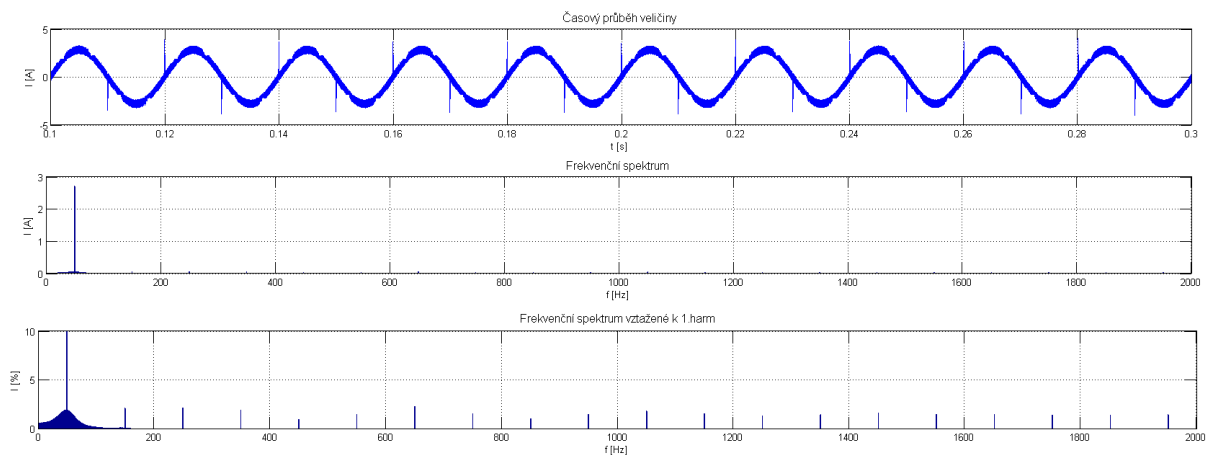


Obr. 14 Průběhy proudů při hysterezním řízení bez C ve filtru – detail

Z odebraného proudu sítě a proudu odebraného usměrňovačem bylo pomocí Fourierovy transformace vytvořeny amplitudové frekvenční charakteristiky, kde je možnost zjistit váhu jednotlivých harmonických. Zobrazení harmonických je provedeno do 2kHz. Tato frekvenční oblast je důležitá z hlediska nízkofrekvenčního rušení.



Obr. 15 Frekvenční spektrum odebraného proudu usměrňovačem



Obr. 16 Frekvenční spektrum proudu odebíraného ze sítě (LL)

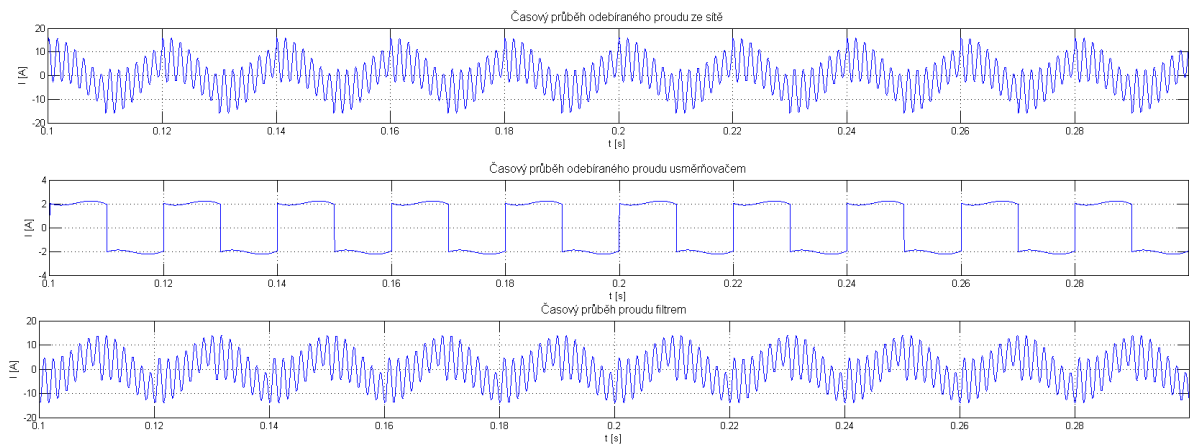
Z Fourierovy analýzy je patrné, že nefiltrovaný proud, který je odebírán usměrňovačem, má složení jen z lichých harmonických a tyto harmonické následně způsobí zkreslení odebíraného signálu.

Když se podíváme na výsledky Fourierovy analýzy při použití hysterzezního řízení, je vidět, že velikosti harmonických jsou potlačeny a díky tomu odebíraný proud sítě odpovídá více ideálnímu sinusovému průběhu. Ale jelikož není v aktivním filtru použit kondenzátor, nedojde k potlačení spínací frekvence střídače na 160 kHz, což má za následek zhoršení THD celkového proudu.

6.1.3 Simulace hysterzezního řízení s aktivním filtrem typu LCL

Jelikož bylo u hysterzezního řízení bez kondenzátoru vyzkoušeno, že regulační struktura je funkční, byl přidán kondenzátor k filtru, aby vznikl filtr typu LCL a mohla být potlačena harmonická vzniklá spínací frekvencí střídače.

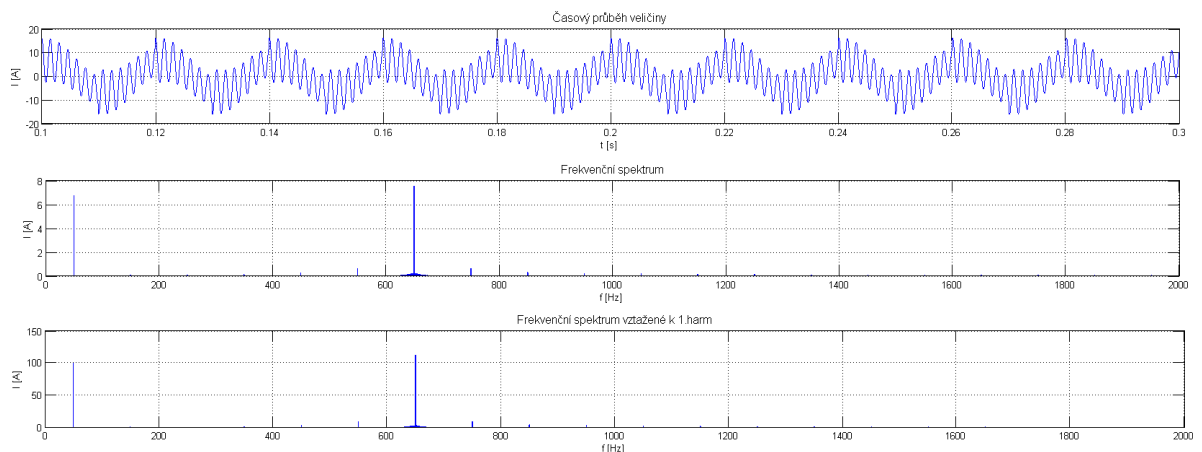
Průběh a velikost odebíraných proudů ze sítě, usměrňovačem a filtrem, je zobrazen na obrázku 17. Z průběhu je vidět, že výsledný odebíraný proud má horší charakter než při použití bez kondenzátoru.



Obr. 17 Průběhy proudů při hysterzezním řízení s C ve filtru

Toto zhoršení odebíraného proudu ze sítě je důsledkem rezonanční frekvence aktivního filtru. Jelikož je složen z kombinace LCL dochází na něm k fázovému posuvu průběhu proudu. Jelikož je do řídicí smyčky zaváděn, jako zpětnovazební signál pro řízení proud, který je snímán ještě před průchodem filtru, dochází ke špatnému řízení, protože toto základní hysterezní řízení není schopno potlačit tento fázový posuv, který je způsoben aktivním filtrem.

Fourierova analýza odebíraného proudu ze sítě je zobrazen na obrázku 18. Z frekvenčního spektra je vidět že vyšší harmonické byly potlačeny až na harmonickou, která odpovídá rezonanční frekvenci filtru.



Obr. 18 Frekvenční spektrum proudu odebíraného ze sítě (LCL)

6.1.4 Shrnutí výsledků hysterezního řízení

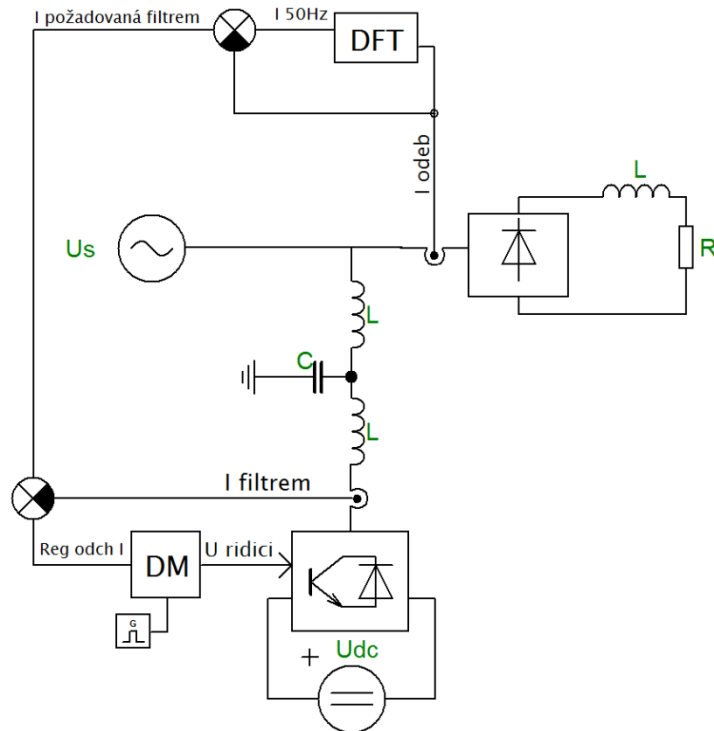
Z výsledků a průběhů, které byly výše předloženy je vidět, že hysterezní řízení pouze s LL filtrem je schopno docílit snížení harmonických v pásmu nízkofrekvenčního rušení, ale je neschopné už odfiltrovat spínací frekvenci, na které pracuje toho řízení.

Při použití aktivního filtru LCL, měla kapacita zabránit rušení na spínací frekvenci, ale z důvodu nevhodného řízení, které není schopno odrušit vliv časové konstanty filtru, která způsobuje zpoždění na výstupu filtru vzhledem ke vstupu. Proto je výsledný odebíraný proud ze sítě zhoršený, než je při nefiltrování. Z toho vyplývá, že pro odebírané malé proudy není tato metoda vhodná bez zlepšení, pro odebírané vyšší proudy by časová konstanta LCL filtru nemusela mít takový vliv a mohlo by se to používat bez upravení.

Možné zlepšení této metody by bylo zavedení prediktivního výpočtu požadované hodnoty proudu a příslušné kombinace sepnutí střídače. A dále přesunutí snímání proudu pro zpětnou vazbu řízení až za aktivní filtr. To základní řízení nebylo schopné, protože by vliv fázového posuvu filtru znemožnil úplné řízení.

6.2 Delta řízení

Tato metoda řízení je velice podobná jako hysterezní řízení, akorát oproti nastavení šířky hystereze se nastavuje, jak často se bude provádět řízení střídače. Základní schéma řízení je zobrazeno na obrázku 19.



Obr. 19 Řídicí schéma delta řízení

6.2.1 Parametry simulace v programu Matlab

Nastavení parametrů v programu Matlab bylo provedeno, tak aby odpovídaly parametrům při hysterezním řízení, aby poté bylo možné porovnat výsledky ze simulací a zhodnotit, která simulace je vhodnější.

Tab. 4 Parametry simulace v programu Matlab pro delta řízení

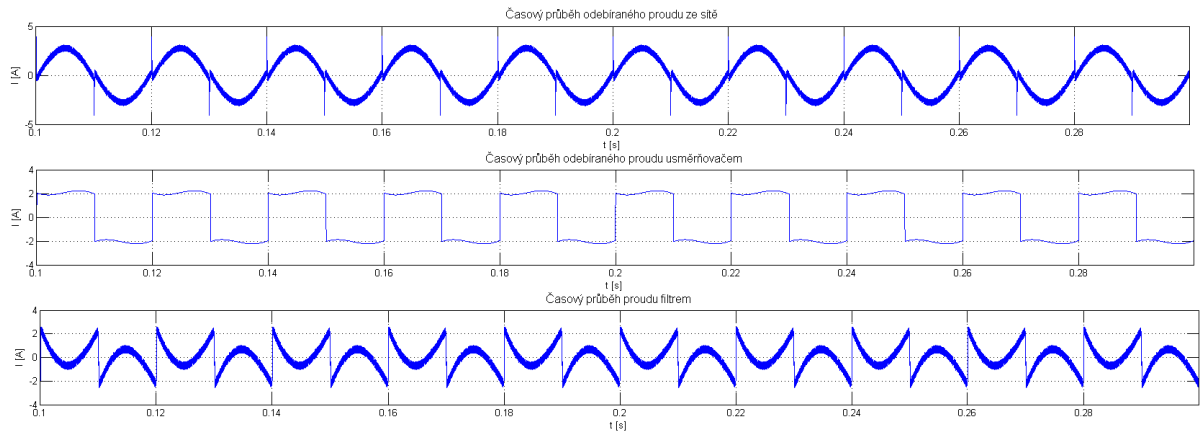
Us [V]	230
Udc [V]	450
<i>Parametry zátěže</i>	
R [Ω]	100
L [H]	0.1
<i>Parametry LCL filtru</i>	
L [H]	1e-3
Rf [Ω]	0.2
C [F]	60e-3
<i>Parametry modelu</i>	
Discrete solver 1/640e3	
<i>Parametry řízení</i>	
Vzork. Frek.	160 kHz

Nastavená vzorkovací frekvence 160kHz je velká z důvodu, správné funkce filtrace. Tato vysoká frekvence řízení je pro reálné využití dost velká. Řídicí struktura je vytvořena funkcí podobně jako u hysterezního řízení. Skript řízení je přiložen v příloze B1.

Jako u hysterezního řízení byly provedeny dvě simulace a to pouze s aktivním filtrem typu LL pro kontrolu řízení a pak s úplným filtrem typu LCL.

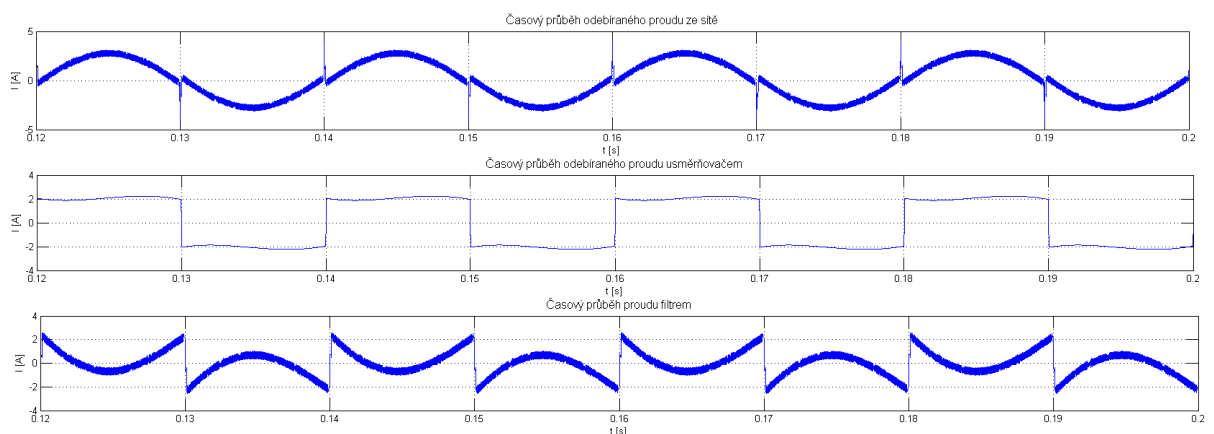
6.2.2 Simulace delta řízení s aktivním filtrem LL

Simulace má nastavení parametrů podle předchozí tabulky 4. Na obrázku 20 jsou vidět odebírané proudy ze sítě, usměrňovačem a dodávané aktivním filtrem.



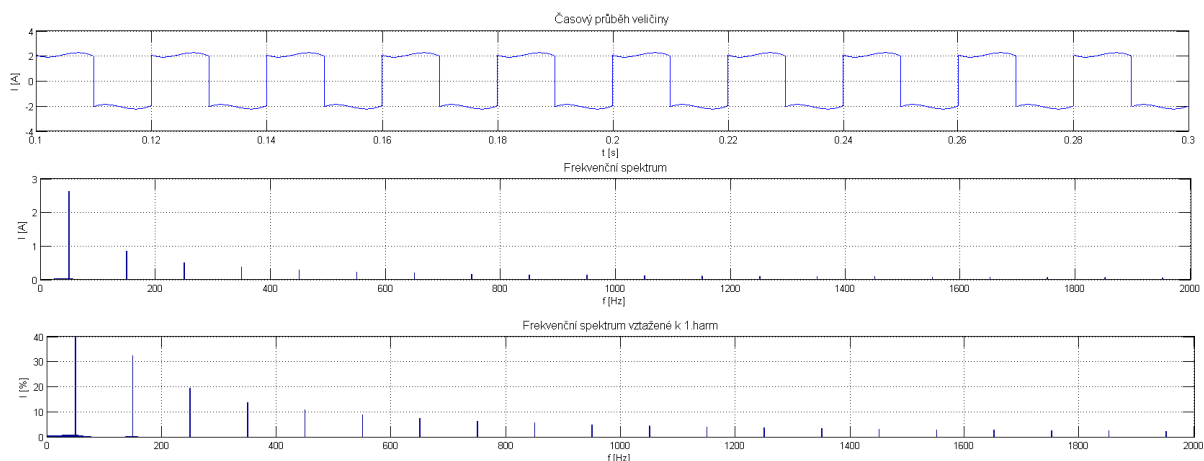
Obr. 20 Průběhy proudů při delta řízení bez C

Z uvedených průběhu je patrné, že delta řízení bez zapojeného kondenzátoru filtruje odebíraný proud ze sítě na harmonický průběh. V detailu těchto průběhů, který je na obrázku 21 je vidět, že výsledný filtrovaný proud ze sítě je rozkmitaný. Toto rozkmitání je způsobeno použitím filtru pouze typu LL a velikost rozkmitání je dáno vzorkovací frekvence, se kterou je spouštěno delta řízení.



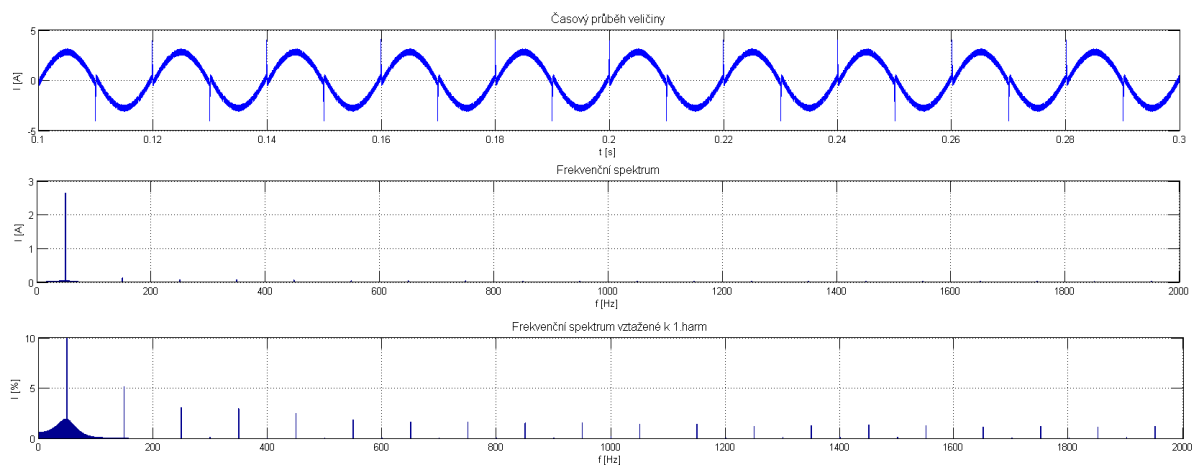
Obr. 21 Průběhy proudů při delta řízení bez C ve filtru – detail

Pro zjištění účinnosti delta řízení pouze s LL filtrem je použita Fourierova analýza. Na obrázku 22. Když porovnáme frekvenční spektrum odebíraného proudu hysterezního a delta řízení, je totožné.



Obr. 22 Frekvenční spektrum odebíraného proudu usměrňovačem

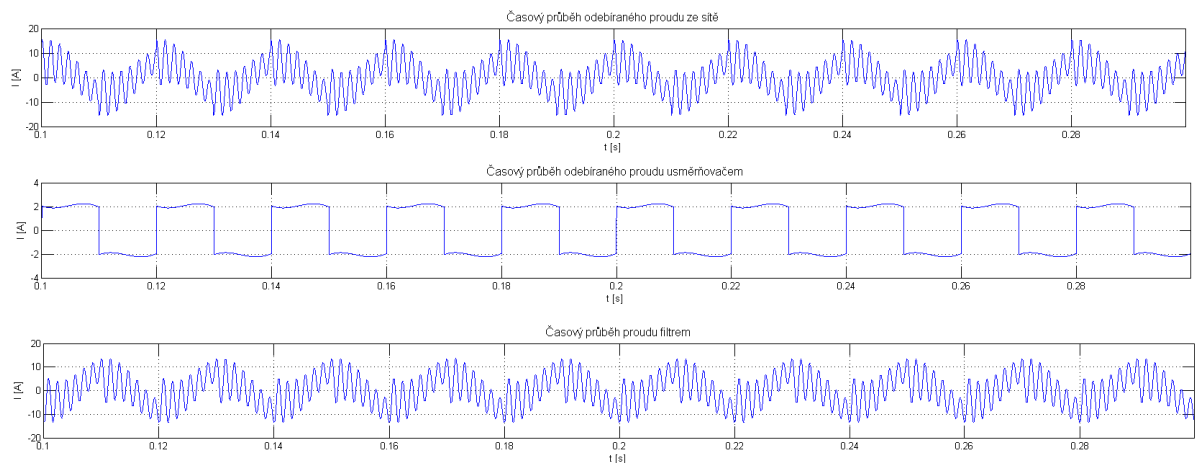
Na obrázku 23 je zobrazena frekvenční spektrum filtrovaného proudu sítě. Jak je patrné z průběhu jsou harmonické proudy potlačeny. Ale jelikož je použit filtr bez kondenzátoru, není potlačena spínací frekvence filtru, která je dána vzorkovací frekvencí delta spínání na 160kHz.



Obr. 23 Frekvenční spektrum proudu odebíraného ze sítě (LL)

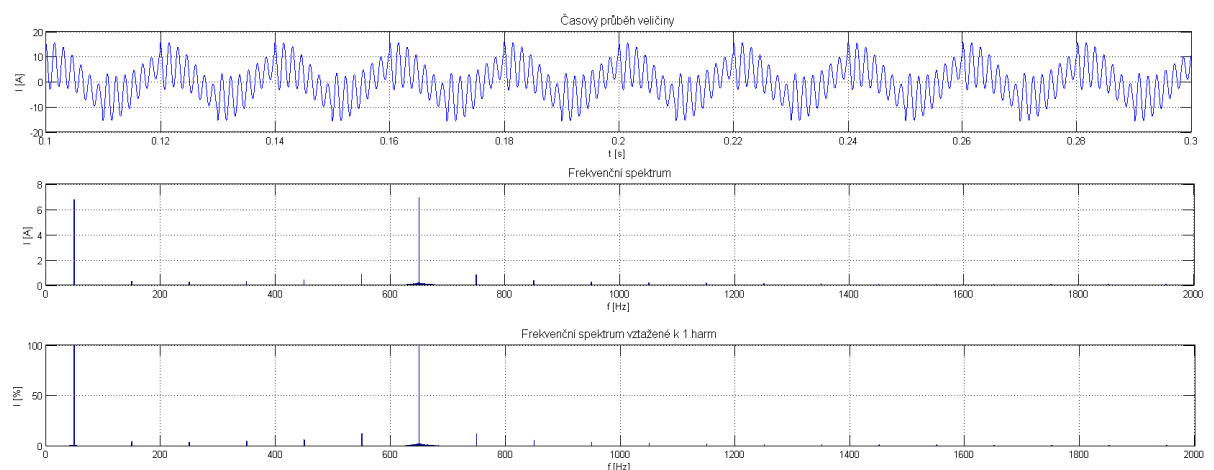
6.2.3 Simulace delta řízení s aktivním filtrem LCL

Jelikož delta řízení pro aktivní řízení bez zapojeného kondenzátoru úspěšně potlačilo vyšší harmonické, kromě harmonické odpovídající spínací frekvenci, což by měl zařídit připojený kondenzátor. Naměřené proudy odebírané ze sítě, usměrňovačem a filtrem jsou na obrázku 24. Z průběhu odebíraného proudu ze sítě je vidět, že připojení kondenzátoru k filtru nemělo požadovaný výsledek, ale spíše zhoršil odběr proudu ze sítě. Na průběhu je vidět, že odebíraný proud kmitá na určité frekvenci.



Obr. 24 Průběhy proudů při delta řízení s filtrem LCL

Abychom analyzovali průběh odebíraného signálu, bylo použito opět FFT. Na obrázku 25 je vidět velikost harmonických. Z grafu je vidět, že potlačení vyšších harmonických je stálé, ale vznikla harmonická na frekvenci odpovídající rezonanční frekvenci filtru, kterou dané řízení nebylo schopné odrušit.



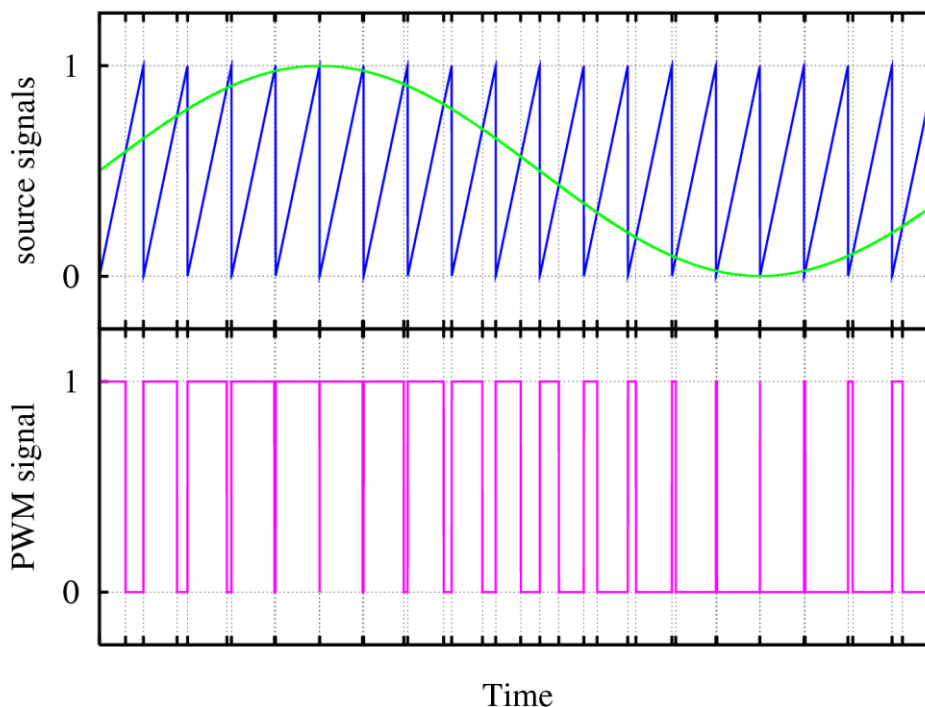
Obr. 25 Frekvenční spektrum odebíraného proudu s LCL filtrem

6.2.4 Shrnutí výsledků řízení delta

Z výsledků je patrné, že delta řízení pro aktivní filtr LL je schopné filtrovat nižší harmonické do 2kHz, ale není schopné odrušit harmonickou na spínací frekvenci řízení. Při zapojení s kompletním LCL filtrem se řízení není schopné vypořádat s časovou konstantou filtru, která má za následek zpoždění výstupu vzhledem ke vstupu. Tento problém by se mohl vyřešit podobně jako u hysterezního řízení a to zavedením výpočtu prediktivních hodnot požadovaného proudu do řídicí logiky, kterému odpovídá požadované napětí střídače. Tímto by se měla odstranit rezonance na frekvenci filtru.

6.3 Řízení založené na pulzně šířkové modulaci

Řízení založené na pulzně šířkové modulaci je zvláštní variantou šířkového pulzního řízení. Při této metodě je šířka jednotlivých impulzů napětí v průběhu půlplny proměnná. Tato metoda je založená na koincidenci pilového napětí a řídicího napětí. Princip je zobrazen na obrázku 26 [6]

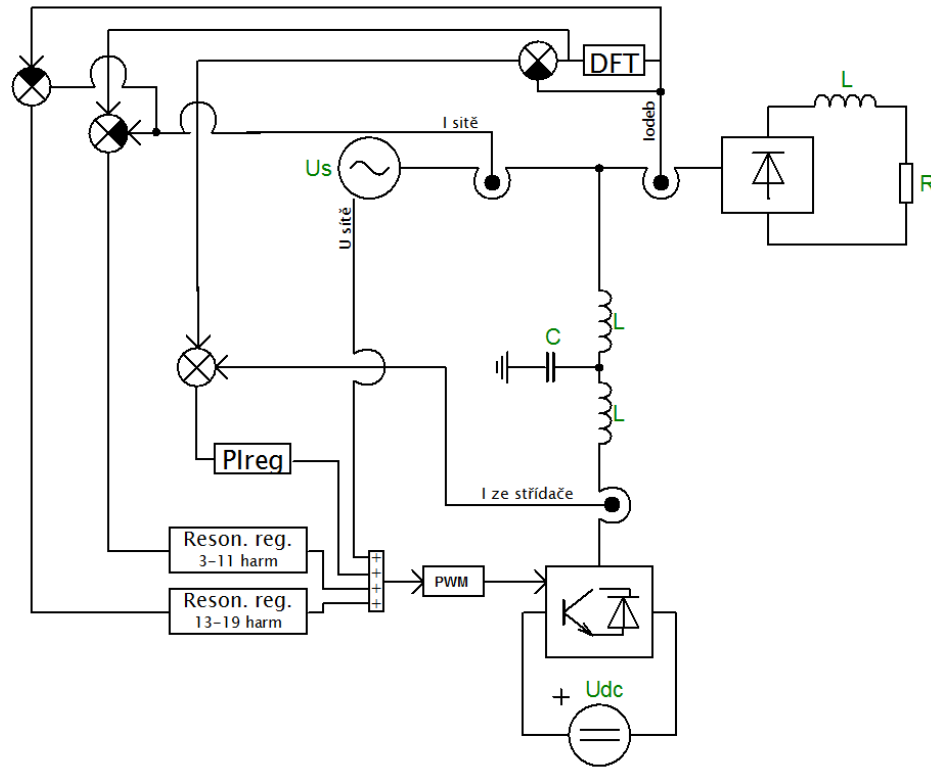


Obr. 26 Princip pulzně šířkové modulace

Základní blokové schéma pulzně šířkové modulace je na obrázku 27. Jak je vidět, tak se zde používá kombinace několika řídicích prvků. Jedním z nich je zavedení měření sítě, aby se odstranilo průchodu základní harmonické (50 Hz) filtrem a tím se zlepšila funkce filtru.

Dále je zde použit PI regulátor, který je zde jako hlavní řídicí prvek, který má za úkol řízení střídače, tak aby filtrem procházel požadovaný proud. Jeho nastavení proporční a integrační složky je v rovnováze s rychlostí filtrace, a aby nedocházelo k velkým proudovým překmitům filtrovaného průběhu.

Dále jsou zde použity rezonanční regulátory, kde každý je naladěn na určitý kmitočet odpovídající vyšší harmonické proudu, kterou mají za úkol filtrovat. Rezonanční regulátory byly použity pro filtrování základní harmonické (50Hz), aby pomohly snížit proud filtrem o základní harmonické s použitím měření napětí sítě. Dále byly použity rezonanční regulátory od 3 do 19 harmonické, které měly největší vliv.



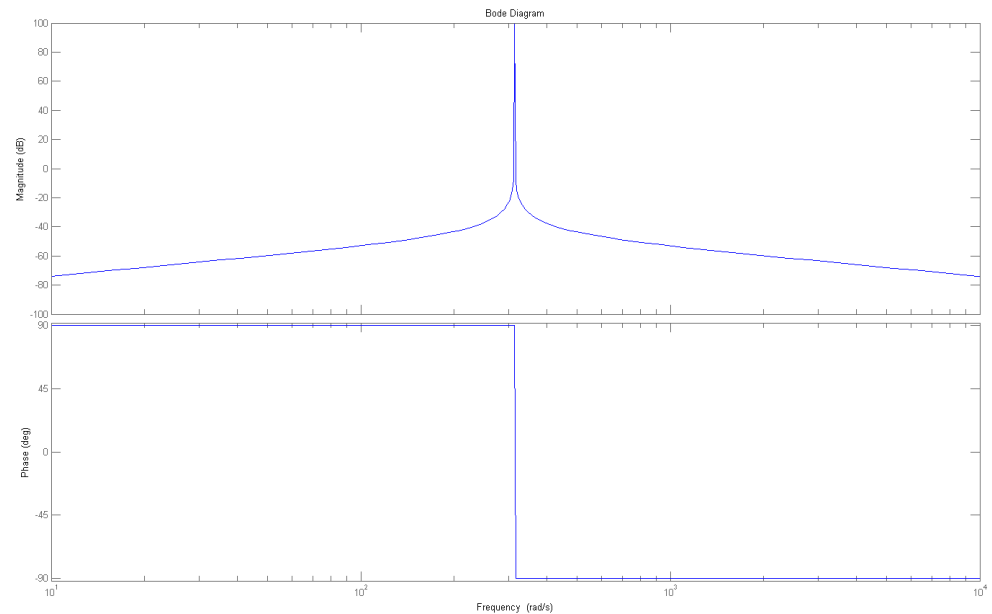
Obr. 27 Blokové schéma řízení pulzně šířkové modulace

6.3.1 Rezonanční regulátor – rozbor činnosti

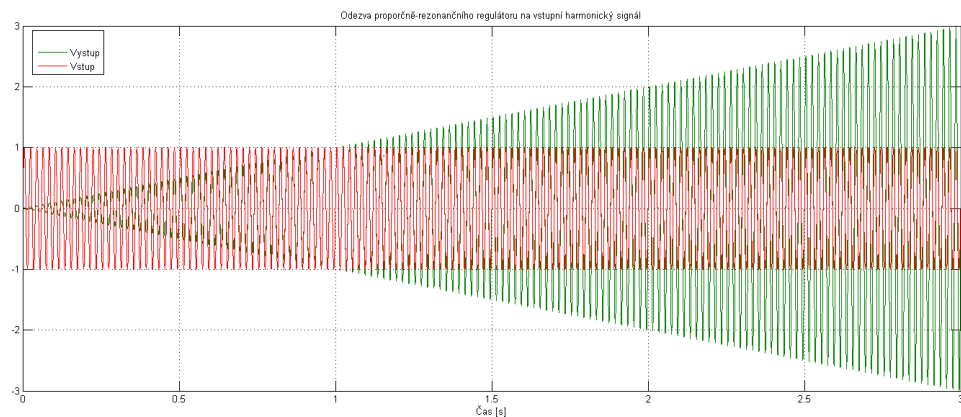
Jednoduchý rezonanční regulátor se používá k regulaci harmonického průběhu o přesně zadané frekvenci, na kterou je naladěn. Rezonanční regulátor je vlastně filtr o vlastnostech pásmové propusti na dané frekvenci. Výstupem rezonančního regulátoru je pokaždé harmonický signál na dané frekvenci. Přenos rezonančního regulátoru je dán vzorcem 6.1, kde K_r je rezonanční zesílení, ω_0 je úhlová rychlost základní harmonické, s je Laplaceův operátor.

$$F_{rez} = \frac{2 \cdot K_r \cdot s}{s^2 + \omega_0^2} \quad (6.1)$$

Při řízení proudové smyčky aktivního filtru je vstupem rezonančního regulátoru regulační odchylka proudu e_i a výstupem je akční veličina u , která se přičítá s ostatními řídicími prvky, které jsou následně porovnány s pilovitým signálem v bloku PWM. Frekvenční charakteristika jednoho rezonančního regulátoru je na obrázku 27. Další vlastností rezonančního regulátoru je odezva na harmonický vstupní signál o frekvenci ω_0 , tento průběh je zobrazen na obrázku 28.



Obr. 28 Frekvenční charakteristika rezonančního regulátoru: $Kr=1$, $\omega_0=2 \cdot \pi \cdot 50$



Obr. 29 Odezva proporčně-rezonančního regulátoru na vstupní harmonický signál

Pro řízení aktivního filtru jsou použity PR regulátory složené z proporčního regulátoru a rezonančního regulátoru. [7]

6.4 Rekonstrukce základní harmonické odebraného proudu

Aby bylo zajištěno řízení, je nutné zajistit zbytkovou křivku signálu. K tomu je zapotřebí měření odebraného proudu usměrňovačem a jeho křivka pro základní harmonickou. Pro vytvoření základní harmonické se použilo DFT. K tomu bylo zapotřebí navzorkovat odebraný proud se vzorky vzdálenými $1e-4$ do bufferu a dále přepočítán na výsledný signál podle následujících rovnic:

$$Real = \frac{\cos \cdot Buffer}{N/2} \quad (6.2)$$

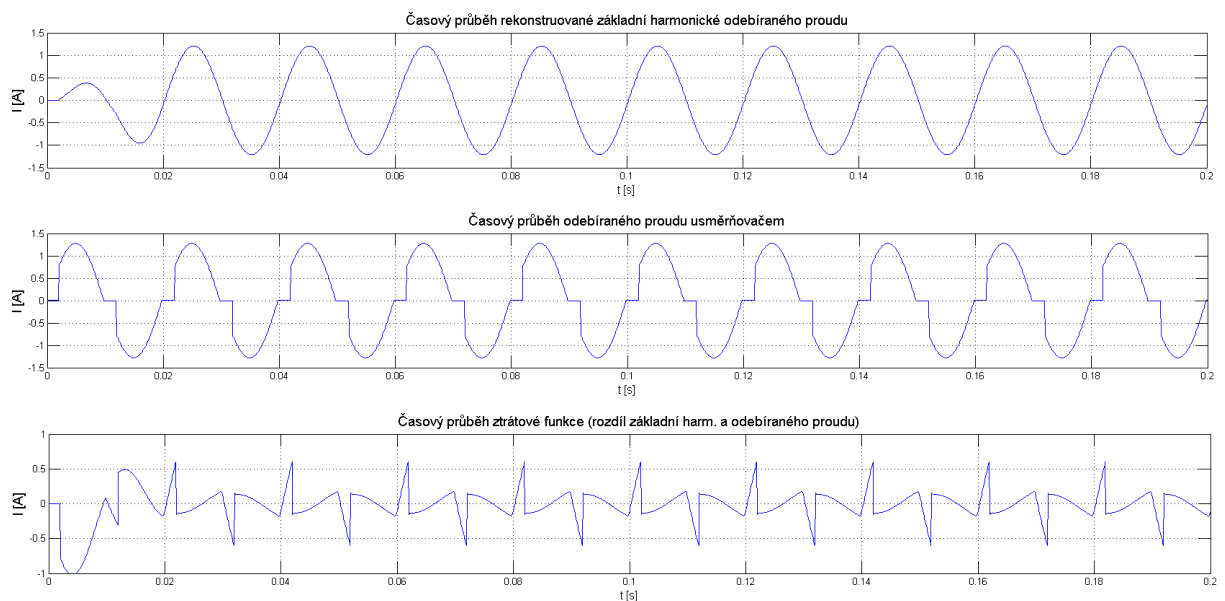
$$I_{mag} = \frac{\sin \cdot Buffer}{N/2} \quad (6.3)$$

$$Ampl = \sqrt{Real^2 \cdot Imag^2} \quad (6.4)$$

$$theta = \tan^{-1}\left(\frac{Real}{Imag}\right) \quad (6.5)$$

$$Y = Ampl \cdot \sin(theta) \quad (6.6)$$

kde cos a sin je vektor naplnění příslušnými hodnotami od 0 do 2π s krokem $dT=1e-4$, v bufferu jsou uloženy nasnímané hodnoty. Průběhy odebíraného proudu, vytvořeného ideálního proudu a jejich rozdíl, který nám dává zbytkovou křivku, kterou potřebujeme pro řízení jsou zobrazeny na obrázku 30 .



Obr. 30 Rekonstrukce základní harmonické a vytvoření ztrátové funkce

6.4.1 Parametry simulace v programu Matlab

Při simulaci pulzně šířkové modulovaného řízení bylo nutné nastavení více parametrů. Nastavení hodnot jako je napětí sítě nebo hodnoty zátěže zůstaly stejné, aby bylo možné porovnat výsledky. Tudíž veškeré parametry, jak silové části, tak hlavně řídicí části jsou vyobrazeny v tabulce 5. Nastavení PI regulátoru proběhlo, tak aby jeho proporční zesílení při spuštění způsobilo velký překmit filtrovaného proudu a integrační složka se nastavila podle proporční.

Tab. 5 Parametry simulace při PWM řízení

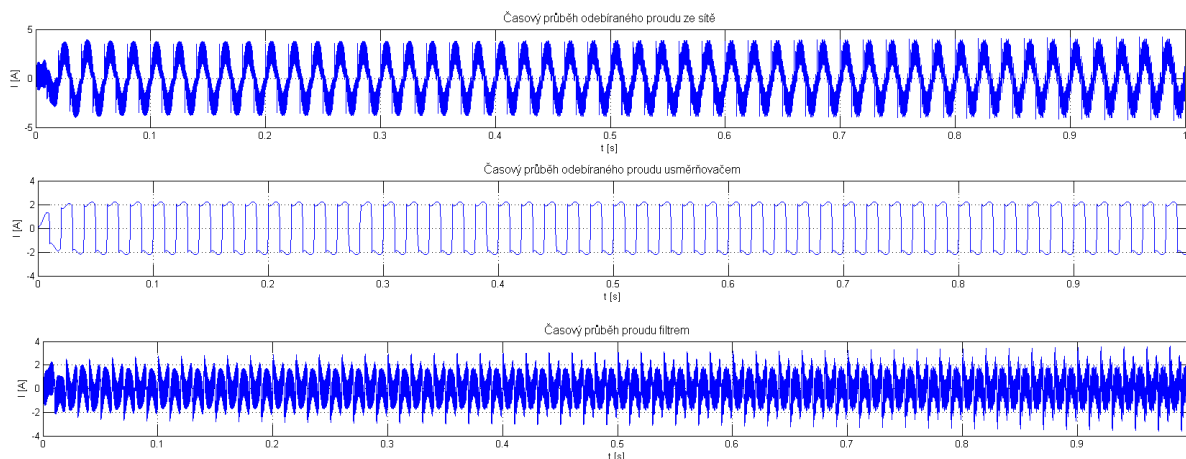
Us [V]	230
Udc [V]	450
<i>Parametry zátěže</i>	
R [Ω]	100
L [H]	0.1
<i>Parametry LCL filtru</i>	
L [H]	1e-3
Rf [Ω]	0.2
C [F]	60e-3
<i>Parametry modelu</i>	
Continuous solver	
<i>Parametry řízení</i>	
Amp. pily	0-450V
Frek. pily	10 kHz
<i>Rezonanční regulátory</i>	
K _{r, 1h}	-15
K _{r, 3h}	30
K _{r, 5h}	50
K _{r, 7h}	70
K _{r, 9h}	90
K _{r, 11h}	50
K _{r, 13h}	20
K _{r, 15h}	20
K _{r, 17h}	20
K _{r, 19h}	20
<i>PI regulátor</i>	
Prop. zesílení	10
Iteg. zesílení	1/10

Nastavení zesílení rezonančních regulátorů probíhalo postupně od regulátorů navržené pro nejnižší harmonické. Jejich zesílení se navrhovalo, tak aby dostatečně potlačily harmonické na jejich dané frekvenci, ale aby neměly za následek zhoršení nebo zastavení řízení. Dále byly natavovány tak, aby svými filtračními účinky neovlivňovaly ostatní rezonanční regulátory.

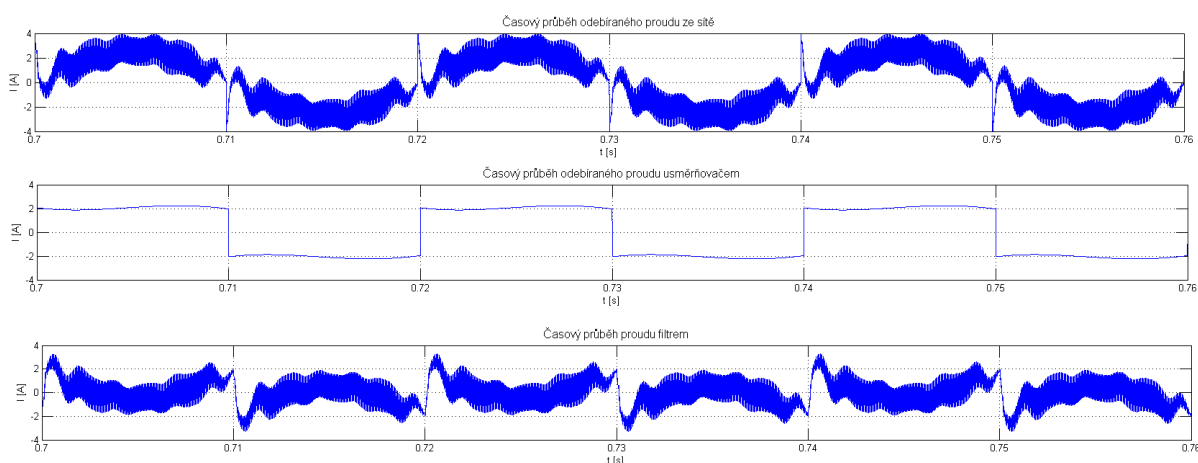
6.4.2 Simulace PWM řízení s aktivním filtrem LL

Jako u předchozích dvou metod, nejdříve se provedlo otestování řízení pouze s indukčností jako aktivní filtr. Při postupném nastavování řídicí smyčky bylo nejhlavnější nastavení zesílení jednotlivých regulátorů, jak PI regulátoru, tak rezonančních regulátorů. Z průběhu na obrázku 31 je patrné vidět, že odebíraný proud ze sítě má charakter sinusového průběhu, ale je rozkmitaný. To je lépe vidět na detailu těchto průběhu na obrázku 32.

Ale jelikož není v aktivním filtru žádný kondenzátor s kapacitou, tak řízení není schopno potlačit toto kmitání na spínací frekvenci řízení, které je 20 kHz.

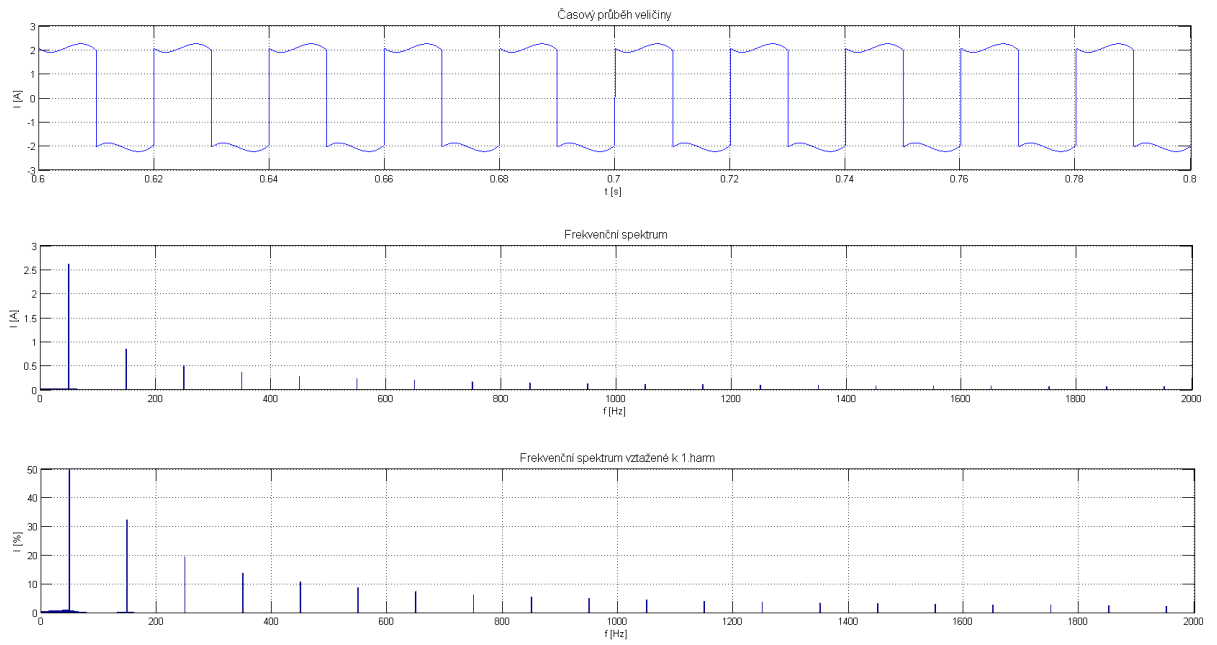


Obr. 31 Průběhy odebíraných proudů při PWM řízení bez C v aktivním filtru

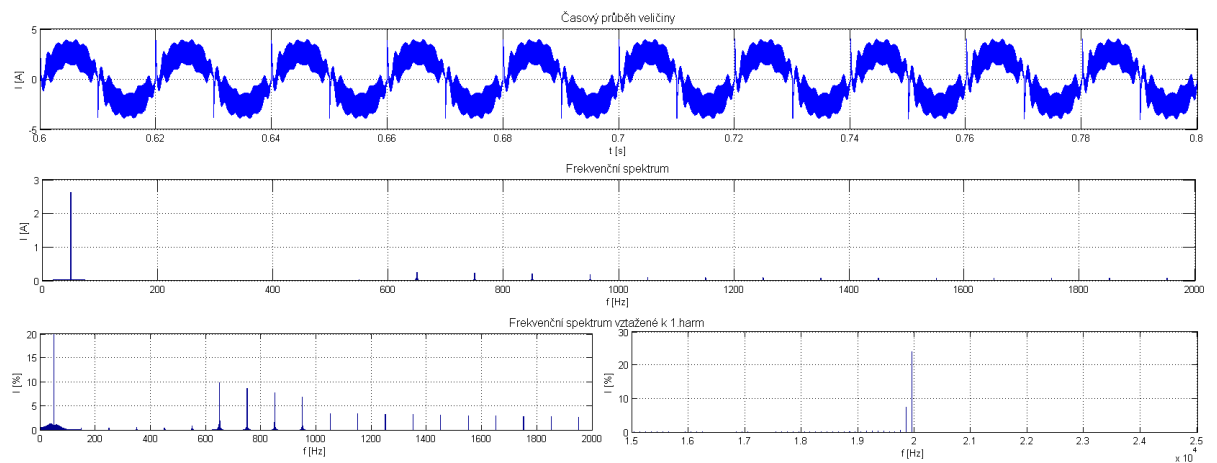


Obr. 32 Průběhy odebíraných proudů při PWM řízení bez C v aktivním filtru – detail

Abychom si potvrdili, že vyšší harmonické byly potlačeny a PWM řízení má snahu vytvořit z odebíraného proudu ze sítě sinus. Provedla se Fourierova analýza jak odebíraného proudu bez filtrace a pak s PWM řízení. Odebíraný proud nefiltrovaný je vidět na obrázku 33. Jak je patrné vyšší harmonické jsou obsaženy v odebíraném proudu a mají značný vliv. Na obrázku 34 je vidět, jak dopadne Fourierova analýza odebíraného proudu s PWM řízením a filtrem LL. Je vidět, že harmonické byly potlačeny, ale jak bylo zmíněno, jelikož ve filtru není kondenzátor, tak se do odebíraného proudu projevila spínací frekvence řízení a to 20 kHz. Tu se bude snažit potlačit přidáním kondenzátoru.



Obr. 33 Frekvenční spektrum odebíraného proudu bez filtrace

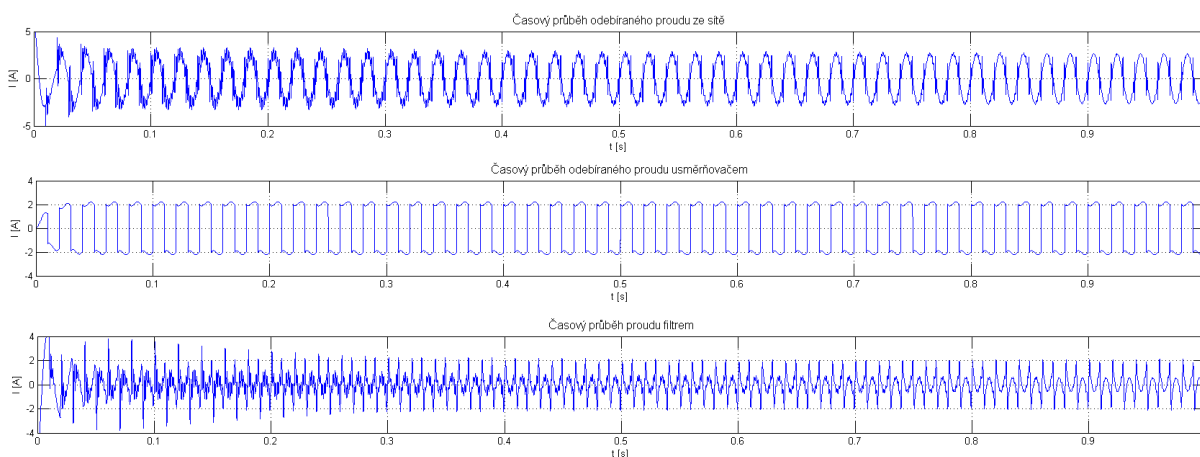


Obr. 34 Frekvenční spektrum odebíraného proudu při PWM řízení s filtrem LL

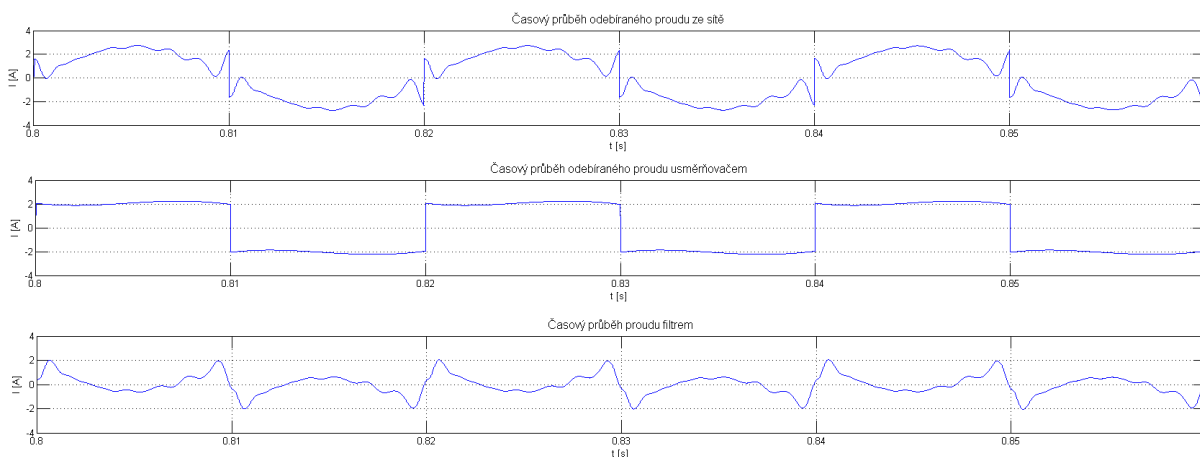
6.4.3 Simulace PWM řízení s aktivním filtrem LCL

Jak bylo dokázáno v předchozí části, PWM řízení bylo navrženo správně a funguje tak jak bylo předpokládáno. Jediným nedostatkem byla neschopnost filtrovat spínací frekvence řízení na hodnotě 20 kHz. Tento nedostatek by měl být odstraněn použitím aktivního filtru LCL, kde by přidaný kondenzátor měl zamezit kmitání proudu na rezonanční frekvenci.

Odebírané proudy při PWM řízení s aktivním filtrem LCL jsou zobrazeny na obrázku 35. Jak je patrné z průběhu kmitání odebraného proudu na spínací frekvenci bylo odstraněno, pro potvrzení je vyobrazen i detail odebraného proudu na obrázku 36.

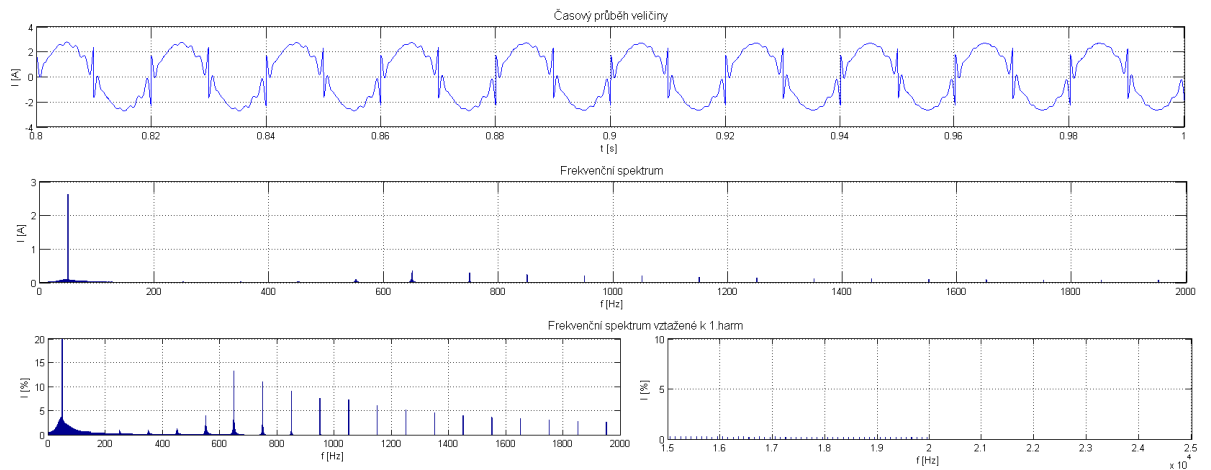


Obr. 35 Průběhy odebraných proudů při PWM řízení s aktivním filtrem LCL



Obr. 36 Průběhy odebraných proudů při PWM řízení s aktivním filtrem LCL – detail

Aby bylo potvrzeno, že spínací frekvence byla potlačena a nebylo zhoršeno potlačení harmonických, provedla se Fourierova analýza odebraného proudu ze sítě, která je zobrazena na obrázku 37. Jak je z frekvenčního spektra patrné, tak potlačení harmonických do 2 kHz zůstalo stejná jako při použití pouze aktivního filtru LL. Navíc díky použití LCL filtru byla potlačena i harmonická způsobená spínací frekvencí filtru.



Obr. 37 Frekvenční spektrum odebíraného proudu při PWM řízení s aktivním filtrem LCL

6.4.4 Shrnutí výsledků PWM řízení

Z výsledků simulace je patrné, že při použití aktivního filtru pouze jako LL došlo k potlačení harmonických, jak bylo zamýšleno, ale bohužel došlo k vytvoření na spínací frekvenci řízení. Tento problém byl odstraněn při použití kompletního filtru LCL.

Toto řízení je vhodné i z jiného hlediska. Jelikož spínací frekvence střídače a aktivního filtru je pouze 20 kHz je toto řízení výhodné pro použití v reálných aplikacích.

Další výhodou této metody řízení je, že se parametry řízení nemusí měnit při změně zátěže a to díky použití PI regulátorů a rezonančních regulátorů. Tato možnost není možná u předchozích dvou metod, pokud by nebyly upraveny.

7 Praktická realizace

Jelikož v simulaci bylo vyzkoušeno, že metoda řízení založená na pulzně šířkové modulaci je funkční a má parametry, které by se mohly provést na reálném měření. Nejprve bylo nutné vybrat, jaký procesor je nutno použít pro řízení regulační struktury. Byl vybrán procesor typ F28335p od firmy Texas instrument, který se používá při výuce předmětu MRP2. Program Matlab využit ke generaci kódu, který se následně pomocí využití programu Code Composer Studio 6.1.2 nahrál do mikroprocesoru. Aby byla možnost řídit zapínání jednotlivých řídicích struktur, jako je PI regulátor a rezonanční regulátory, byly do řídicí struktury přidány spouštěcí prvky. Tyto spouštěcí prvky jsou realizovány pomocí jednoduchých prvků Gain, kde na začátku spouštění programu v mikroprocesoru byla hodnota 0, aby bylo vypnuto řízení. Poté se nastavením na těchto spouštěcích prvcích nastavena hodnota 1 a tím bylo zapnuto řízení aktivního filtru. Tyto spouštěcí prvky se zapínají a vypínají v programu Code Composer Studiu podle jejich názvů, které se předtím nastavily v řídicí struktuře programu Matlab. Dále byla řídicí struktura rozšířena o proudovou ochranu. Tato ochrana při zjištění, že obvodem prochází vyšší proud, než byl povolen, vypne spínání tranzistoru střídače, aby nedošlo ke zničení přípravku. Proudová ochrana bude popsána dále.

7.1 Úprava řídicího schématu

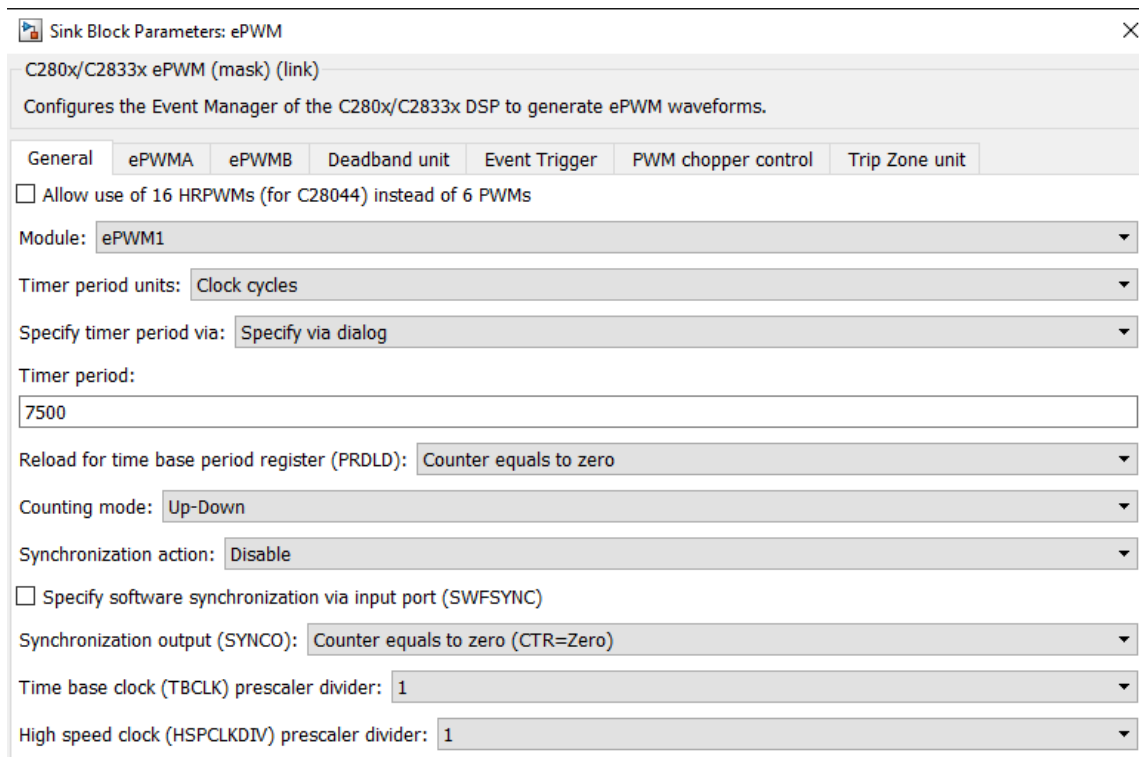
Prvním nezbytným krokem byla úprava řídicího schématu. Ze zapojení bylo nutné odstranit silovou část ze simulačního schématu a nechat pouze řídicí struktura, jelikož silovou část už není nutné simulovat. Nezbytná byla i úprava řídicího schématu, jelikož předchozí simulace řízení byla navená jako spojitá, bylo nutné ji zdiskretizovat, protože reálný mikroprocesor pracuje v diskretním čase s taktovací frekvencí. Logické nastavení diskretního kroku řízení pro praktické řízení je 10 kHz. Stejná frekvence jako je pilový průběh PWM řízení. Další nutný krok je zdiskretizovat PI regulátor, rezonanční regulátory a logiku PWM řízení.

7.1.1 Diskretizace rezonančních regulátorů

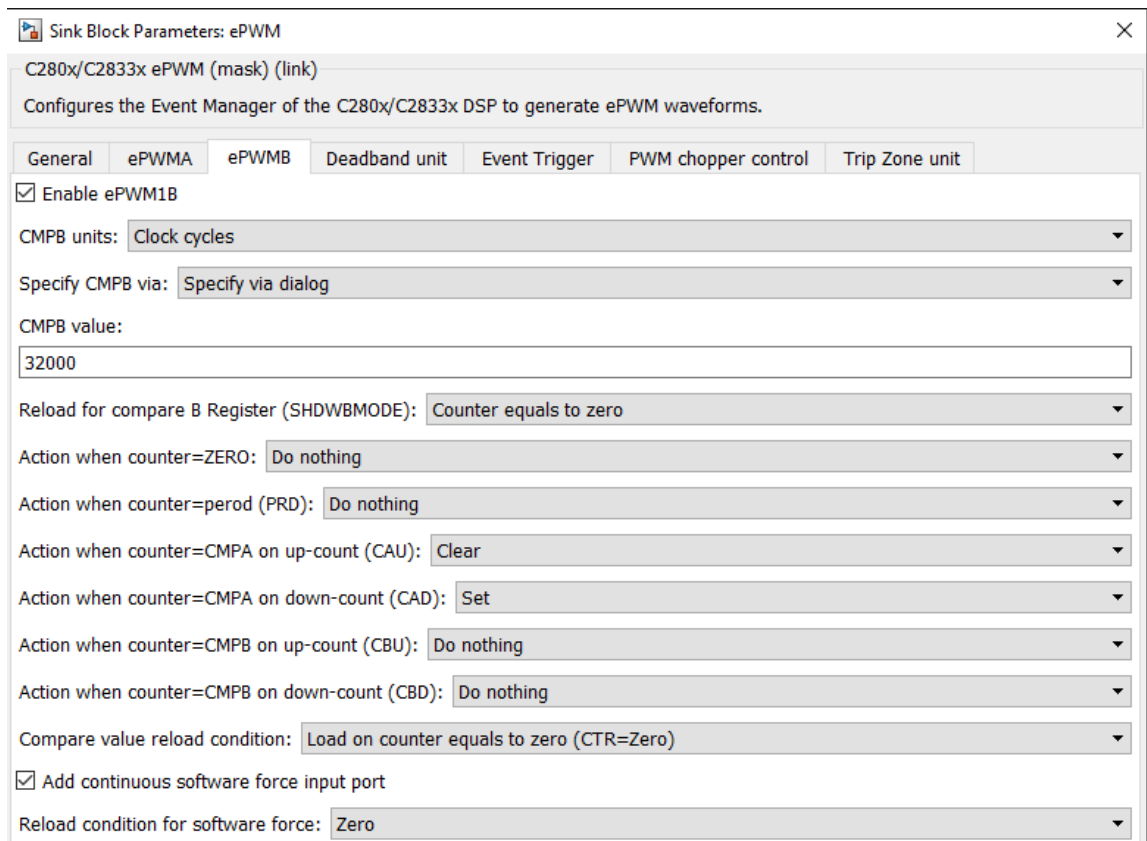
Rezonanční regulátory použité v předchozích simulacích byly spojitě, ale, aby fungovaly pod procesorem F28335p je nutné je zdiskretizovat. Na jejich zdiskretizování byla použita metoda matched metoda s vzorkovacím časem $1e-4$ a jejich následné převedení ze spojitého do diskretního formátu. Jejich nastavení zesílení a naladění na dané harmonické zůstalo stejné jako u spojitých verzí. Výsledné chování je totožné jako u spojitých rezonančních regulátorů, které byly použity dříve.

7.1.2 Přenastavení PWM logiky

Při simulacích jsem používal generátor signálu jako zdroj pilového průběhu pro porovnání PWM. Tento blok musel být taktéž nahrazen a to blokem PWM. V tomto bloku nastavuje velikost periody. Nastavená hodnota byla 7500 a nastavení čítací mód up-down, díky tomu je pilový průběh symetrický a velikost je 15000, jelikož vzorkovací frekvence procesoru je 150 MHz, tak hodnota nastavená v PWM odpovídá spínací frekvenci 10kHz. Dále aby bylo zabezpečeno správné načítání nových hodnot v předem stanovených časech, bylo nastaveno načítání nových dat, když period registr je na 0 hodnotě. Spínání jedné dvojice tranzistorů T1 a T3 je řízeno jedním blokem PWM, druhá dvojice tranzistorů T2 a T4 je řízeno druhým blokem PWM. Pro tranzistory T1 a T3 je nastavení pro ePWMA takové, že když hodnota v counter registru odpovídá velikosti v time periodu při náběžné hraně, tak se nastaví hodnota na výstupu do 1 a při sestupné hraně time registru se vynuluje výstup na PWM. Pro ePWMB je logika nastavení opačná. Pro řízení tranzistorů T2 a T4 je nastavené stejně jako pro T1 a T3. Nastavení PWM je zobrazeno na obrázkách 38 a 39.

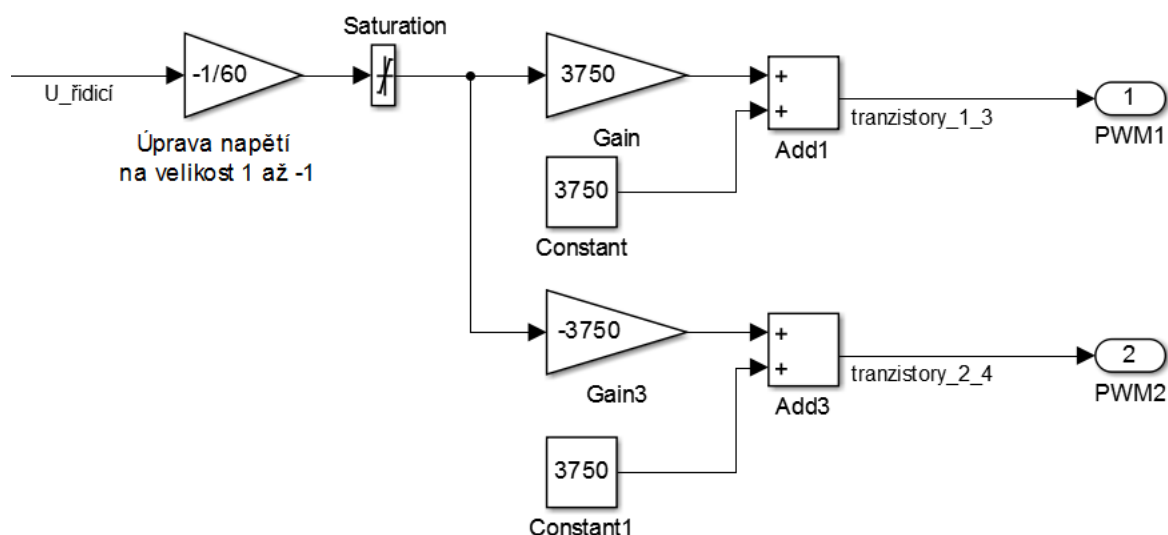


Obr. 38 Nastavení ePWM - general



Obr. 39 nastavení ePWM - logika

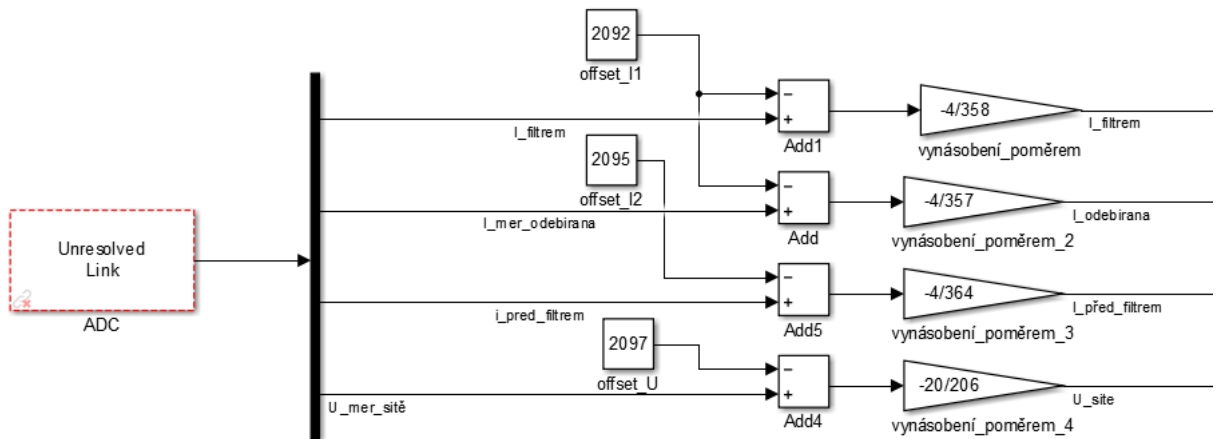
Aby bylo nastaveno správné spínání je upravena také předchozí logika vyhodnocení. Řídicí napětí je upraveno tak, aby bylo v hodnotách 1 až -1. Při tomto nastavení hodnota 1 odpovídá, že po celou dobu periody bude tranzistor otevřen. Pro hodnotu -1 odpovídá, že tranzistor bude po jednu periodu uzavřen, když řídicí signál bude 0 tak spínací poměr sepnutí/vypnutí bude 50%. Dále bylo nutné řídicí signál upravit na správnou hodnotu, aby mohl být porovnáván s compare registrem v bloku ePWM. Proto byl vynásoben o hodnotu 3750 pro tranzistory T1 a T3 a následně k němu byla přičtena konstanta 3750. Díky této úpravě bude výsledná hodnota při řídicím signálu 0 rovna polovině hodnoty time period registru a to hodnotě 3750, tomu odpovídá spínání v poměru 50%. Když řídicí signál bude roven hodnotě 1, tak výsledná hodnota pro blok ePWM bude 7500. Jelikož se blok ePWM pro tranzistory T2 a T4 je nastaven stejně jako pro první dvojici, tak je nutné upravit řídicí signál před vstupem do tohoto bloku. To bylo uděláno tak, že řídicí signál místo vynásobení hodnotou 3750, byl vynásoben -3750, tím se docílilo obrácení polarity následného řídicího signálu a díky tomu je pak spínání tranzistorů T2 a T4 inverzní k první dvojici. Logika úpravy řídicího signálu je zobrazena na obrázku 40.



Obr. 40 Úprava řídicího signálu pro blok PWM

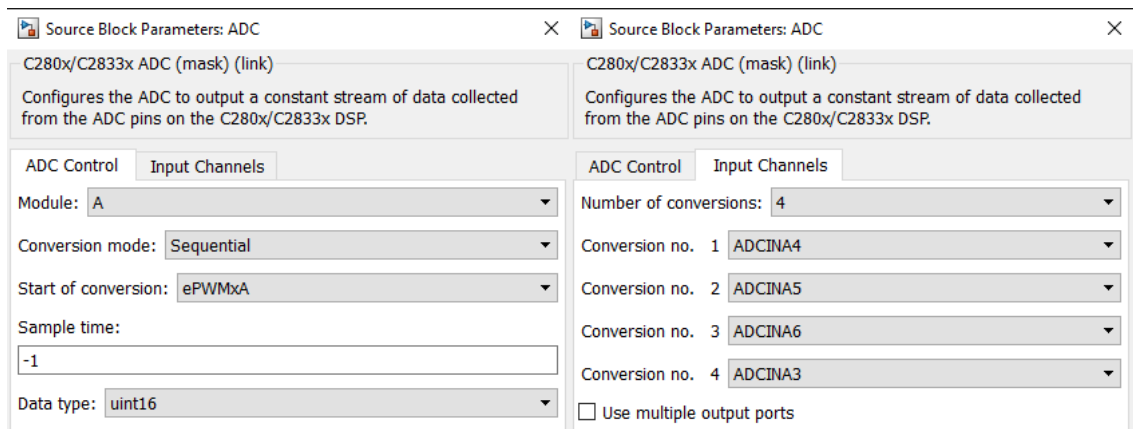
7.1.3 Nastavení ADC převodníku

V simulacích prováděné v programu Matlab se k měření proudů a napětí využívají bloky měření. Tyto bloky, ale pro použití na reálném přípravku nejde použít. Pro měření těchto veličin bylo potřeba použít ADC převodníků, který získává data z měřicích sond. Jelikož ADC převodník je 12 bitový tak získaná data jsou ve formě hodnot od 0 do 4095, je nutné je správně navzorkovat. Vzorkování se provedlo tak, že se skrz proudové sondy provedl vodič, který se připojil na napájecí zdroj. Při nastavení nulového proudu ze zdroje se odečetla hodnota na ADC převodníku, která byla 2092. Jelikož hodnota na výstupu ADC převodníku byla velice proměnná, musel se na výstup z ADC připojit mediánový filtr, aby byla odečtená hodnota co nejvíce přesná. Tato hodnota se vzala jako offset od nulového proudu. Dále byl na zdroji nastaven proud vodičem 4A a odečetla se hodnota na ADC převodníku a to 1734. Jakmile tyto hodnoty byly odečteny, tak se v řídicí struktuře provedla úprava, aby výsledná hodnota odpovídala skutečnému proudu, tak se hodnota offsetu odečetla od výstupu z ADC a pak se výsledný signál vynásobil poměrem velikostí proudu ze zdroje a rozdílem hodnot pro 0A a 4A. Jelikož při zvyšování velikosti procházejícího proudu se velikost na výstupu ADC snižovala, pak byl ještě výsledek vynásoben -1, aby bylo dodrženo správnosti polarity. Stejně se postupovalo pro ostatní proudové sondy a taktéž i pro napěťovou sondu. Použité schéma při řízení je zobrazeno na obrázku 41.



Obr. 41 Nastavení měřených hodnot z ADC

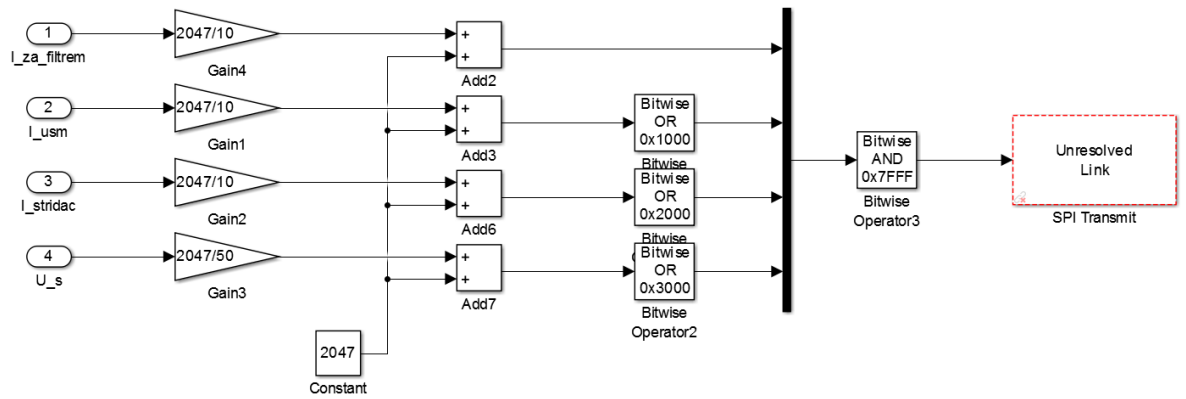
Nastavení bloku ADC bylo provedeno podle obrázku 42, na kterém je zobrazeno nastavení ADC, z něho je patrné, že začátek konverze převodníku je spojena s PWM signálem z bloku A. Dále je nastaven počet výstupů na 4 a to 3x pro proud a 1x pro napětí. Pro proudové sondy odpovídají vstupy ADCINA4,5,6 a pro napěťový je vstup ADCINA3.



Obr. 42 Nastavení ADC převodníku

7.1.4 Nastavení SCI komunikace

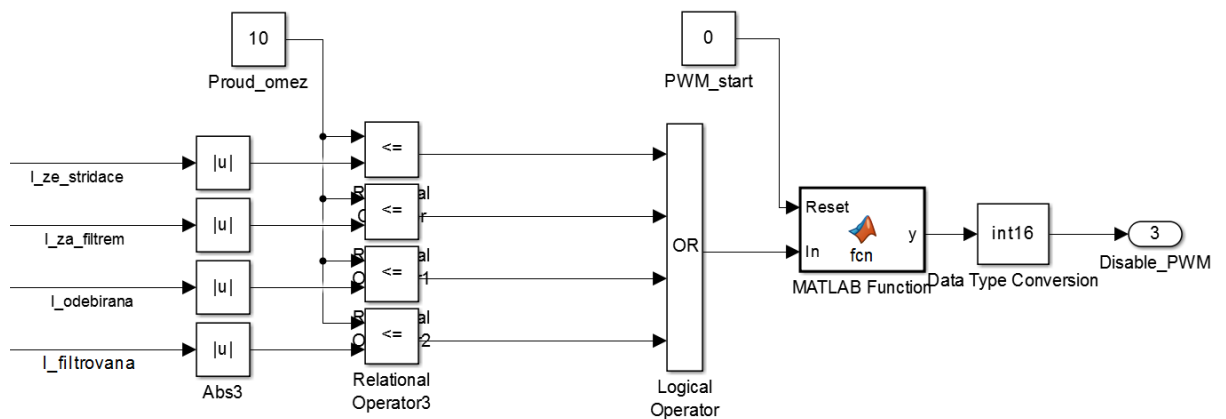
Nastavení SCI komunikace se provedlo za účelem kontroly signálů snímaných z ADC převodníku. Tato komunikace při základním přepojení umožňuje zobrazení jakýkoliv signálů v řídicí části. Signál, který je přiváděn do bloku SCI je nutné upravit. Jelikož SCI komunikace pracuje v oblasti signálu od 0 do 4095. Proto bylo nutné upravit signál podobně jako pro ADC převodník. Princip upravení je zobrazen na obrázku 43.



Obr. 43 Nastavení SPI komunikace

7.1.5 Nastavení proudové ochrany

Jak bylo uvedeno v této kapitoly, bylo nutné zavést proudovou ochranu. Řídicí struktura proudové ochrany je zobrazena na obrázku 44. Byla navržena tak, aby při jakémkoliv zjištění nadproudu vypnula spínání střídače. Byly snímány proudy ze střídače, za filtrem, odebíraný usměrňovačem a ze zdroje napájecího. Jestliže na vstup (In) funkce řízení proudu přijde logická 1, tak na výstupu funkce se také objeví log 0, která je posléze zavedena do bloku PWM, která zapříčiní vypnutí spínání PWM a zavedení do stavu vysoké impedance pro ochranu součástek. Funkce řízení proudové ochrany je přiložena v příloze C1.



Obr. 44 Nastavení proudové ochrany

7.1.6 Použité přístroje při praktické realizaci a hodnoty přístrojů

Jako řídicí prvek byl použit DSP s mikroprocesorem typu F28335p od firmy Texas instrument. Pro měření proudů a napětí byl použit DSP se 3 sondami proudovými a jednou napěťovou. Jako střídač byl použit třífázový střídač, který byl použit jako jednofázový. Jako spotřebič byl připojen diodový třífázový střídač, taktéž použit jako 1 fázový. Na stejnosměrnou část byl připojen autotransformátor a odpor. Zdroj, který byl použit jako

náhrada sítě, byl Aligent verze 6813B. Napájecí zdroj pro střídač byl Diametral verze P230R51D. Další použité součástky jako zopakování už uvedených se základními parametry jsou uvedeny níže:

Zdroj (použit jako náhrada napájecí sítě):

- Aligent 6813B AC Power source/ analyzer
- Evidenční číslo: 501482
- Nastavená hodnota: $U=20V$; $f=50$ Hz

Zátěž:

- Usměrňovač diodový
- Posuvný odpor: $R=13\Omega$, $I_{\max}=5,3$ A
- Regulovaný autotransformátor: evid. č. :11 7675

Aktivní filtr:

- Tlumivka sinusového filtru typu TZS : $L=1mH$, $I_{\max}=150$ A
- Kondenzátor: $C=60\mu F \pm 5\%$, $U_N=900V$

Střídač a jeho napájení:

- 3fázový střídač s IGBT tranzistory
- Zdroj pro střídač: Diametral P230R51D, ev. č.:209533 , $U=60$ V

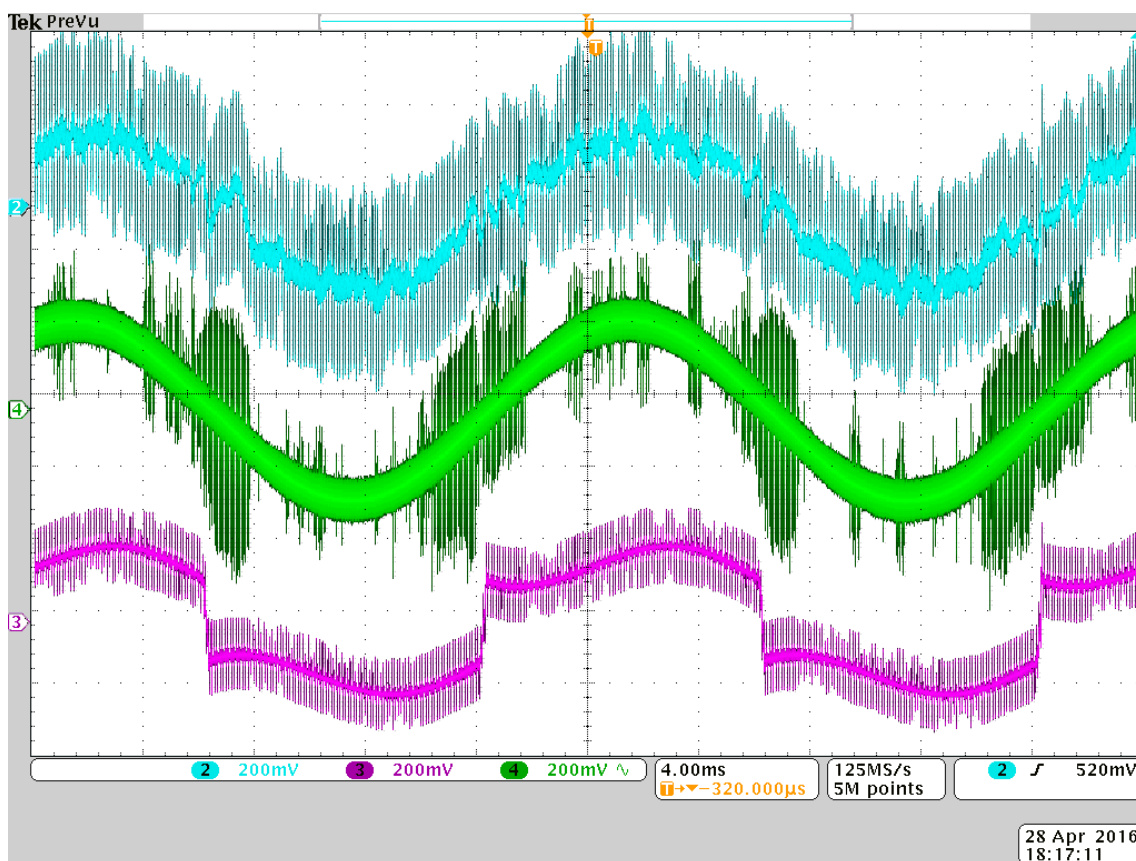
Řídicí prvky:

- DPS s mikroprocesorem F28335p
- Program Code Composer Studio 6.1.2

7.2 Postup měření a výsledky měření s aktivním filtrem typu LL

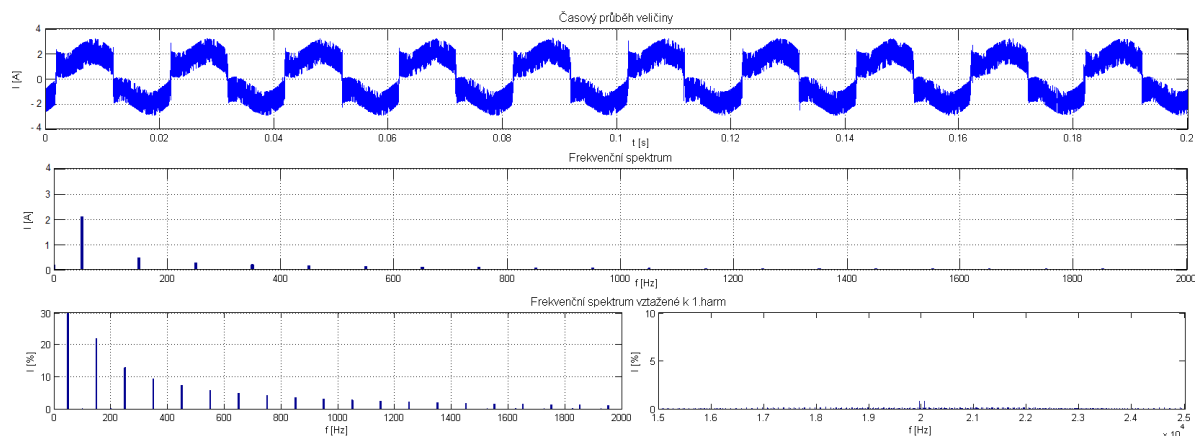
Ze simulačních výsledků vyplynulo, že je vhodné pro vyzkoušení funkčnosti řízení nejdříve použít filtr pouze typu LL, proto i měření na reálném přípravku nejdříve proběhlo pouze tímto typem filtru. Jak bylo uvedeno dříve problémy při reálném řízení by mohly vzniknout při převzorkování naměřených hodnot ze sond nebo při spouštění jednotlivých řídicích částí. Proto při měření se nejdříve zkontrolovalo, zda ADC převodník udává skutečnou hodnotu. Dále se řídicí části zapínaly postupně. Nejdříve byla zapnuta kompenzace základní harmonické. Když bylo zkontrolováno, že tato kompenzace funguje, byl připojen k řízení i PI regulátor. Dále byly postupně připínány rezonanční regulátory k řídicí struktuře. Nakonec byly zapnuty všechny řídicí struktury a byla z osciloskopu exportována data a uloženy průběhy, které byly zobrazeny.

První naměřený obrázek 45 odpovídá zapojenému řízení aktivního filtru se všemi prvky. Obsahuje 3 průběhy, z toho na kanálu 2 (modrý) odpovídá filtrovanému napětí odebíraného ze zdroje. Kanál 3 (ružový) odpovídá odebíranému proudu usměrňovačem. Poslední kanál 4 (zelený) je vytvořený ideální průběh základní harmonické pomocí DFT v bloku řízení. Veškeré sondy, které se použily, byly nastaveny na 100mV/A, jednoduchým odečtením z průběhu lze říci, že špičková hodnota odebíraného proudu ze sítě je okolo 2A.



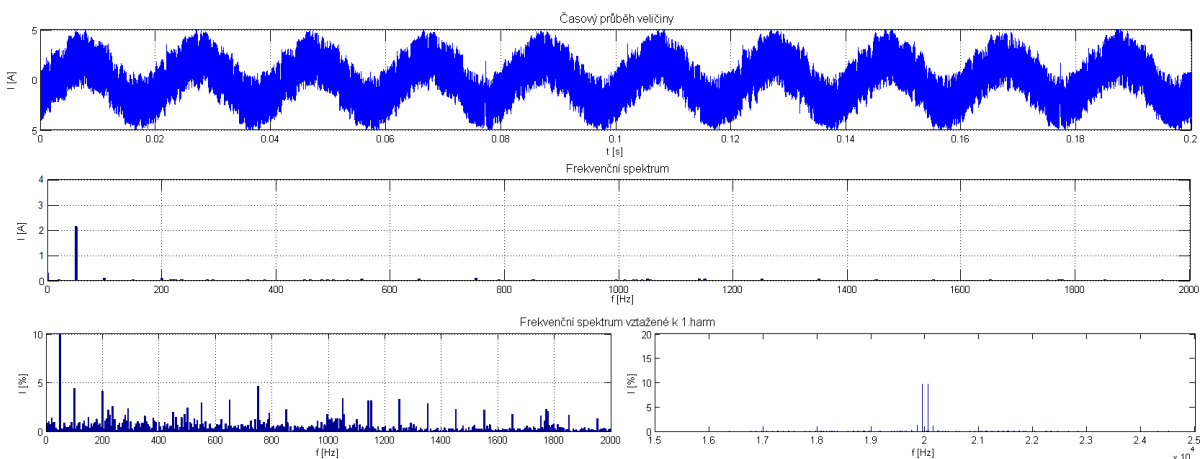
Obr. 45 Průběhy proudů odebíraného ze sítě, střídačem a proud základní harmonické vytvořený pomocí DFT z osciloskopu

Z exportovaných byl následně pomocí skriptu v programu Matlab vytvořen samostatný průběh proudu a pro tento průběh byla provedena Fourierova analýza, aby bylo možné porovnat výsledky při zapnutém řízení, obrázek 46. Z výsledných průběhů lze říci, že odebíraný proud usměrňovačem obsahuje vyšší harmonické v oblastech do 2 kHz.



Obr. 46 Průběhy odebíraného proudu usměrňovačem

Následně byla provedena Fourierova analýza i pro odebíraný signál ze zdroje při zapnuté filtraci. Z průběhu je vidět, že se blíží sinusovému průběhu více než nefiltrovaný. Z frekvenčních charakteristik lze říci, že vyšší harmonické do 2 kHz byly sníženy, ale vznikla nová harmonická na spínací frekvenci. Tyto výsledky reflektují zjištěné informace ze simulace.

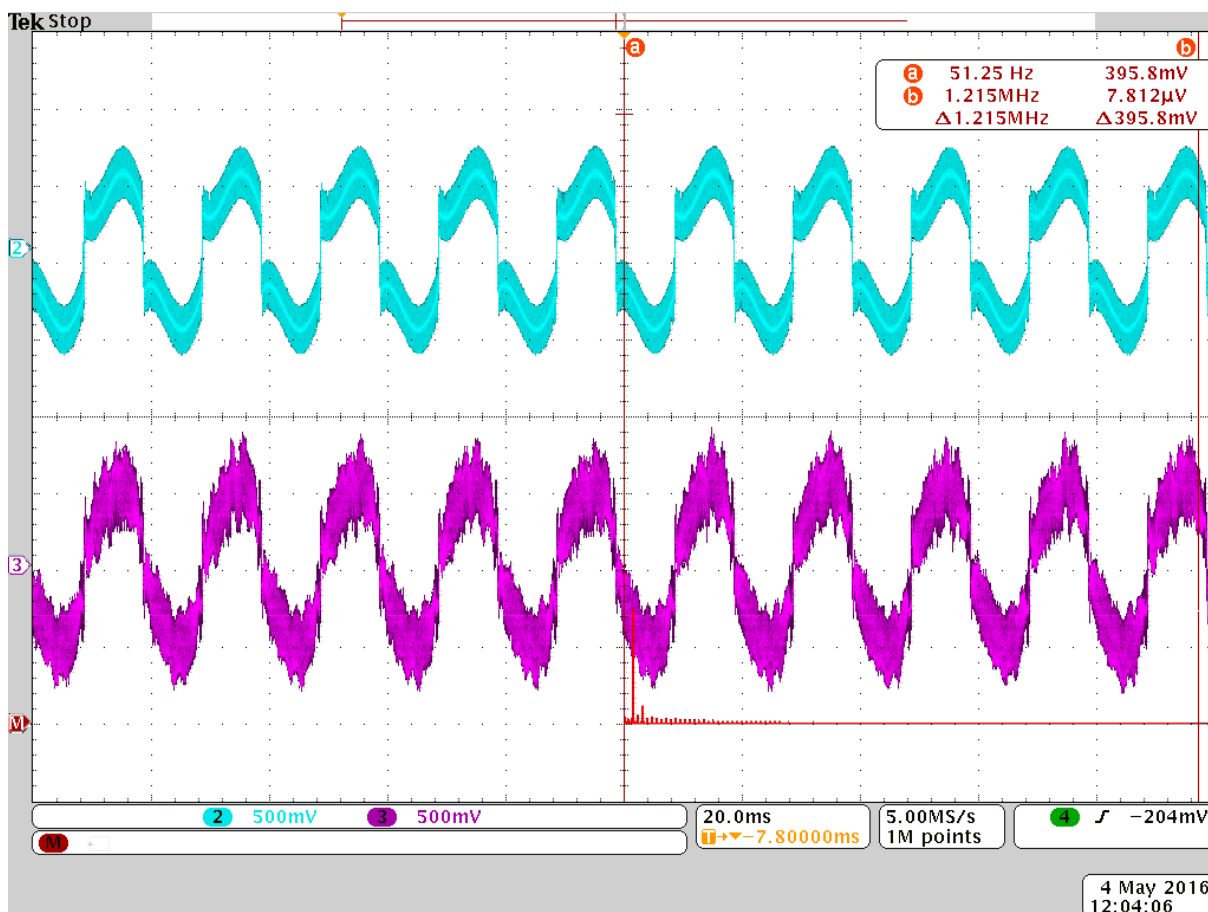


Obr. 47 Průběh odebíraného proudu při PWM řízení s aktivním filtrem LL

7.3 Postup měření a výsledky měření s aktivním filtrem typu LCL

Měření s filtrem typu LL ukázalo, že navržené řízení je vhodné pro dané zapojení. Jak už bylo ukázáno ze simulací, nebyla tato verze řízení s aktivním filtrem typu pouze LL schopná potlačit harmonickou vzniklou spínací frekvencí aktivního filtru. To by mělo být schopno potlačit řízení s použitím aktivním filtrem LCL.

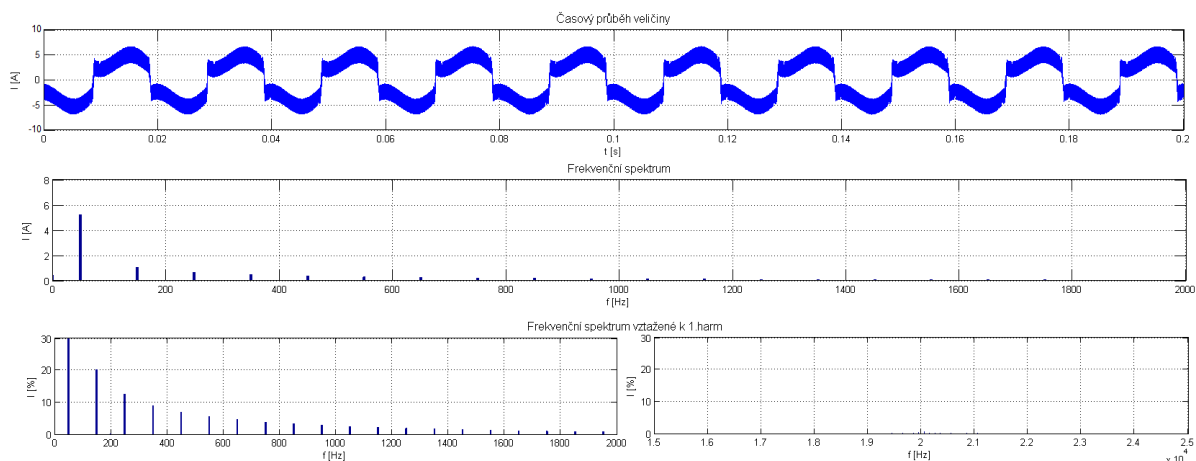
Na prvním zobrazeném průběhu z osciloskopu na obrázku 48, kde kanál 2 (modrý) je průběh proudu odebíraného usměrňovačem. Kanál 3 (ružový) je proud odebíraný ze zdroje neboli filtrovaný proud, který by měl mít charakter sinusového průběhu. Z tohoto zobrazení lze těžko posoudit jeho charakter, ale odebíraný proud ze zdroje se tvarově blíží více sinusovému průběhu než odebíraný usměrňovačem. Ale aby bylo možné podložit výsledky daty, proto byla provedena pro oba průběhy Fourierova analýza.



Obr. 48 Průběhy proudů odebíraného usměrňovačem a ze sítě z osciloskopu

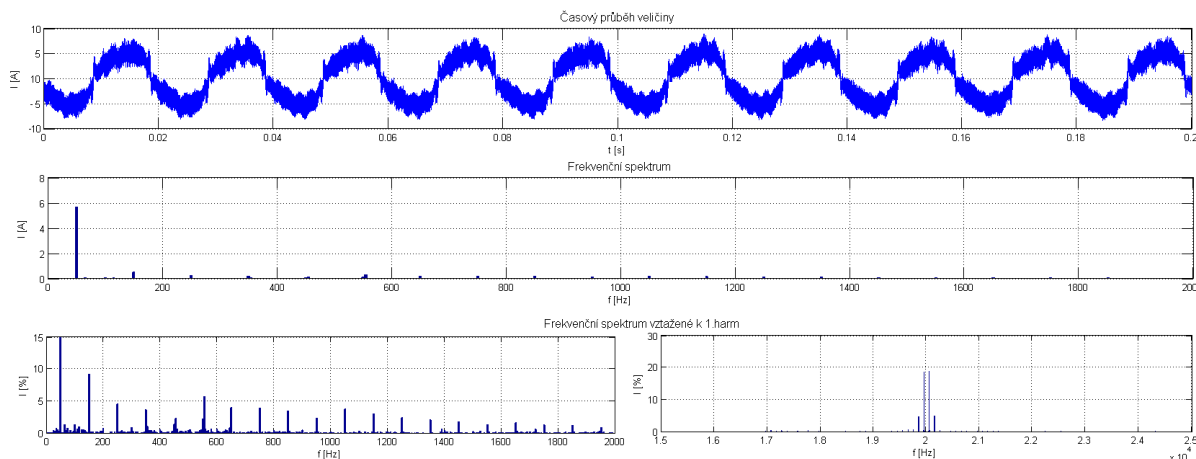
Fourierova analýza se provedla pro oba signály, jak pro odebíraný pouze usměrňovačem, tak pro celkový odebíraný ze zdroje.

Analýzou proudu odebíraného usměrňovačem bylo potvrzeno (zobrazen na obrázku 49), že má stejný charakter jako při použití pouze filtru LL a ve frekvenční charakteristice lze vidět, že liché harmonické do 2 kHz mají značný vliv.



Obr. 49 Průběh odebíraného proudu usměrňovačem

Odebíraný proud ze zdroje (obrázek 50) při zapnutém řízení vykazuje známky zlepšení v oblasti harmonických do 2 kHz. Předpokladem bylo, že se i harmonická vzniklá spínací frekvencí filtru, která je na 20 kHz také potlačí, jak bylo dokázáno v simulacích. Ve skutečnosti se tato harmonická nepotlačila. Při tomto zjištění se provedla úprava řídicí části, která neměla vliv na snížení této harmonické.



Obr. 50 Průběh odebíraného proudu ze zdroje s filtrem LCL

7.4 Shrnutí výsledků praktického měření

Při měření s aktivním filtrem pouze jako LL, bylo dokázáno, že řídicí struktura upravená tak, aby byla použitelná na mikroprocesoru F28335p, je funkční a dokáže potlačit harmonické, kromě harmonické odpovídající spínací frekvenci. Tuto harmonickou mělo potlačit použití aktivního filtru LCL, bohužel to se nestalo. Předpokladem, proč se tak nestalo, je to, že jako zdroj, který měl zastupovat napájecí síť nebyl tvrdým zdrojem, a proto mohlo dojít k tomuto problému, jelikož simulace nám ukázala, že při použití filtru LCL se tato harmonická potlačí.

Závěr

Na začátku diplomové práce bylo popsáno, co to jsou rušivé signály a jaké jsou jejich zdroje. Dále byly popsány problémy vzniklé odběrem proudu se špatným účínkem a návrhy na vhodné kompenzační zařízení, jejich dělení a vliv na napájecí síť. Tato diplomová práce se zabývá řízením aktivního filtru, proto byl hlavně brán zřetel na popis aktivních filtrů a jejich koncepce. V práci byly popsány definice a průběhy neharmonických veličin, jejich matematický popis a metody na analýzu jejich průběhů jako je Fourierova analýza a také činitelé zkreslení. Na konci teoretické části byl popsán matematický model aktivního filtru typu LCL.

Další částí diplomové práce bylo vytvoření a simulace různých řídicích struktur. Byly provedeny tři druhy řízení a to: Hysterezní řízení, Delta řízení a Řízení založené na pulzně šířkové modulaci.

Při simulaci hysterezního řízení bylo zjištěno, že toto řízení se základní řídicí strukturou je nevhodné pro zadaný typ filtru. Jelikož u aktivního filtru typu LCL vzniká fázové zpoždění, nebylo řízení schopno docílit toho, aby odebíraný proud ze sítě měl sinusový charakter. Proto se provedla simulace s aktivním filtrem tvořeným pouze z indukčnosti. Při tomto zapojení bylo řízení schopné docílit, aby proud odebíraný ze sítě měl sinusový charakter s potlačenými harmonickými v oblasti nízkofrekvenčního rušení, ale způsobilo vznik harmonické na frekvenci spínání střídače, který byl použit pro napájení aktivního filtru. Dále tato metoda měla spínací frekvenci na vysokém kmitočtu okolo 160 kHz, což by bylo pro použití na skutečném přípravku také nežádoucí. Aby tato metoda řízení byla vhodná, bylo by nutné ji rozšířit o predikční výpočet hodnot proudu na filtru a odpovídajícímu napětí střídače.

Delta řízení mělo obdobné výsledky jako hysterezní řízení. Při simulaci aktivního filtru LCL bylo toto řízení nepoužitelné. Proto se taktéž provedla simulace s filtrem, který měl jen indukčnost. Pro tento filtr bylo delta řízení schopno odebíraný proud ze sítě vylepšit na sinusový průběh, který byl rozkmitán na frekvenci spínání střídače, která taktéž byla 160kHz, tudíž byla moc vysoká pro praktické použití. Jak bylo uvedeno u hysterezního řízení, vylepšení této metody řízení o prediktivní výpočet proudů, by mohlo pomoci.

Při simulaci řízení založené na pulzně šířkové modulaci se postupovalo z výsledků předchozích metod. Nejdříve se vyzkoušelo řízení pouze s aktivním filtrem složeným jen z indukčnosti. Výsledky této simulace nám ukázaly, že toto řízení taktéž dokáže filtrovat harmonické v oblasti nízkofrekvenčního rušení a má za následek vznik harmonické na spínací frekvenci střídače, která byla na 20 kHz., protože frekvence pilového signálu byla 10 kHz. Jelikož tato spínací frekvence je podstatně nižší než u předchozích metod a nachází se

v oblasti, kde LCL filtr vykazuje útlum -60dB/dek , byl předpoklad, že při použití filtru typu LCL by mohla být potlačena. Tato domněnka byla potvrzena další simulací, kde se podařilo potlačit jak harmonické v oblasti nízkofrekvenčního rušení, tak také spínací frekvenci střídače. Proto jsem tuto metodu zvolil k praktickému vyzkoušení.

Praktická realizace se prováděla pro řízení založené na pulzně šířkové modulaci. Jako řídicí prvek byla použita DSP s procesorem F28335p. Pro použití v tomto procesoru byla nutná úprava řídicí struktury a to hlavně její diskretizace, která je popsána v kapitole 7. Z důvodu bezpečnosti byla použita náhrada sítě a to pomocí zdroje Aligent 6813B. Dále bylo z důvodu bezpečnosti sníženo napětí a to tak, že napětí na zdroji Aligent bylo 30 V a napětí na střídači bylo nastaveno na 60V. Po těchto úpravách byla otestována řídicí struktura s filtrem složeným pouze z indukčnosti. Naměřené výsledky jasně ukazovaly, že byly potlačeny harmonické v oblasti do 2 kHz, ale měly jako důsledek vznik harmonické na frekvenci 20 kHz. Výsledky tohoto měření odpovídaly simulačním výsledkům. Následně proběhlo měření s aktivním filtrem typu LCL. Předpokladem ze simulace bylo potlačení harmonické na 20 kHz, což ale nebylo úspěšné. Na této frekvenci bylo zaznamenáno snížení, ale ne jako v simulaci. Příčinou, že se tak nestalo, je nejspíše použití zdroje Aligent jako náhtada za napájecí síť, jelikož tento zdroj není tvrdý jako napájecí síť. Při použití jiného zdroje, který by vykazoval tvrdý charakter, by mělo být použité řízení funkční, ale toto měření se neprovádělo

Seznam použité literatury

- [1] DŘÍNOVSKÝ, J., FRÝZA, T., SVAČINA, J., KEJÍK, Z., RŮŽEK, V., ZACHAR, J. Elektromagnetická kompatibilita. MJ Servis s.r.o., Božetěchova 133, 612 00 Brno, ISBN: 978-80-214-4202-3 (CS)
- [2] MOLNÁR, Miloš. *Zlepšení účinníku v energetice a návrh kompenzačních prostředků*. EMCOS s.r.o [online]. Teplice, 2001, 9 [cit. 2016-05-11]. Dostupné z: http://www.emcos.cz/pdf/zlepseni_uciniku_MM-2001.pdf
- [3] KŮS, Václav, Jiří SKÁLA a Jiří HAMMERBAUER. *Elektromagnetická kompatibilita výkonových elektronických systémů*. Praha: BEN - technická literatura, 2013. ISBN 978-80-7300-476-7.
- [4] KŮS, Václav. *Nízkofrekvenční rušení*. V Plzni: Západočeská univerzita, 2003. ISBN 80-7082-976-1.
- [5] KŮS, Václav. *Vliv polovodičových měničů na napájecí soustavu*. Praha: BEN - technická literatura, 2002. ISBN 80-7300-062-8.
- [6] VONDRÁČEK, František. *Výkonová elektronika*. Plzeň: Západočeská univerzita, 1998. ISBN 80-7082-485-9.
- [7] BLAHNÍK, V. *Algoritmy řízení a regulace sestavy trakčního měniče se středofrekvenčním transformátorem*. KEV-FEL-ZČU Plzeň : 2011, 111 s.

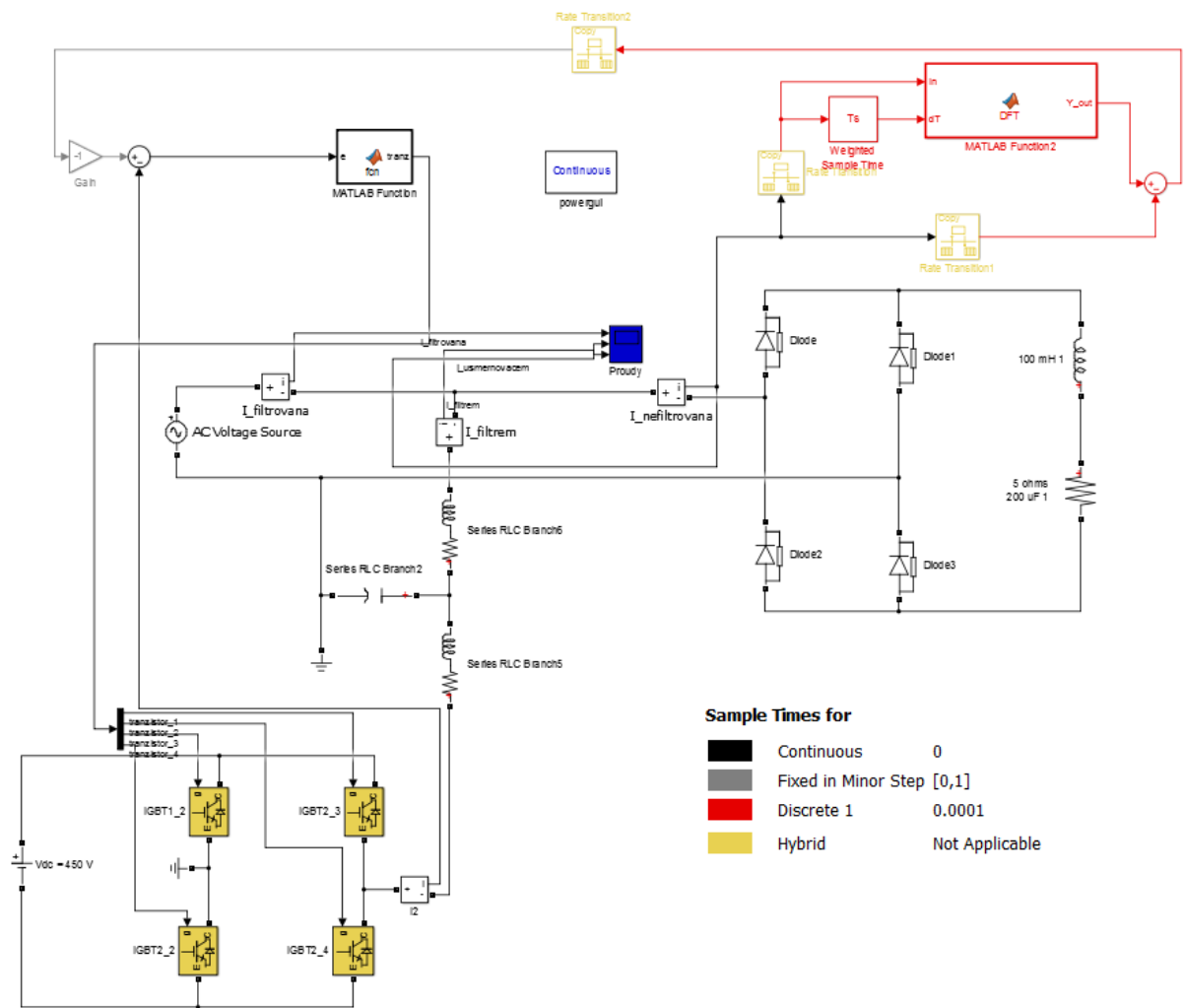
Přílohy

Příloha A Hysterezní řízení

Příloha A1 Řídicí funkce hysterezního řízení

```
function tranz = fcn(e)
%#codegen
hyst=0.2; % nastavení hystereze
persistent stav;
if isempty(stav)
    stav=0;
end
tranz=[0;0;0;0];
if (e>hyst)     stav=1;
end
if (e<-hyst)   stav=-1;
end
if (stav==0)   tranz=[0;0;0;0];
end
if (stav==1)   tranz=[1;0;0;1];
end
if (stav==-1)  tranz=[0;1;1;0];
end
```

Příloha A2 Schéma z prostředí Simulink



Sample Times for

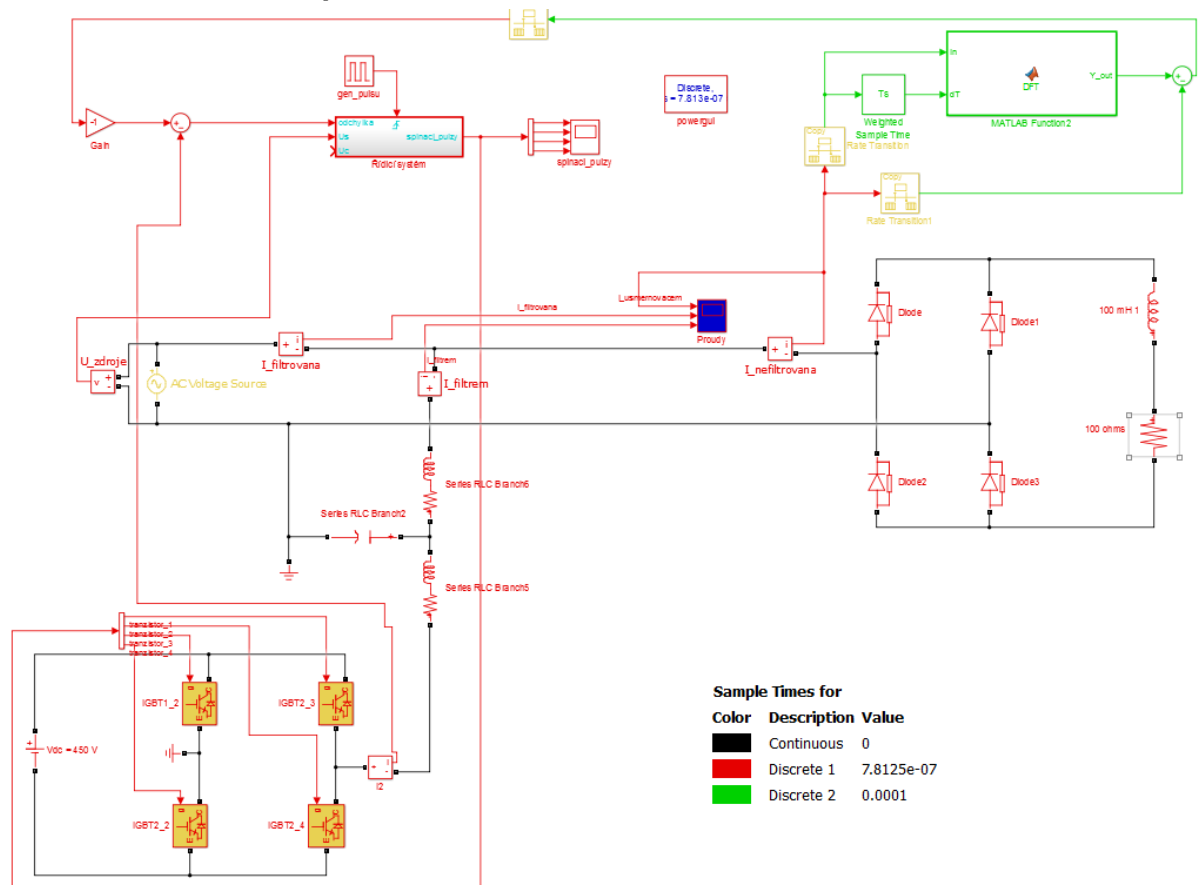
Continuous	0
Fixed in Minor Step [0,1]	
Discrete 1	0.0001
Hybrid	Not Applicable

Příloha B Delta řízení

Příloha B1 Řídicí funkce delta řízení

```
function tranz = fcn(e,Us,Uc)
persistent stav;
if isempty(stav)
    stav=0;
end
tranz=[0;0;0;0];
if (e>0 && Us>0)    stav=1;
end
if (e>0 && Us<0)    stav=0.5;
end
if (e<0 && Us<0)    stav=-1;
end
if (e<0 && Us>0)    stav=-0.5;
end
if (stav==0)    tranz=[0;0;0;0];
end
if (stav==1)    tranz=[1;0;0;1];
end
if (stav==0.5)  tranz=[1;0;1;0];
end
if (stav==-1)   tranz=[0;1;1;0];
end
if (stav==-0.5) tranz=[0;1;0;1];
end
```

Příloha B2 Schéma z prostředí Simulink



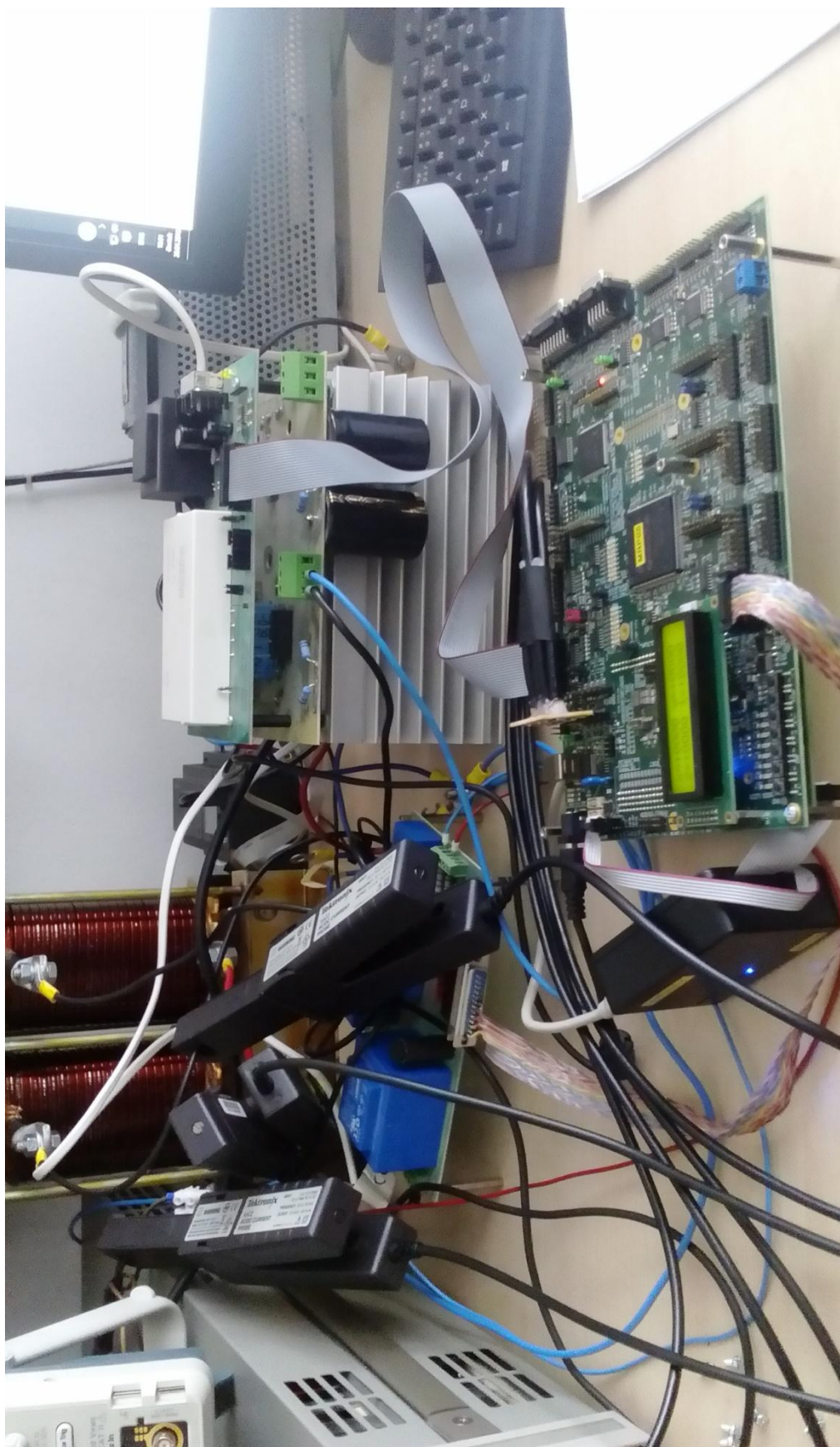
Příloha C Řízení založené na pulzně šířkové modulaci

Příloha C1 Řídicí funkce proudové ochrany

```
function y = fcn(In,Reset)
%#codegen
persistent s Resetz;
if isempty(s)
    s=1;
    Resetz=0;
end
if ((In==0) && (Reset==1) && (Resetz==0))
    s=0;
end
if ((In==1) || (Reset==0))
    s=1;
end
Resetz=Reset;
y=s;
```


Příloha D Fotky laboratorního pracoviště

Příloha D1 Pohled na celkové zapojení



Příloha D2 Pohled DSP s procesorem F28335p

